



HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET

FOLYÓIRATA

XLI. évfolyam

BUDAPEST

1990

12

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

XLI. évfolyam, 1990. 12. szám

Felelős szerkesztő:

DR. TÓFALVI GYULA

Szerkeszti a szerkesztőbizottság

A szerkesztőbizottság elnöke:

HORVÁTH IMRE

Szerkesztők:

ANGYAL LÁSZLÓ

DR. FLESCHE ISTVÁN

MÉREY IMRÉNÉ

SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ

SZERKESZTŐBIZOTTSÁG:

HTE

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, Sztaics Ákos

MEV

Rovatvezető: Kászonyi László

Tudományos szerkesztő: Dr. Kormány Teréz,

Balogh Albert, Csornai László,

Czermann Mihály, Hidas György,

Huszka Zoltán, Dr. Ligeti Róbertné,

Dr. Mátrai Géza, Dr. Motál György,

Schödl Ervin

ORION

Rovatvezető: Dr. Somogyi András

Tudományos szerkesztő: Dr. Frigyes István

Denk Attila, Froemel Károly,

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

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.

BHG ORION TERTA

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXXVI. évfolyam, 1990. 12. szám

ROVATOK

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

ROVATGAZDÁK

HTE (H)
TKI (□)
BHG (#)
TERTA (↔)
ORION (*)
MEV (†)
REMIX (Δ)

ROVATTÁRSÁK

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

TARTALOM

DR. TÓFALVI GYULA: Úgy gondolom	289
DR. BARANYI ANDRÁS: Megújul a Híradástechnika	290
DR. FÖLDVÁRINÉ OROSZ JULIANNÁ - DR. HENK TAMÁS - DR. SIMONYI ERNŐ: Koncentrált paraméterű és mintavétele- zett szűrők együttes amplitúdó - és fázis approximációja	292
PAPP GYÖRGY: Petri - gráfok alkalmazása véges automaták és proto- kollok modellezésére	301
FRIGYES ISTVÁN - JUHÁSZ LÁSZLÓ - MOLNÁR BÉLA - PACHER ISTVÁN: Bitveszteség nélküli átkapcsoló 140 Mbit/s adatátviteli sebességre	312
DR. IJJAS GÁBOR: Talajnedvesség térképezés repülőgépfedélzeti mikro- hullámú rádióméterrel	319
DR. BALOGH ALBERT: Megbízhatóságnövelési program és annak ma- tematikai modellje	324
Beszámoló a Rádiótelefon Fórumáról (Elekes József)	338
DR. CSIZMADIA ELEK - HOPKA ALBERT: Réz és antimon katalizált szilícium-oxidációs folyamatok tanulmányozása eutektikus elem- rögzítésnél	341
Tartalmi összefoglalások	344

Készült: a POLYGON nyomdában.

Felelős vezető: Surman József

1134. Budapest, Lehel u. 4/e

Úgy gondolom ...

Úgy gondolom, be kell látnom, hogy most, csak töredékét „mondhatom el” annak, amit nagyon szeretnék. Azt hiszem, hogy egy főszerkesztő-váltás pillanatának belső feszültségéből és egy főszerkesztői „úgy gondolom” véges terjedelmi lehetőségéből adódó zavart nem kell indokolnom.

Eredetileg, nyolc esztendővel ezelőtt, úgy terveztük Dr. Almássy György professzor úrral, Tudományos Egyesületünk akkori főtítkárával, hogy a főszerkesztő-váltást, két ötéves periódusidő után, 1992 végén hajtjuk végre.

Az azóta végbement magyar társadalmi-gazdasági és főleg műszaki-tudományos változások módosították tervünket és jóval előbb érlelték meg a váltás szükségességének mai, korábbi idejét. Igaz, hogy ezen társadalmi méretű tényezőknél túl, döntő erejű volt az is, hogy ebben a „vihár”-ban megrendült az a feltételrendszer is, amelyre tudományos folyóiratunk koncepcióját annak idején építettük.

A 80-as évek elején, amikor Tudományos Egyesületünk a folyóirat főszerkesztői teendőinek végzésével megbízott, természetes volt, hogy folyóiratunk jövőjét és tartalmát, a magyar elektronikai ipar, a Magyar Posta, az egyetem, a főiskolák, és több kutató-fejlesztőhely szakmai-tudományos bázisára és együttműködésére, ugyanakkor tartalmi-gazdasági alapjait, a magyar elektronikai ipar hat rovatgazda (BHG, MEV, ORION, REMIX, TERTA, és TKI) vállalatára (intézetére) építsük és ezek magas szintű, alkotó részvételét, tudományos szerkesztői rendszer bevezetésével segítsük elő.

Megjegyzés: Most, csupán emlékeztetésképpen idézem fel, hogy a 80-as évek kezdete, a magyar elektronikai ipar progresszív időszakának utolsó éveit voltak még akkor is, ha egyre több jel figyelmeztetett már bennünket egy nagy „földrengés” közeledésére.

Felismerve a főszerkesztő-váltás előrehozásának szükségességét, azt kértem Tudományos Egyesületünk idején, március 21-i közgyűlésén, hogy az 1990-es évet – tudományos folyóiratunk szempontjából – tekintsük átmeneti évnévként és év végével hajtsuk végre a váltást.

Egy új folyóirat-koncepcióra és a főszerkesztő személyére kiírt pályázat alapján – az elmúlt hetekben – Dr. Baranyi András, a Távközlési Kutató Intézet tudományos tanácsadója, a műszaki tudomány kandidátusa kapott megbízást Tudományos Egyesületünk től, a főszerkesztői feladat végzésére.

Dr. Baranyi András régi szakértője, szerzője és szerkesztője HÍRADÁSTECHNIKA c. folyóiratunknak. Alkotó részese volt a 80-as évek elején lezajlott váltásnak, az akkori folyóirat-koncepció kidolgozásának és kiemelkedő egyénisége ma is, az azóta működő Szerkesztő Bizottságnak.

Egyesületünk döntésének megfelelően tehát, az Ő vezetésével és az Ő koncepciójának megfelelő formában és tartalommal jelenik meg tudományos folyóiratunk, 1991. januárjától. Egyesületünk érdekében is nagyon megbízunk sikerében!

Eredeti elképzelésem szerint, az előző gondolatok után szerettem volna közreadni nyolc esztendő főszerkesztői tapasztalatát, melyet terjedelmi korlátok miatt most csupán egyetlen mondatba sűrítve mondhatok el:

FELEJTHETETLENÜL SZÉP VOLT!

Ezt az áradást csak az értheti igazán, aki már csinálta és ismeri azt a felemelő érzést, amit sok-sok kínlódás, küzdelem, stb. ellenére is akkor kapunk, amikor egy-egy megjelenő új számot kezünkbe vesszünk és az első borítót felhajtván olvasni-lapozni kezdjük azt.

A nyolc év során nem csak dolgoztam, el is adósodtam. Eladósodtam Tudományos Egyesületünk felé, a rovatgazda vállalatok felé, a Szerkesztő Bizottság, a kiadó, a nyomda, a bírálók, és főleg az Olvasók felé.

Úgy gondolom, bármilyen terjedelmi korlátok is szorítanak, ez az utolsó pillanat, hogy adósságaim törlesztésére legalább kísérletet tegyek.

Köszönöm,

- *Tudományos Egyesületünknek a megiszteltő bizalmat és egy életre szóló élmény lehetőségét.*
(Azt, hogyan sikerült megfelelni ennek a bizalomnak, nem én dönthetem el. Csupán egyben lehetek biztos: a staféta botot átvettük, tovább vittük és váltónk kezébe adtuk. Én már tudom, hogy csupán ez is mekkora érték.)
 - *a rovatgazda vállalatoknak és vezetőiknek az anyagi-erkölcsi háttérét.*
(Ebbe a háttérbe a megjelenés biztonságán túl, még az az áldozat is beletartozik, hogy a rovatgazda vállalatok egy része (BHG, MEV, ORION, TERTA) saját folyóiratukat is feláldozták azért, hogy a HÍRADÁSTECHNIKA megjelenése töretlen lehessen.)
 - *a közös munkát, a Szerkesztő Bizottság azon tagjainak, akik vállalt feladataikat, nyolc esztendőn át, töretlenül elvégezték.*
(Tudom, hogy ők is életre szóló élményt kaptak ebben a munkában – megérdemelten.)
 - *a közös munkát a Kiadónak is és a sok-sok nyomdának is.*
(Köszönöm, még akkor is, ha a nyolc év legmélyebb és legkeservesebb kudarcait ezen a területen kellett átélnem. Szerencse, hogy minden szélsőséges vita, minden pillanatában tudtam, hogy (NEM A HAJÓ, HANEM A TENGER!)
 - *a bírálóknak, a bírálókat.*
(Az igaztalanokét is köszönöm. Azokét is köszönöm, akik csak a célt látták, de az utat nem. És azokét is, akik nem csak bíráltak, hanem ütöttek is.)
 - *az Olvasóknak azt, hogy az alkotók társai voltak.*
(Tudom, most sok mindenért elnézést kellene kérnem. Például a késésekért, a nyomdai hibákért, stb. – de jót rosszat mérlegre téve látnunk kell, hogy ez a „staféta” nem védett pályán haladt, hanem hegyen-völgyön-vizen át és a közben megoldott feladat szakmai-társadalmi értéke messze-messze több volt, mint a közben elviselt bosszúságok súlya.)
- A váltással – számomra – nem ért véget a felelősség. Mint Tudományos Egyesületünk jelenlegi elnöke, mindenben segíteni kívánom új főszerkesztőnk és a Szerkesztő Bizottság munkáját, kötelességből is, szolgálatból is.
- Kérésem csupán egy van: Vigyázzanak az átvett staféta-botra. El ne ejtsék! Tudom, hogy a legnehezebbet kértem. A nyolc esztendő megtanított arra, hogy sok-sok szent cél van, de ezek közül is a legszentebb az élet folytonossága.
- Úgy gondolom, hogy az előző gondolatokon túl egy halaszthatatlan kötelességem is van:
- Úgyis, mint a HÍRADÁSTECHNIKA eddigi főszerkesztője, úgyis, mint Tudományos Egyesületünk elnöke,
- a HÍRADÁSTECHNIKA minden olvasójának,
Tudományos Egyesületünk minden tagjának,
ERŐT, HITET ÉS BÖLCSESSÉGET
KÍVÁNJAK AZ ÚJ ESZTENDŐHÖZ.

Dr. Tófalvi Gyula

Megújul a HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKA négy évtizede szolgálja a tudományos igényű szakmai tájékoztatás ügyét az elektronika, elsősorban a távközléstechnika témakörében.

A gyors ütemű változások időről időre szükségessé teszik a lap szerkesztési elveinek újragondolását. Napjainkban az elektronika válságos periódusban van Magyarországon. A piaci lehetőségek beszűkültek, a vállalatok struktúrája átalakításra szorul, a technológiai feltételek korszerűtlenek, túlságosan nagy létszámú munkaerő állít elő rossz hatékonysággal nehezen eladható termékeket. A szakterület helyzete a régi struktúrák megfigyelése alapján reménytelennek tűnik. Kollégáink nagy többsége bizonytalan: bizonytalanok munkalehetőségei, elvesztette hitét a régi vezetési módszerekben, de még nem láthatja a jövő struktúráit, szakismereteinek értéke gyorsan avul, új ismeretek szerzését kevés tényező motiválja. Másfelől azonban mindannyian tudjuk azt is, hogy szakembereink és elsősorban a fiatalok szellemi képessége, alkotó energiája, vállalkozási készsége nem apadt el, létezik és lehetőséget ad egy új arculatú, rugalmas vállalkozási formák között működő elektronikai ágazat létrehozására, amely lényegesen csökkentett létszámmal, fejlett technológiák telepítésével, a piac által is elfogadott termékeket és szolgáltatásokat állít elő. Ma még csak első kezdeményezéseit látjuk ennek a megújulásnak. Létre jöttek magánvállalatok, megindult a nagy állami vállalatok átalakulása, külföldi tőke bevonásával vegyes vállalatok alapítása. A folyamat azonban nagyon lassú, sok buktató és kitérő akadályozza. A válságos időszak lerövidítése természetesen elsősorban gazdasági intézkedéseken múlik. Az újrakezdéshez azonban szükség van a szakmai értékek fenntartására, a szellemi energiák új irányokba terelésére, a sikeres kezdeményezések széles körű bemutatására. A következő években folyóiratunkat ennek a célnak a szolgálatába kívánjuk állítani.

Az elektronika és távközlés remélt megújulása elsősorban a hazai távközlés rekonstrukcióját célzó nagyszabású beruházási programhoz fog kapcsolódni. Ezért lapunk fontos feladata, hogy tájékoztatást adjon a távközlési program szakmai és gazdasági vonatkozásairól a megvalósítás során fellépő tervezési, gyártási, üzemeltetési és képzési problémákról.

Napjaink információáradatában nehéz az eligazodás, ezért úgy véljük, olvasóinkat akkor tájékoztatjuk a legjobban, ha a jövőben számainkat egy-egy fontos témakörre fókuszáljuk. A tematikus számok szerkesztésére kiemelkedő személyiségeket kérünk fel, akiknek széles körű áttekintése biztosítéka lesz lapunk magas szakmai színvonalának.

A magyar távközlés fejlesztésében meghatározó szerepet játszanak az egyre bővülő nemzetközi együttműködések. Így fontos, hogy olvasóink közvetlenül ismerjék meg a hazai fejlesztések szempontjából lényeg-

ges külföldi irányzatokat, és ezzel egyidejűleg tájékoztatást kapjanak a nemzetközileg is érdemleges hazai eredményekről. E cél szolgálatában lapunk a jövő évtől váltakozva angol és magyar nyelven jelenik meg. Angol nyelvű számainkat olyan témaköröknek szenteljük, amelyekben a hazai tevékenységek nemzetközi érdeklődésre tarthatnak számot. Angol számainkban kéthavonként magyar szerzők mellett ismert külföldi szerzők cikkeit is közöljük, így lehetőség nyílik a kiválasztott témakör sokoldalú, összehasonlító értékelésére.

Magyar számainkban kéthavonként a hazai fejlesztések szempontjából meghatározó jelentőségű témakörök rendszerező áttekintését tervezzük, ahol a hangsúlyt nem elsősorban az újdonságértékű eredményekre, hanem a didaktikus ismeretközlésre kívánjuk helyezni. Így a hazai távközlés megújulásának időszakában a vállalatok irányítói és a mérnöki munkát végző szakemberek rendszeresen tájékozódhatnak egy-egy témakör legújabb fejleményeiről és a kapcsolódó gazdasági kérdésekről.

A kiemelt témát tárgyaló cikkek mellett a jövőben több rendszeres rovatot tervezünk.

A termékek-szolgáltatások rovatban megvalósított eszközöket, berendezéseket, szoftver termékeket és szolgáltatásokat ismertetünk.

Az egyedi cikkek rovatban a szám témájától független cikkeket közlünk.

Gazdaság-kutatás-oktatás rovatunkban a magyar távközlés fejlődését meghatározó gazdasági összefüggésekkel, a kutató és fejlesztő munka lehetőségeivel és a szakemberképzés kérdéseivel foglalkozunk.

A hírek-események rovatban az elektronikai vállalatokat érintő eseményekről, személyi hírekről és fontosabb rendezvényekről adunk rövid beszámolókat.

Olvasóink véleménye rovatunkban a lapban közölt cikkekhez kapcsolódó megjegyzések mellett a magyar elektronika általános problémáival foglalkozó véleményeknek is helyet kívánunk adni.

A jövő évtől lapunk új címlappal, modernebb formátumban jelenik meg. Az esztétikus megjelenést jobb papírminőség és javított nyomdatechnika biztosítja.

Bízunk abban, hogy a tartalmi és formai szempontból megújult HÍRADÁSTECHNIKA sikeres lesz kollégáink körében, és tematikus számainkat referenciaként használják a jövőben. Szeretnénk, ha angol nyelvű számainkat külföldön is megismernék és így lapunk is hozzájárulhatna nemzetközi kapcsolataink erősítéséhez.

Kérjük, tanulmányozza át 1991. évi témáinkat és előfizetési feltételeinket. Reméljük, hogy elgondolása-

ink megnyerik tetszését, és jövőre Önt is előfizetőink sorában üdvözölhetjük.

A lap kialakításával kapcsolatos véleményét, ötleteit, publikálásra szánt kéziratát tisztelettel várja a megújuló lap főszerkesztője

Dr. Baranyi András
1026. Gábor Áron u. 65.
Tel.: 1351-097

HÍRADÁSTECHNIKA 1991. évi témái és vendégszerkesztői

Január	Satellite communication	Dr. Baranyi András tud. tanácsadó, TKI	Július	Nonlinear circuits	Dr. Ladvánszky János tud. főmts., TKI
Február	Digitális rádió	Battistig György tud. főmérnök, TKI	Augusztus	Mobil hírközlés	Dr. Pap László egy. docens, BME HEI
Március	CAD of communication networks	Dr. Géher Károly egy. tanár, BME HEI	Szeptember	Microwave integrated circuits	Dr. Gottwald Péter egy. adjunktus, BME EET
Április	Mikroelektronika	Dr. Kormány Teréz egy. docens, BME EET	Október	Digitális telefonközpontok	Dr. Frajka Béla egy. docens, BME HEI
Május	Microwave measurements	Dr. Kása István tud. oszt. vez., TKI	November	Optoelectronic devices	Dr. Lendvai Ödön igazgatóh., MÜFI
Június	Digitális jelfeldolgozás	Dr. Simonyi Ernő tud. főoszt. vez., TKI	December	TV elektronika	Dr. Ferenczy Pál egy. tanár, BME HEI

Előfizetési díj

HTE egyéni tagjai részére	
1 évre (12 szám)	480 Ft
Egyéb hazai előfizetők részére	
1 évre (12 szám)	2900 Ft
Külföldi előfizetők részére	
1 évre (6 angol szám)	60 USD
1 évre (12 szám)	90 USD

Kérjük, hogy előfizetési szándékát az alábbi szöveggel szíveskedjék jelezni a Híradástechnikai Tudományos Egyesület titkárságán, Budapest V., Kossuth Lajos tér 6-8. 1055

Megrendelem a HÍRADÁSTECHNIKA folyóiratot.
Tudomásul veszem, hogy a lap összegű előfizetési díja az első szám kézhezvétele után esedékes.

Név:

Cím:

.....

Koncentrált paraméterű és mintavételezett szűrők együttes amplitúdó- és fázisapproximációja

DR. FÖLDVÁRINÉ OROSZ JULIANNÁ –
DR. HENK TAMÁS – DR. SIMONYI ERNŐ
Távközlési Kutató Intézet

Összefoglalás

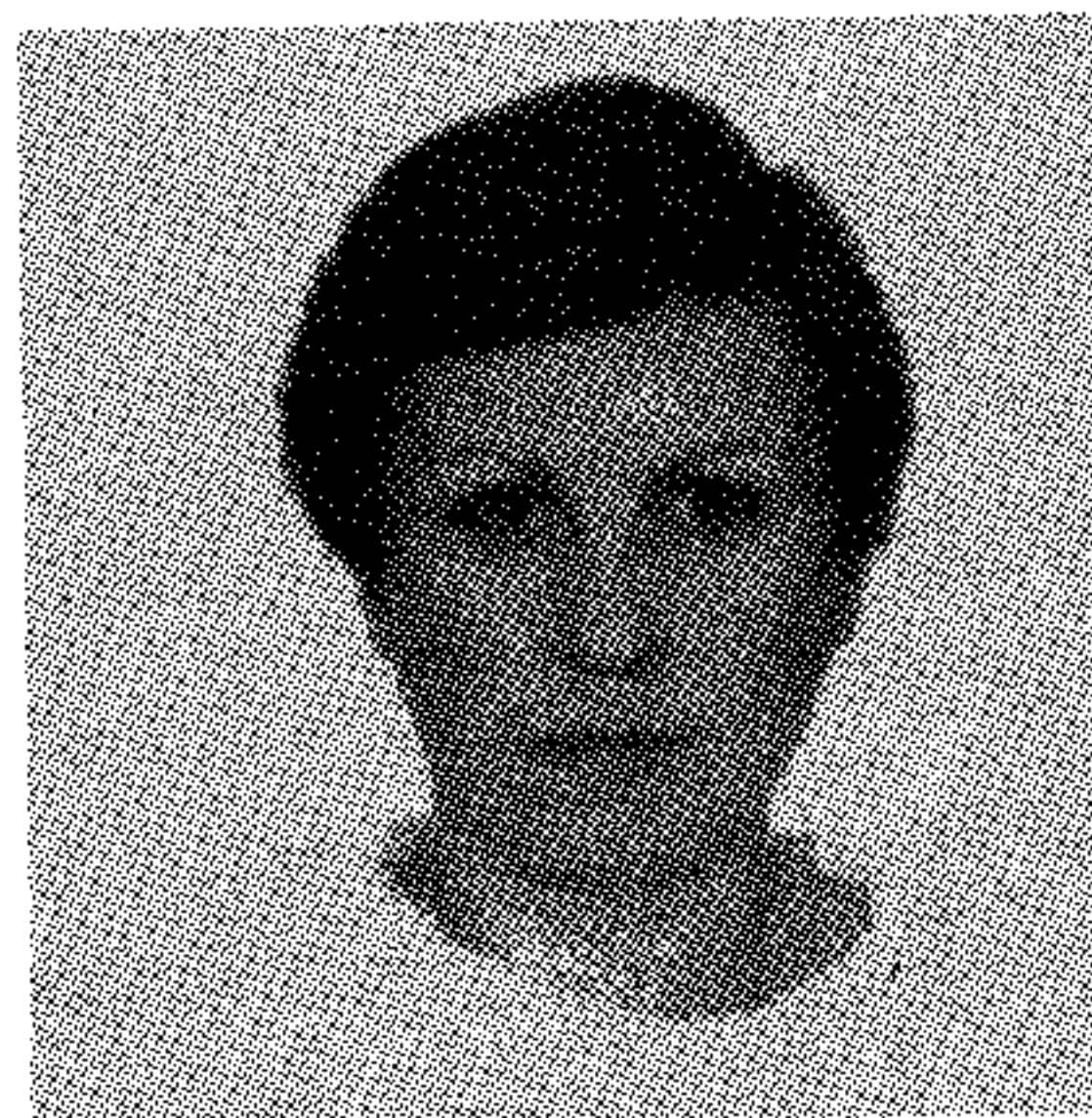
Együttes amplitúdó- és fázisapproximációs módszert mutatunk be koncentrált paraméterű és mintavételezett szűrők tervezésére. A realizációk köre az LC, CCD, aktív RC, kaszkád SC szűrőktől a digitális vagy hullámdigitális IIR-szűrőig terjed. Az approximáció alap gondolata a nem minimálfázisú szűrő minimálfázisú szűrőre és mindentátesztő korrekorra történő dekompozíciója. Így az amplitúdó- és fázisapproximáció felváltva végezhető. Mindkét approximáció speciális függvények lineáris interpolációján alapul. A cikk végén néhány mintapéldát mutatunk be.

1. Bevezetés

A szűrőtervezés célja általában az, hogy előírt amplitúdó-követelményeket kis ingadozású fáziskarakterisztika mellett valósítunk meg. A hagyományos koncepció szerint az amplitúdó-követelményeket minimálfázisú hálózattal valósítjuk meg, a fázist pedig mindentátesztővel korrigáljuk. Jobb megoldást érhetünk el, ha a korrekter mindentátesztő tulajdonságáról lemondunk és a korrekter-hálózatot is felhasználjuk az amplitúdó-karakterisztika alakításához.

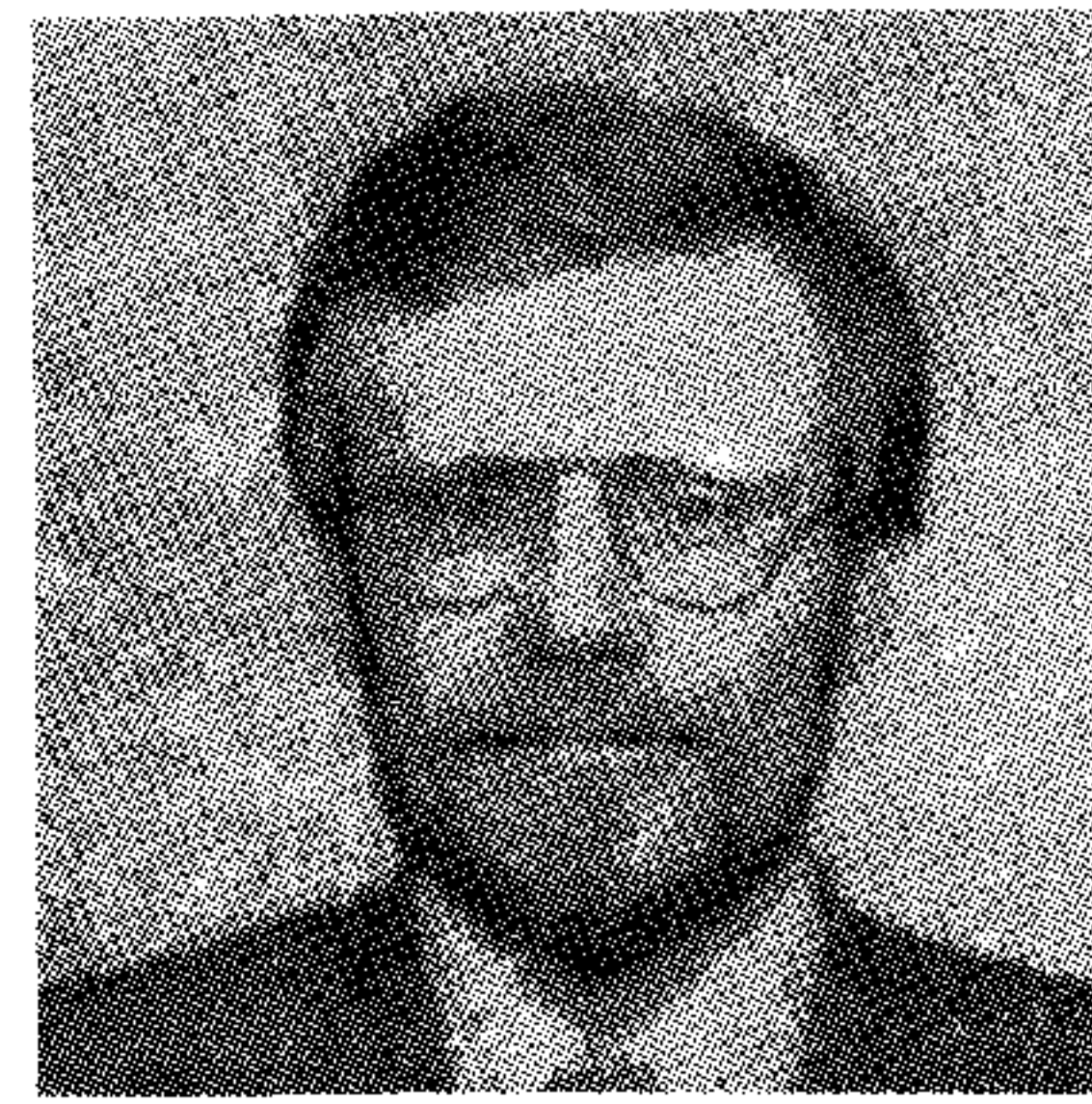
Az együttes amplitúdó- és fázisapproximációt sok speciális esetre megoldották mind koncentrált paraméterű, mind mintavételezett szűrőkre reciprok és nemreciprok megvalósításokkal [1-9]. Az együttes approximációnak az irodalomban tárgyalt speciális eseteiben az amplitúdó és a fázis közelítésére csak bizonyos típusú approximációk megengedettek, azaz az egységnyi átvitelt vagy maximálisan laposan vagy egyenletesen közelítik. Az ismert módszerek egy részében mindkét közelítés összes paraméterét együtt kell kezelni, ennek következtében az eljárás konvergenciáját nehéz kézben tartani. Más módszerekben az amplitúdót és a fázist ugyanazonokon a frekvenciaponton kell interpolálni [5].

Ebben a cikkben olyan együttes approximációs módszert mutatunk be, amelyben mind az amplitúdó, mind a fázis maximálisan laposan és egyenletesen is közelíthető, az előírások pedig tetszőlegesen megadhatók mind aluláteresztő mind sáváteresztő szűrőkre. A módszer alap gondolata az, hogy egy nem minimálfázisú szűrőt approximálunk, amelyet két fiktív részre bontunk. A közelítés során mind az amplitúdóra és a fázisra együttesen, mind az amplitúdóra külön maximális számú szabadságfokot használunk fel. A két



DR. FÖLDVÁRINÉ
OROSZ JULIANNÁ

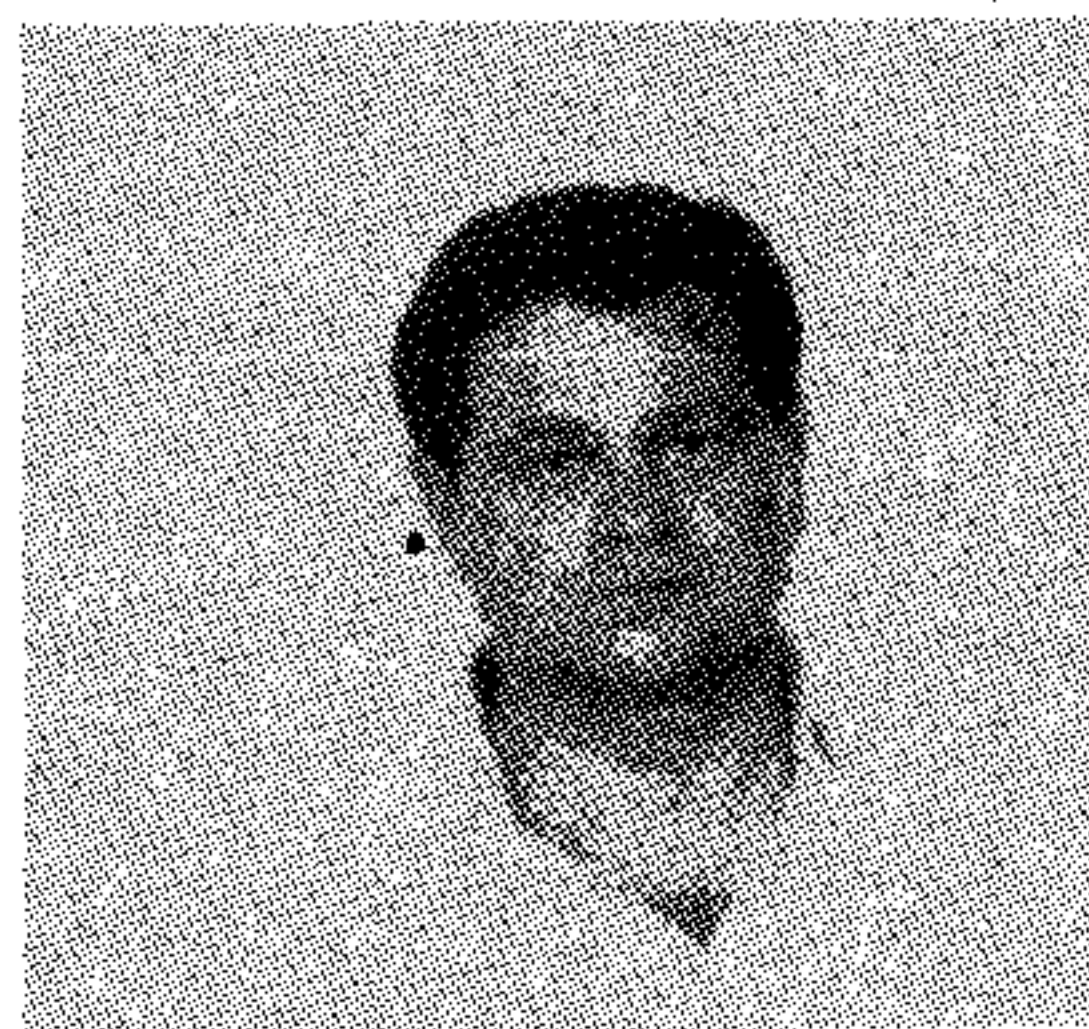
1977-ben szerzett villamosmérnöki oklevelet a Budapesti Műszaki Egyetemen. Munkáját a Távközlési Kutatóintézetben kezdte, majd 1982 és 1985 között az MTA SZTAKI-ban ösztöndíjas aspiráns volt. 1985 óta ismét a TKI munkatársa. 1989-ben kandidátusi fokozatot szerzett. Az analóg és digitális jelfeldolgozás problémáival, elsősorban szűrőtervezéssel foglalkozik.



DR. HENK TAMÁS

1973-ban végzett a BME Villamosmérnöki Karán. Azóta a TKI-ban az adatátviteli modemszalád számítógéppel segített tervezésében és az INTERCSAT-berendezés kidolgozásában vett részt. Kutatási területei: lineáris és nemlineáris hálózatelmélet, adatátvitel, digitális jelfeldolgozás. 1977-től 1979-ig a Dublini Egyetemen volt ösztöndíjas szűrőtervezés témakörében. 1980-ban kapta egyetemi doktorátusát adatátvitelből, és 1985-ben elnyerte a műszaki tudományok kandidátusa fokozatot szűrőtervezés témaköréből.

1968-ban szerzett villamosmérnöki oklevelet a Budapesti Műszaki Egyetemen, majd 1974-ben ugyanott doktori fokozatot. A műszaki tudomány kandidátusa fokozatot 1980-ban szerezte meg. 1968-tól a Távközlési Kutató Intézetben dolgozik, jelenleg tudományos főosztályvezetőként. Tématerülete a digitális jelfeldolgozás. 1 könyve és mintegy 50 idegennyelvű publikációja jelent meg. Címzetes egyetemi docens a Budapesti Műszaki Egyetemen.



DR. SIMONYI ERNŐ

approximáció paraméterei elkülönülnek, interpolációs pontjaik pedig függetlenek egymástól. Mindez jobban megközelíthetővé teszi a stabilitás és a konvergencia kérdését. Az iteráció egyszerű és néhány lépésben konvergál.

Beérkezett: 1990. V. 10. (□)

2. Nem minimálfázisú hálózatok dekompozíciója

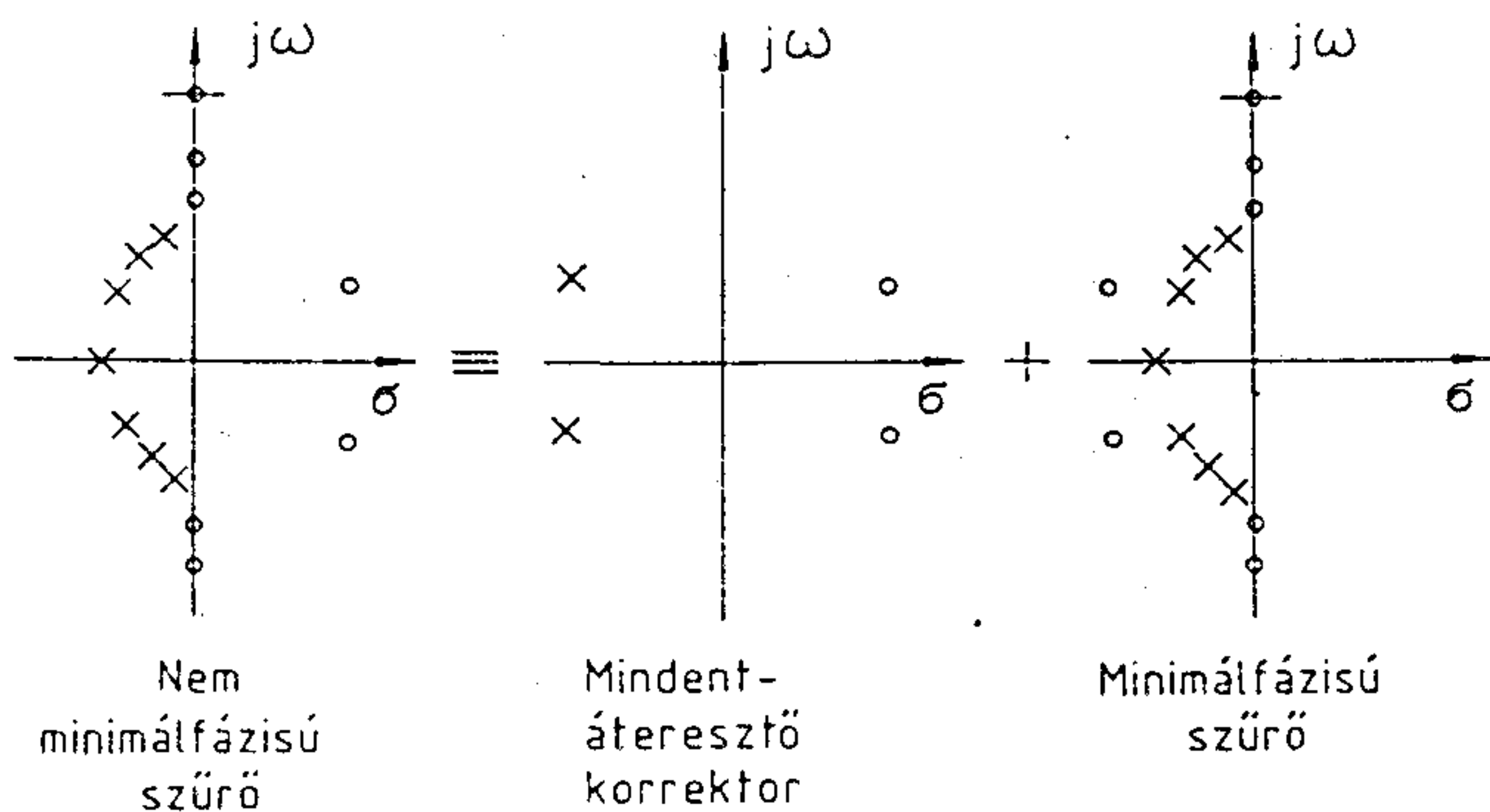
Köztudott, hogy minden nem minimálfázisú hálózat két fiktív részre bontható: egy minimálfázisú hálózatra és egy mindentáteresztő korrekorra. A nem minimálfázisú szűrő átviteli függvényének pólusai a bal félsíkon, zérusai a jobb félsíkon, a képzetes tengelyen és sávszűrő esetén az origóban fekszenek. Általános esetben a zérusok a bal félsíkra is kerülhetnek, de szelektív szűrők esetében, ha az amplitúdó közelítésére maximális számú szabadságfokot kötünk le, elegendő a fent említett esettel foglalkozni. A nem minimálfázisú hálózat egyik része, a fiktív korrektor tartalmazza a nem minimálfázisú hálózat jobb félsíkbeli zérusait és ezek tükörképeként a bal félsíkon pólusokat. A fiktív minimálfázisú hálózat tartalmazza a nem minimálfázisú hálózat pólusait, képzetes tengelyen fekvő zérusait és azokat a bal félsíkon fekvő fiktív zérusokat, amelyeket a korrektor fiktív pólusaival egybeejtünk.

Egy n -edfokú nem minimálfázisú hálózat átviteli függvénye a következőképpen írható fel:

$$H(p) = \frac{N(p)}{D_n(p)} = \frac{L_m(p)p^b M(p)}{D_n(p)}, \quad (1)$$

ahol $L_m(p)$ képviseli a képzetes tengelyen az origón kívüli m darab átviteli zéruspárt, p^b jelenti az origóban lévő átviteli zérusokat sávszűrők esetén és $M(p)$ képviseli a jobb félsíkon fekvő átviteli zérusokat. A $H(p)$ átviteli függvény dekomponálásához a jobb félsíkbeli zérusok tükörképeként a bal félsíkon fiktív pólusokat és ezeket kiejtő zérusokat definiálunk. A fiktív minimálfázisú hálózat és a fiktív korrektor átviteli függvényeit a következőképpen vezethetjük be:

$$\begin{aligned} H(p) &= \frac{L_m(p)p^b M(p)}{D_n(p)} \cdot \frac{M(-p)}{M(-p)} = \\ &= \frac{L_m(p)p^b M(-p)}{D_n(p)} \cdot \frac{M(p)}{M(-p)} = \\ &= H_{MP}(p) \cdot H_C(p). \end{aligned} \quad (2)$$



1. ábra. Nem minimálfázisú szűrő dekompozíciója minimálfázisú hálózatra és mindentáteresztő korrekorra

$D_n(p)$ -vel közelítjük az áteresztősávi amplitúdót, $L_m(p)$ és p^b a zárósávot alakítja ki és $M(p)$ -vel korrigáljuk a fázist. A nevező fokszámából látszik, hogy az áteresztősávi amplitúdó-approximációhoz maximális számú szabadságfokot használunk fel.

Az 1. ábrán egy hetedfokú nem minimálfázisú szűrő dekompozíciója látható. A szűrő két zérusa a jobb félsíkon fekszik, így két fiktív része: egy másodfokú mindentáteresztő korrektor és egy hetedfokú minimálfázisú hálózat.

3. Az együttes approximáció algoritmus

A nem minimálfázisú szűrő dekompozíciója az együttes approximációt visszavezeti arra a problémára, hogy találjuk meg a szűrő két fiktív részét. A dekompozíciónak megfelelően az amplitúdó és a fázis approximációja elkülönül és felváltva végezhető.

Az n -edfokú nem minimálfázisú szűrő együttes approximációja öt lépésben történik.

1. lépés:

Az amplitúdó- és a fáziselőírásoknak megfelelően megválasztjuk a szűrő két fiktív részének fokszámát, azaz a korrektorét (n_C) és a minimálfázisú hálózatét, amely egyenlő a nem minimálfázisú szűrő fokszámával ($n_{MP} = n$). Az approximáció során maximális számú szabadságfokot használunk fel az áteresztősávi amplitúdó-közelítésre adott fokszám mellett.

2. lépés:

Az áteresztő- és zárósávi amplitúdó-előírásokat egy $n_{MP}' = n_{MP} - n_C$ fokú minimálfázisú hálózattal elégítjük ki, amelynek csak képzetes zérusai vannak. Az amplitúdó közelítése során az a célunk, hogy a lehető legszélesebb áteresztősávot érjük el az adott fokszámú szűrővel. A minimálfázisú hálózat fáziskarakterisztikáját n_C fokú mindentáteresztő korrekttal korrigáljuk.

$$H_n(p) = H_{MP}(p) \cdot H_C(p) = \frac{L_m(p)p^b}{D_{MP}(p)} \cdot \frac{M(p)}{M(-p)} \quad (3)$$

3. lépés:

Az előző lépés minimálfázisú hálózatának fokszámát (n_{MP}') megnöveljük a korrektor fokszámával (n_C), azaz a minimálfázisú hálózat fokszáma $n_{MP} = n_{MP}' + n_C = n$ lesz.

4. lépés:

Az n_{MP} fokú minimálfázisú hálózat zérusait a képzetes tengelyen és a bal félsíkon írjuk elő, az előző fáziskorrektció eredményeként kapott korrektor pólusainak helyén. Az amplitúdó közelítésekor a képzetes tengelyen lévő zérusok a tengelyen vándorolnak, a bal félsíkon fekvők helye azonban kötött. Az áteresztő- és a zárósávi amplitúdó közelítését úgy végezzük, hogy az áteresztősáv a lehető legszélesebb legyen az adott fokszám mellett. Az áteresztősáv kiszélesedését már az első lépésben figyelembe vehetjük, amikor a mini-

málfázisú hálózat fokszámát megválasztjuk. A fázis-korrektíót ismét egy n_c fokú mindentáteresztővel végezzük.

$$H_n(p) = H_{MP}(p) \cdot H_C(p) = \frac{L_m(p)p^b [M(-p)]_{\text{előző}}}{D_n(p)} \cdot \frac{[M(p)]_{\text{új}}}{[M(-p)]_{\text{új}}} \quad (4)$$

5. lépés:

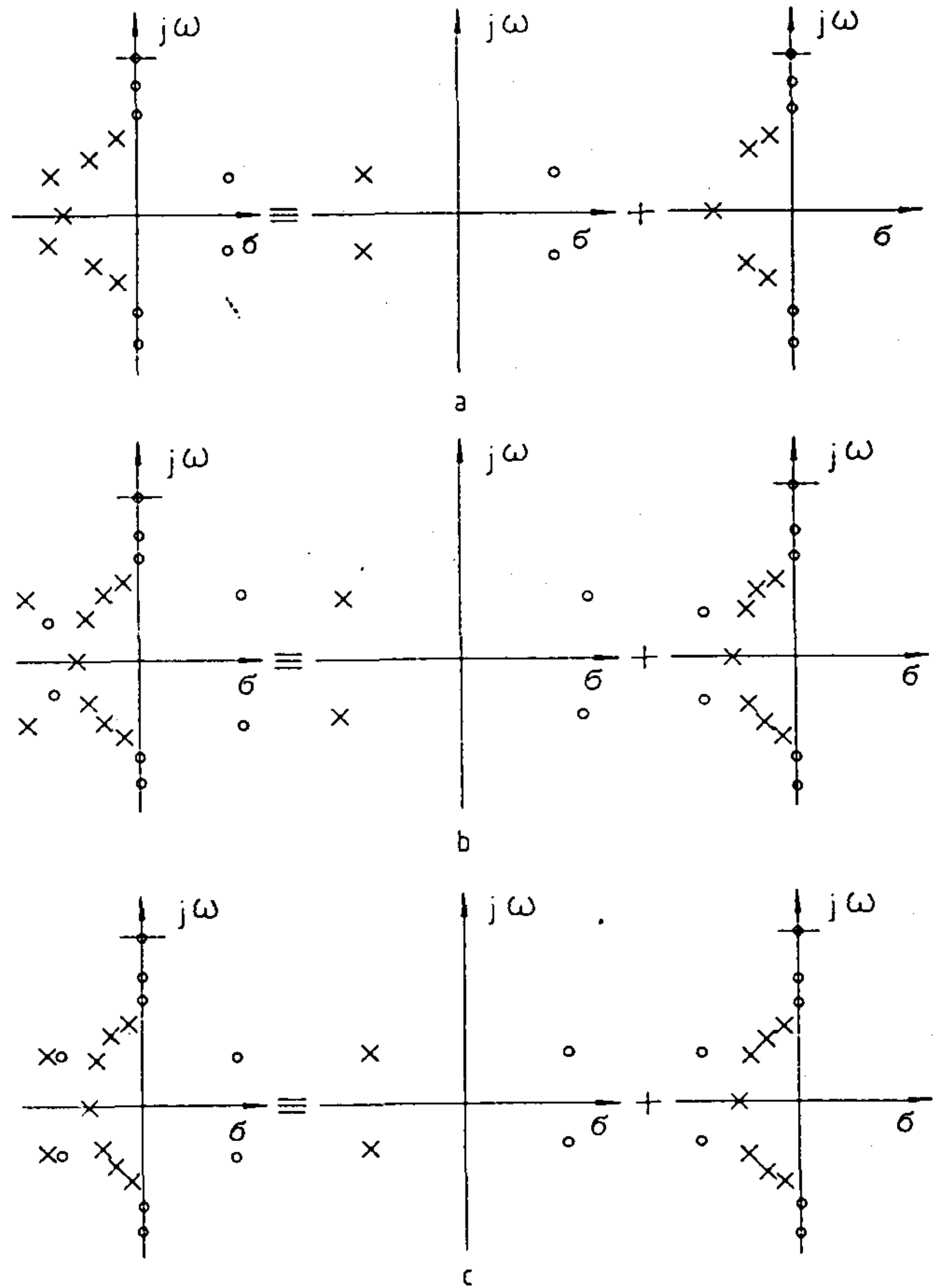
A minimálfázisú hálózat bal félsíkbeli zérusait és az új korrektor pólusait, azaz az $[M(-p)]_{\text{előző}}$ és $[M(-p)]_{\text{új}}$ polinomokat összehasonlítjuk. Ha egy adott hibahatáron belül nem egyeznek meg, akkor az approximációt a 4. lépéstől folytatjuk. Ha megegyeznek, akkor a minimálfázisú hálózat bal félsíkbeli zérusai és a korrektor pólusai kiejtik egymást, és a nem minimálfázisú szűrő két fiktív részét megtaláltuk.

A fenti algoritmusban mind az amplitúdó, mind a fázis közelítése tetszőleges technikával végezhető. Fontos azonban, hogy az amplitúdót úgy közelítsük, hogy a lehető legszélesebb áteresztősávot kapjuk. Az áteresztősáv kiszélesedésének eredményeként a fázis-hiba a specifikált áteresztősávban kisebb lesz, így egyszerűbb korrektorral is kielégíthetők a fáziselőírások. Munkánkban mind az amplitúdó, mind a fázis közelítésére interpolációs technikát alkalmaztunk.

Az amplitúdó és a fázis közelítését felváltva végezzük, így paramétereik elválnak egymástól s a tervező egyszerűbb problémával kerül szembe, mint abban az esetben, amikor valamennyi paramétert együtt kell beállítani. A megoldott feladatok tapasztalatai alapján a szűrő stabilitását és az amplitúdó-karakteristika átmeneti sávbéli monotonitását a módszer biztosítja lineáris fázis közelítése esetén, és a konvergencia-problémák is könnyebben kezelhetők, mint más együttes algoritmusokban.

A 2. ábrán egy hetedfokú nem minimálfázisú szűrő pólusait és zérusait ábrázoltuk az algoritmus második és negyedik lépésében, valamint az approximáció végén. Az első lépésben a hetedfokú nem minimálfázisú szűrőt felbontottuk egy másodfokú korrektorra és egy hetedfokú minimálfázisú hálózatra. A második lépésben (a) az amplitúdó-előírásokat egy ötödfokú minimálfázisú hálózattal, a fáziselőírásokat egy másodfokú korrektorral elégítettük ki. A harmadik lépésben a minimálfázisú hálózat fokszámát hétre növeltük. Zérusait a képzetes tengelyen és a korrektor pólusainak helyén a bal félsíkon írtuk elő. A negyedik lépésben (b) a minimálfázisú hálózat zérusai és a korrektor pólusai nem ejtik ki egymást. Az algoritmus végén (c) a minimálfázisú hálózat zérusai és a korrektor pólusai megegyeznek egy adott hibahatáron belül.

A hagyományos módszerrel (minimálfázisú hálózat + mindentáteresztő korrektor) összehasonlítva az együttes approximáció merőben más, mert az amplitúdó közelítésére használható szabadságfokok száma nagyobb, mint az azonos fokszámú hagyományos approximációban. A fázis közelítésekor az amplitúdó-karakterisztika nem változik.



H-597-2

2. ábra. Hetedfokú nem minimálfázisú hálózatnak és fiktív részeinek pólus-zérus elrendezése
a - második lépés, b - negyedik lépés, c - az approximáció eredménye

Az együttes approximáció hatékonysága kétféleképpen használható ki. Egyrészt a szűrő fokszáma csökken, azaz az amplitúdó- és a fáziselőírások kisebb fokszámú szűrővel is kielégíthetők, mint a hagyományos módon. Másrészt ugyanolyan fokszámú szűrővel kisebb fázisingadozás érhető el.

4. Az amplitúdó-karakterisztika approximációja

Az amplitúdó-karakterisztika approximációjának klasszikus eseteit az irodalomból jól ismerjük. A mi esetünkben az amplitúdót kötött bal félsíkbeli zérusok figyelembevételével kell közelíteni. Munkánkban ezt a problémát interpolációs módszerrel oldjuk meg [10, 11], amelyet a Remez-algoritmussal kombinálunk. Az áteresztő- és a zárósáv interpolációját külön végezzük. Az amplitúdókövetelményeket mindkét sávban tetszőleges függvényekkel írhatjuk elő. Az áteresztősávi amplitúdó-karakterisztikára magasabb deriváltakat is előírhatunk.

4. 1. Az áteresztősáv interpolációja

Az amplitúdó-karakterisztikát egy ν_i frekvenciasorozaton interpoláljuk. ω_i ($i=0,1,\dots,r+1$) jelöli azokat a

frekvenciákat, amelyeken az amplitúdót vagy deriváltjait előírtuk. Összesen $n=r+\sum m_i$ számú követelményt írhatunk elő, ahol r az amplitúdóelőírások száma, m_i pedig az ω_i frekvencián az előírt deriváltak száma. A ν_1 frekvenciasorozatot az ω_i frekvenciákból képezzük. ν_1 minden frekvenciát $(1+m_i)$ -szer tartalmaz, a frekvenciák sorrendje pedig tetszőleges. A specifikációt az $F(p)/G(p)$ törtfüggvény hordozza, ahol $F(p)$ -nek és $G(p)$ -nek nincs közös zérusa, $G(j\nu_i) \neq 0$, és $F(p)$ és $G(p)$ a ν_1 sorozatnak megfelelő számú deriválttal rendelkezik, egyébként tetszőleges függvények. Az $F(p)/G(p)$ amplitúdókarakterisztikáját a $H(p)=N(p)/D(p)$ átviteli függvény amplitúdó-karakterisztikája interpolálja a ν_1 frekvenciasorozaton. A továbbiakban a következő jelölést fogjuk alkalmazni: $\tilde{A}(p)=A(p)A(-p)$ p -nek bármely függvényére.

Az áteresztősáv approximációja a következő egyenlettel írható le:

$$\frac{\tilde{N}(p)}{\tilde{D}_n(p)} = \frac{\tilde{F}(p)}{\tilde{G}_p} + \frac{W_n(p)}{\tilde{D}_n(p)\tilde{G}_p} \prod_{i=1}^{n+1} (p^2 + \nu_i^2), \quad n \geq 0, \quad (5)$$

ahol $D_n(p)$ -t keressük, $(n+1)$ az előírások száma és $W_n(p)$ egy páros hibafüggvény, amelynek nincsenek pólusai az előírt frekvenciákon. $N_n(p)$ rögzített az áteresztősáv közelítése során, mert a bal félsíkbeli fiktív zérusokból és a képzetes tengelyen fekvő zérusokból áll, amelyek helyét egy másik iterációs lépésben határozzuk meg. A fenti egyenlet lineáris problémára redukálható és az általánosított Newton-interpolációs formulába írható:

$$\tilde{D}_n(p) = \prod_{m=0}^n \lambda_{m+1} \prod_{i=1}^m (p^2 + \nu_i^2). \quad (6)$$

A λ_m és $W_n(p)$ sorozatokat n szerinti rekurzióval számolhatjuk [10].

$\tilde{D}_n(p)$ ismeretében Hurwitz-faktorizációval kapunk stabil $D_n(p)$ -t [13].

4.2. A zárósáv interpolációja

A zárósáv, azaz a csillapításkarakterisztika approximációja során rögzített $D_n(p)$ és $M(p)$ mellett az $L_m(p)$ -t kell meghatározni úgy, hogy a $|H(j\omega)|$ egyezzen meg az $|F(j\omega)/G(j\omega)|$ -kel az ω_i helyeken ($i=1,2,\dots,m+1$).

A feladat az

$$L_m(p) = a_m (-1)^i \sqrt{\frac{\tilde{D}(p)\tilde{F}(p)}{\tilde{M}(p)\tilde{G}(p)(\tilde{p}^b)}} + Z_m(p) \prod_{i=1}^{m+1} (p^2 + \omega_i^2) \quad (7)$$

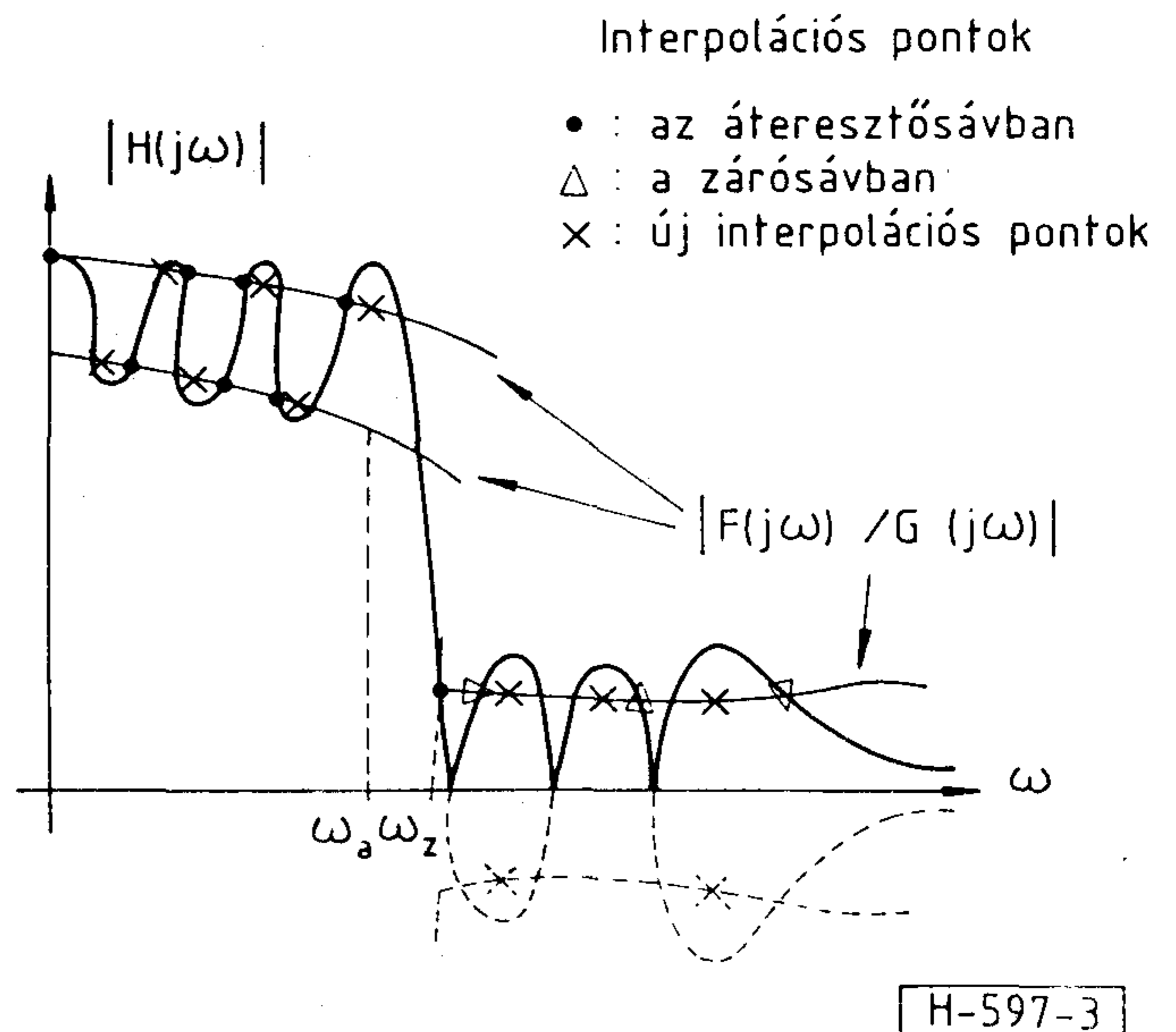
lineáris egyenlet megoldása $L_m(p)$ -re és a_m -re, ahol $L_m(p)$ $2m$ -edfokú, egységnyi vezető együtthatójú páros polinom, $Z_m(p)$ tetszőleges páros hibafüggvény úgy, hogy $1/Z_m(j\omega) \neq 0$ és a_m az amplitúdó értéke a zárósáv kezdőpontjában. A problémának ez a felírása garantálja, hogy $L_m(p)$ m különböző képzetes gyökpárból

áll. Sáváteresztő szűrő esetén a b és m paramétereket úgy kell választani, hogy a szűrő minél szimmetrikusabb legyen [14].

Az $L_m(p)$ polinom és a_m rekurziós formulával számolható [10].

Mint hangsúlyoztuk az együttes approximáció ismertetésekor, az amplitúdó közelítése során a lehető legszélesebb áteresztősávot szeretnénk elérni. Ezért az interpoláció eredményét, a_m -t megszorozzuk $a_{\text{előírt}}/a_m$ -mel. Így a zárósáv nincs túlteljesítve és az áteresztősáv kiszélesedik, ami a fázis közelítésekor igen előnyös.

Egy n -edfokú aluláteresztő szűrő esetén n paramétert használunk az áteresztősáv közelítésére és egyet a zárósáv határára. Az interpolációs pontokat mindkét sávban a 3. ábrán tüntettük fel. Érdeemes megjegyezni, hogy az algoritmusban a véges képzetes zérusok száma tetszőleges.



3. ábra. Mindkét sávban egyenletes ingadozású szűrő interpolációs pontjai

Az amplitúdó- és csillapításkarakterisztika együttes approximációja során aluláteresztő esetben az áteresztősávban n frekvenciát osztunk ki, az $(n+1)$ -dik a zárósáv határa. A zárósávban m szabadságfok áll rendelkezésünkre. Az n darab frekvencia maximálisan lapos amplitúdóapproximáció esetén az origó, hiszen előírjuk az amplitúdót és $(n-1)$ deriváltját $\omega=0$ -ban. Egyenletes ingadozású amplitúdóapproximáció esetén n darab amplitúdóértéket írunk elő az áteresztősávban, ez n darab frekvenciát jelent. Sávszűrő esetben a két zárósávot külön kezeljük. Hasonlóan járunk el, mint aluláteresztő esetben, csak az $\omega=0$ frekvencia helyére a sávközépi frekvencia lép.

4.3. Iteratív approximáció

Egyenletes approximáció esetén az áteresztősáv- és a zárósávot a Remez-algoritmus köti össze iteratív módon [16], az új interpolációs pontokat az előírás és $|H(j\omega)|$

maximális eltérésének helyén választjuk. A Remez-algoritmus kezdőpontjait az úgynevezett Csebisev- és inverz Csebisev-frekvenciákon érdemes választani.

Az amplitúdó approximációjakor először az átviteli zérusokat írjuk elő. Ezek a zérusok meghatározzák a számlálót, $N(p)$ -t, és a nevezőt, $D(p)$ interpolációja következik. Ekkor a nevező ismeretében a számláló interpolációja következik, stb. Az iteratív interpolációt addig végezzük, amíg az együtthatók alig változnak.

5. Fázisapproximáció

Az együttes approximációs algoritmusban használt fázisapproximációs módszer tetszőleges fázis közelítésére alkalmas [18]. Legyen $\varphi_s(\omega)$ az előírt fáziskarakterisztika, $\varphi_H(\omega)$ a korrigálandó fáziskarakterisztika és $2\varphi(\omega)$ a mindentáteresztő korrektor fáziskarakterisztikája. Minden fáziskarakterisztikát úgy értelmezünk, hogy az az átviteli függvény reciprokához tartozik, így a futásidő egyszerűen a fázis deriváltja. A korrektorpolinom tervezéséhez előírt fázis és futásidő

$$\varphi(\omega) = 1/2[\varphi_s(\omega) - \varphi_H(\omega)], \quad (8)$$

$$\tau(\omega) = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}, \quad (9)$$

$$\tau(\omega) = 1/2[\tau_s(\omega) - \tau_H(\omega)],$$

$$\varphi(\omega_c) = 1/2[\varphi_s(\omega_c) - \varphi_H(\omega_c)], \quad (10)$$

ahol ω_c az áteresztősáv sávközépi frekvenciája. $\tau_s(\omega)$ az előírt futásidő karakterisztika, $\tau_H(\omega)$ a korrigálandó futásidő, $2\tau(\omega)$ pedig a korrektor futásidője. Egyszerűség kedvéért a korrektor fokszámát a továbbiakban n -nel jelöljük ($=n_c$).

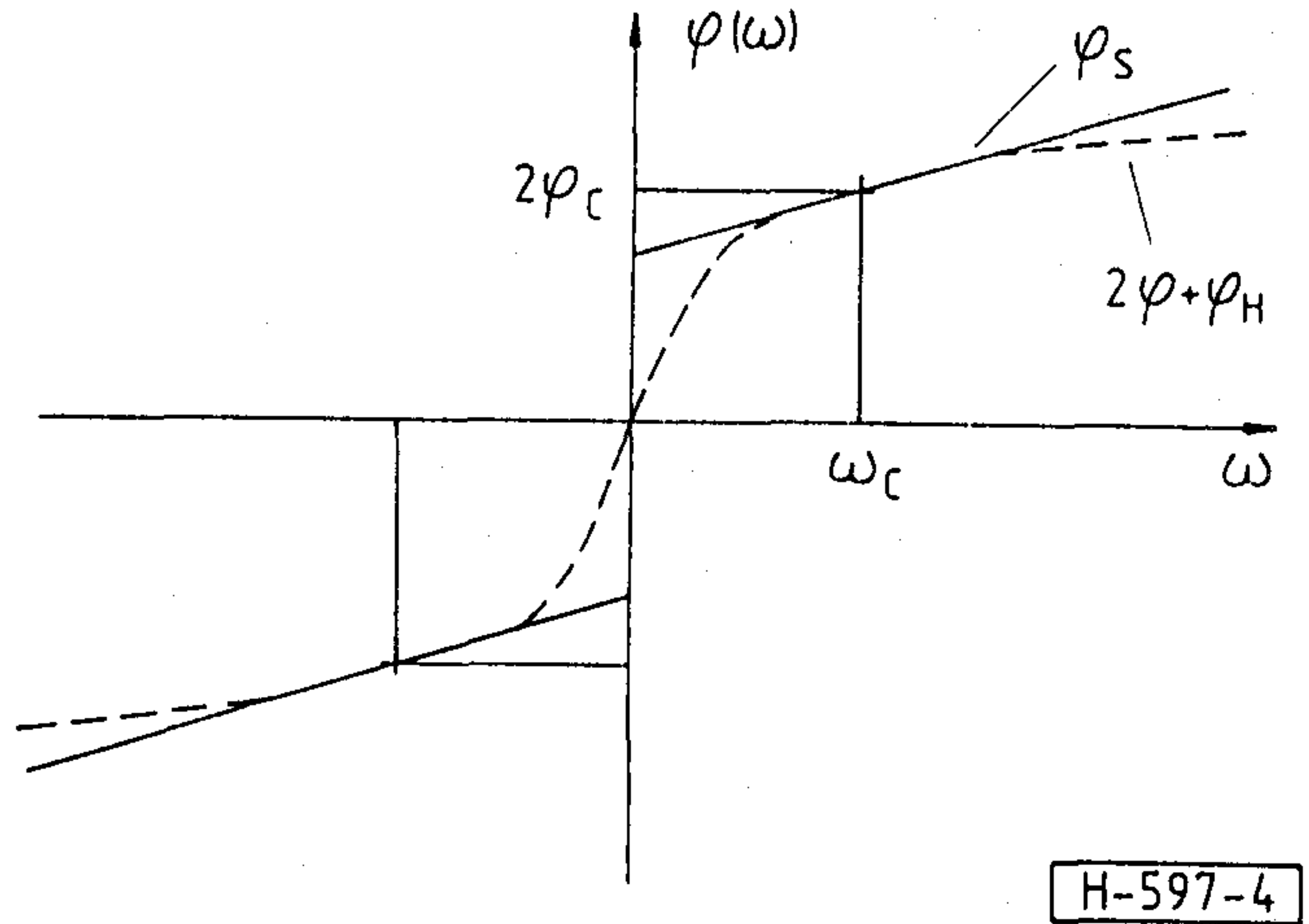
A koncentrált paraméterű szűrő tervezésekor lineáris fázis előírása esetén $\varphi_s(\omega)$ -t a következőképpen írjuk elő:

$$\varphi_s(\omega) = 2\{(\varphi_c - \omega_c T)\text{sign}\omega + \omega T\}, \quad (11)$$

$$\tau_s(\omega) = 2T, \quad \varphi_s(\omega_c) = 2\varphi_c, \quad (12)$$

ahol φ_c a sávközépi fázistolás és T a késleltetés. Sávtároló szűrőkre φ_c és T szabad paraméterek, míg szélessávú sávszűrőkre $\varphi_c \approx \omega_c T$, aluláteresztőkre pedig $\varphi_c = 0$, $\omega_c = 0$. A 4. ábrán az előírt lineáris fáziskarakterisztikát [17] és egy azt közelítő fáziskarakterisztikát rajzoltunk fel.

Mintavételezett szűrő esetén a fázisapproximációra két lehetőség kínálkozik. Egyrészt közvetlenül a z -tartományban is elvégezhetjük, ahol $z = \exp(j\Omega T_s)$ és T_s a mintavételi periódusidő. Másrészt az előírásokat a bilineáris transzformációval az ω referenciafrekvencia-tartományba transzformálhatjuk és a közelítést ott elvégezve az eredményeket bilineáris transzformációval



4. ábra. Előírt lineáris és azt közelítő fáziskarakterisztika

visszatranszformáljuk. A bilineáris transzformáció szerint

$$p = \frac{z-1}{z+1}, \quad \omega = \text{tg} \frac{\omega T_s}{2}, \quad (13)$$

az előírt fázis- és futásidő-karakterisztika ($\varphi_s'(\Omega)$ és $\tau_s'(\Omega)$) a referenciafrekvencia-tartományban

$$\varphi_s(\omega) = \varphi_s' \left(\frac{2}{T_s} \arctg \omega \right), \quad (14)$$

$$\tau_s(\omega) = \frac{2}{T_s} \cdot \frac{1}{1+\omega^2} \tau_s' \left(\frac{2}{T_s} \arctg \omega \right). \quad (15)$$

A $\varphi_s'(\Omega)$ és $\tau_s'(\Omega)$ jelöléseket úgy választottuk, hogy a referencia-tartományban megegyezzenek a koncentrált paraméterű eset jelöléseivel, hogy mindkét esetben azonos jelölésekkel dolgozhassunk.

Ha mintavételezett esetben lineáris fázist írunk elő, akkor

$$\varphi_s(\omega) = 2\left\{ \left(\varphi_c - \frac{2T}{T_s} \arctg \omega_c \right) \text{sign}\omega + \frac{2T}{T_s} \arctg \omega \right\}, \quad (16)$$

$$\tau_s(\omega) = 2 \frac{2T}{T_s} \frac{1}{1+\omega^2}, \quad \varphi_s(\omega_c) = 2\varphi_c, \quad (17)$$

ahol $\omega_c = \text{tg}(\Omega_c T_s / 2)$. Szélessávú sávszűrőre $\varphi_c \approx 2T/T_s \arctg \omega_c$ és aluláteresztőre $\varphi_c = 0$, $\omega_c = 0$.

A fázisapproximációt ebben a munkában aluláteresztő és sávtároló szűrőkre maximálisan lapos és egyenletes ingadozású esetre tárgyaljuk. Ezeket a problémákat korábban speciális esetekre oldották meg [18].

Adott $\varphi_H(\omega)$ és T_s mellett a mintavételezett esetben T értékének növelésével $\varphi(\omega)$ mind közelebb kerül a lineáris fáziskarakterisztikához, amely biztosan stabil a koncentrált paraméterű aluláteresztő esetben és φ_c és T megfelelő választásával stabil a koncentrált paraméterű sávszűrő esetén [20, 23], míg a mintavételezett

aluláteresztő esetben akkor stabil, ha $2T/T_s \geq n-1$, ahol n a korrektor fokszáma [19]. Ez azt jelenti, hogy adott n -re a stabilitás T elegendően nagy értékre történő választásával biztosítható.

A fentiekben vázolt problémát, az előírt fázis közelítését interpolációs technikával oldjuk meg [10,11]. Az előírt fázist közelítő n -edfokú $P_n(p)$ polinomot rekurziós formulával határozhatjuk meg:

$$P_0(p) = 1, \quad P_1(p) = \alpha_0 + p, \quad (18)$$

$$P_{n+1}(p) = \alpha_n P_n(p) + (p^2 + \nu_n^2) P_{n-1}(p) \quad n \geq 1, \quad (19)$$

ahol $1/\alpha_n \neq 0$, $0 \leq n-1$, és az α_n sorozatot rekurzióval határozzuk meg az előírásokból, ν_n pedig az előírt frekvenciapontokat jelenti [18]. Egy-egy α_n sorozathoz egy-egy előírás tartozik, azaz az előírástól függően más-más tulajdonságú α_n sorozatot kapunk, amelyek a közelítés paramétereinek függvényei.

Fáziskorrekciónál általában az előírható fázisfeltételek száma megegyezik a korrekció fokszámával. Elfajuló esetben azonban további feltételek adódnak, ezeket a szabad paraméterekkel kell megkeresnünk.

Maximálisan lapos közelítés esetén az a feladat, hogy olyan $P_n(p)$ polinomot képezzünk, amelynek fázisértékeit és a fázis deriváltjait aluláteresztő szűrő esetén az origóban, sávszűrő esetén a sávközépi frekvencián írtuk elő [20, 21]. A közelítés szabad paraméterei aluláteresztőre a T késleltetés, sávszűrőre a T késleltetés és a φ_c sávközépi fázistolás. Ezeket a paramétereket kell úgy megválasztani, hogy elfajuló, stabil megoldásra jussunk. Azt a pontot, ahol az elfajulás bekövetkezik, kritikus pontnak nevezzük. A kritikus pontot az $\alpha_n(T, \varphi_c)$ sorozat vizsgálatával keressük meg. A kritikus pont definícióját és a megkeresésére szolgáló algoritmust a [11, 25] irodalmak tartalmazzák. Kritikus pont mindig található és ez a megoldás egyben stabil is. A kritikus pontban az előírt fázist közelítő $P_n(p)$ polinom felveszi a $P_{n+1}(p)$ polinom tulajdonságait, ugyanis $P_{n+1}(p)$ degenerálttá válik és $(n+1)$ -edfokú közelítést valósít meg [22].

Egyenletes közelítés esetén olyan $P_n(p)$ polinomot kell találni, amelynek fázisértékeit és a fázis deriváltjait adott frekvenciákon előírtuk, az origóban pedig zérus a fázisa. A közelítés szabad paramétereit úgy kell megválasztanunk, hogy stabil és egyenletes ingadozású fáziskarakterisztikát kapjunk. Az egyenletes közelítés paraméterei: a T késleltetés, az előírt frekvenciapontok és sávszűrő esetén a φ_c sávközépi fázistolás. A maximálisan lapos közelítéshez hasonlóan a közelítés rendje egyenletes esetben is növelhető, ugyanis n -edfokú közelítés esetén azon pontok száma, amelyekben pontosan kielégítjük az előírásokat, nagyobb vagy egyenlő, mint $(n+1)$. Az egyenletes közelítés lényeges része a paraméterek kezdőértékének megválasztása. A frekvenciapontokat a sávszélek felé sűrűsödő módon kell választani, a sávközépi fázistolást pedig a $0-\pi$ tartományban úgy, hogy a közelítés minél szimmetriku-

sabb legyen a sávközépi frekvenciára. A késleltetés kezdőértékét az együttes approximációs algoritmus második lépésében úgy választjuk meg, hogy elvégezzük az előírt fázis maximálisan lapos közelítését és az abból adódó optimális késleltetés lesz az egyenletes közelítés kezdőértéke. Az együttes approximációs algoritmus negyedik lépésében a késleltetés kezdőértéke az előző korrekció eredményeként kapott késleltetés értéke. Az egyenletes közelítés algoritmus a [11, 25] irodalmakban található.

6. Stabilitás és konvergencia

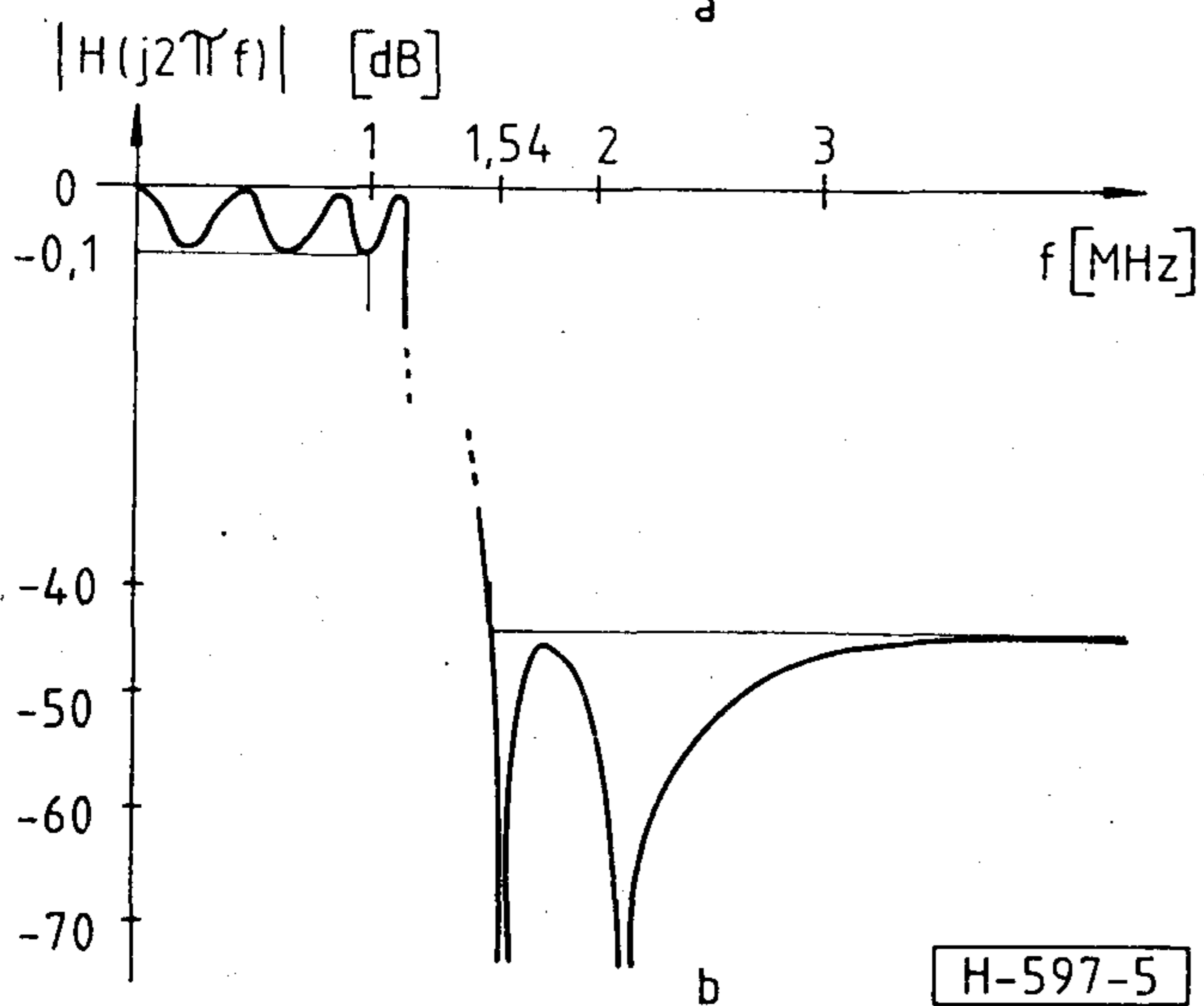
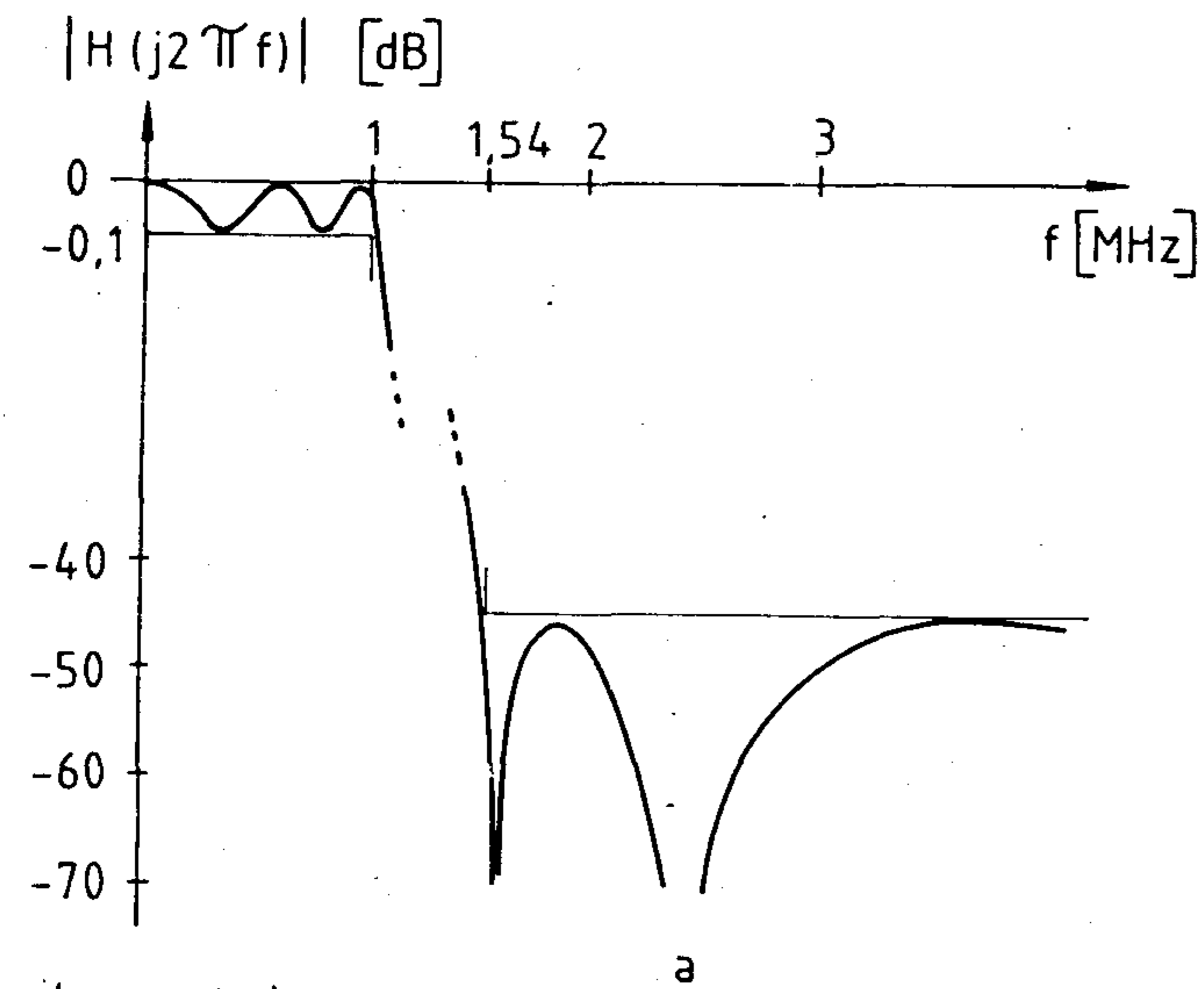
A koncentrált paraméterű és mintavételezett szűrők általunk javasolt együttes amplitúdó- és fázisapproximációja mindig stabil megoldásra vezet, amely monoton az átmeneti sávban, ha fázisa lineáris az áteresztősávban. Mivel a maximális számú szabadságfokot kötjük le a amplitúdó közelítésére az áteresztősávban, a szűrő két fiktív részre bontható. A két rész stabilitása garantálható. A minimálfázisú rész stabil, mert az amplitúdó közelítésének eredményeként kapott $H(p)H(-p)$ polinomból a $H(p)$ polinomot Hurwitz-faktorizációval határozzuk meg [13]. A korrektor stabilitását a fázisapproximációs algoritmus paramétereinek megfelelő választásával garantáljuk.

Az approximáció központi kérdése az algoritmus konvergenciája. Ez igen bonyolult kérdés. Köztudott, hogy a Remez-algoritmus konvergenciáját sem sikerült racionális törtfüggvényekre bizonyítani, pedig ez az algoritmus egyszerű amplitúdó-approximációt old meg. Tudjuk azt is, hogy az algoritmus konvergál, ha jó kezdőértékből indítjuk. Mindkét sávban egyenletes közelítésű szűrő esetén a Remez-algoritmus az együttes közelítés részét képezi. Minezek ismeretében az algoritmus konvergenciáját példákön vizsgáltuk. Különböző előírású szűrőket tervezve azt tapasztaltuk, hogy a megoldás mindig konvergens volt és a megoldást néhány lépésen belül megtaláltuk.

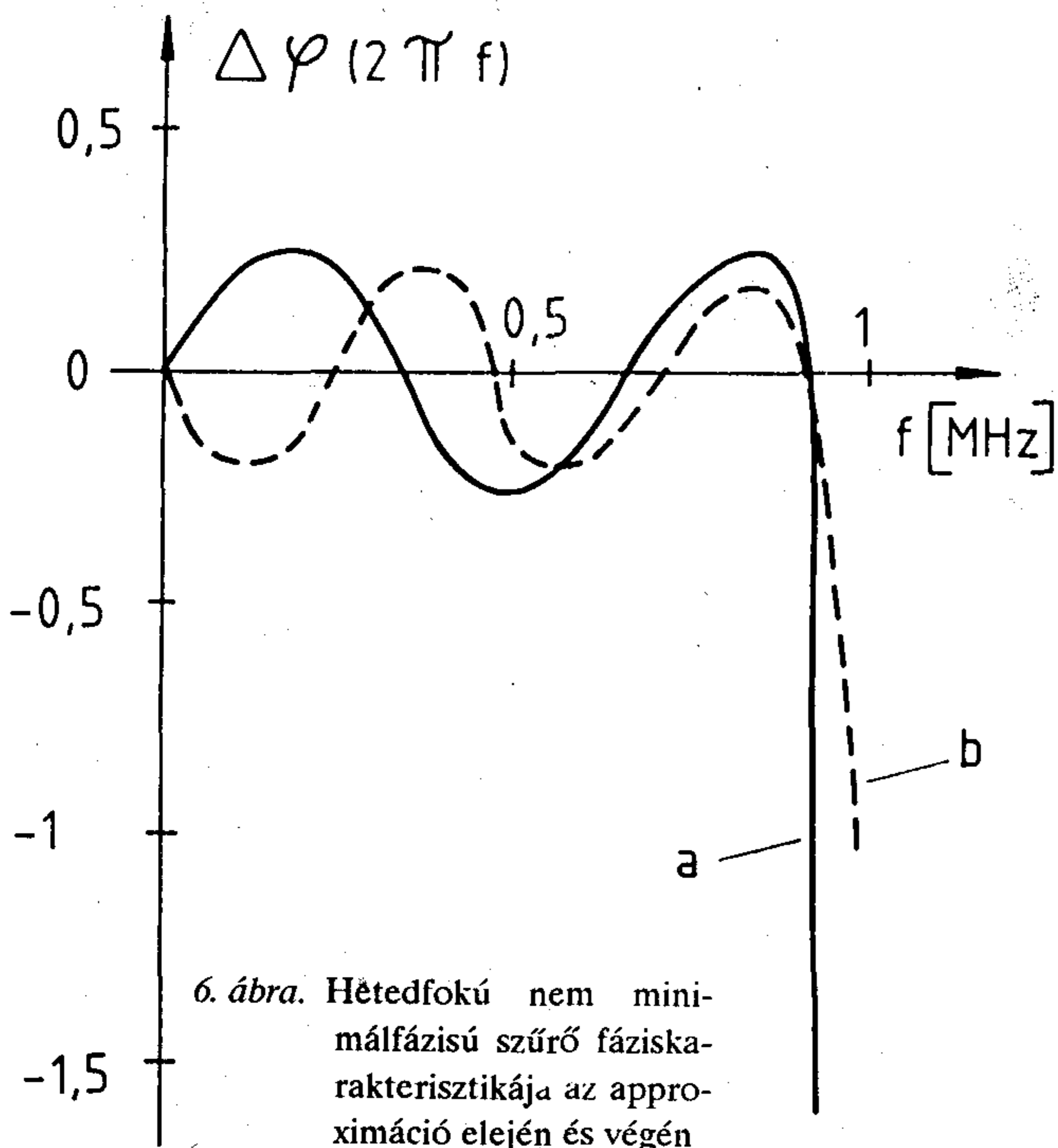
7. Alkalmazások

7.1. Hetedfokú aluláteresztő tervezése hagyományos koncepció szerint és együttes approximációval

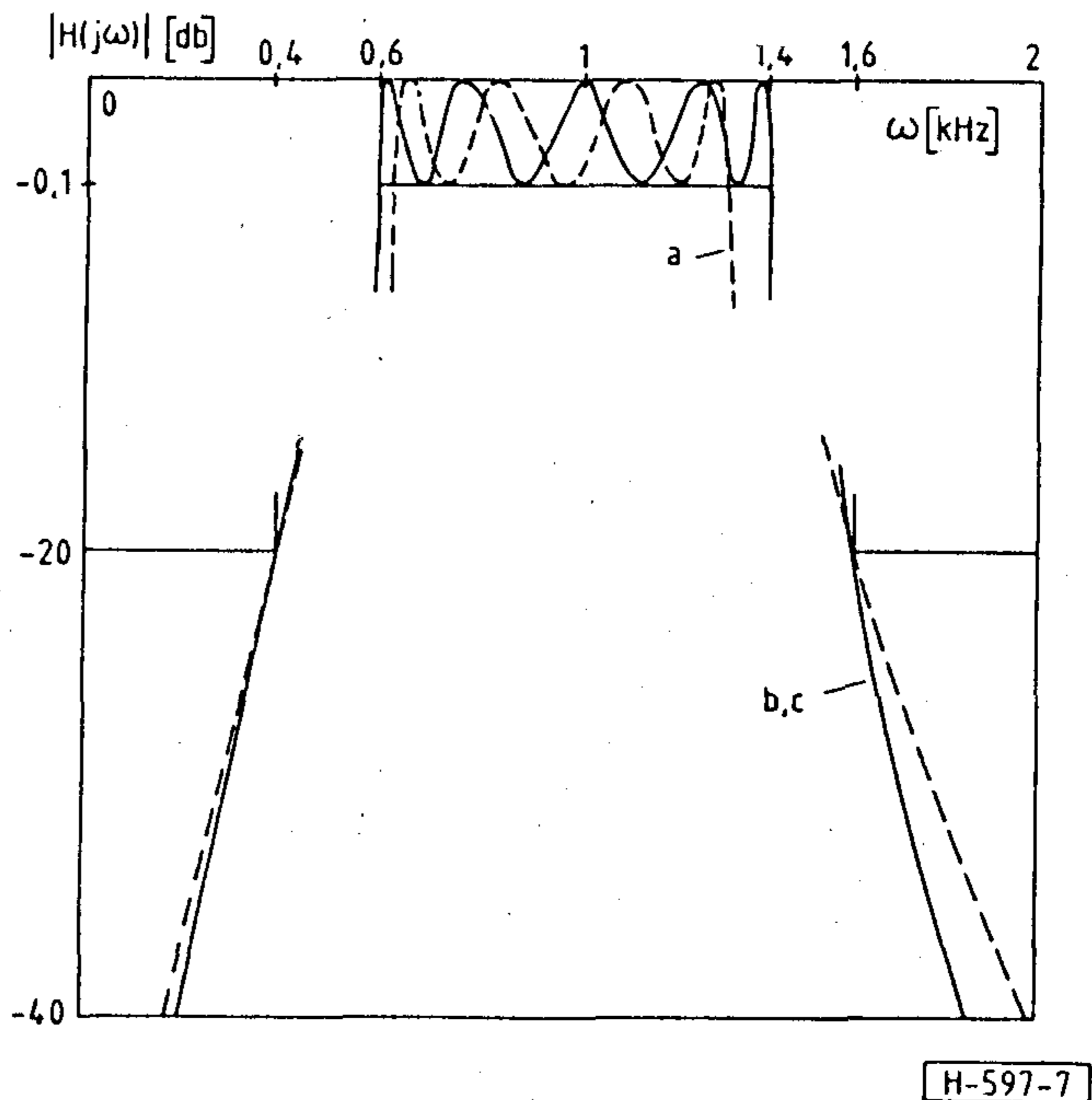
Egy hetedfokú nem minimálfázisú aluláteresztő szűrőt approximálunk. A fáziskorrekciónál másodfokú fiktív korrektorral végezzük. Az amplitúdó-előírásokat az 5. ábrán adtuk meg. Az a) ábrán az algoritmus második lépésének amplitúdóközelítése, azaz a hagyományos koncepció szerinti amplitúdó-approximáció eredménye látható, a b) ábrán pedig az eredményül kapott szűrő amplitúdó-karakterisztikája. Az áteresztősáv kiszélesedése szembevetendő. A 6. ábrán az első (a) és az utolsó (b) korrekció fázishibáját adtuk meg, $\{\Delta\varphi(\omega) = \varphi_s(\omega) - (\varphi_H(\omega) + 2\varphi(\omega))\}$. A fázist egyenletesen



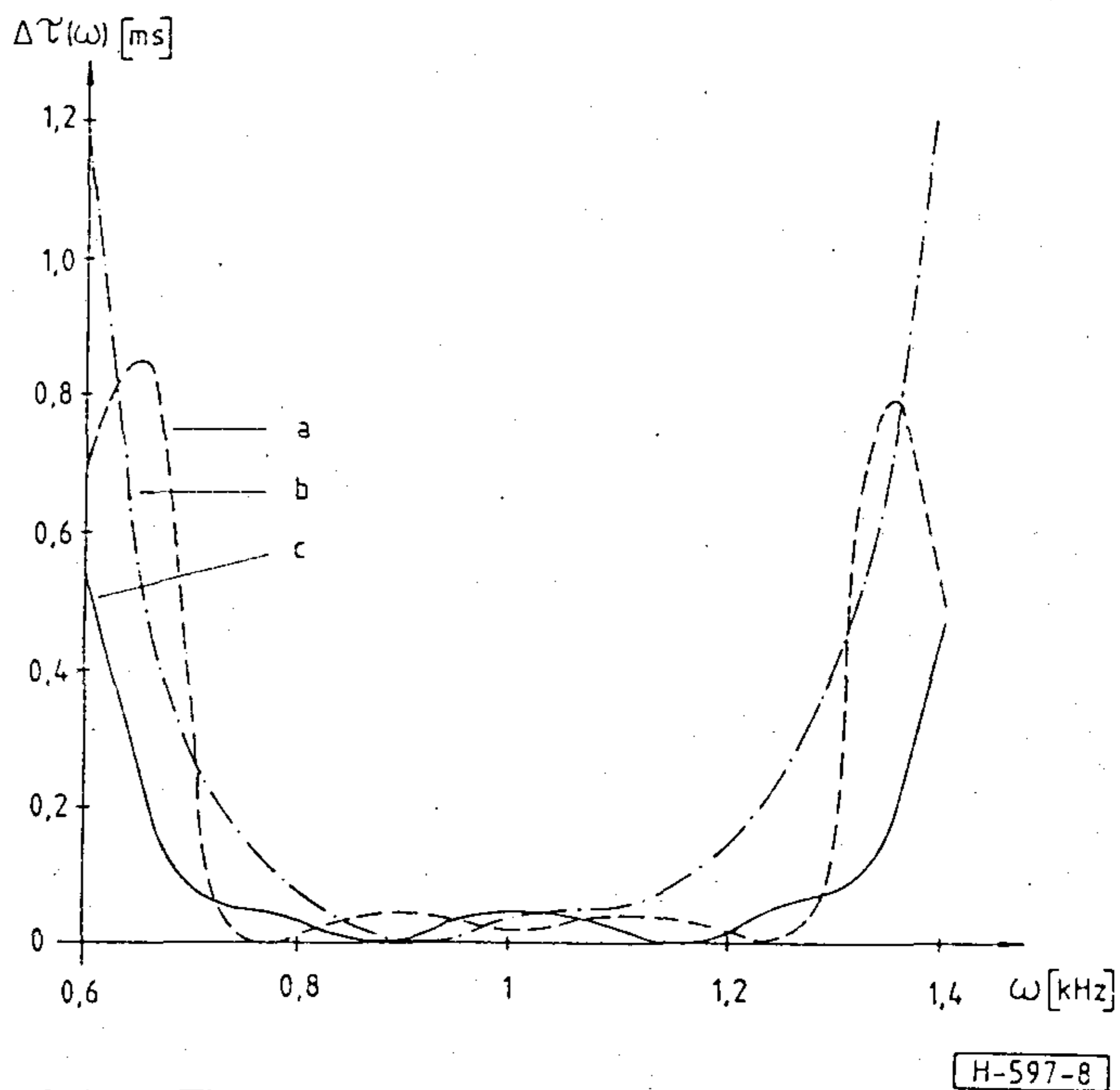
5. ábra. Hetedfokú nem minimálfázisú szűrő amplitúdó-karakterisztikája az approximáció elején és végén



6. ábra. Hetedfokú nem minimálfázisú szűrő fáziskarakterisztikája az approximáció elején és végén

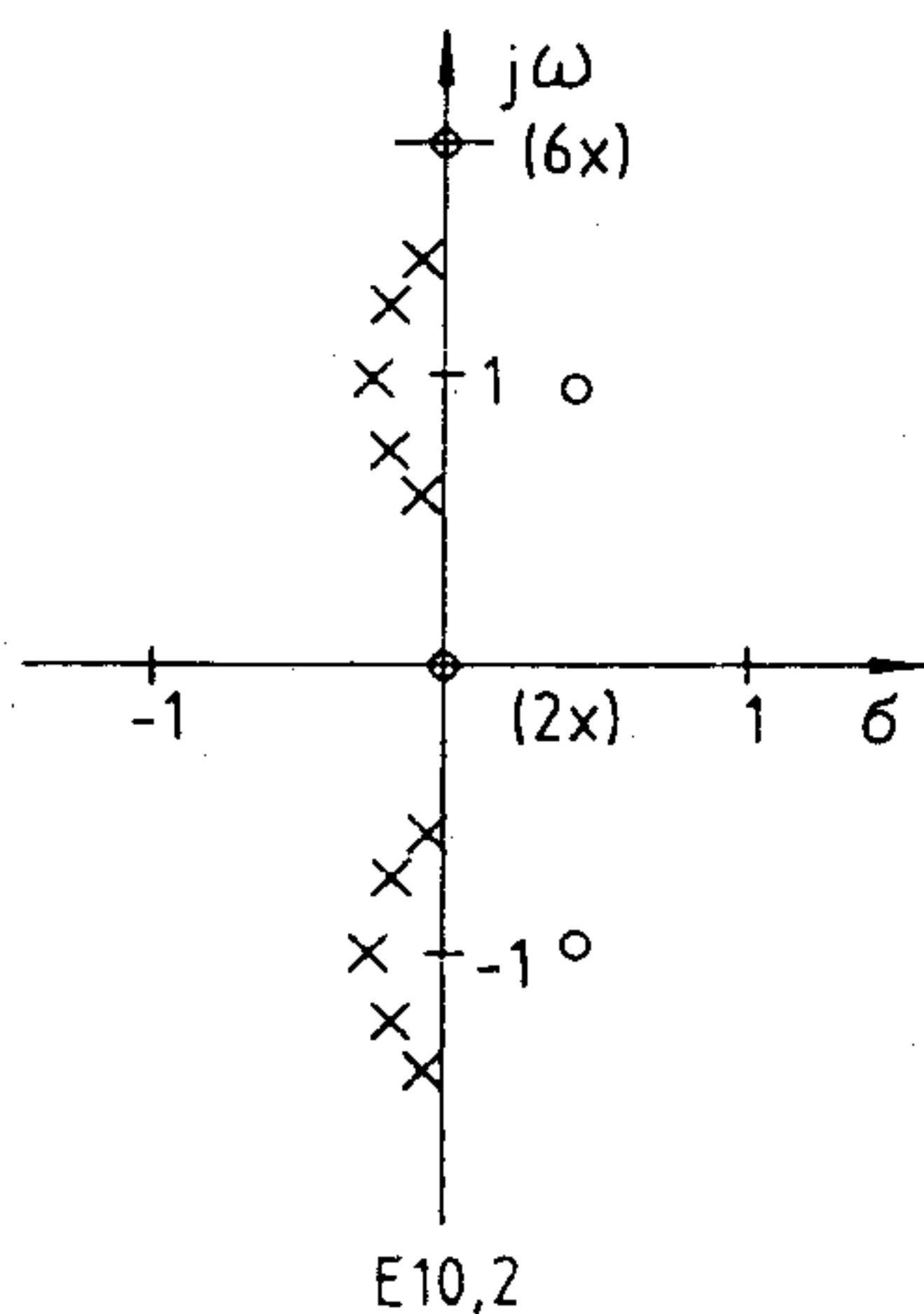
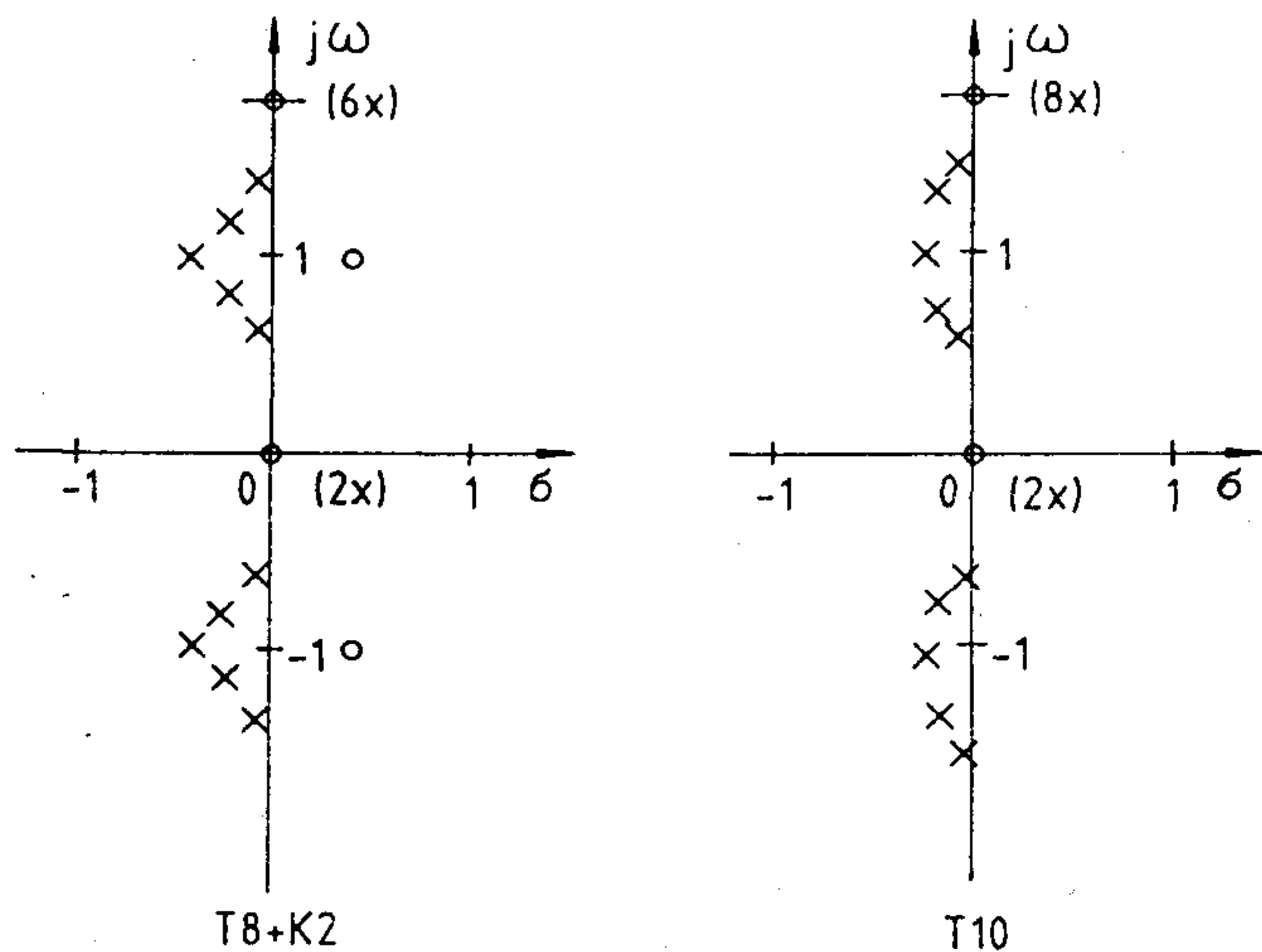


7. ábra. Tizedfokú sávszűrők amplitúdó-karakterisztikája
a - nyolcadfokú minimálfázisú hálózat + másodfokú korrektor,
b - tizedfokú minimálfázisú hálózat,
c - tizedfokú nem minimálfázisú hálózat, az együttes approximáció eredménye



8. ábra. Tizedfokú sávszűrők futásidő-karakterisztikája
a - nyolcadfokú minimálfázisú hálózat + másodfokú korrektor
b - tizedfokú minimálfázisú hálózat,
c - tizedfokú nem minimálfázisú hálózat, az együttes approximáció eredménye

közelítettük. A példa az együttes approximáció egyik előnyére világít rá, ugyanis ugyanolyan fokszámú szűrővel jobb fázishiba-karakterisztikát, azaz a sávszélen kisebb ingadozást kaptunk.

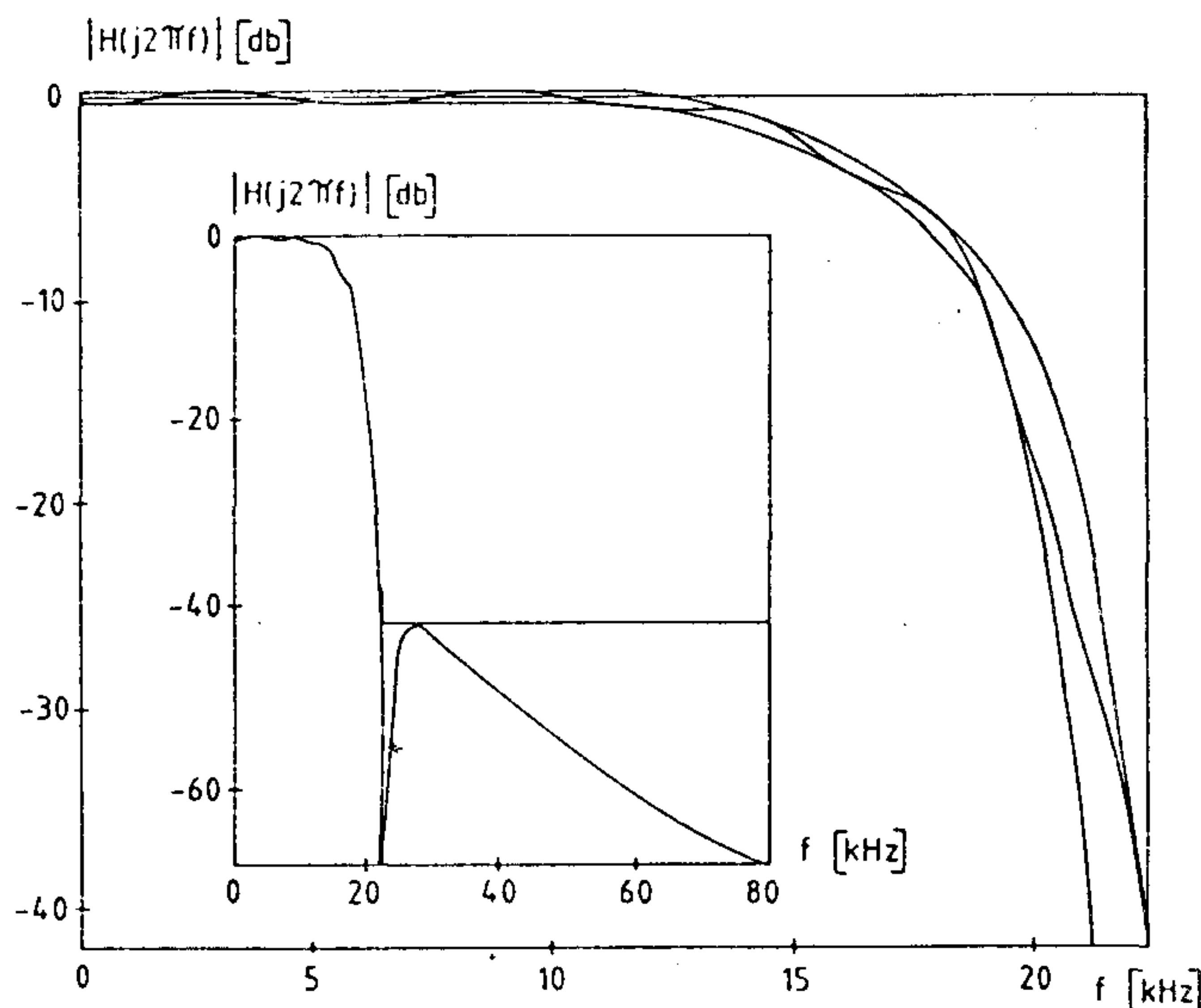


H-597-9

9. ábra. Tizedfokú sávszűrők pólus-zérus elrendezése
 a - nyolcadfokú minimálfázisú hálózat + másodfokú korrekter
 b - tizedfokú minimálfázisú hálózat
 c - tizedfokú nem minimálfázisú hálózat, az együttes approximáció eredménye

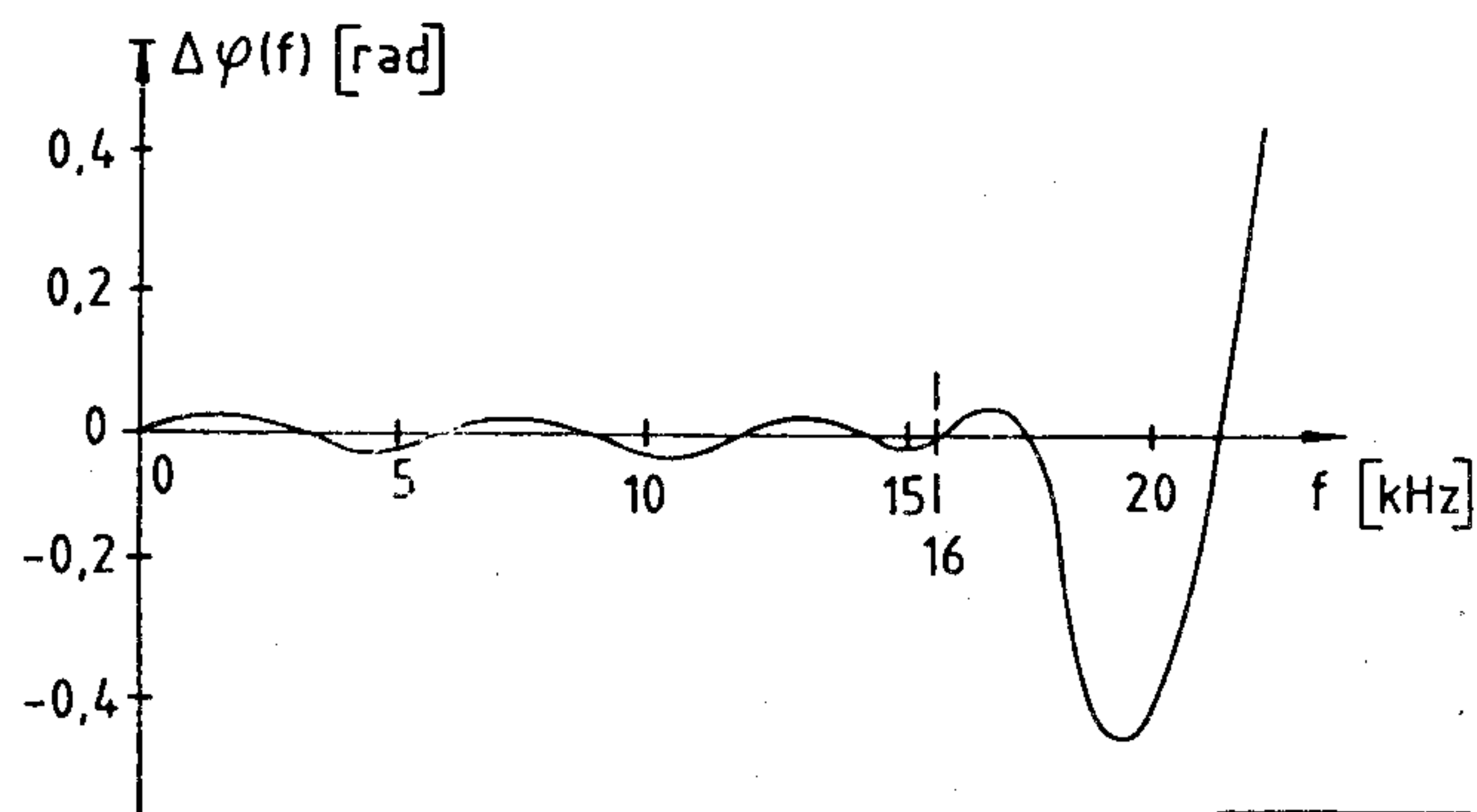
7. 2. Szélessávú sávszűrő tervezése

Második példaként három különböző tizedfokú sávszűrőt hasonlítunk össze: egy nyolcadfokú minimálfázisú hálózatot másodfokú korrekterrel kiegészítve, egy tizedfokú minimálfázisú hálózatot és egy együttes approximációval tervezett tizedfokú nem minimálfázisú hálózatot, amely másodfokú korrekciót valósít meg. Mindhárom esetben úgy választottuk meg az origóban fekvő zérusok számát, hogy a legszimmetrikusabb megoldást kapjuk [14]. A 7. ábrán az amplitúdó-karakterisztikákat, a 8. ábrán a futásidő-karakterisztikákat, a 9. ábrán pedig a szűrők pólusait és zérusait ábrázoltuk. Az a) és c) esetben a késleltetés 2msec, a sávközépi fázistolás 1.42rad volt. Az a) esetben az amplitúdó-követelményeket sértettük meg, a b) esetben pedig a futásidő ingadozása igen nagy. A tizedfokú nem minimálfázisú hálózat (c eset) teljesíti az amplitúdó-követelményeket és futásidő-ingadozása a sávszélek felé haladva jobb, mint a másik két esetben.



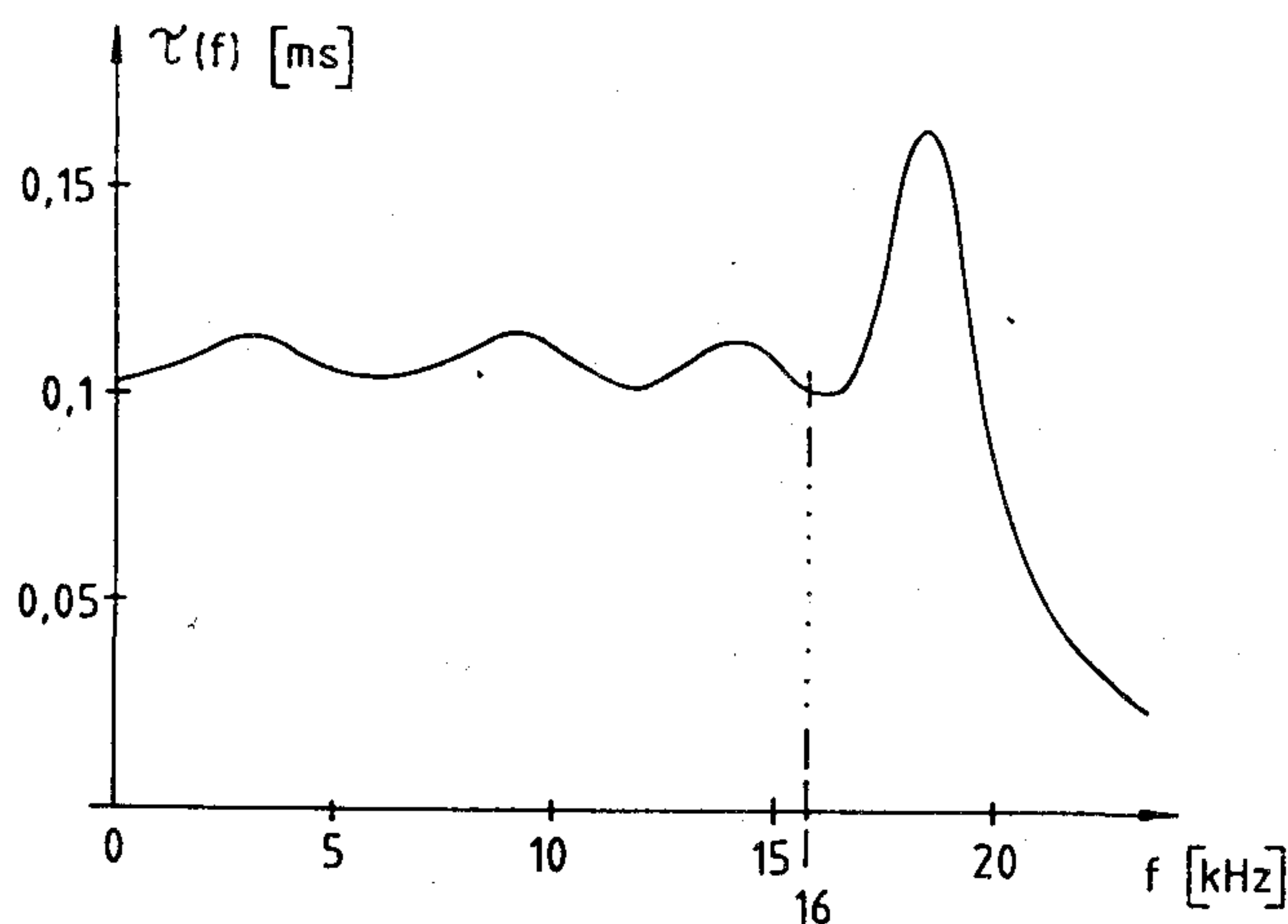
H-597-10

10. ábra. Nyolcadfokú nem minimálfázisú demodulátorszűrő amplitúdó-karakterisztikája



H-597-11

11. ábra. Nyolcadfokú nem minimálfázisú demodulátorszűrő fáziskarakterisztikája



H-597-12

12. ábra. Nyolcadfokú nem minimálfázisú demodulátorszűrő futásidő-karakterisztikája

7.3. Adatátviteli szűrő tervezése

A harmadik példa azt mutatja be, hogyan csökkenthető a szűrő fokszáma, ha az előírásokat a fenti módszerrel tervezett nem minimálfázisú szűrővel elégítjük ki. A koncentrált paraméterű aluláteresztő adatátviteli szűrő amplitúdó-karakterisztikája az egész frekvenciatengelyen előírt, még az átmeneti sávban is. Az áteresztősávi amplitúdó-ingadozás 0.5dB, a zárósávi csillapítás 42dB volt. A zárósáv határa 22.5kHz. A szűrőt először hagyományos módon terveztük meg: egy hatodfokú minimálfázisú hálózattal elégítettük ki az amplitúdó-előírásokat, egy zéruspárt írtunk elő a képzetes tengelyen, és harmadfokú korrektorral korrigáltuk a fázist. Ily módon 7 fokos fázisingadozást és 13 μ s futásidő-ingadozást értünk el az adatátviteli Nyquist-frekvenciájáig (16kHz) 100 μ s késleltetés beállításával. Az együttes módszerrel approximálva a követelményeket egy nyolcadfokú szűrővel elégítettük ki, amelynek három zérusa a jobb félsíkon, egy zéruspárja pedig a képzetes tengelyen helyezkedik el (10. ábra). A késleltetés 108 μ s, a maximális fázisingadozás a Nyquist-frekvencia alatt 4 fok (0.07 rad), a futásidő-ingadozás pedig 15 μ s volt (11. és 12. ábra)

1. táblázat

	Hagyományos közelítés	Együttes approximáció
Késleltetés	100 μ s	108 μ s
Fázisingadozás	7 fok	4 fok
Futásidő-ingadozás	13 μ s	15 μ s

Köszönetnyilvánítás

A szerzők köszönetet mondanak dr. Radványi Andrásnak (MTA SZTAKI) a témában adott tanácsaiért és Csikós Zsuzsának a rajzok elkészítéséért.

IRODALOM

- [1] S. O. Scanlan, H. Baher: 'Filters with Maximally-Flat Amplitude and Controlled Delay Responses', IEEE Cas-23, May 1976, pp. 270-278.
- [2] P. Jarry, Y. Garrault, M. Clapeau: 'Generalized Linear Phase Polynomials - Application in Filter Synthesis', Int. J. CTA, Vol. 4, October 1976, pp. 381-389.
- [3] J. D. Rhodes: Theory of Electrical Filters, Wiley and Sons, London, 1976.
- [4] H. Baher: Synthesis of Electrical Networks, Wiley and Sons, Chichester, 1984.
- [5] J. D. Rodes, I. H. Zabalawi: 'Selective Linear Phase Filters Possessing a Pair of j-Axis Transmission Zeros', Int. J. CTA, Vol. 10, July 1982, pp. 251-263.

- [6] C. J. Wellekens, A. N. Godard: 'Simultaneous Flat Approximations of the Ideal Low-Pass Attenuation and Delay for Recursive Digital, Distributed and Lumped Filters', IEEE CAS-24, May 1977, pp. 221-230.
- [7] M. F. Fahmy: 'The Use of Padé Approximants in the Derivation of Distributed Low-Pass Filters with Simultaneous Flat Amplitude and Delay Characteristics', Int. J. CTA, Vol. 8, July 1980, pp. 197-204.
- [8] P. Thajchayapong, P. Karnchanawadee, F. Cheevasuvit: 'A Recursive Digital Filter with Simultaneous Maximally-Flat Magnitude and Group Delay at an Arbitrarily Specified Frequency', Proc IEEE 67, May 1979, pp. 871-873.
- [9] I. H. Zabalawi: 'Desing of Flat-Group Delay IIR Filters with Prescribed Amplitude Characteristics, Proc. ISCAS' 88, Espo, Finland, pp. 2493-2496.
- [10] Henk T.: 'Szűrőapproximáció interpolációs eljárásokkal', Kandidátusi értekezés, Budapest, 1984.
- [11] Földváriné Orosz J.: 'Nemreciprok és polifázisú szűrők approximációja interpolációs eljárásokkal', Kandidátusi értekezés, Budapest, 1989.
- [12] A. Ralston: A First Course in Numerical Analysis, McGraw-Hill, Inc., 1965.
- [13] R. Unbehauen: 'Ein Verfahren zur Hurwitz-Faktorisierung eines Polynoms', Archiv für Elektronische Übertragungstechnik, Band 13, Heft 2, 1959, pp. 58-62.
- [14] A. Baranyi: 'Sávszűrők disszipatív csillapítása', TKI Közlemények, XV, 1970. 1. szám, 9-36. o.
- [15] F. Leeb, T. Henk: Simultaneous Amplitude and Phase Approximation for Digital FIR-Filters, Proc. ISCAS, 1988, Espo, Finland, pp. 61-64.
- [16] G. C. Temes, J. A. Bingham: 'Iterative Chebyshev Approximation Technique for Network Synthesis', IEEE CT-14, March 1967, pp. 31-37.
- [17] A. Fettweis: 'On the Significance of Group Delay in Communication Engineering', Archiv für Elektronische Übertragungstechnik, Band 31, Heft 9, 1977, pp. 342-348.
- [18] T. Henk: 'The Generation of Arbitrary-Phase Polynomials by Recurrence Formulae', Int. J. CTA, October 1981, pp. 461-478.
- [19] T. A. Abele: 'Transmission Line Filters Approximating a Constant Group Delay in a Maximally-Flat Sense', IEEE CT-14, September 1967, pp. 298-306.
- [20] T. Henk: 'New Algorithm for Maximally-Flat Band-Pass Delay Approximations', Proc. ISCAS' 82, pp. 1123-1126.
- [21] T. Henk: 'New Algorithm for Maximally-Flat Low-Pass Delay Approximations', Proc. ECCTD' 85, pp. 658-661.
- [22] B. D. Rakovich, D. M. Rabrenovich: 'Method of Synthesis of Phase-Correcting Networks', Proc. IEE 115, January 1968, pp. 57-67.
- [23] T. Henk: 'New Criteria for the Hurwitz Test of Polynomials', Proc. ECCID' 81, pp. 449-452.
- [24] J. Földvári-Orosz, T. Henk, E. Simonyi: 'Simultaneous Amplitude and Phase Approximation of Lumped and IIR Filters', Proc. of the ISCAS' 88, Espo, Finland, pp. 2501-2504.
- [25] J. Földvári-Orosz, T. Henk, E. Simonyi: 'Simultaneous Amplitude and Phase Approximation of Lumped and IIR Filters', Int. J. CTA, megjelenés alatt.

Petri-gráfok alkalmazása véges automaták és protokollok modellezésére

PAPP GYÖRGY

Nemzetbiztonsági Hivatal

Összefoglalás

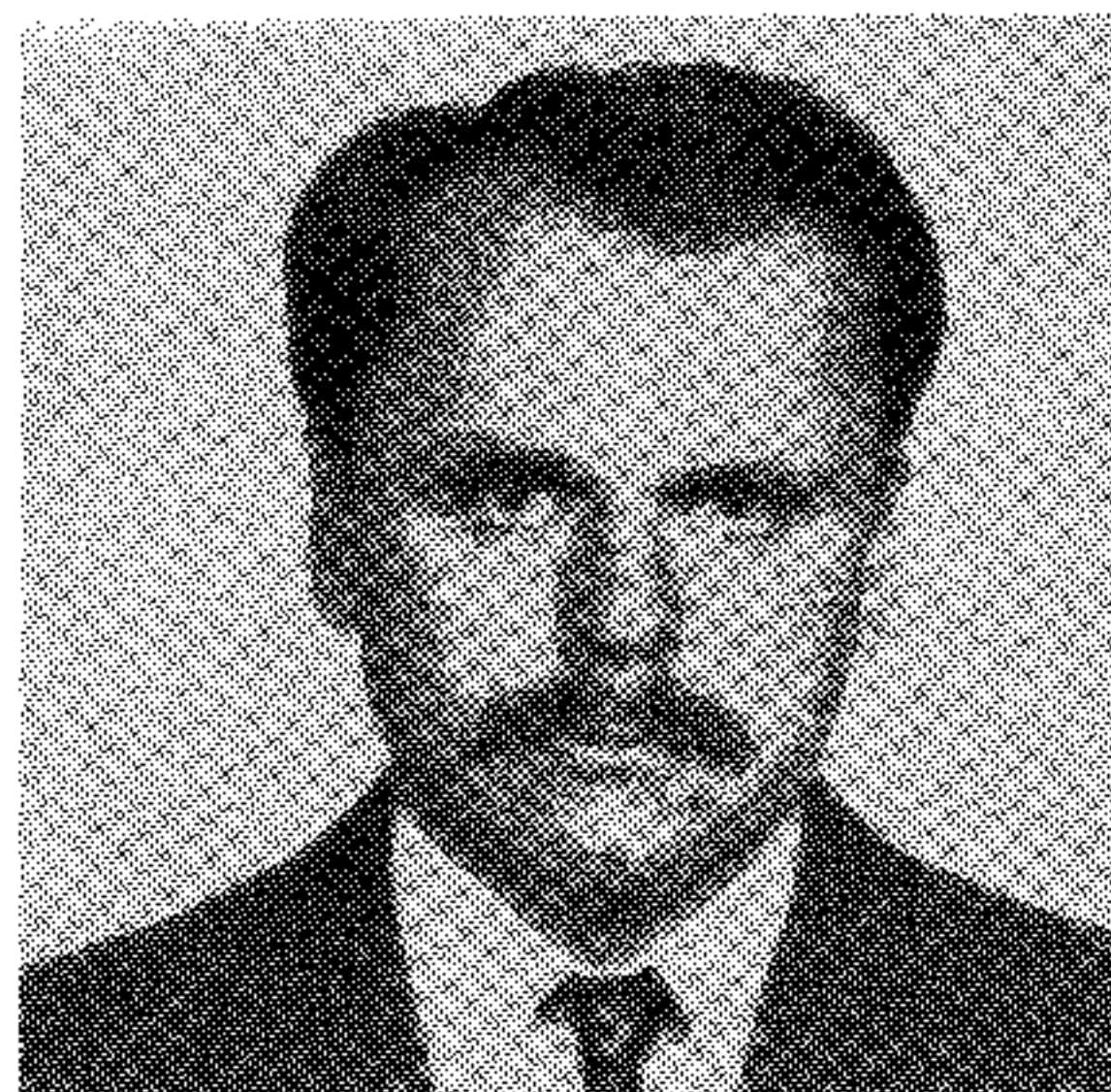
A protokollok implementálása, verifikálása és tesztelése során szükséges egy könnyen programozható, és modulárisan bővíthető matematikai modell alkalmazása. A protokollok leírására használt jelenlegi matematikai modellek nem rendelkeznek ezekkel a tulajdonságokkal. A nemzetközi szabványok például a protokollokat véges automatákkal definiálják. A cikk meg kívánja mutatni, hogyan transzformálható a véges automata modell a Petri-gráfos modellre, ami a fenti tulajdonságai miatt a protokollok egyik legalkalmasabb leíró modellje. Segítségével ugyanis egyszerűen valósítható meg a különböző protokoll funkciók kompozíciója.

Bármilyen rendszer vagy folyamat tervezése, vizsgálata, működésének tesztelése egy alkalmas modell megalkotásával és annak többszintű elemzésével valósul meg. A vizsgálat hatékonysága a modell optimális kiválasztásától függ. A modell létrehozásának elsődleges szempontjai, hogy hűen írják le a vizsgálandó rendszert, a vizsgálatához felhasznált segédeszközök viszonylag egyszerűen kezelhetők, az adott rendszer paramétereinek bővüléseihez, változásaihoz jól igazodók legyenek. Ilyen megfontolásból a modellek általában matematikai modellek szoktak lenni, melyeknek az elemzése számítástechnikai segédeszközökkel valósítható meg.

A protokollok verifikálása, implementálása és tesztelése során sokszor okoz gondot, hogy kisebb mértékű változtatás a teljes protokoll újraértékelését teszi szükségessé. Ez nagy erő- és idő ráfordítást igényel. Igény van ezért olyan matematikai modell alkalmazására, amelyik egyszerűen kezelhető, könnyen gépesíthető és modulárisan bővíthető illetve szűkíthető.

A protokollok leírásában jelenleg használt matematikai modelleknek a hátránya, hogy azok nem rendelkeznek a moduláris bővíthetőség tulajdonságával és így nehezen verifikálhatók. A nemzetközi szabványok például a protokollokat véges automatákkal definiálják. A véges automata modell dinamikus vizsgálata azonban a moduláris bővíthetőség bonyolultsága miatt nehézkes. A protokollok sajátossága alapján viszont a bővíthetőségre az állandó igény szerinti igazodás érdekében szükség van.

Mégsem kell elvetni a régi matematikai modellt, az felhasználható újabb, az előbb felsorolt tulajdonságokkal rendelkező, alkalmasabb modellbe való átalakításához. Megmutatjuk miképpen valósítható meg a transzformálás. Példákon keresztül illusztráljuk, hogy az egymással kommunikálni tudó rendszerek protokoll-



PAPP GYÖRGY

1979-ben végzett a Budapesti Műszaki Egyetem villamosmérnöki Karán, majd a Bel

ügyminisztériumban kezdett dolgozni. Kutató-fejlesztő mérnökként elsősorban mikroprocesszoros vezérlő berendezések fejlesztésével és számítástechnikai rendszerek kidolgozásával foglalkozott. 1986-ban oklevelet szerzett a BME Távforgalmazó Szakmérnöki Szakon. Azóta intenzív kutató munkát végez a számítógépes hálózatokba történő illegális beavatkozás felfedésének területén. Fő kutatási témája: a Petri háló elemzése és a védelmi modell megteremtése.

jainak lecserélésével hogyan alakul át a modell és így az elemzés tárgya. A Petri-gráfos modell segítségével egyszerűen megvalósítható a különböző típusú protokoll funkciók kompozíciója. Bizonyítjuk, hogy a protokollok egyik legalkalmasabb leíró modellje a Petri-gráf modell. A modell számítógépre viteléhez a Petri háló mátrix alakját használjuk fel. A protokoll modelljének megalkotása során bemutatjuk milyen lépésekkel jutunk el egy már ismert számítógép leíró matematikai modelltől, a véges automaták állapot-átmenet gráfjának transzformálása segítségével az egymással kommunikálni képes számítógépek Petri hálós leírásához.

A számítógépek összekapcsolása során az egymáshoz elküldött adatokat, utasításokat, kéréseket, válaszokat valamilyen kommunikációs folyamatban szabályozzák. Ezt a kommunikációs folyamatot *protokollnak* nevezzük [ISO-84]. A számítógépek egymással történő kommunikációja tehát a számítógépek kompozíciójával valósul meg. Így, ha a számítógép modelljét véges automataként értelmezzük, a protokoll nem más, mint a véges automaták olyan kompozíciója, ahol a véges automaták valamilyen tömegkiszolgálási soron, vagy hálózaton keresztül kommunikálnak egymással.

A számítógépek formális leírásának legalacsonyabb szintjén véges automatával (FSM – Finite State Machine) modellezzük a számítógépet. A véges automata [DEM-85] a nevét onnan kapta, hogy véges számú belső állapottal rendelkezik és a működése során automatikusan átkerül valamilyen külső folyamat hatására az egyik belső állapotból a másik belső állapotba. A véges automatát ezek alapján állapotgépnek is nevezik. A későbbiekben a modell elemeire hivatkozva gyakran használjuk az FSM előtagot, megkülönböz-

Beérkezett: 1990. III. 7. (H)

tetve, hogy véges automata elemről van szó. (Pl.: FSM-állapot.)

Leírásához öt változót definiálnak: $(Q, \Sigma, \Delta, \delta, \Gamma)$, ahol;

Q : az állapotok véges halmaza.

$Q = \{q_1, q_2, \dots, q_m\}$ m az állapotok száma.

Σ : egy véges bemeneti ábécé.

$\Sigma = \{\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n\}$ n a bemenetek száma.

Δ : egy véges kimeneti ábécé.

$\Delta = \{\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_k\}$ k a kimenetek száma

δ : $Q \times \Sigma \rightarrow Q$ következő állapot leíró függvény, ami egy aktuális állapothoz és egy bemenethez rendeli a következő állapotot.

$\delta(q_i, \sigma_k) = \{q_j\}$ $i = 1 \dots m, k = 1 \dots n$

Γ : $Q \times \Sigma \rightarrow \Delta$ kimeneti függvény, ami egy állapothoz és egy bemenethez egyértelműen hozzárendel egy kimenetet.

$\Gamma(q_i, \sigma_k) = \{\Delta_f\}$ $i = 1 \dots m, k = 1 \dots n$

A véges automata segítségével protokollokat is le tudunk írni, azonban nem a legalkalmasabb modell implementálásra és verifikálására. A kommunikáló rendszerek tanulmányozása során eljutottak ahhoz a felismeréshez, hogy más fajta matematikai modellek segítségével lehet a protokollokat tervezni és elemezni. A modellek közül az egyik legalkalmasabbnak tűnő a C. Petri német matematikusról elnevezett Petri-gráf modell, amelyet az 1962-ben benyújtott doktori disszertációjában publikált először [PETRI-62]. A Petri-gráf alapfogalmait jó néhány szerző már ismertette, ezért ezekre nem térünk ki [NAGY-79]. A transzformáció miatt azonban szükség van a gráf matematikai leírására. A Petri-gráf modell elemeihez a jobb megkülönböztetés érdekében néha PN előtagot teszünk. (Pl.: PN-gráfpont, PN-átmenet.)

A Petri háló leírása egy számnégyessel történik:

$C = (P, T, I, O)$,

ahol

P : a Petri háló gráfpontjainak halmaza.

$P = \{p_1, p_2, \dots, p_s\}$ s a gráfpontok száma.

T : az átmenetek halmaza.

$T = \{t_1, t_2, \dots, t_r\}$ r az átmenetek száma.

I : a bemenő függvény, ami leírja, melyik átmenetbe melyik gráfpontból van irányított összekötés.

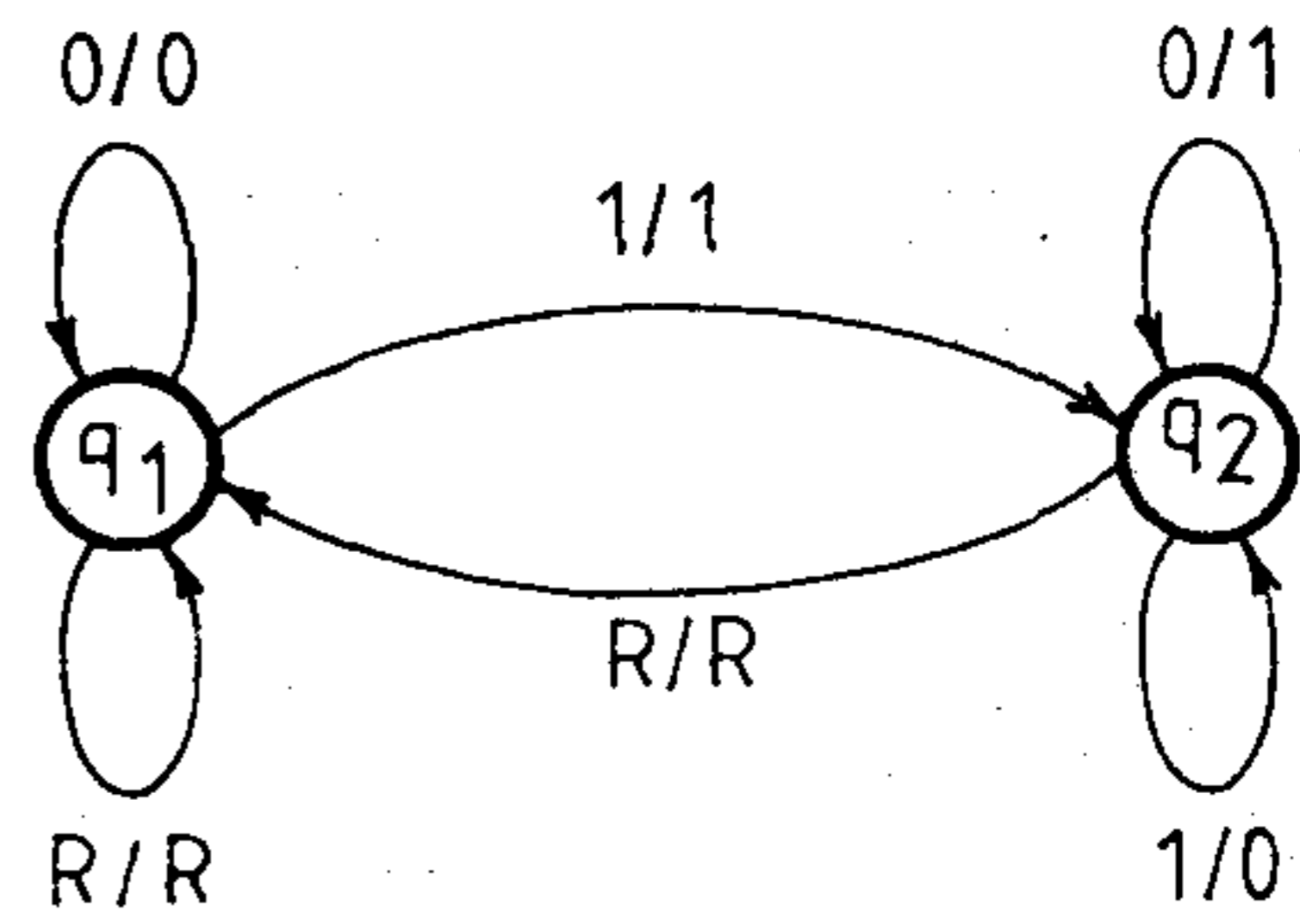
$I(t_i) = \{p_j, \dots, p_h\}$ ahol $i = 1 \dots r$.

O : a kimenő függvény, ami leírja, melyik átmenetből melyik gráfpontba van irányított összekötés.

$O(t_k) = \{p_b, \dots, p_g\}$ ahol $k = 1 \dots r$.

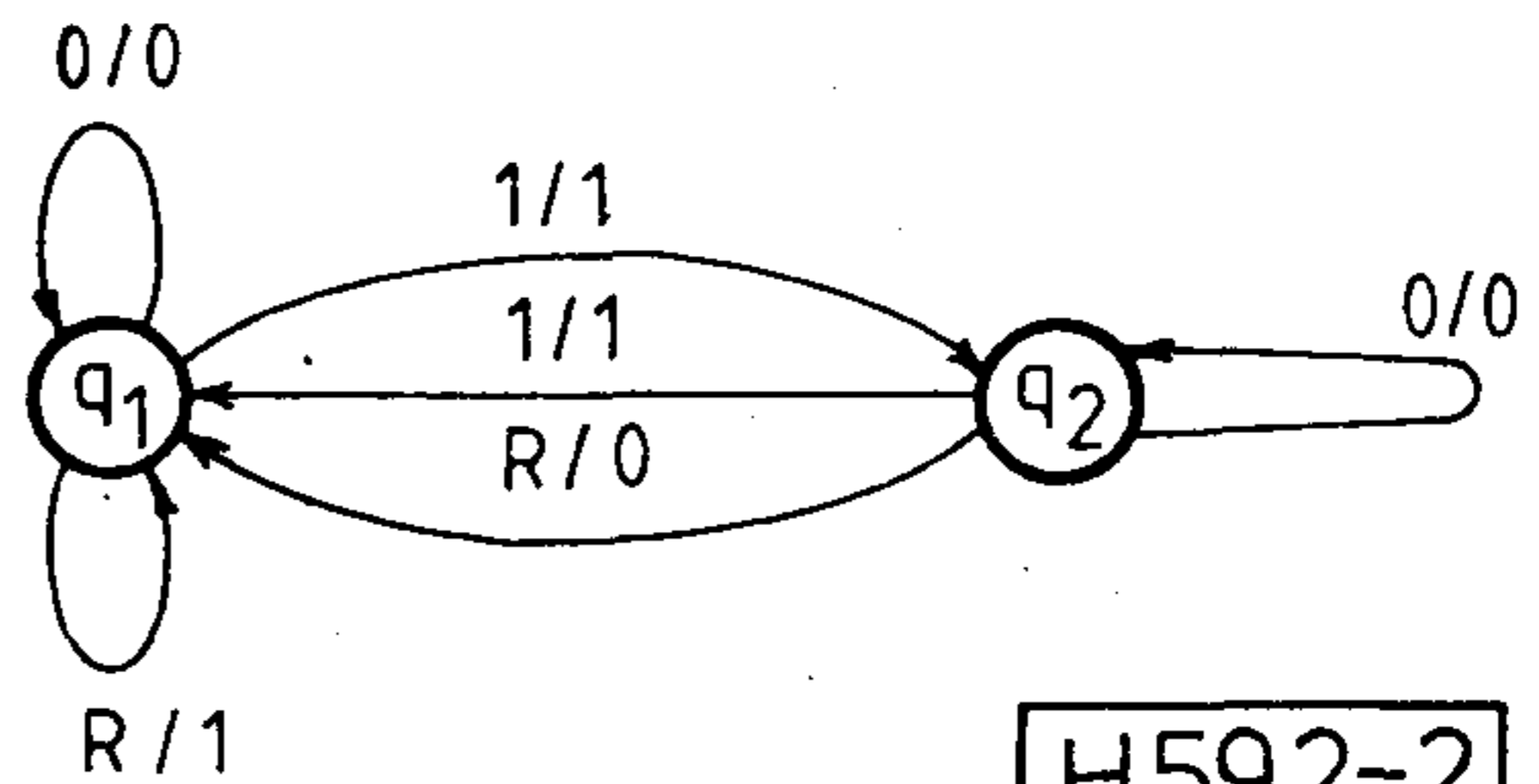
Véges automaták modellezése Petri hálóval

A véges automata leggyakoribb modellezése állapot-átmenet gráffal történik. Példaként nézzük meg a bináris szám kettes komplementének képzését megvalósító véges automata állapot-átmenet gráfját (1. ábra). A gráfban az állapotokat körökkel ábrázoljuk. Az átmenet irányított élén a q_i állapotból q_j állapotba törté-



H592-1

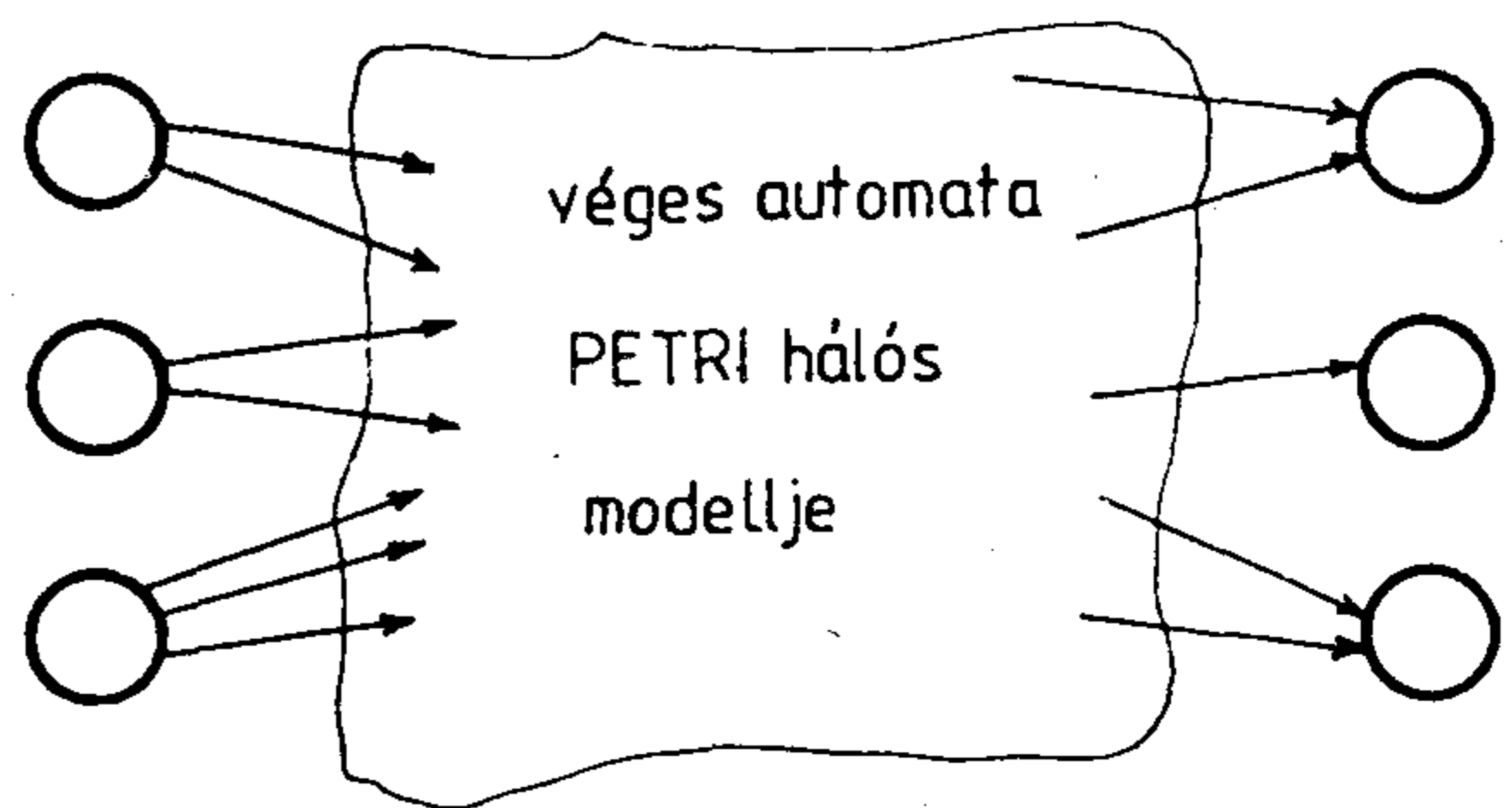
1. ábra. Bináris számok kettes komplementének kiszámítása véges automatán



H592-2

2. ábra. Bináris számsorozat paritásának meghatározása véges automatán

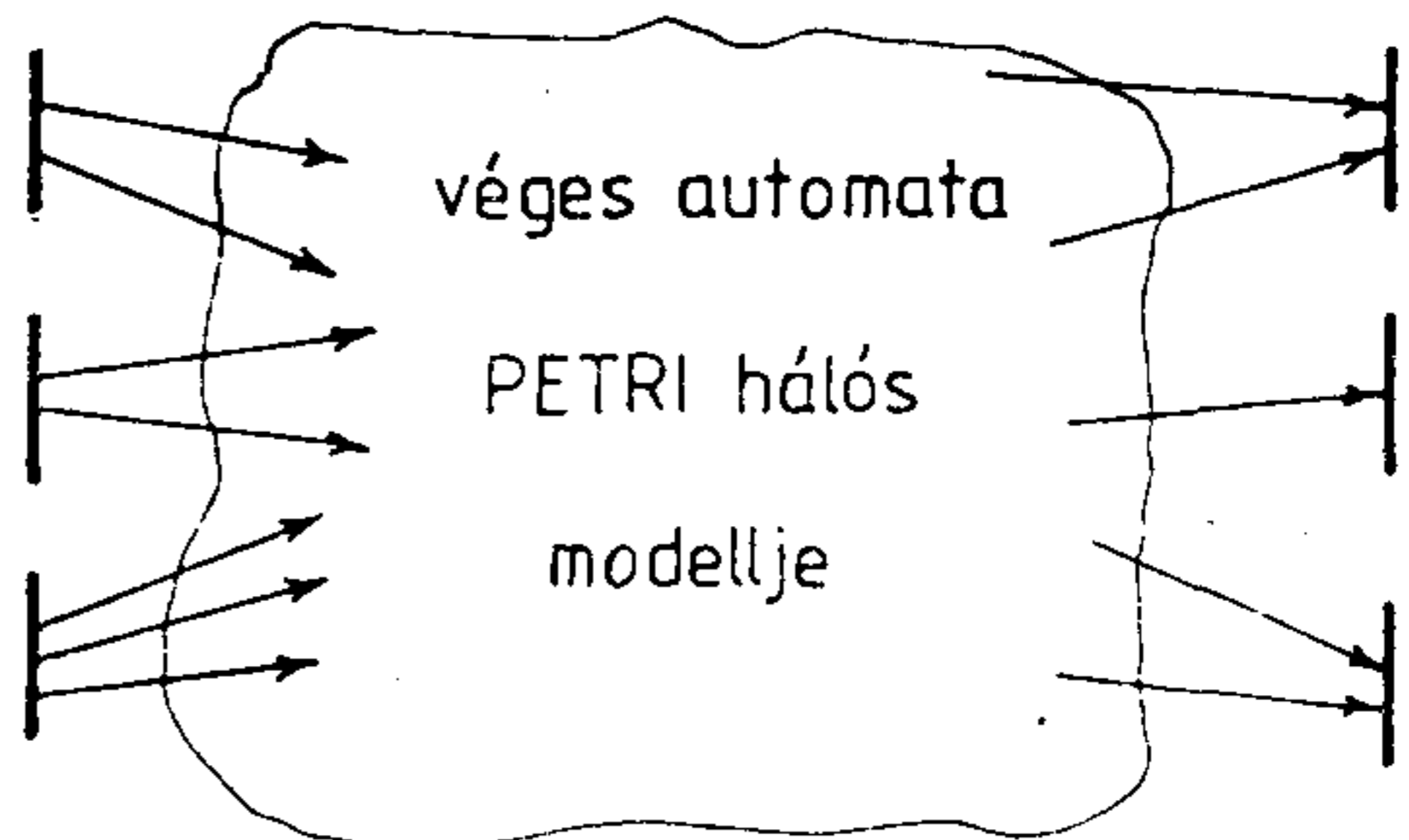
bemenetek kimenetek



H592-3

3. ábra. A Petri háló külvilággal való kapcsolatának általános megközelítése gráfpontokkal

bemenetek kimenetek



H592-4

4. ábra. A Petri háló külvilággal való kapcsolatának alternatív megközelítése gráfpontokkal

nő átmeneten szereplő σ_i/Δ_i jelentése, hogy a gép q_i állapotában az „ σ_i ” bemenet hatására „ Δ_i ” kimeneti válasszal a q_j állapotba jut.

Formálisan: $\delta(q_i, \sigma_i) = q_j$ és $\Gamma(q_i, \sigma_i) = \Delta_i$.

A külvilággal való bemenő kapcsolatokat a bemenő ábécé, a kimenő kapcsolatokat a kimeneti ábécé valósítja meg. A másik példában (2. ábra) a bemeneti ábécékre az állapotgép kiszámolja a paritást.

A véges automata modellje egyszerűen átalakítható a Petri hálós modellé [PET-81a]. Először modellezni kell a Petri háló külvilággal való kapcsolatát. A Petri háló általában zárt struktúra, a környezetétől elszigetelt. A külvilággal való kapcsolat ábrázolása két módon történhet. A bemeneteket és a kimeneteket vagy Petri gráfpontokkal (PN-gráfpont) vagy Petri átmenetekkel (PN-átmenet) ábrázolhatjuk (3. és 4. ábra). A két modell egymással egyenértékű. A továbbiakban mi az első típust fogjuk használni [PET-81b]. A transzformáció alap gondolata a Petri háló definíciójából következik [PET-81c]. Az állapot-átmenet gráfnak az összes feltétele a PN-gráfpontokat fogja meghatározni. Azaz a PN-gráfpontokat az FSM-bemenetek, az FSM-gráfpontok és az FSM-kimenetek uniója alkotja.

A PN-átmeneteket az állapot-átmenet gráf eseményei határozzák meg. Esemény pedig gyakorlatilag az egyik FSM-állapotból egy másik FSM-állapotba jutás pillanatában van. Ez az esemény egy PN-átmenettel azonosítható. A PN-átmenet bemeneteit az esemény előfeltételei fogják meghatározni. Az egyik előfeltétele az adott FSM-állapot, a másik előfeltétele pedig egy FSM-bemenet, mivel FSM-átmenet létrejöttéhez egy FSM-bemenet megjelenésére van szükség. A PN-átmenet kimeneteit pedig a véges automata következő állapot függvénye valamint a kimenet függvénye fogja meghatározni.

Ezek alapján megállapítható, hogy a transzformáció hatására a PN-átmenetek száma megegyezik az FSM-átmenetek, az FSM-állapotok és az FSM-kimenetek számainak összegével. A PN-átmenetek számát pedig az FSM-állapotok és az FSM-bemenetek számának szorzata fogja eredményezni, mert az átmeneteket az FSM-állapotok és az FSM-bemenetek Descartes szorzatából kapjuk.

Ezt formailag felírva:

$$(Q, \Sigma, \Delta, \delta, \Gamma) \rightarrow (P, T, I, O)$$

ahol a $(Q, \Sigma, \Delta, \delta, \Gamma)$ a véges automatát (FSM),
a (P, T, I, O) a Petri hálót (PN) írja le.

Q elemeinek száma: m

P elemeinek száma: s

Σ elemeinek száma: n

T elemeinek száma: r

Δ elemeinek száma: k

A jelöléseknél használt nyíl a transzformáció irányát jelzi.

A PN gráfpontjainak összessége az FSM-állapotok, az FSM-bemenetek és az FSM-kimenetek uniója lesz:
 $P = \Sigma \cup Q \cup \Delta$ ahol elemeinek száma: $s = m + n + k$.

A PN átmeneteit az FSM-állapotok és az FSM-bemenetek Descartes szorzata alkotja:

$$T = \{t_{q, \sigma} \mid q \in Q \text{ és } \sigma \in \Sigma\}$$

ahol elemeinek száma: $r = m * n$.

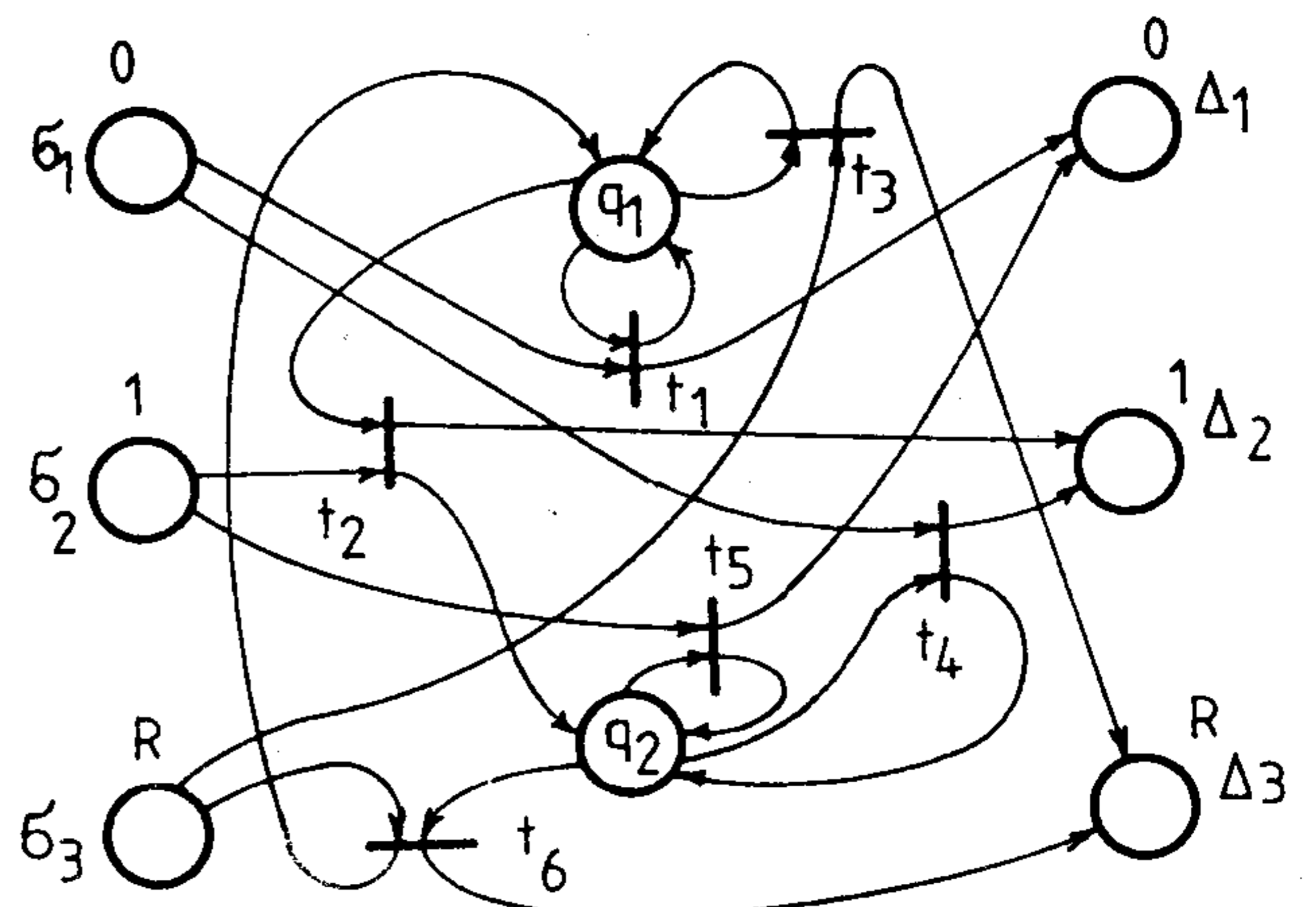
A PN bemenetei a rendre képzett PN-átmenetekhez az FSM-állapotok és az FSM-bemenetek lesznek:

$$I(t_{q, \sigma}) = \{q, \sigma\}.$$

A PN kimenetei a rendre képzett átmenetektől az FSM következő állapot és kimeneti függvényei lesznek:

$$O(t_{q, \sigma}) = \{\delta(q, \sigma), \Gamma(q, \sigma)\}.$$

A transzformációs szabály alkalmazásával így már elkészíthető a véges automata-példák Petri hálós modellje. Az első példa, aminek állapot-átmenet gráfja az 1. ábrán látható, egy olyan Petri gráfot eredményez, amely nyolc PN-gráfpontból és hat PN-átmenetből áll (5. ábra).

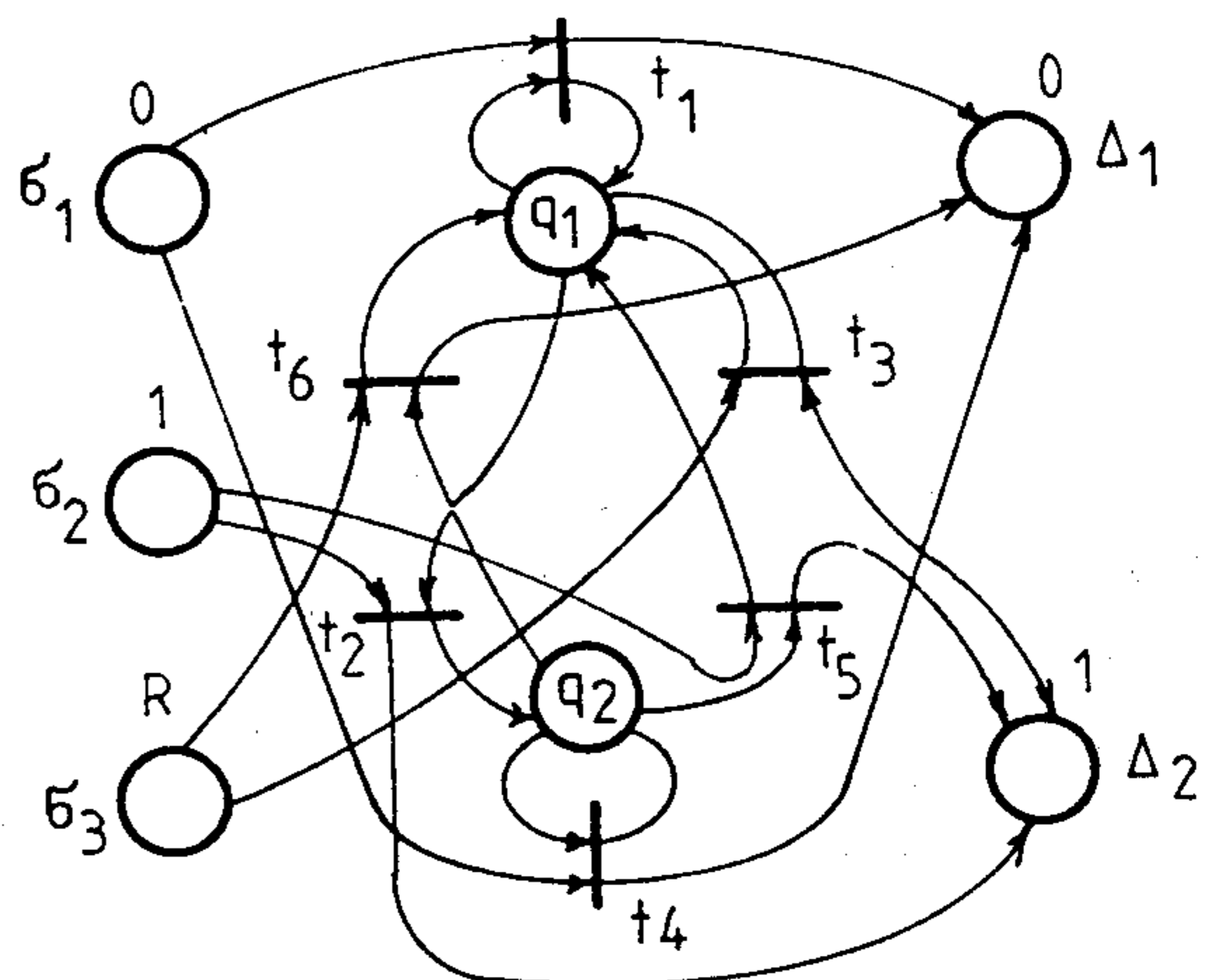


5. ábra. Az 1. ábra Petri hálós változata

H592-5

Hasonlóképpen a 2. ábrán szereplő gráf Petri gráf megfelelője is elkészíthető. Ezt a 6. ábra szemlélteti.

Első látásra szembeötlik a két modell-típus közötti különbség. Sokkal bonyolultabbnak látszik ugyanannak a problémának a megfogalmazása Petri modell-



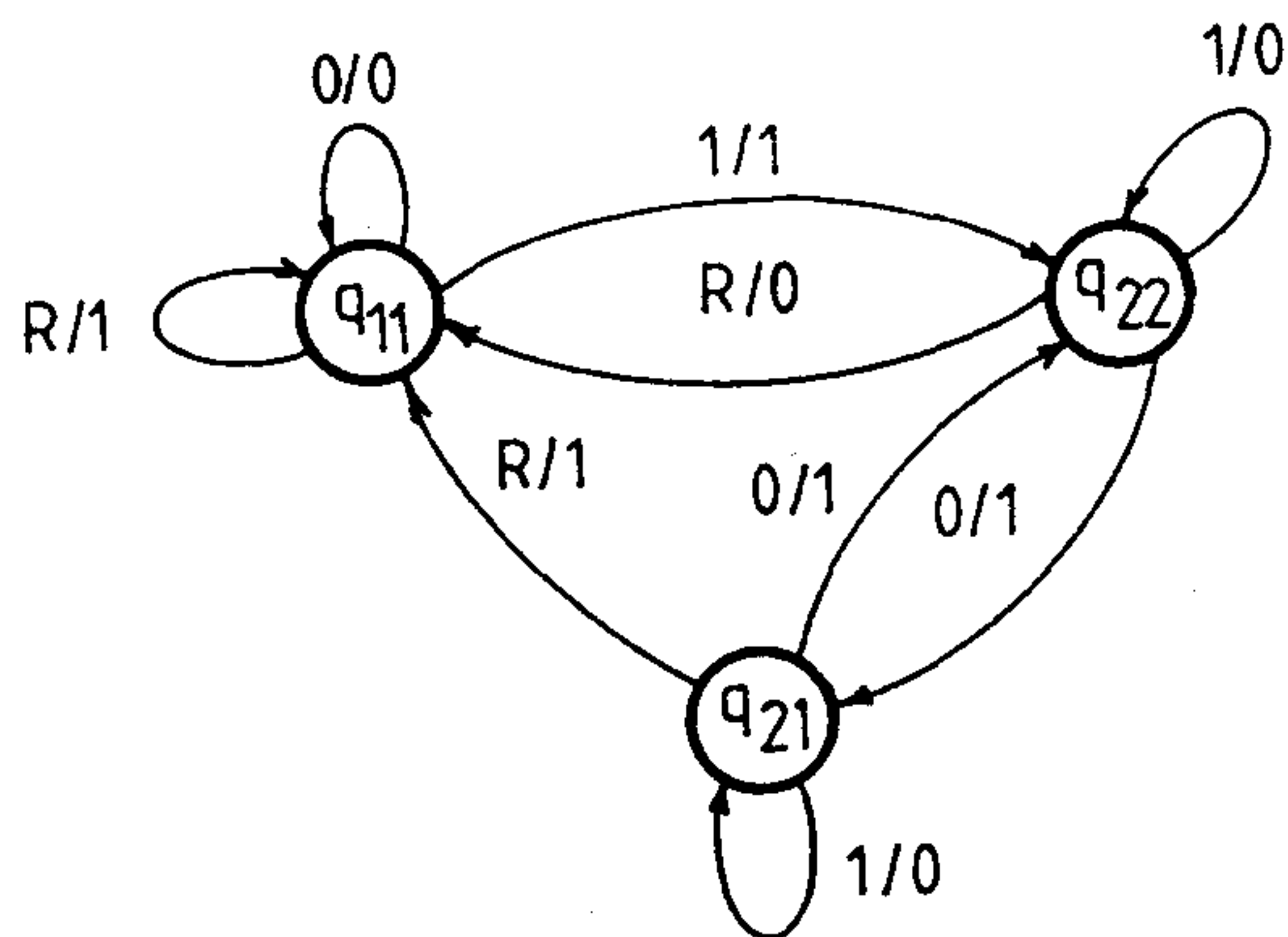
6. ábra. A 2. ábra Petri hálós változata

H592-6

ben, mint állapot-átmenet modellben. Vajon mégis miért előnyösebb a Petri modell?

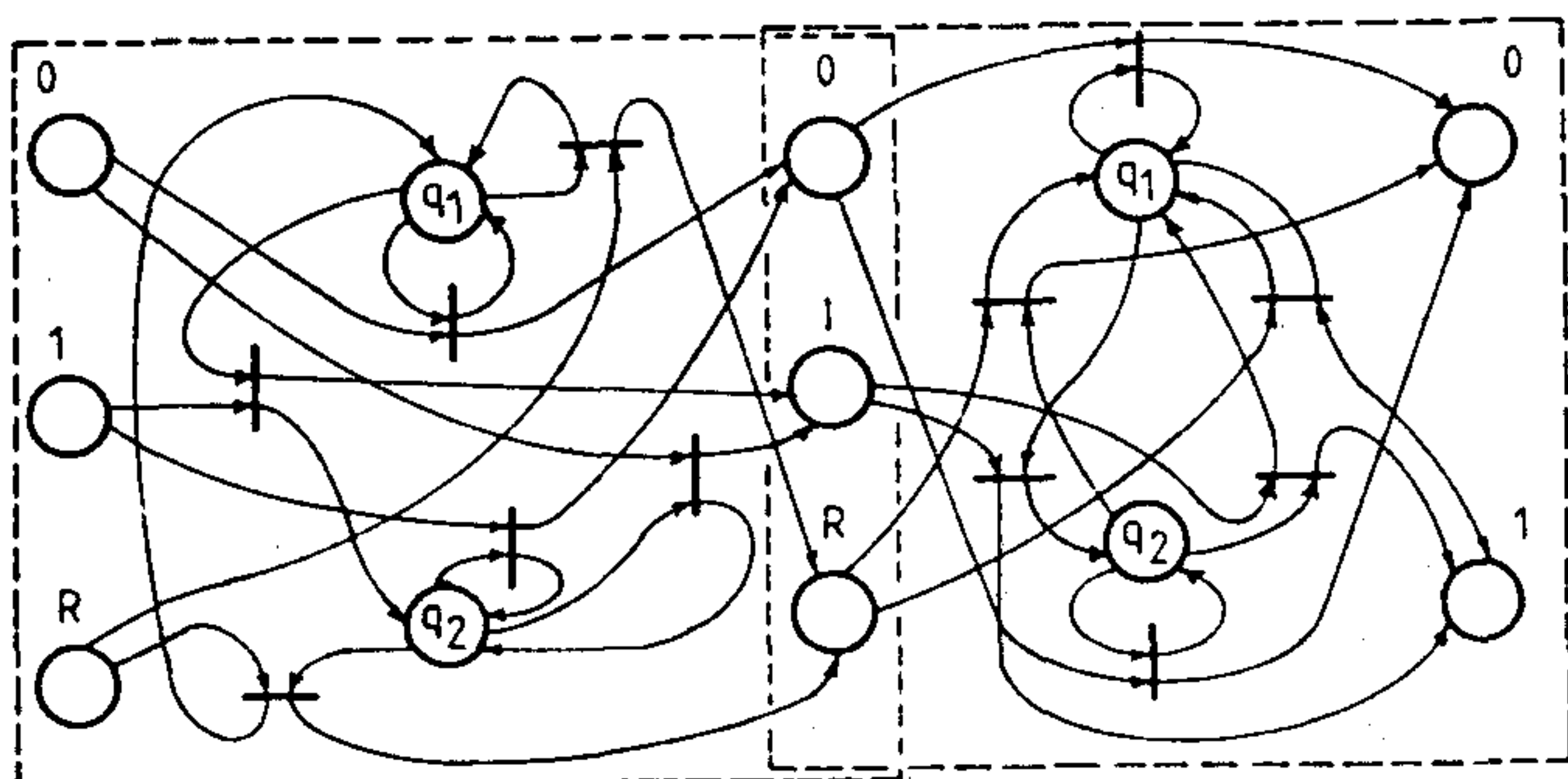
A válaszhoz vizsgáljunk meg egy összetettebb feladatot. Ne tegyünk mást, csupán ötvözzük a fenti két feladatot olyan formában, hogy a bemenő bináris számok kettes komplementésének kiszámításán kívül végezzük el a paritás képzést is. Ehhez a feladathoz, ha elkészítjük az állapot-átmenet gráfot, gyakorlatilag előlről kezdjük el az FSM-állapotok létrehozását, és végül megkapunk egy látszólag független modellt (7. ábra).

Ezzel szemben sokkal egyszerűbb a Petri hálóból kiindulva elkészíteni az újabb igényt kielégítő Petri



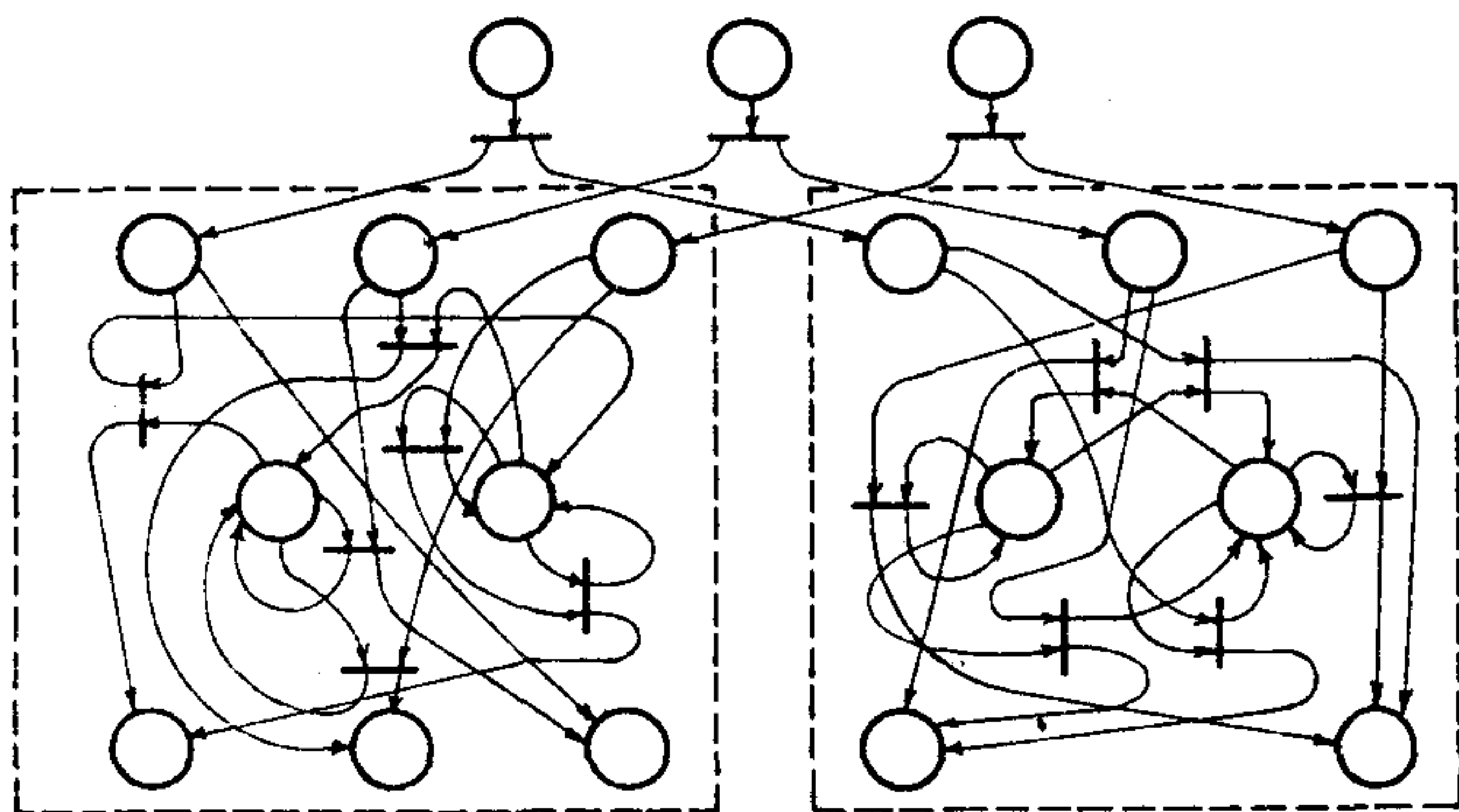
H592-7

7. ábra. A kettes komplementés és a paritás egymás utáni megvalósítása véges automatán



H592-8

8. ábra. A kettes komplementés és a paritás egymás utáni megvalósítása Petri hálón



H592-9

9. ábra. A kettes komplementés és a paritás párhuzamos megvalósítása Petri hálón

modellt, sőt lehetőség van a kettes komplementés és a paritás képzésének szekvenciális és párhuzamos megvalósítására is. Ezek figyelhetők meg a 8. és a 9. ábrákon. Bár a példák egyszerűek voltak, mégis látható belőle a Petri háló moduláris jellege, és az ebből származó előnyök. Ez azt jelenti, hogy a Petri modell vizsgálatához a feladatot bármilyen mélységben lehet tárgyalni, részfeladatokra osztani.

Ez a transzformációs szabály egyszerűen gépesíthető. A legegyszerűbb, ha a modellek mátrix alakban felírt formáit alkalmazzuk. A véges automata állapot-átmenet gráfja önmagában szemléletes, de nehezen gépesíthető. Alkalmas viszont a táblázatban megadott forma. Két táblázat készíthető el (amit gyakran egy közös táblázatban szoktak ábrázolni), az egyik az állapot-átmeneti táblázat, a másik a kimeneti táblázat. Mindkét táblázatnak az oszlopaiba a véges automata állapotait, soraiba pedig a bemeneteit tüntetik fel. Az állapot-átmenet táblázat elemei úgy kerülnek kitöltésre, hogy az adott oszlophoz (FSM-állapot) tartozó sor (FSM-bemenet) keresztező helyére a következő FSM-állapotot írják. Ez gyakorlatilag azt mutatja meg, hogy egy adott FSM-állapotban egy adott bemeneti elem hatására melyik FSM-állapotba fog jutni az állapotgép. A kimeneti táblázat keresztező helyei pedig az előző mintájára a kimeneti elemeket fogják tartalmazni, vagyis adott FSM-állapotban kapott adott FSM-bemenet hatására milyen kimeneti elemet, milyen választ szolgáltat az állapotgép. A közös táblázatban a kitöltendő helyeken közösen szerepel a következő állapot és a kimenet egy "/" jel elválasztásával.

Példa egy közös állapot-átmenet és kimeneti táblázatra

Σ Q	q ₁	q ₂	q ₃	q ₄	q ₅
σ_1	q ₁ /Δ ₁	q ₃ /Δ ₂	q ₃ /Δ ₂	q ₁ /Δ ₅	q ₁ /Δ ₆
σ_2	q ₂ /-	q ₂ /Δ ₁	q ₁ /Δ ₂	q ₅ /Δ ₃	q ₃ /Δ ₄
σ_3	q ₄ /Δ ₆	q ₁ /Δ ₂	q ₅ /Δ ₄	q ₃ /Δ ₃	q ₅ /Δ ₃
σ_4	q ₂ /Δ ₅	q ₁ /Δ ₆	q ₃ /Δ ₄	q ₄ /Δ ₂	q ₄ /Δ ₁

A táblázat első oszlopának és második sorának keresztező helyén szereplő "-" kimenet azt jelenti, hogy az állapotgép az állapot-átmenet során nem ad kimeneti választ.

A két táblázat számítógépre viteléhez képezzünk két mátrixot. Az első mátrix legyen az állapot-átmenet mátrix, az ún. Q gamma mátrix, melynek elemei legyenek egész számok és értéként vegyék fel az állapot-átmenet táblázatban a megfelelő helyen szereplő következő állapotok indexeit. A második mátrix pedig legyen a kimeneti mátrix, Q delta mátrix, melyet hasonlóan, a kimeneti táblázat alapján képezzünk és elemei a kimeneti táblázatban az adott helyen lévő kimenetek indexei legyenek. Mindkét mátrix mérete, mint ahogy az könnyen belátható $m * n$.

Az állapot átmeneti mátrix és a kimeneti mátrix felépítése a következő:

Q gamma állapot átmeneti mátrix

	q ₁	q ₂	q _i	q _m
σ ₁				
σ ₂				
⋮				
σ _j			*	
⋮				
σ _n				

a * helyére a következő állapot sorszáma kerül

Q delta kimeneti mátrix

	q ₁	q ₂	q _i	q _m
σ ₁				
σ ₂				
⋮				
σ _j			#	
⋮				
σ _n				

a # helyére a kimenet sorszáma kerül

Most vizsgáljuk meg a Petri háló leírásának mátrix alakját [AND-83]. Definiáljunk itt is két mátrixot. Az első legyen a kimeneti mátrix, amit D mínusz mátrixnak hívunk a későbbiekben. A másik mátrix pedig legyen a bemeneti mátrix, amit D plusz mátrixnak nevezünk. Mindkettő mátrix szerkezete ugyanolyan, oszlopai a Petri háló gráfpontjai legyenek, sorai pedig a Petri háló átmenetei. Első megközelítésben a következőt állítjuk. A D mínusz mátrix (D⁻) elemeit képezzük úgy, hogy az adott átmenet sorának mindazon oszlopaiba írjuk -1 értéket, amelyeknek oszlopához tartozó gráfpontokhoz gráfél érkezik. A mátrix többi eleme legyen nulla. A D plusz mátrixot pedig úgy képezzük, hogy az adott átmenet sorába írjunk a +1 értéket, amelyik oszlophoz tartozó gráfpontból gráfél indul ki.

A többi mátrix elem itt is nulla legyen. Látható, miért nevezzük kimeneti, illetve bemeneti mátrixnak a D mínusz illetve D plusz mátrixot, ugyanis D mínusz mátrix a Petri háló kimeneti függvényét fogja leírni, a D plusz mátrix pedig a bemeneti függvényt.

A -1 és a +1 számérték itt azt jelenti, hogy egy adott átmenet és egy adott gráfpont között csupán egy gráfél létezik. Ez a modell az egyszerű Petri háló modellje. A kiterjesztett Petri háló modellben a gráfélék száma egynél több is lehet. Mivel azonban a dinamikus vizsgálathoz a kiterjesztett Petri háló egyszerűen átalakítható egyszerű Petri hálóba [HACK-74], mi ezt a modellt fogjuk a továbbiakban alkalmazni.

A bemeneti mátrix és a kimeneti mátrix felépítése a következő:

D plusz bemeneti mátrix

	P ₁	P ₂	P _i	P _m
t ₁				
t ₂				
⋮				
t _j			*	
⋮				
t _r				

a * helyére +1 kerül ha a p_i állapotból gráfél indul t_j átmenetbe, egyébként értéke 0

D mínusz kimeneti mátrix

	P ₁	P ₂	P _i	P _m
t ₁				
t ₂				
⋮				
t _j			#	
⋮				
t _r				

a # helyére -1 kerül, ha a t_j átmenetből gráfél indul p_i állapotba, egyébként értéke 0

Az egész háló struktúráját a két mátrix összege fogja leírni, ami a későbbiekben a Petri háló viselkedésének számítógépes elemzéséhez alkalmas. A Petri háló dinamikus vizsgálata ennek a mátrixnak a felhasználásával történik, ami csak a háló felépítését, struktúráját jellemzi. A működést a háló töltéseinek áramlása, és annak folyamata fogja leírni. A töltések mozgása, a gyűjtások sorozata minden jellemző pillanatban meghatározható, amiket a modellben az ún. jelölések és a jelölés vektorok írnak le. [MUR-76] Ennek matematikai alapja kidolgozott, az elemzés a modell mátrix alakjának felhasználásával elvégezhető. A Petri háló dinamikus viselkedésének vizsgálatával ebben a cikkben nem foglalkozunk, csupán a Petri háló felépítésének számítógépre viteli lehetőségét elemezzük.

A transzformáció szabályai:

A PN-gráfpontokat úgy kapjuk, hogy rendre vesszük az FSM-bemeneteket, az FSM-állapotokat és az FSM-kimeneteket unióját:

$$P = \Sigma \cup Q \cup \Delta \quad \text{ahol } P \text{ száma: } s = n + m + k.$$

A PN-átmenetek előállításához képezzük az FSM-állapotok és az FSM-bemenetek Descartes szorzatát:

$$T = \{ t_{q, \sigma} \mid q \in Q \text{ és } \sigma \in \Sigma \} \quad \text{ahol } T \text{ száma} = n * m.$$

A PN bemeneti függvénye azon FSM-állapotok és FSM-bemenetek halmaza, amikből a Descartes szorzatokkal képezett PN-átmenetekbe gráfél érkezik:

$$I(t_{q, \sigma}) = \{ q, \sigma \}.$$

A PN kimeneti függvénye azon FSM-állapot átmeneti függvény értékek és FSM-kimeneti függvény értékek halmaza, amikbe a Descartes szorzattal képezett PN-átmenetekből gráfél indul:

$$O(t_{q, \sigma}) = \{ \delta(q, \sigma), \Gamma(q, \sigma) \}.$$

Tekintsünk egy m állapotból, n bemenetből és k kimenetből álló véges automatát. Így a Q gamma és a Q delta mátrix $m * n$ -es lesz.

Q gamma mátrix elemei egész számok, melyek a következő állapot sorszámaival egyeznek meg. Így értékkészlete q elemeinek száma, azaz $1 .. m$.

Q delta mátrix elemei szintén egész számok, de értékei az FSM kimeneteinek sorszámaival egyeznek meg. Tehát értékkészlete Δ elemeinek száma, azaz $1 .. k$.

A transzformáció alapján létre hozzuk a D plusz és a D mínusz mátrixot. A D plusz mátrix a PN bemeneti függvényét írja le. Oszlopai a PN gráfpontjai, sorai a PN átmenetei. Így $n + m + k$ számú oszlopból és $n * m$ számú sorból áll. Elemei mínusz előjellel szereplő annyi számérték, amennyi az adott sorban levő átmenethez tartozó, adott oszlopban szereplő gráfpontokból kiinduló éleinek száma. Tehát mind a D plusz, mind a D mínusz mátrix $s * r$ -es, ahol $s = n + m + k$ és $r = n * m$.

A mátrixot úgy alkotjuk meg a transzformáció alapján, hogy a PN gráfpontjai rendre az FSM bemenetei, az FSM állapotai és az FSM kimenetei legyenek: $P_1 \cdot P_n, P_{n+1} \cdot P_{n+m}, P_{n+m+1} \cdot P_{n+m+k}$. A PN átmeneteit pedig képezzük a Descartes szorzatnak megfelelően úgy, hogy elsőnek az FSM bemeneteit rendre rendeljük az FSM állapotaihoz: $t_1 = \{\sigma_1, q_1\}, t_2 = \{\sigma_2, q_1\}, \dots, t_n = \{\sigma_n, q_1\}, t_{n+1} = \{\sigma_1, q_2\}, t_{n+2} = \{\sigma_2, q_2\}, \dots, t_{i,n+1} = \{\sigma_1, q_i\}, \dots, t_{n,m} = \{\sigma_n, q_m\}$. A D plusz mátrix sor és oszlop képzése teljesen hasonlóan történik.

A D mínusz mátrix elemeit meghatározó algoritmus:

(a mátrix sor indexe - i, oszlop indexe - j)

$$D^- [i, j] = \begin{cases} -1 & i = e * n + j \text{ esetén, ahol} \\ & e \in (0..m-1), j \in (1..n) \\ & \text{és } i = e * n + f; \\ & j = e + n + 1 \text{ esetén, ahol} \\ & e \in (0..m-1), f \in (1..n) \\ 0 & \text{egyébként} \end{cases}$$

formálisan: $d^-(t_{\sigma_1, q_j}, \sigma_1 \text{ vagy } q_j) = -1$ egyébként 0

A D plusz mátrix elemeit meghatározó algoritmus:

$$D^+ [i, j] = \begin{cases} +1 & i = (e-1) * n + f; \\ & j = n + \delta(\zeta, \epsilon) \text{ ahol} \\ & e \in (1..m), f \in (1..n) \\ & \text{és } i = (e-1) * n + f; \\ & j = n + m + \Gamma(f, e), \text{ ahol} \\ & e \in (1..m), f \in (1..n) \\ 0 & \text{egyébként} \end{cases}$$

formálisan: $d^+(t_{\sigma_i, q_j}, \delta(\sigma_i, q_j) \text{ vagy } \Gamma(\sigma_i, q_j)) = 1$ egyébként 0

Protokoll modellezése és transzformálása

Ezek után tekintsünk egy transzformációs példát. Példánkban vegyünk egy egyszerű protokollnak az állapot-átmenet gráfját (10. ábra). Az ábrán feltüntettük a véges automata bemeneti- és kimeneti ábécé elemeit, valamint az egyszerű protokoll állapotait. A 11. ábrán pedig a protokoll állapot-átmenet táblázata figyelhető meg.

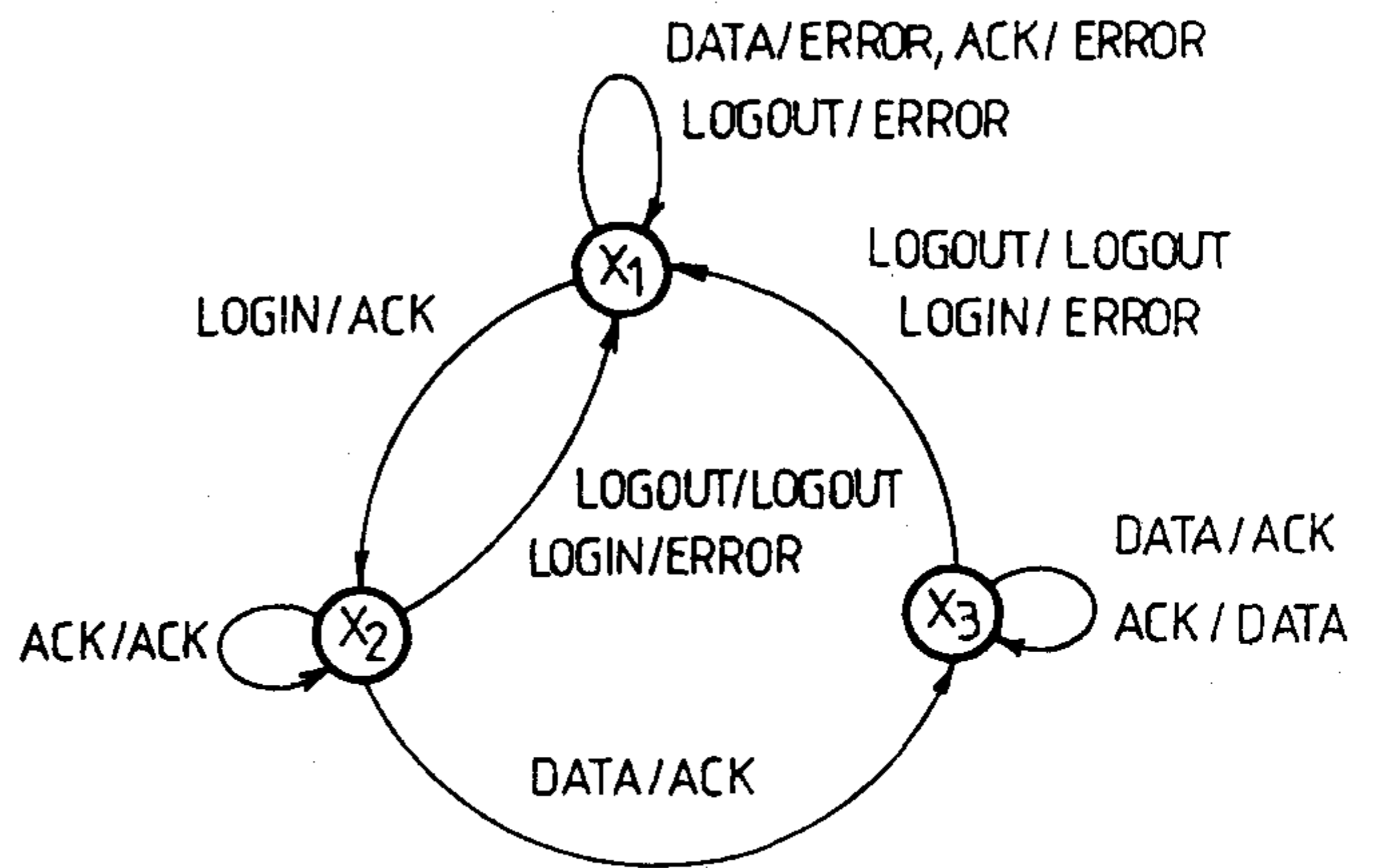
Az egyszerű protokoll FSM változói:

Az FSM-állapotok:

- $q_1 = \text{off}$
- $q_2 = \text{wait}$
- $q_3 = \text{data_transfer}$

Az FSM-bemenetek:

- $\sigma_1 = \text{login}$
- $\sigma_2 = \text{data}$
- $\sigma_3 = \text{ack}$
- $\sigma_4 = \text{logout}$



Bemeneti ábécé: LOGIN, DATA, ACK, LOGOUT

Kimeneti ábécé: DATA, ACK, LOGOUT, ERROR

Állapotok halmaza: OFF, WAIT, DATA, TRANSFER

H592-10

10. ábra. Egy egyszerű protokoll véges automatán

Input / State	LOGIN	DATA	ACK	LOGOUT
OFF X1	X2 / ACK	X1 / ERROR	X1 / ERROR	X1 / ERROR
WAIT X2	X1 / ERROR	X3 / ACK	X2 / ACK	X1 / LOGOUT
DATA TRANSFER X3	X1 / ERROR	X3 / ACK	X3 / DATA	X1 / LOGOUT

H592-11

11. ábra. A kommunikáló véges automaták állapot-átmenet táblázata

Az FSM-kimenetek:

- $\Delta_1 = \text{ack}$
- $\Delta_2 = \text{error}$
- $\Delta_3 = \text{logout}$
- $\Delta_4 = \text{data}$

az FSM állapot-átmeneti mátrixa (Q delta):

	q_1	q_2	q_3
σ_1	2	1	1
σ_2	1	3	3
σ_3	1	2	3
σ_4	1	1	1

a mátrix belsejében levő számok q azonosító indexei

az FSM kimeneti mátrixa (Q gamma):

	q_1	q_2	q_3
σ_1	1	2	2
σ_2	2	1	1
σ_3	2	1	4
σ_4	2	3	3

a mátrix belsejében levő számok Δ azonosító indexei

A transzformáció után PN mátrixai:

A D plusz, PN-bemeneti mátrix:

	P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	P ₅	P ₆	P ₇	P ₈	P ₉	P ₁₀	P ₁₁
t ₁	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0
t ₂	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0
t ₃	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0
t ₄	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0
t ₅	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0
t ₆	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0
t ₇	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0
t ₈	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0
t ₉	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0
t ₁₀	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0
t ₁₁	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1
t ₁₂	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0

A D mínusz, PN-kimeneti mátrix:

	P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	P ₅	P ₆	P ₇	P ₈	P ₉	P ₁₀	P ₁₁
t ₁	-1	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	0
t ₂	0	-1	0	0	-1	0	0	0	0	0	0
t ₃	0	0	-1	0	-1	0	0	0	0	0	0
t ₄	0	0	0	-1	-1	0	0	0	0	0	0
t ₅	-1	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	0
t ₆	0	-1	0	0	0	-1	0	0	0	0	0
t ₇	0	0	-1	0	0	-1	0	0	0	0	0
t ₈	0	0	0	-1	0	-1	0	0	0	0	0
t ₉	-1	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	0
t ₁₀	0	-1	0	0	0	0	-1	0	0	0	0
t ₁₁	0	0	-1	0	0	0	-1	0	0	0	0
t ₁₂	0	0	0	-1	0	0	-1	0	0	0	0

A D mátrixból látszik, szerkezetük élesen elhatárolható, kilenc almátrixra bontható. Az almátrixok oszlop határait az FSM-bemeneteknek megfelelő p₁, p₂, p₃ és p₄ PN-gráfpontok, az FSM-állapotoknak megfelelő p₅, p₆ és p₇ PN-gráfpontok, valamint az FSM-kimeneteknek megfelelő p₈, p₉, p₁₀ és p₁₁ PN-gráfpontok húzzák meg. Az almátrixok sor határait pedig az első FSM-állapothoz rendelt FSM-bemenetek alapján létrejött t₁, t₂, t₃ és t₄ PN-átmenetek, a második FSM-állapothoz rendelt FSM-bemenetek alapján létrejött p₅, p₆, p₇ és p₈ PN-átmenetek, valamint a harmadik FSM-állapothoz rendelt FSM-bemenetek alapján kialakult p₉, p₁₀, p₁₁ és p₁₂ PN-átmenetek határozzák meg. A D mínusz mátrixban így egységes almátrixok és sormátrixok alakulnak ki, gyakorlatilag teljesen függetlenül a modell felépítésétől. A modell leírásában a D plusz mátrix vesz részt. Ez a megállapítás a későbbiekben használható

Kommunikáló véges automaták modellezése

A protokoll két véges automata kompozíciója, amelyek valamilyen tömegkiszolgálási soron keresztül kommunikálnak. (Általában a számítógép-hálózat így modellezhető – 13. ábra). Ez azt jelenti, hogy a két

első véges automata állapotai	kommuni- kációs Petri háló állapotai	második véges automata állapotai	
	[FN1]	[0]	[0]
	[A]	[C]	[B]
	[0]	[0]	[FN2]
		első véges automata átmenetei	kommunikációs Petri háló átmenetei
		második véges automata átmenetei	

H592-12

12. ábra. A kommunikáló véges automaták Petri háló mátrixának felépítése, almátrixai

véges automata összekapcsolása úgy valósul meg, hogy az egyik automata egy tömegkiszolgálási soron keresztül adja át adatait és nyugtáit a másik automatának és fordítva. A protokoll leírása ennek a tömegkiszolgálási folyamatnak a szabályait tartalmazza.

Az egymással ilyenformán kommunikáló automaták modellezése könnyen megvalósítható Petri háló segítségével, ugyanis ahogy ezt már láttuk a bináris szám kettős komplementjét eredményező Petri modell és a paritást képző Petri modell példák kompozícióján, a független modellek egyszerűen illeszthetők össze. Az egyik modell kimenete megfelel a másik modell bemenetének és fordítva. A Petri hálós modell az ilyen illesztés elvégzésére kiválóan alkalmas. Ebből az is következik, hogy nagyon egyszerűen le lehet cserélni a protokollt. De ugyanilyen egyszerűen lehet módosítani a modellt újabb protokoll funkció bevezetésekor.

A kommunikáló véges automaták ebben a modellben három független modell alapján jönnek létre. A három modell közül kettő a két véges automata modellje, a harmadik pedig a tömegkiszolgálást végző egység modellje. A teljes rendszer Petri hálójának megvalósításához lépésenként hozzáláthatunk. Egyrészt a független modellek Petri hálós modelljeinek képzésével, másrészt a külön Petri modellek összekapcsolásával.

Korábban azt mutattuk be, hogy a véges automata állapot-átmenet struktúrája hogyan transzformálható Petri hálóba. Most megmutatjuk, hogy az így külön-külön transzformált és létrejött Petri hálók hogyan egyesíthetők (12. ábra).

A véges automata Petri hálós transzformációjának mátrix alakjában – mint ahogy már említettük – a mátrix oszlopait a véges automata bemenetei, állapotai és kimenetei alkotják. Az egyik kommunikáló véges automata meghatározható számú kimenetét átadja a másik véges automatának és fordítva.

A Petri hálóban azonban két PN-gráfpont közvetlenül nem kapcsolódhat össze, ezért az összetett modell mindenképpen kiegészül újabb PN-gráfpontokkal és PN-átmenetekkel. Ez a gyakorlatban annyit jelent, hogy a D⁻ és a D⁺ mátrixok megalkotásában a követ-

kezőképpen néz ki a mátrixok almátrixokra bontott struktúrája:

$$T.. \rightarrow \begin{matrix} & P.. \\ & \downarrow \\ [PN_1] & [0] & [0] \\ [A] & [C] & [B] \\ [0] & [0] & [PN_2] \end{matrix}$$

- ahol $[PN_1]$ az első véges automata Petri almátrixa, $[PN_2]$ a második véges automata Petri almátrixa,
 $P..$ a kommunikáció PN-gráfpontjai,
 $T..$ a kommunikáció PN-átmenetei és $[0]$ 0 elemű mátrix.
 $[A]$ a PN_1 -el kapcsolatot tartó kommunikációs almátrix
 $[C]$ a kommunikációt leíró PN almátrix
 $[B]$ a PN_2 -el kapcsolatot tartó kommunikációs almátrix

Látható, hogy hiányzó almátrix (A , B , C) elem csupán a kommunikáció PN-átmeneteinek soraiban van, azaz csak a kommunikáció PN-átmenetei kapcsolódnak a véges automaták bemeneti és kimeneti PN-gráfpontjaihoz. Ezentúl a többi mátrix elem értéke nulla lesz. Ez természetesen abból következik, hogy a transzformáció során a véges automata bemeneteit és kimeneteit PN-gráfpontokkal modelleztük.

A továbbiakban tekintsünk meg néhány példát az ilyen mátrix létrehozására konkrét protokollok modellezésével.

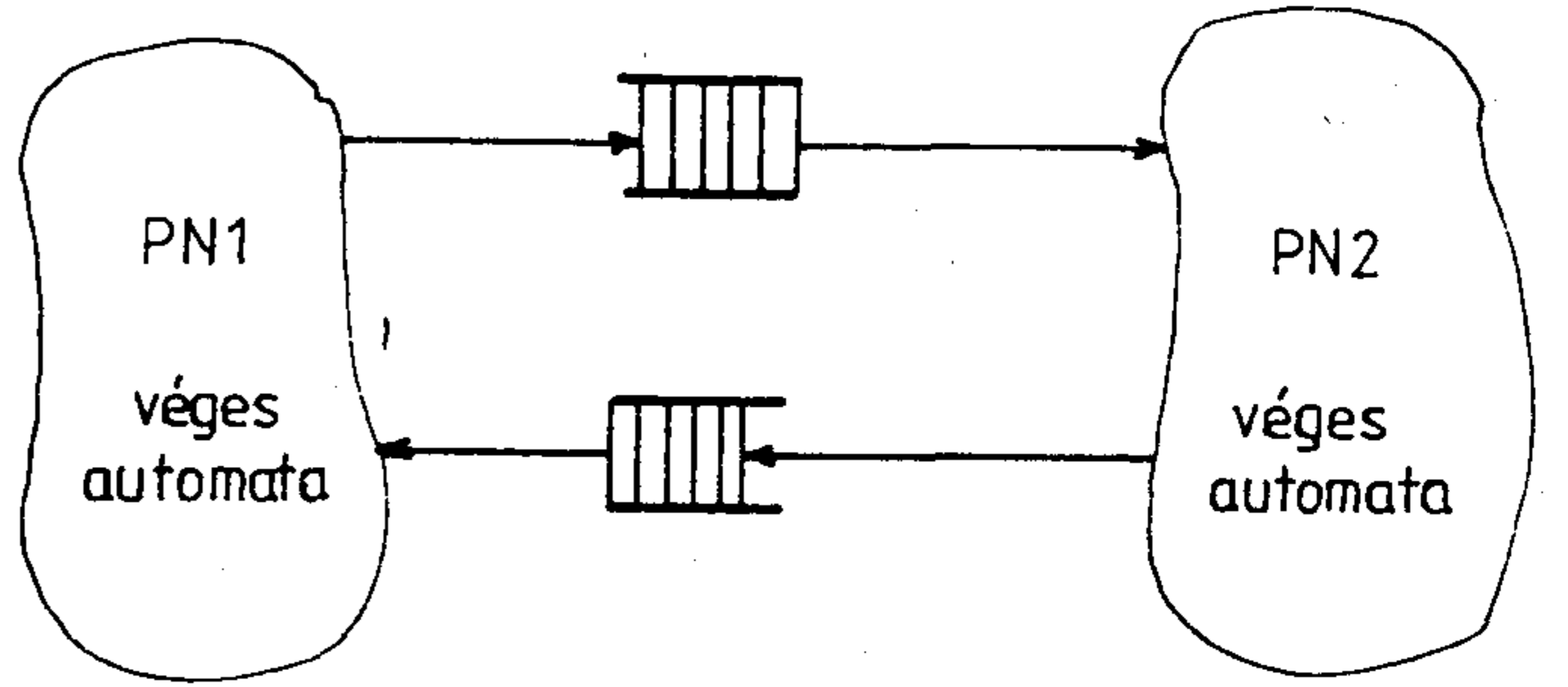
Először vizsgáljunk meg egy egyszerű protokollt a kommunikáló véges automatákkal. Majd a protokoll, a tömegkiszolgáló sor legyen egy FIFO sor. Az újabb példa pedig szemafor rendszeres protokoll legyen. Mindezek folyamatosan bemutatják, hogy ezzel a lépésenkénti megvalósítással egyre bonyolultabb és bonyolultabb protokoll funkciók is adaptálhatók.

Két véges automata egyszerű kommunikációja

A legegyszerűbb esetben a protokoll (14. ábra) csupán abból áll, hogy az egyik véges automata kimeneti eleme Δ^1_k , a t_1 jelű PN-átmeneten keresztül kapcsolódik a másik véges automata σ^2_j jelű bemeneti eleméhez, illetve a második véges automata Δ^2_n jelű kimeneti eleme a t_2 jelű PN-átmenettel kötődik az első automata σ^1_i bemeneti eleméhez.

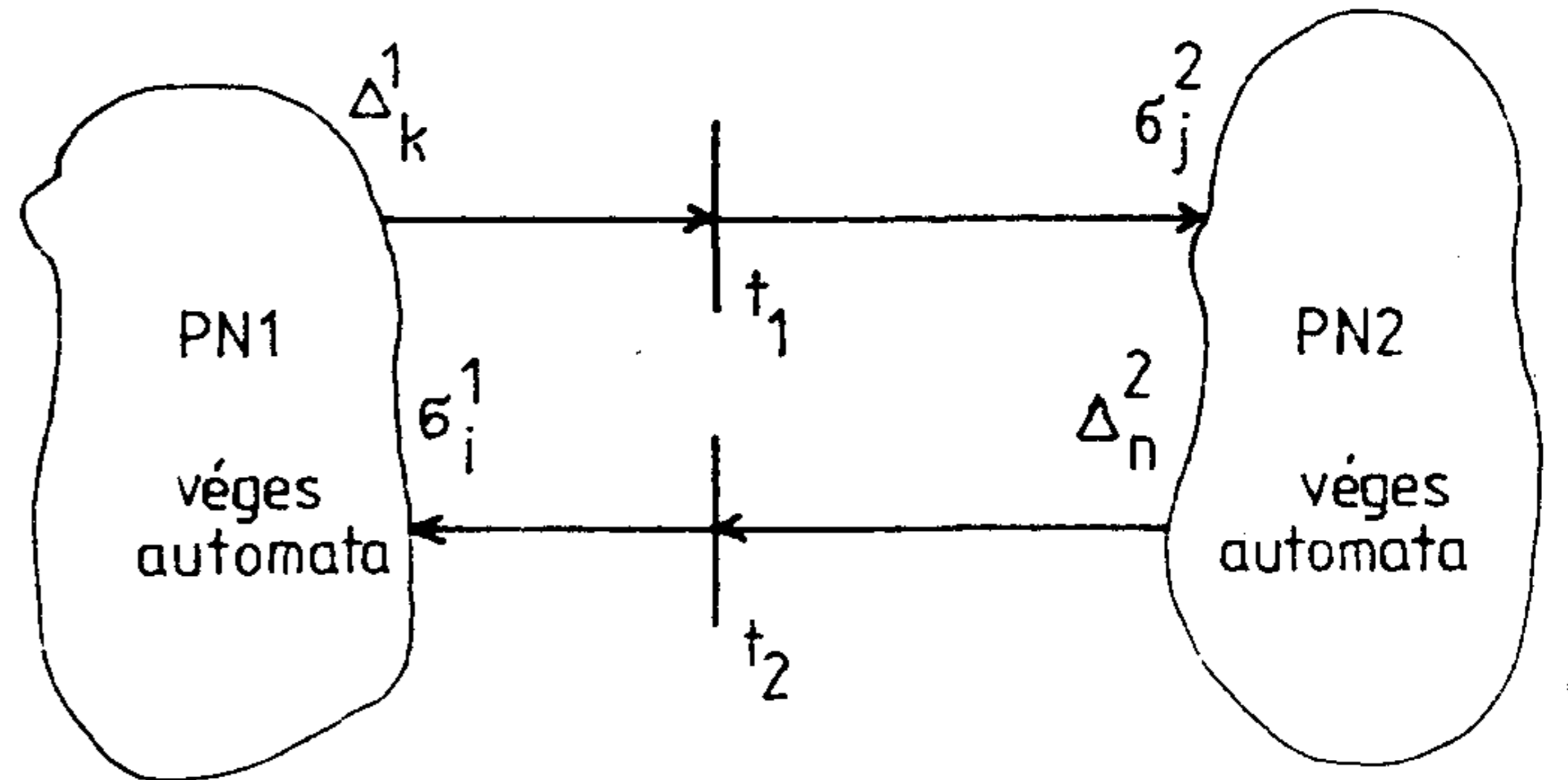
Hogyan írható fel az eredő D plusz és D mínusz mátrix? Ahogy azt már az előbb bemutatottuk, elegendő csak az A , a B , és a C almátrixokat meghatározni, mert a többi almátrix vagy a transzformációból nyerhető vagy nulla elemű:

$$D = \begin{matrix} [PN_1] & [0] & [0] \\ [A] & [C] & [B] \\ [0] & [0] & [PN_2] \end{matrix}$$



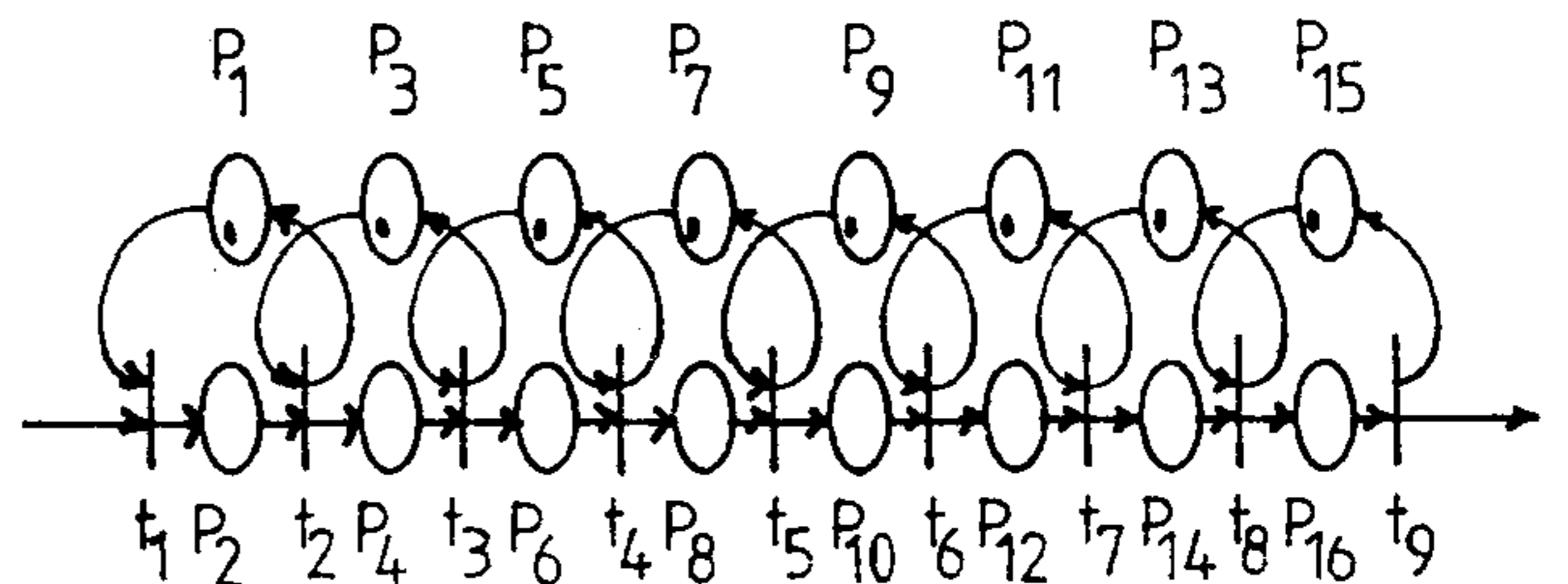
H592-13

13. ábra. A kommunikáló véges automaták, protokoll értelmezése



H592-14

14. ábra. Két véges automata egyszerű kommunikációjának Petri hálós modellje



15. ábra. FIFO sor Petri hálós modellje

H592-15

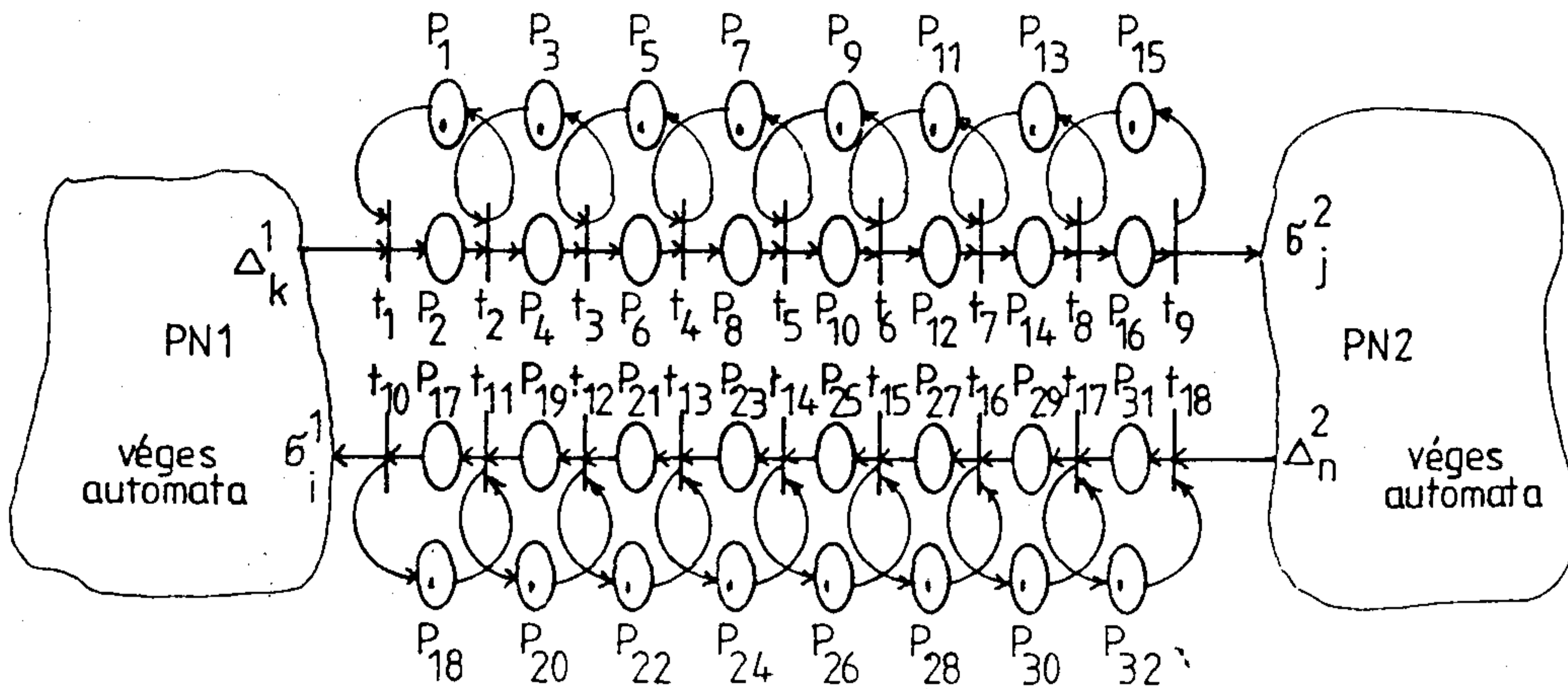
A C almátrix üres, mert a kommunikációs rész nem tartalmaz egyetlen gráfpontot sem. Így természetesen a középső oszlop almátrixai sem léteznek. Az ábra jelöléseit alkalmazva az A és a B mátrixok a következőképpen néznek ki:

Az A^+ és A^- almátrix:

$$A^+ = \begin{matrix} \cdot \sigma^1_i \cdot \Delta^1_k \\ t_1 \left| \begin{matrix} \cdot 1 \cdot \cdot 0 \\ \cdot 0 \cdot \cdot 0 \end{matrix} \right. ; \quad A^- = \begin{matrix} \cdot \sigma^1_i \cdot \Delta^1_k \\ t_1 \left| \begin{matrix} \cdot 0 \cdot \cdot 0 \\ \cdot 0 \cdot \cdot -1 \end{matrix} \right. ; \\ t_2 \left| \begin{matrix} \cdot 0 \cdot \cdot 0 \end{matrix} \right.$$

A B^+ és B^- almátrix:

$$B^+ = \begin{matrix} \cdot \sigma^2_j \cdot \Delta^2_n \\ t_1 \left| \begin{matrix} \cdot 0 \cdot \cdot 0 \\ \cdot 1 \cdot \cdot 0 \end{matrix} \right. ; \quad B^- = \begin{matrix} \cdot \sigma^2_j \cdot \Delta^2_n \\ t_1 \left| \begin{matrix} \cdot 0 \cdot \cdot -1 \\ \cdot 0 \cdot \cdot 0 \end{matrix} \right. ; \\ t_2 \left| \begin{matrix} \cdot 1 \cdot \cdot 0 \end{matrix} \right.$$



16. ábra. Két véges automata FIFO regiszteren keresztüli kommunikációjának Petri hálós modellje

Az **A** almátrixok:

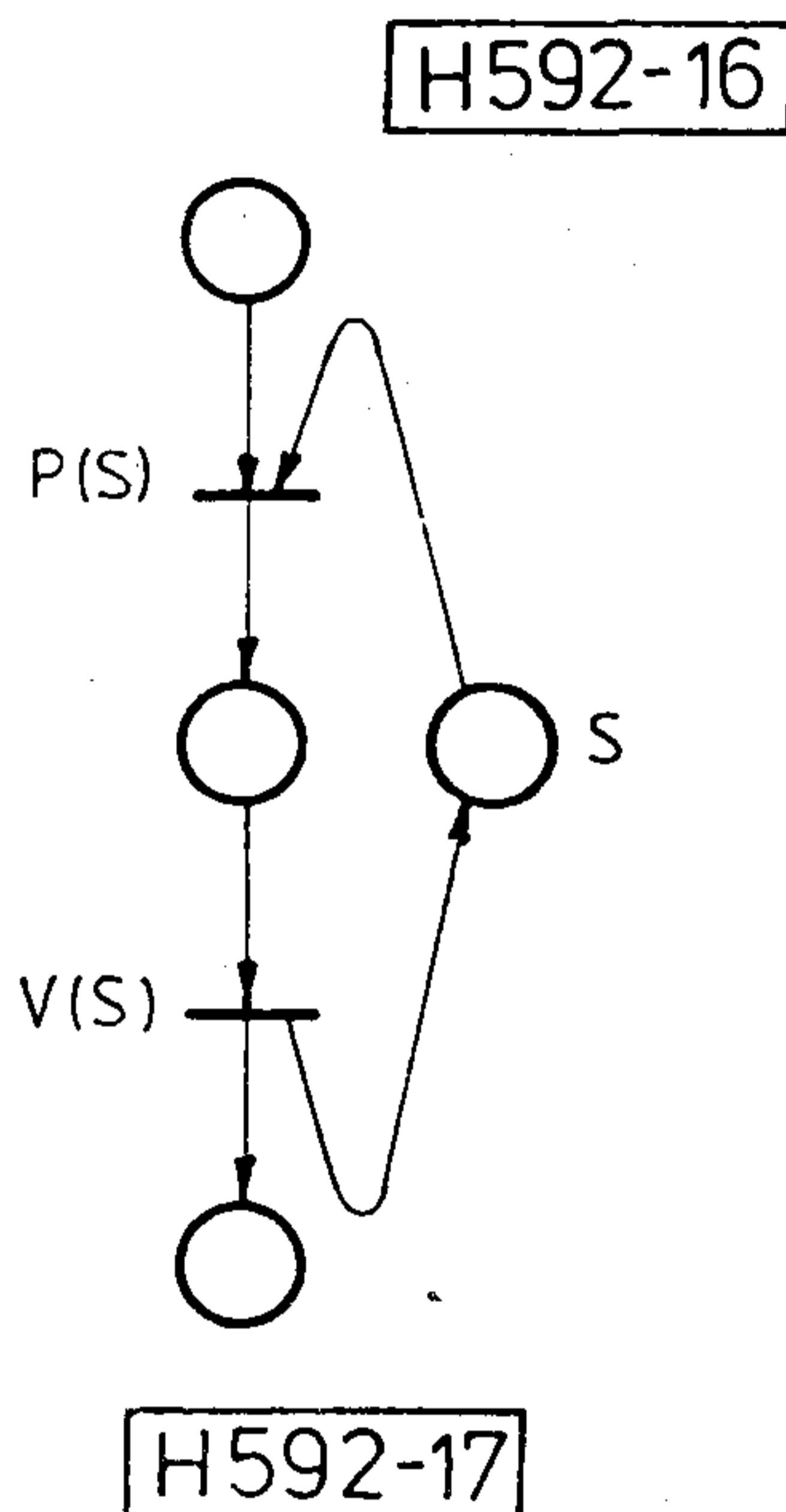
$$\underline{A}^+ = \begin{array}{c|ccc} & \sigma_i^1 & \Delta_k^1 & \\ \hline t_1 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots \\ \vdots & & \vdots & & \vdots & \\ t_{10} & \dots & 1 & \dots & 0 & \dots \\ \hline & \dots & \dots & \dots & \dots & \end{array}; \underline{A}^- = \begin{array}{c|ccc} & \sigma_j^2 & \Delta_n^1 & \\ \hline t_1 & \dots & 0 & \dots & -1 & \dots \\ \vdots & & \vdots & & \vdots & \\ t_{10} & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots \\ \hline & \dots & \dots & \dots & \dots & \end{array}$$

A **B** almátrixok:

$$\underline{B}^+ = \begin{array}{c|ccc} & \sigma_j^2 & \Delta_n^2 & \\ \hline t_9 & \dots & 1 & \dots & 0 & \dots \\ \vdots & & \vdots & & \vdots & \\ t_{18} & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots \\ \hline & \dots & \dots & \dots & \dots & \end{array}; \underline{B}^- = \begin{array}{c|ccc} & \sigma_j^2 & \Delta_n^2 & \\ \hline t_9 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots \\ \vdots & & \vdots & & \vdots & \\ t_{18} & \dots & 0 & \dots & -1 & \dots \\ \hline & \dots & \dots & \dots & \dots & \end{array}$$

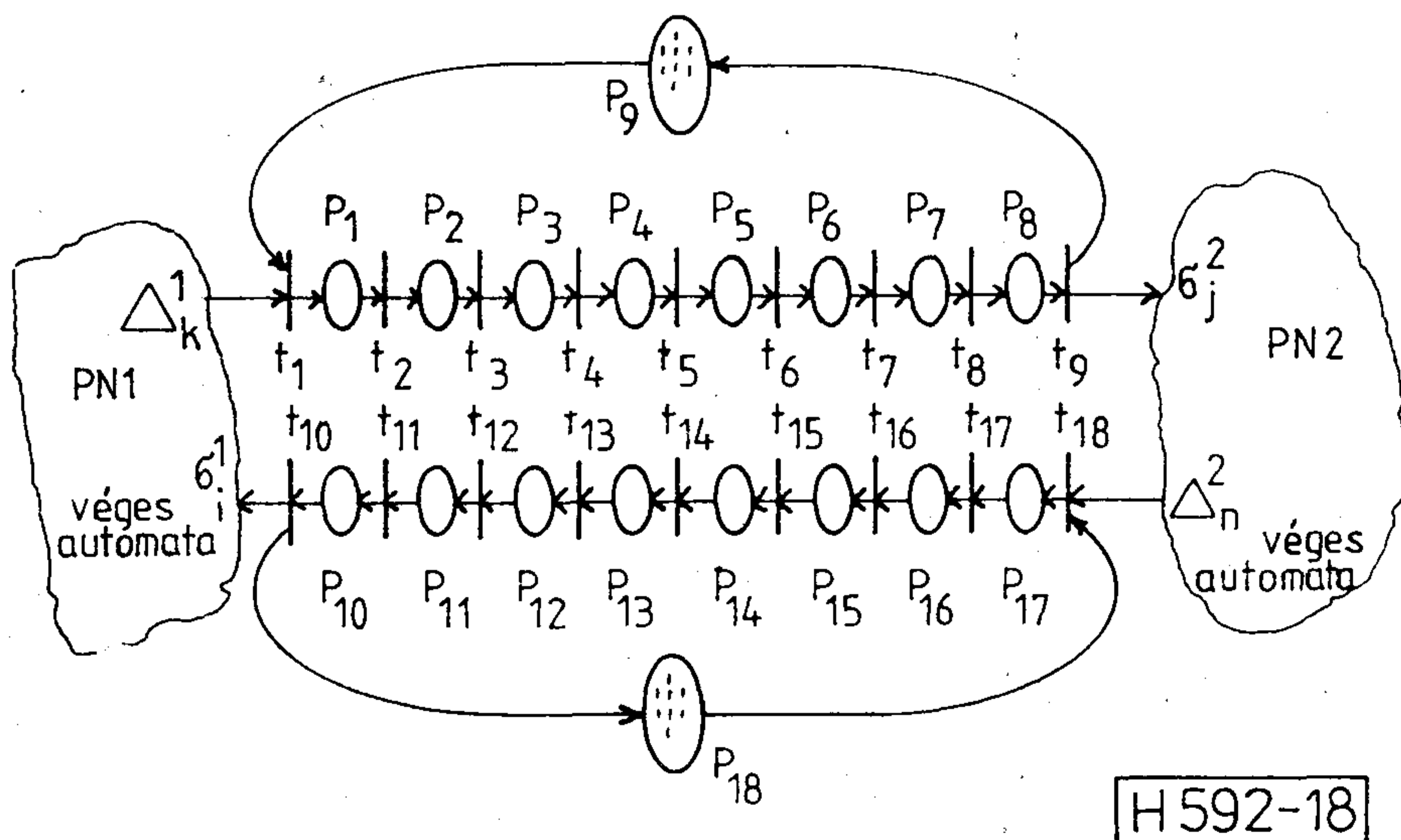
Két véges automata szemaforokkal való összekapcsolásának modellezése

A szemafor rendszer egy olyan szinkronizálási mechanizmus, ahol egy irányító egység szabályozza az adat és nyugtázás forgalmat. A szemafor rendszerben két művelet, a P és V művelet, valamint egy szemafor lé-



17. ábra. P és V szemafor rendszer Petri hálós modellje

teznek, ami nem negatív egész értéket vehet fel. A V művelet eggyel növeli, a P művelet eggyel csökkenti ennek a számnak az értékét. P művelet akkor követ-



18. ábra. Két véges automata szemaforos összekapcsolásának Petri hálós modellje

kezhet be, ha a szemafor értéke pozitív. Ha a szemafor értéke nulla, a P műveletnek mindaddig várnia kell, amíg nem következett be egy V művelet. A szemafor értékét pedig semmi más nem módosíthatja. A 17. ábrán bemutatjuk ennek Petri hálós modelljét. A szemafor az S jelű gráfpont, aminek értéke a benne lévő töltések számával egyezik meg, a P és V művelet pedig egy-egy átmenet.

Ha a tömeg kiszolgálást regisztersorral valósítjuk meg, akkor a szemaforos szinkronizálás egy lehetséges módja a 18. ábrának megfelelően realizálható. A nyolc regiszteres megoldásnál az egyik szemafor a p_9 -dik gráfpont, a másik a p_{18} -dik, melyeknek pontosan nyolc kezdeti töltéssel kell rendelkezni, amennyi a regiszterek száma. A P műveleteket a t_1 és a t_{18} átmenetek a V műveleteket pedig a t_9 és a t_{10} átmenetek jelzik. A kommunikációs Petri háló így 18x18-as almátrixot eredményez. A véges automatákhoz való kapcsolódás pedig hasonlóan az előbbi példákhoz csak két-két átmenetnél valósul meg: t_1 , t_9 , t_{10} és t_{18} .

Az almátrixok tehát a következő módon néznek ki:

A \underline{C}^+ almátrix:

$$\underline{C}^+ = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

A \underline{C}^- almátrix:

$$\underline{C}^- = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix}$$

Az \underline{A} almátrixok:

$$\underline{A}^+ = \begin{pmatrix} \sigma_i^1 & \Delta_k^1 \\ \vdots & \vdots \\ t_1 & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ t_{10} & \vdots \\ \vdots & \vdots \end{pmatrix} ; \underline{A}^- = \begin{pmatrix} \sigma_i^1 & \Delta_k^1 \\ \vdots & \vdots \\ t_1 & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ t_{10} & \vdots \\ \vdots & \vdots \end{pmatrix}$$

A \underline{B} almátrixok:

$$\underline{B}^+ = \begin{pmatrix} \sigma_j^2 & \Delta_n^2 \\ \vdots & \vdots \\ t_9 & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ t_{18} & \vdots \end{pmatrix} ; \underline{B}^- = \begin{pmatrix} \sigma_j^2 & \Delta_n^2 \\ \vdots & \vdots \\ t_9 & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ t_{18} & \vdots \end{pmatrix}$$

A kutatás további célja, hogy elemzési módszereket dolgozzunk ki az ilyen formában számítógépre vitt protokollok dinamikai vizsgálatához, a Petri hálós modell gyűjtési sorozatainak hatékony elemzéséhez. Kibővítve a kiterjesztett Petri hálós modellek vizsgálatával a numerikus és az idő Petri hálók analizálhatók. Ezen kívül célja, hogy további lényeges protokoll funkciók moduláris beépítéséhez, újabb előre nem látható problémák értékeléséhez dolgozzon ki eljárásokat. Ne csak kizárólag a mátrix algebra alkalmazásával teremtsen meg ezeket a vizsgálatokat, hanem új, alkalmas programozási nyelvek keresésével, felhasználásával.

Protokollok segítségével, azok Petri hálós modelljeinek elemzése alkalmas teremt más kommunikáló rendszer modellezésére is, például a számítógépes hálózat modelljének vizsgálatára. Így alkalom kínálkozik a hierarchikus rendszerek Petri modelljének megalkotásával és annak vizsgálatával a számítógépes hálózatok biztonsági és védelmi tulajdonságainak elemzésére is.

IRODALOM

- [AGE-79] T. Agerwala: „Putting Petri Nets to Work”, Computer Vol. 12, No. 12. December 1979. pp. 85-94.
- [AND-83] B. Andrásfai: The Theory of Graphs, Flows and Matrices. Akadémia Kiadó, Budapest, 1983.
- [DEM-85] Demetrows J., Jordan D., Radiszlav P.: A számítástudomány matematikai alapjai, Tankönyvkiadó, Budapest, 1985, pp. 170-181.
- [HACK-74] M. Hack: „Decision Problems for Petri Nets and Vector Addition Systems”, Computation Structures Group Memo 95, Project MAC., March 1974, pp. 79
- [ISO-84] International Standard Information Processing Systems: Open System Interconnection - Basic Reference Model, ISO 7498, 1984.
- [MUR-76] T. Murata: „A Method for Synthesizing Marked Graphs from Given Markings”, Proceedings of the Tenth Annual Asilomar Conference on Circuits, Systems and Computers, November, 1976, pp. 202-206.
- [NAGY-79] Dr. Nagy Á.: „Modellezés Petri-gráfokkal”, Informatika-Elektronika, 1979/3. pp. 158-161.
- [PETRI-62] C. Petri: „Kommunikation mit Automaten”, Ph. D. Thesis, University of Bonn, 1962.
- [PET-77] J. L. Peterson: „Petri Nets”, Ass. Comput. Mach. Computing Surveys, Vol. 9, Sept. 1977, pp. 223-251.
- [PET-81a] J. L. Peterson: „Petri Net Theory and the Modeling of Systems”, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J. 1981. pp. 43-44.
- [PET-81b] J. L. Peterson: „Petri Net Theory and the Modeling of Systems”, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J. 1981. pp. 42.
- [PET-81c] J. L. Peterson: „Petri Net Theory and the Modeling of Systems”, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J. 1981. pp. 44-45.

Bitvesztés nélküli átkapcsoló 140 Mbit/s adatátviteli sebességre

FRIGYES ISTVÁN – JUHÁSZ LÁSZLÓ –
MOLNÁR BÉLA – PACHER ISTVÁN
BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék

Összefoglalás

A jelen cikk az ún. bitvesztés nélküli átkapcsoló tervezésével és megvalósításával foglalkozik. Bemutatásra kerülnek a felhasznált tervezési megfontolások, mint pl. a működés magyarázata, a nyomtatott lapok tervezése és a vezérlés kérdései. A cikk kitér a hibás átkapcsoláshoz tartozó valószínűségek elméleti meghatározására is.

I. Bevezető, problémafelvetés

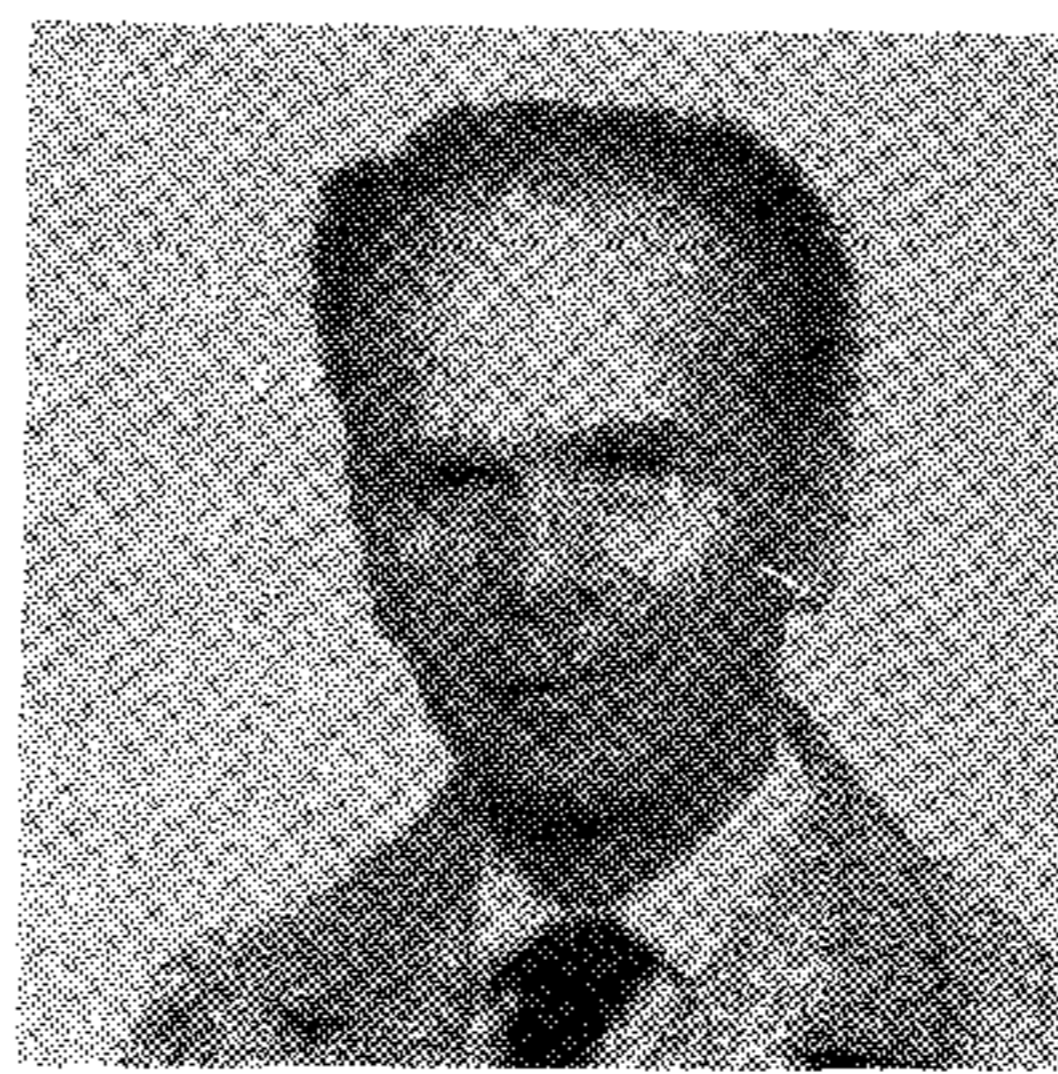
A mikrohullámú rádiócsatornán történő digitális hírátvitel új eljárásokat követel a jelkezelés területén is. Míg a viszonylag kis sebességű digitális átvitelnél az átvitel minőségét nem nagyon korlátozza a szelektív fading jelensége, addig nagy sebesség esetén az ott alkalmazott sokállapotú modulációs mód miatt (pl. 64-QAM) a szelektív fading szerepe meghatározó. Ugyanis az átvitel során a jeltér egymáshoz közeli elemeit vagyunk kénytelenek felhasználni, így viszonylag kis torzítás is könnyen jeltévesztést okozhat a vevőben.

A szelektív fading igen gyakran okoz átvitel megszakadást, és ilyenkor a megszakadás tényleges bekövetkezése előtt a tartalék csatornára kell átkapcsolni. Az üzemi és a tartalék csatorna késleltetése között néhány bitnyi különbség lehet (140 Mbit/s-ról lévén szó, 1 bit kb. 7 ns hosszú) amely átkapcsolásról átkapcsolásra változhat.

Az átkapcsolás, amennyiben nem teszünk ellene az üzemi és a tartalék csatorna különböző pozíciójú bitei között történik, tehát elveszhetnek, vagy megismétlődhetnek bitek. A bitvesztés, vagy bitismétlődés az átviteli rendszer szempontjából nemcsak egyszerűen hibának tekinthető (mint a bittévesztés), hanem az egész adatstruktúra drasztikus megtagadását jelenti, mivel ilyenkor a keretszervezés által kijelölt helyzethez képest más pozícióban jelennek meg az egyes bitek. Nem az a néhány elvesző, vagy beékelődő bit okoz problémát, hanem az ilyenkor szükséges új keretszinkron kijelölés, amely hasonló hatású, mint egy hosszú hibacsomó. A keretszinkron újbóli megtalálása ugyanis csak 3–4 keret lefutása után következik be, az időközben adott információs bitek mind elvesznek.

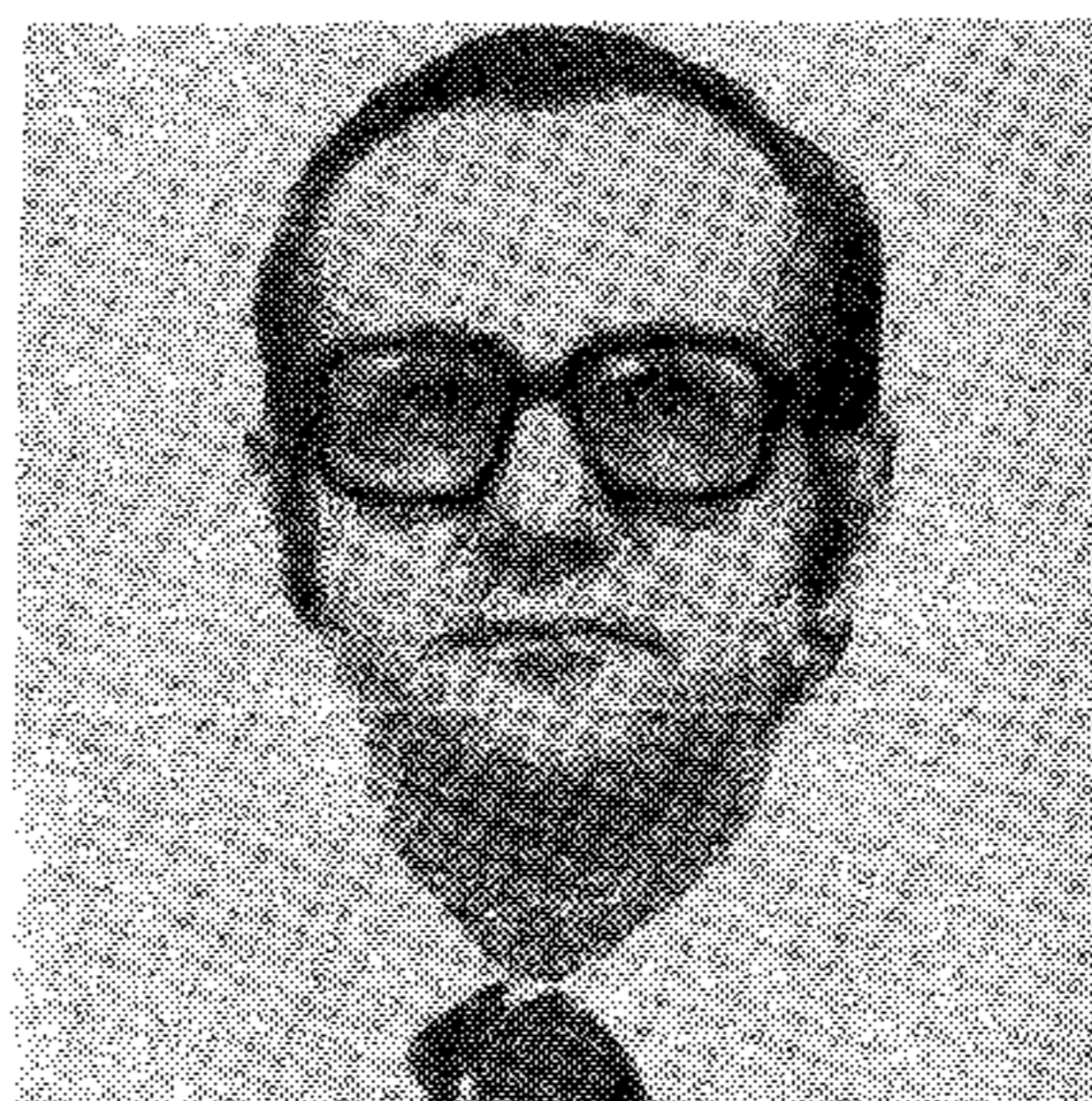
Kisebbségi adatátviteli sebességnél a probléma kevésbé jelentős, mivel ott átkapcsolás viszonylag ritkán történik továbbá ilyenkor is kevésbé valószínű, hogy a két csatorna késleltetésének különbsége egy bit idejénél nagyobb.

Az előzőekben részletezett problémán segít a bitvesztés nélküli átkapcsoló, amely biztosítja a terje



FRIGYES ISTVÁN

1954-ben szerzett gyengeáramú villamosmérnöki oklevelet a Budapesti Műszaki Egyetemen, a műszaki tudományok kandidátusa fokozatot 1979-ben érte el. A BHG Mikrohullámú Fejlesztés osztályán volt csoportvezető majd a téma átkerülésekor az Orionban vezette ugyanezt az osztályt. 1973-83-ig a TKI-ban dolgozott mint tudományos osztályvezető, azóta a BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszékén docens. Érdeklődési területe korábban a mikrohullámú antennák és áramkörök elmélete és tervezése, majd az utóbbi mintegy 15 évben digitális mikrohullámú átvitel problémái. Az utóbbi években e rendszerek modellezési és jelfeldolgozási kérdéseivel foglalkozik. Társszerzője több szakkönyvnek és számos hazai és külföldi folyóiratcikkre jelent meg.



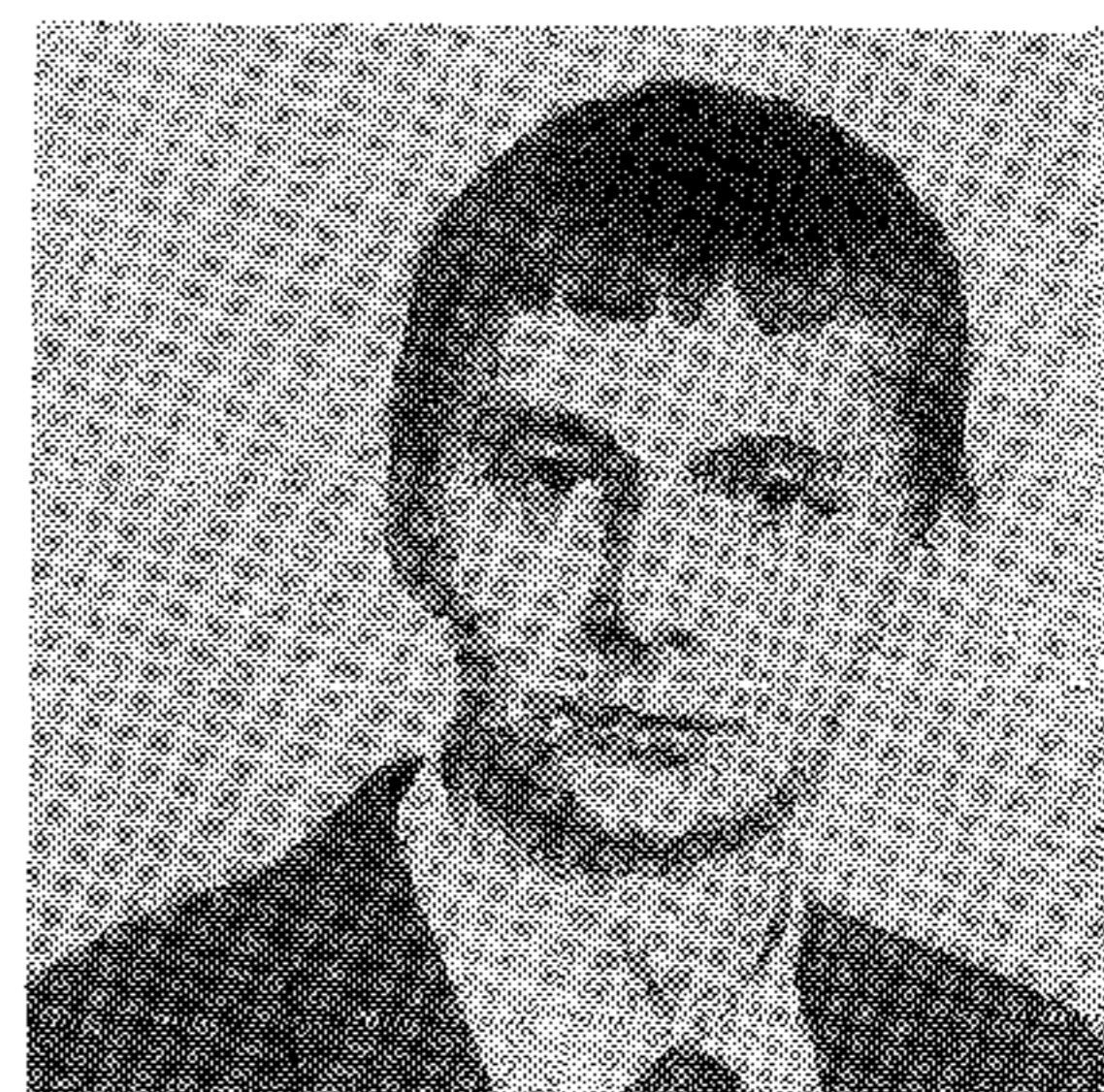
MOLNÁR BÉLA

1971-ben szerzett oklevelet a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán, híradástechnika szakon, azóta a Mikrohullámú Híradástechnika Tanszéken dolgozik előbb tudományos segédmunkatársként, jelenleg docens. Egyetemi doktori fokozatot 1979-ben szerzett. Kutatási területe a rádióelektronikai rendszerekhez kapcsolódó rendszertechnikai és egyes áramkörtani problémák vizsgálata.



JUHÁSZ LÁSZLÓ

Villamosmérnöki oklevelét 1980-ban szerezte a BME Híradástechnika szak Mikrohullámú ágazatán. Ugyanitt 1984-ben egyetemi doktori címet szerzett. 1980-tól dolgozik a Mechanikai Laboratórium vételtechnikai fejlesztési főosztályán, jelenleg főkonstruktorként ennek munkáját irányítja. Szakmai területe a korszerű, szélessávú vételtechnikai rendszerek és elemeik tervezése, illetve fejlesztése.



PACHER ISTVÁN

1989-ben szerzett oklevelet a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán, Híradástechnika szakon. Azóta a kar Mikrohullámú Híradástechnika Tanszékén dolgozik előbb tudományos segédmunkatársként, majd tanársegédként. Fő kutatási területe a nagy sebességű digitális rádióátvitel, valamint az optikai úton vezérelt mikrohullámú áramkörök.

dési idő kiegyenlítését és az észrevétlen átkapcsolást az üzemi és a tartalék csatorna között. A jelen cikkben használt „bitvesztesség nélküli átkapcsoló” terminológia az angol nyelvű „hitless switch” illetve „slipless switch” kifejezéseknek felel meg. Lehet, célszerűbb lenne máshogyan nevezni, mivel kevésbé találó, mint az angol kifejezések (azt ugyan hangsúlyozza, hogy a bit elvesztése ellen véd, de nem jelenik meg benne az ismétlés elleni védelem képessége). Mi azért alkalmaztuk mégis ebben a formában, mivel a megelőzően magyarul is megjelent [3] összefoglaló könyvben is így szerepelt.

II. A feladat elvi megoldása

Az üzemi és a tartalék csatorna közötti észrevétlen átkapcsolás megvalósításához a fizikai átkapcsolási pontban a két csatorna között mind a törtbit, mind az egészbit szinkronizmust biztosítani kell. A két részfeladat külön-külön is megoldható, de lehetőség van a feladatok együtt történő kezelésére is [1] [2]. Mi ezt az utóbbi megoldást választottuk.

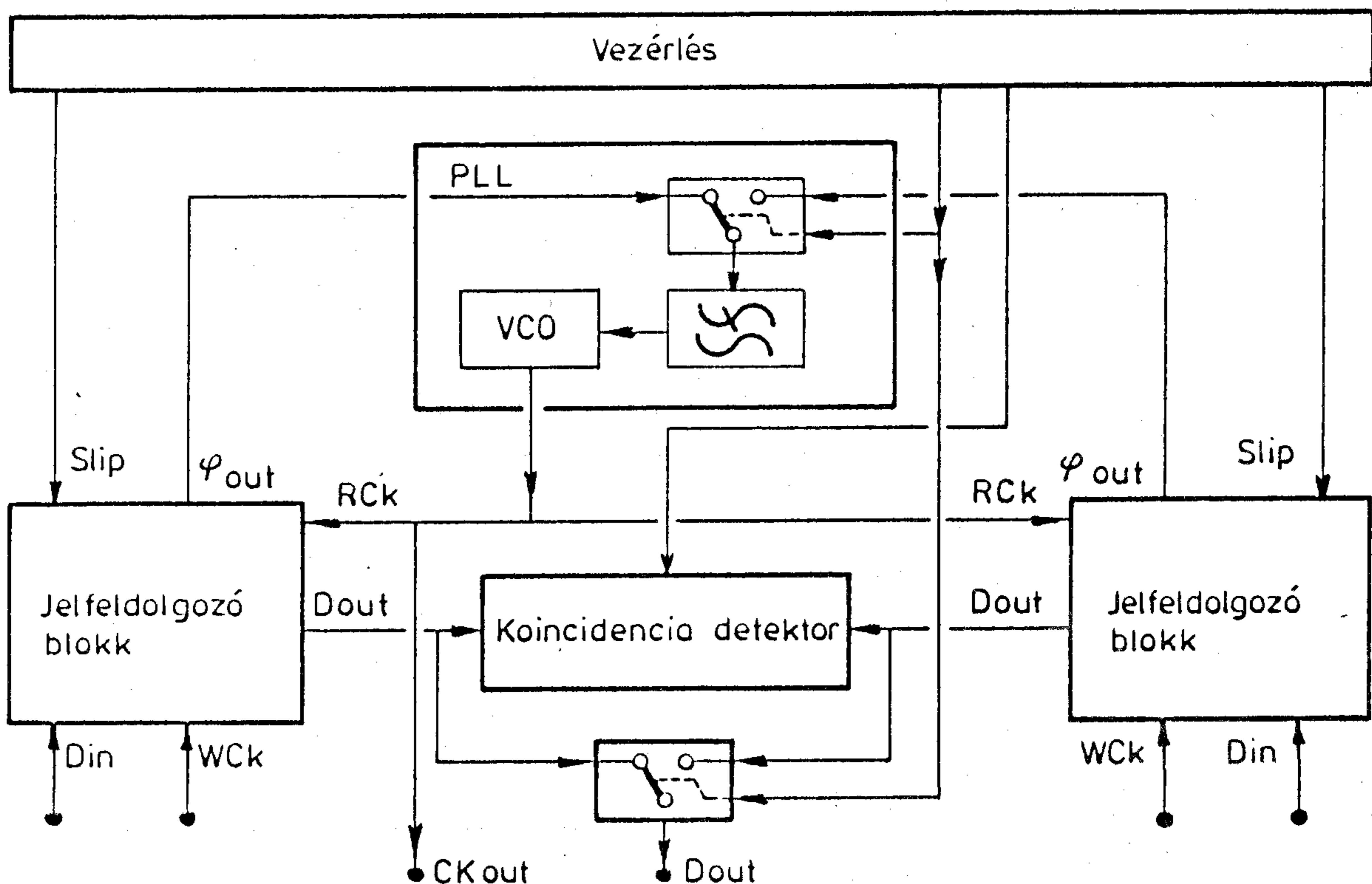
Az egészbit-szinkronizmus biztosítására elvileg shift regiszterrel megvalósított késleltetők is alkalmasak lehetnek [3], amelyeknél az észrevétlen átkapcsoláshoz a tartalék csatorna shift regiszterének megfelelő leágazására kell átkapcsolni. Sajnos az ilyen módon felépülő rendszer szükségszerűen rendelkezik egy sajátos működési korlátozással, nevezetesen előbb-utóbb biztosan kevés lesz a regiszter által biztosított késleltetési tartalék. Az átkapcsoló rendszer „kiakad”.

A kiakadás jelenségének megértéséhez tegyük fel,

hogy mind az üzemi, mind a tartalék csatornán egy n bites shift regiszterbe írjuk a beérkező adatokat, indulásként mindkét csatornán az $n/2$ pozícióból juthat tovább a jel. Ha a tartalék csatorna késleltetése lecsökken, átkapcsoláskor egy $\frac{n}{2} + d_1$ pozíciójú leágazásrakell csatlakozni. Előfordulhat olyan eset, amikor az üzemi csatornára történő visszatéréskor ugyanebbe az irányba változó késleltetés miatt egy $\frac{n}{2} + d_1 + d_2$ leágazásra térünk vissza. A további üzemi – tartalék átkapcsolások alkalmával sem lehet figyelmen kívül hagyni ezt a lehetőséget, ezért ha $d_1 + d_2 + \dots + d_n \geq n/2$, a következő átkapcsolást már nem lehet bitvesztesség nélkül végrehajtani.

A kiakadásmentes megoldás kulcsát a rugalmas tár működési módja adja, amely, mint ismeretes, egy olyan tároló egység, amelynek a beíró és kiolvasó órája (bizonyos korlátozással) egymástól független lehet.

A megvalósított berendezés egyszerűsített blokk-sémáját az 1. ábra mutatja. Az üzemi és a tartalék csatorna adat (D_{in}) és órajele (WCK) egy-egy jelfeldolgozó blokkra kerül, amelyeket később kicsit részletesebben is ismertetni fogunk. Feladatuk az adatok átmeneti tárolásának felhasználásával az adatfolyamokra ható vezérelt késleltetés létrehozása. A késleltetés vezérlése egyrészt azzal valósul meg, hogy a beíró és a kiolvasó órajel (RC_k) eltérhet egymástól, másrészt a „slip parancs” utasítás hatására a kimeneti jel egész számú bittel elcsúszik a bemenetihez képest (a megvalósított berendezésben a csúszás mértéke hét egymást



1. ábra A megvalósított bitvesztesség nélküli átkapcsoló egyszerűsített blokk-sémája

H615-1

követő alkalommal 1 bit, majd a 8. parancsnál vissza lép a kezdeti fázishelyzetre).

A beíró és kiolvasó órák fázishelyzetét a φ_{out} fázisdiszkriminátor kimenet jelzi, amely a PLL vezérlő jeleként biztosítja a kimeneti órajel előállítását.

A jelfeldolgozó blokkok kimeneti adatai a koincidencia detektorra kerülnek, amely a két bitsorozat szinkron voltát (avagy a szinkronizmus hiányát) jelzi a vezérlésnek.

Ha fennáll a szinkronizmus, akkor a vezérlő egység elvégzi az átkapcsolást, míg ellenkező esetben a tartalék csatorna jelfeldolgozó blokkja kap egy slip parancsot, majd az egész folyamat kezdődik előről.

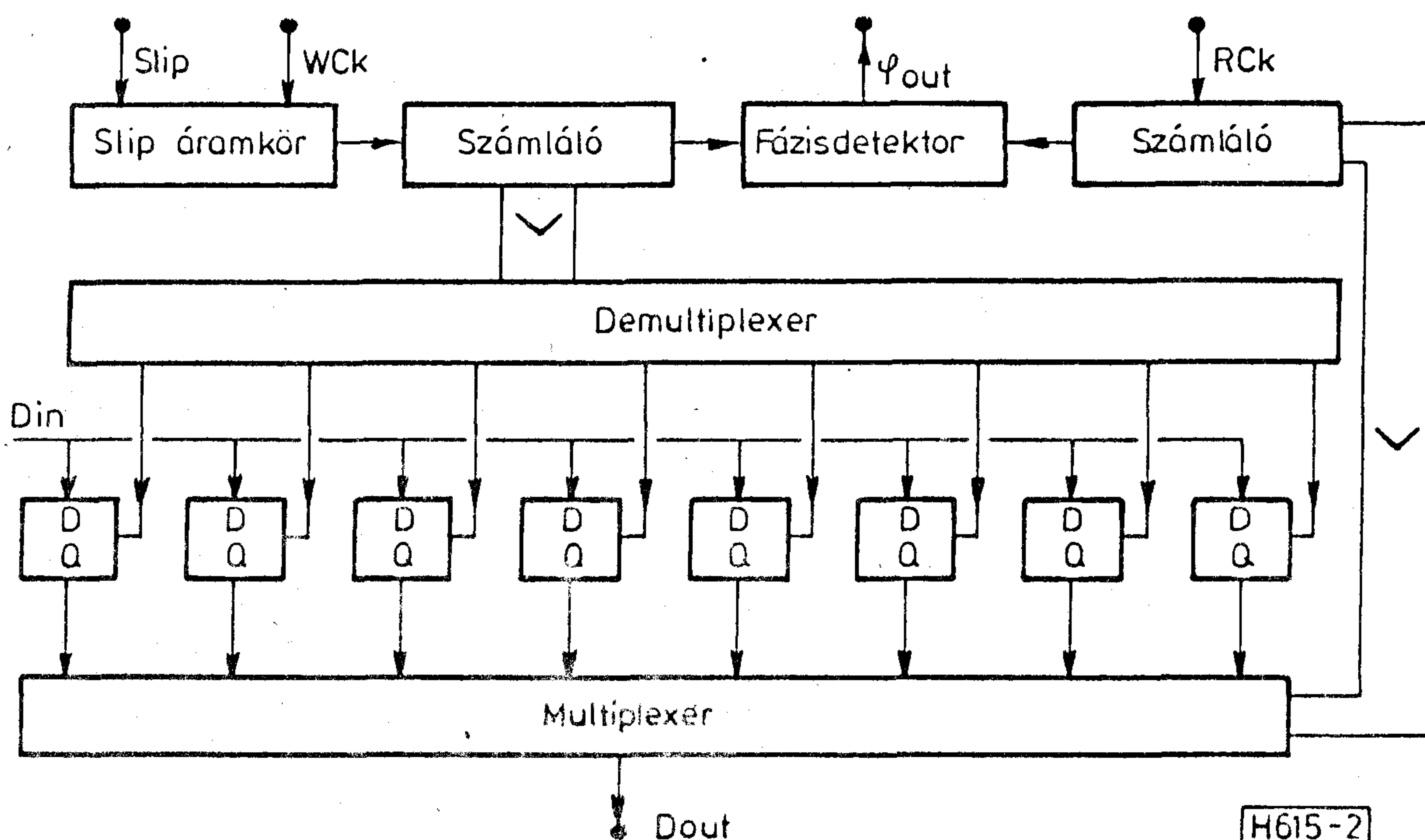
A jelfeldolgozó blokkot, amely lényegében egy rugalmas tár néhány kiegészítő áramkörrel, a 2. ábrán részleteztük. Mivel a rugalmas tároló minden egyes elemi tárolóhelye egyenértékű, továbbá a beírási és kiolvasási művelet vezérlése ciklikus, ezért célszerű az elemi tároló helyeket egy körön elhelyezve elképzelni, amellyel hangsúlyozhatjuk, hogy nincs „első” és „utolsó” tárolócella. A beírási és kiolvasási művelet címzésében a legmagasabb címűt a legalacsonyabb követi. Ebben a szemléletmódban a legtávolabbi írás és olvasás közötti követelmény azt jelenti, hogy az írási és olvasási helynek egy átmérő két végpontjában kell elhelyezkednie. Ha az üzemi és tartalék csatorna adatfolyamát egymáshoz képest el kell tolni, egy slip parancs érkezik. Ennek hatására egyszerűen a beíró számlánccot vezérlő óraimpulzusok közül marad ki egy, aminek az lesz a következménye, hogy a két adatsor egy bittel elcsúszik egymáshoz képest. (2. ábra)

A rugalmas tároló kimeneti adatfolyama mindaddig pontosan megegyezik a bemeneti adatfolyammal (a bithatárok időpontjától eltekintve), amíg az írás és olvasás különböző elemi tárolókat címez. Ha a beírás és

kiolvasás közel azonos időpontban azonos tárolócellát címez, akkor a kimeneti adat értéke bizonytalan lesz. A legnagyobb szinkronizálható tartományt akkor kapjuk meg, ha a beírás és a kiolvasás a lehető legtávolabbi esik egymástól. Ekkor a beírási és a kiolvasási címet meghatározó számláncok legmagasabb helyiértékű bitjei éppen ellenfázisúak, amely lehetőséget ad ezen optimális állapot vezérléssel való elérésére. A számláncok legmagasabb helyiértékű bitjeihez tartozó jeleket egy fázisdiszkriminátorra vezetve, az hibajelét szolgáltat a PLL hurok számára, amely így az optimális állapotot igyekszik beállítani (vagy megtartani) az éppen üzemelő jelfeldolgozó blokkban. Az adatfolyam átkapcsolásával együtt átkapcsoljuk a PLL hibafeszültségét is. így az átkapcsolás után (a PLL átállási sebessége által meghatározott idő múlva) az új működő csatornában ismét beáll az optimális állapot. A PLL új fázisállapotra való átállását a kimeneti adatfolyamot megfigyelő felhasználó mint az adatfolyam időzítésében jelentkező jitter-t érzékeli. A PLL huroknak kellően lassúnak kell lennie ahhoz, hogy a jitter nagysága ne haladja meg a CCITT G.823 ajánlásban szereplő értéket.

Külön problémát jelent a két bitfolyam egymáshoz képesti szinkronizálása. Ennek eldöntése, hogy az üzemi illetve tartalék csatorna bitfolyama azonos-e, a koincidencia detektor feladata. Ez egy elemi döntési műveletben N bitet hasonlít össze, majd amennyiben m esetnél több eltérést talál, eltérőnek tekinti a két bitsorozatot.

A döntésnél kétféle hibalehetőség fordul elő [6]: egyrészt a valóságban egybeeső állapotot a koincidencia detektor – a két csatorna eltérő bitmeghibásodásai miatt – eltérőnek ítélné, másrészt a valóságban



2. ábra A jelfeldolgozó blokk blokksémája

eltérő pozíciójú bitsorozat a benne lévő lokális periódicitás és a bithibák miatt esetleg azonosnak tűnik.

Az elsőnek említett, az összeesés elvétését, P_N -nel (no finding), az utóbbit pedig, a hamis megtalálást P_F -el (false synchronization) jelöljük, amelyek pontos definíciója:

P_N a valószínűsége annak, hogy az átkapcsoló berendezés a koincidencia detektorra kerülő helyesen szinkrozott adatfolyamban a szinkronizmus meglétét (a bithibák miatt) nem ismeri fel, és folytatja a keresést.

P_F a valószínűsége annak, hogy az átkapcsoló berendezés a koincidencia detektorra kerülő nem szinkronozott adatfolyamok között még az előtt elvégzi az átkapcsolást, mielőtt a valódi szinkronizmus létrejött volna.

Az egybeesés elvétésének valószínűsége a binomiális eloszlás alakjától segítségével határozható meg.

$$P_N = 1 - \sum_{i=0}^m \binom{N}{i} P_E^i (1-P_E)^{N-i}$$

ahol P_E annak a valószínűsége, hogy a két csatornában különböző értékű bitek érkeznek. Pl. hibamentes csatornák esetén $P_E=0$, vagy ha az egyik csatorna hibamentes, akkor P_E megegyezik a másik csatorna hibarányával.

Abban az esetben, amikor a valóságban nincs összeesés, a bitenkénti összehasonlítás eredményét mint egy újabb kétállapotú, szimmetrikus valószínűségű és független eseménysorozatot tekinthetjük, ez a szemléltetési mód lényegesen leegyszerűsíti a számítást.

Az elemi téves döntés valószínűsége, azaz annak a valószínűsége, hogy az összehasonlított N hosszúságú bitsorozatban az eltérések száma legfeljebb m :

$$P_{F1} = \frac{\sum_{i=0}^m \binom{N}{i}}{2^N}$$

ahol a számláló a legfeljebb m eltérés elhelyezkedési lehetőségeinek számát mutatja, a nevező pedig az összes lehetséges eset száma.

Az előbbi kifejezés akkor adja meg a tévesztés valószínűségét, ha egy darab összehasonlítást végzünk el. A valóságban azonban az átkapcsolási folyamat alatt rendszerint nem csak egyszer történik meg az összehasonlítás, ugyanis ha nincs összeesés, a vezérlő eggyel továbblépteti a rugalmas tár beírását, majd ismét próbálkozik.

Legyen M a maximálisan lehetséges késleltetés a két bitsorozat között (bitidőben mérve) a koincidencia detektor bemenetén abban az esetben, ha a szinkronizmus létrejöhét. Tehát M eggyel kisebb, mint a rugalmas tárban lévő elemi tárolóhelyek száma. A hamis szinkronizálás valószínűségének meghatározása szempontjából a két bitsorozat egymáshoz képesti késlelte-

tése $1..M$ között véletlenszerűnek tekinthető, egyenletes eloszlással, mivel a tartalék csatornához tartozó rugalmas tároló beírását vezérlő számlánc fázisa semmiféle kapcsolatban sincs a működő csatorna beírását vezérlő számlánc állapotával.

A tévesztés valószínűsége helyett könnyebben meg tudjuk határozni a komplementer esemény valószínűségét.

Prob (nem történt átkapcsolás
a valódi szinkronizmus létre jött előtt) =
Prob (
a késleltetés 1 ÉS
nincs elemi téves döntés VAGY
a késleltetés 2 ÉS
nincs elemi téves döntés 2-szer VAGY
a késleltetés 3 ÉS
nincs elemi téves döntés 3-szor VAGY
:
a késleltetés M ÉS
nincs elemi téves döntés M -szer)

A verbálisan adott eseményeket és valószínűségeket kifejtve, továbbá kihasználva, hogy minden sorban független események „és” kapcsolata található (tehát valószínűségeik szorozódnak), valamint az egyes sorok egymást kizáró eseményeket reprezentálnak, amelyekre egyszerű összegzés alkalmazható, a végeredmény:

$$1 - P_F = \frac{1}{M} (1 - P_{F1}) + \frac{1}{M} (1 - P_{F1})^2 + \dots + \frac{1}{M} (1 - P_{F1})^M$$

A jobb oldalon szereplő mértani sor összegképlettel átalakítva, rendezés után:

$$P_F = 1 - \frac{1 - (1 - P_{F1})^M}{M P_{F1}} (1 - P_{F1})$$

kifejezést kapjuk. Gyakorlati esetben csak a kis hibavalószínűség érdekes. Ekkor az előbbi pontos kifejezés egy kényelmesebben használható közelítésre egyszerűsíthető:

$$P_F \approx \frac{M+1}{2} P_{F1} = 2^{-N} \frac{M+1}{2} \sum_{i=0}^m \binom{N}{i}$$

Az előzőekben megadott képletekkel a berendezés paramétereiből (M , N , m) a téves állapotban történő átkapcsolást jellemző valószínűségek (P_N , P_F) meghatározhatóak, illetve numerikus módon (számítógép segítségével) adott valószínűségekből meghatározhatók a szükséges paraméterek [4]. A megépített berendezésben a rugalmas tár 8 elemi tárolóhelyet tartalmazott ($M=7$), N és m értéke rövidzárok áthelyezésével programozható, N maximum 127, m pedig maximum 15 lehet.

Pl. $N=27$ és $m=3$ esetén a hibás szinkronizálást jellemző valószínűségek:

$$P_F \approx 9.85 \times 10^{-5}$$

$$P_N \approx 1.46 \times 10^{-4} \text{ ha } P_E = 10^{-2}$$

III. A gyakorlati megvalósítás problémái

A gyakorlati megvalósításnál problémát, a mérési és fejlesztési környezet biztosításán kívül, elsősorban a nagy adatátviteli sebesség jelentett. Az adott sebességre való tekintettel (140 Mbit/s) a megvalósításhoz az ECL logikai családot választottuk. A nagysebességű áramkörök létre hozása előtt kipróbáltuk a rendszer működését egy frekvencia szerint aláskálázott modellen, amely 128 kbit/s működési sebességen TTL logikai család áramköreivel működött.

Ezzel a modellezéssel szétválasztottuk a rendszer-technikai problémákat az áramkör megvalósítási gondjaitól. Így a nagy adatátviteli sebességgel működő áramkörök építését csak akkor kezdtük el, amikor már biztosak voltunk abban, hogy helyes a rendszer-technikai elképzelésünk. Ez annak ellenére előnyösnek bizonyult, hogy a kétféle logikai család által képviselt eltérő eszközválasztékot is figyelembe kellett venni.

Az adott adatátviteli sebesség mellett nagy gondot kellett fordítani az összekötő vezetékek illesztésére. Ilyen magas frekvencián már nem szabad figyelmen kívül hagyni a vezetékek hullámimpedancia-viszonyait, a keletkező reflexiókat.

Példaképpen nézzük meg a rugalmas tároló elemi tárolóinak meghajtását, amelyet a 3. ábra mutat.

A rugalmas tárban 8 elemi tárolót kell egyidejűleg adattal ellátni. Gyakorlati szempontból, első közelítésben, az ECL bemenetek egy-egy kb. 3 pF nagyságú kapacitással egyenértékűek, ezért megnövelik a meghajtó vezeték kapacitását, tehát csökkentik a hullámellenállást.

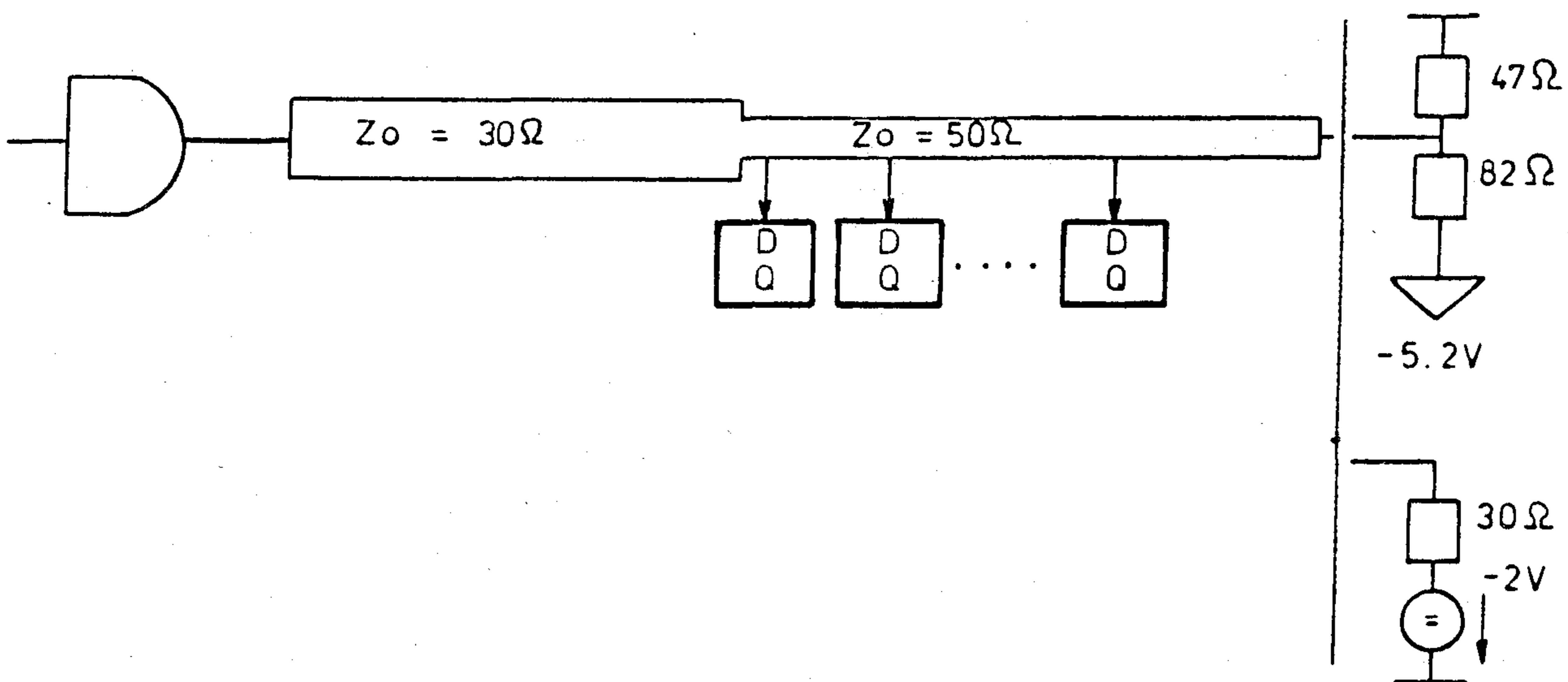
Ha a hozzávezetés hullámellenállását megnöveljük

azon a részen, ahol a tárolók ténylegesen rácsatlakoznak a vonalra, akkor jó közelítéssel illesztett rendszert kapunk, amelyen belül elhanyagolható a jelalak torzulás. Az adott esetben közvetlenül a tárolók összekötésénél olyan vonalvastagságot használtunk, amely önmagában 50 Ω hullámellenállású vonalat alakítana ki. Ez a vonal a tárolók bemeneti kapacitása miatt 30 Ω hullámellenállásúvá módosult, ezért a távolabb elhelyezkedő meghajtó kaputól egy 30 Ω hullámellenállású vonalon vezettük a jelet, továbbá a lezárásnál eredőben szintén 30 Ω -ot alkalmaztunk.

Az illesztésről azonban akkor sem szabad megfeledkeznünk, ha csak egyetlen kaput kell meghajtania egy ECL kimenetnek. Annak érdekében, hogy minden összeköttetés kézbentartott hullámellenállású lehessen, négyrétegű nyomtatással realizáltuk a rendszert olyan módon, hogy a két „temetett” réteg a jel szempontjából földdel azonos (az egyik a tényleges föld a másik tápfeszültség). A katalógusok tanúsága szerint ha a két ECL kapu távolsága kicsi (néhány cm), akkor nem kell egzakt hullámimpedanciával lezárni az összekötő vonalat, csak egy lehúzó ellenállást kell beépíteni a nyitott emitteres ECL kimenet miatt. Tapasztalataink azonban azt mutatták, hogy ilyen nagy sebesség mellett 1-2 cm sem tekinthető kis távolságnak, a megfelelő működés biztosítása érdekében előnyösebb ilyenkor is olyan lezárást alkalmazni, amelynek Thevenin helyettesítő képében a belső ellenállás létre hozza a távvezeték hullámellenállásával azonos értékű lezáró impedanciát és a terheletlen feszültsége az ECL áramkörök számára optimális -2V feszültséget.

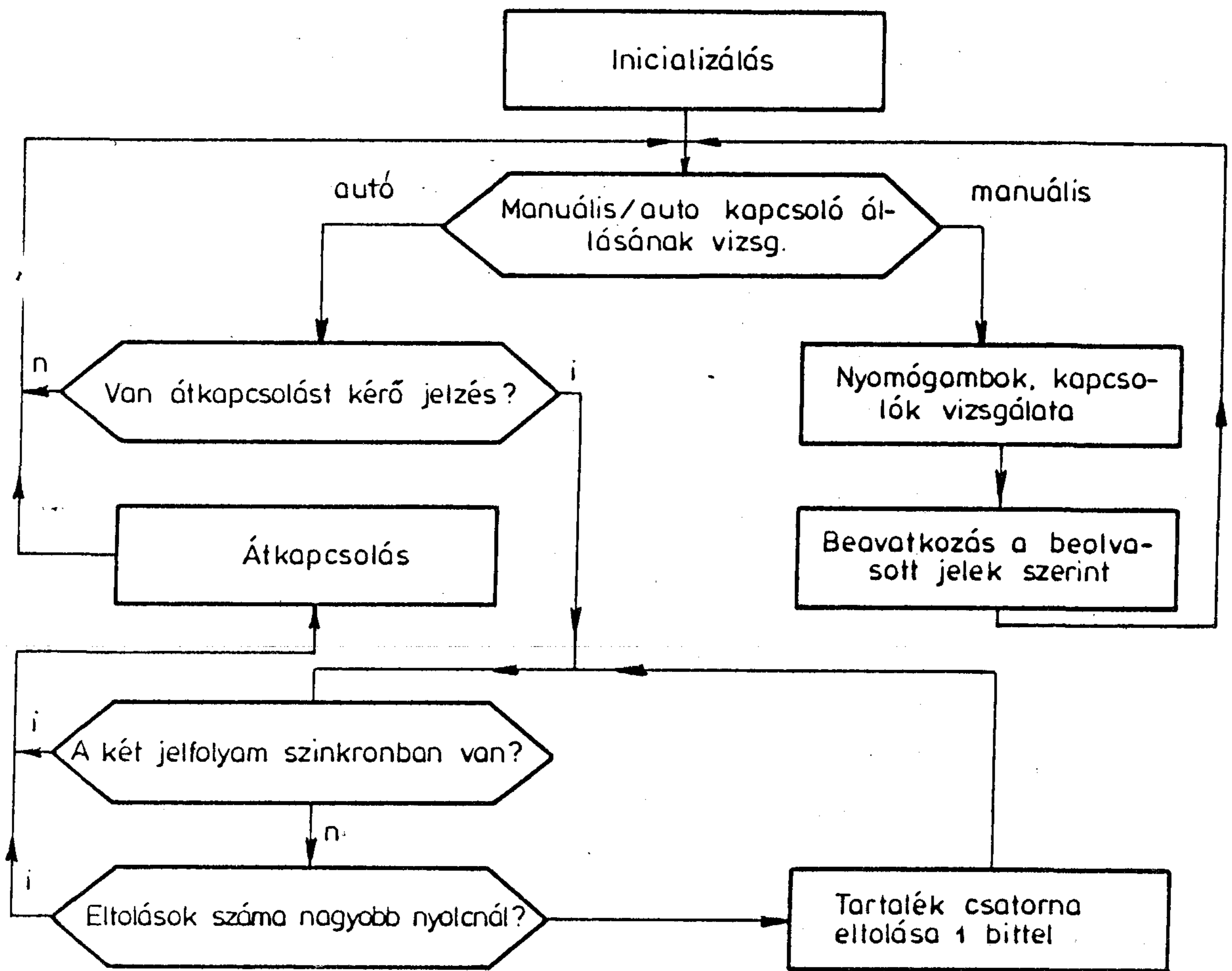
IV. A berendezés vezérlése

Az átkapcsoló berendezés vezérlését egy saját beépített mikroprocesszor végzi, a működtető program vázlatos folyamatábrája a 4. ábrán látható [5].



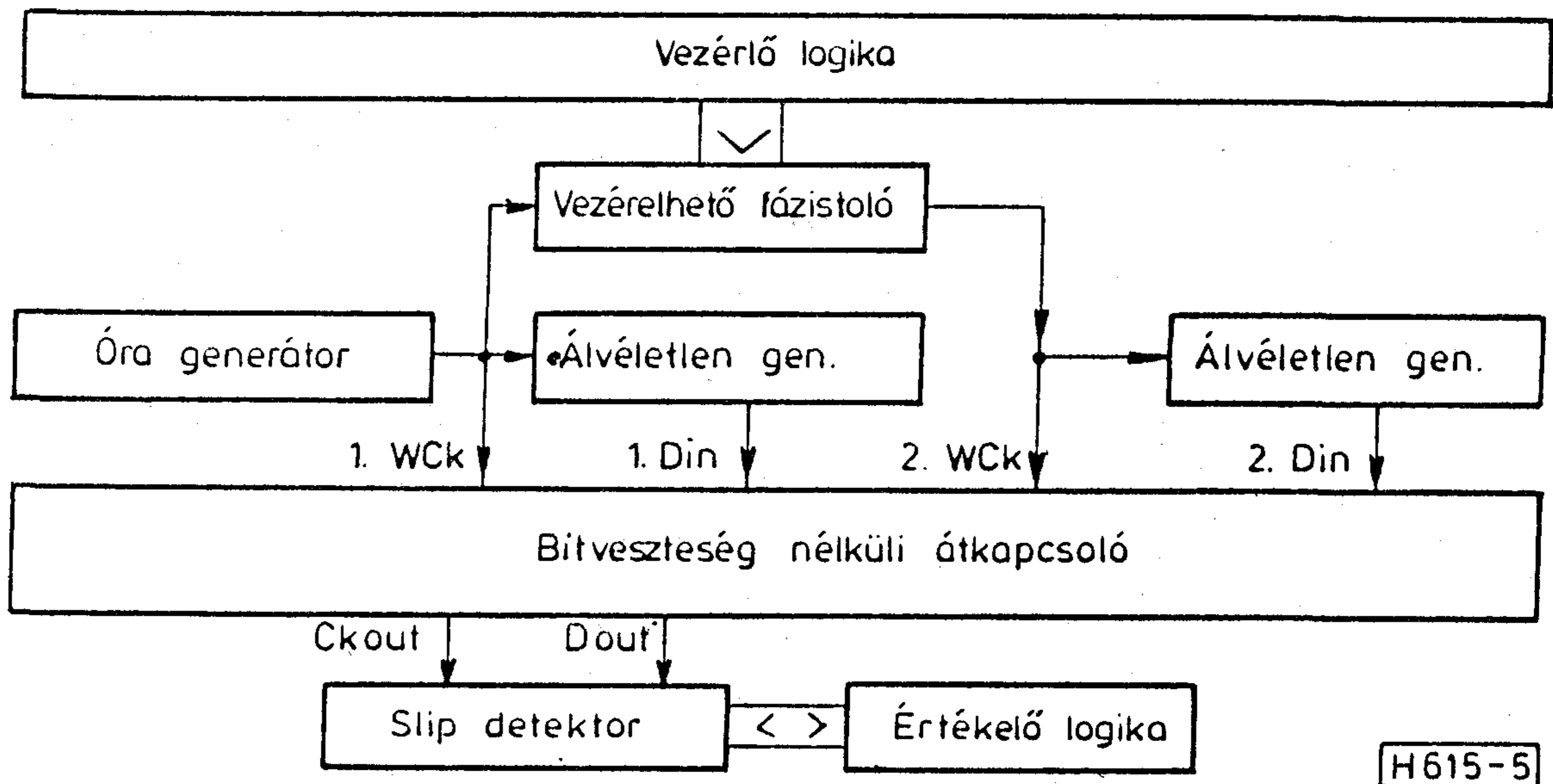
3. ábra A rugalmas tároló elemi tárolóinak meghajtása

H615-3



4. ábra A vezérlő program folyamatábrája

H 615-4



H 615-5

5. ábra Az alapsávi ellenőrző és bemérő berendezés vázlata

A processzor egyik bemeneti kapuján várja az átkapcsolási parancsot. Amikor az megérkezik, először a koincidencia detektor kimenetének lekérdezésével ellenőrzi, hogy átkapcsolható állapotban van-e a két csatorna. Amennyiben igen, elvégzi az átkapcsolást, ha nem, kiad egy slip parancsot a rugalmas tárnak és ismétli az egész eljárást.

A megvalósított berendezésben az előbbieken részletezett automatikus működési módon kívül a processzor manuális üzemmóddal is rendelkezik, amelyben a slip és a tényleges átkapcsolást jelentő parancsokat nyomógombok és kapcsoló segítségével lehet létrehozni. Ennek a készülék ellenőrzésekor, továbbá demonstrációs és oktatási alkalmazásban van jelentősége.

V. Mérési, fejlesztési környezet

A berendezés megvalósítása során, különösen a kezdeti időben, markánsan jelentkezett a megfelelő mérőműszerek és a szimuláló rendszer hiánya. Ezen kényszer inspirálta azt a fejlesztést amelynek eredményeként egy a jelen munka közvetlen igényein bizonyos mértékben túlmutató alapsávi ellenőrző és bemérő berendezés is készült. A jelen cikknek nem célja ennek a készüléknek a részletes leírása, ezért most csak egy igen elnagyolt vázlatát adjuk meg az 5. ábrán.

A 140 MHz-es óragenerátor egyrészt közvetlenül, másrészt a vezérelhető fázistolón át két álvéletlen generátort vezérel. Ilyen módon a két azonos adatfolyamot tetszőleges mértékben eltolhatjuk egymáshoz képest. A vezérelhető fázistolók a bitidő 1024-ed részével azonos eltolást is lehetővé tesznek, amely a gyakorlat számára már folytonosnak tekinthető. A fázistoló vezérlése a vezérlő logika segítségével akár manuálisan, akár számítógéppel történhet. Az álvéletlen generátorok szimulálják a két csatorna jelét.

Az átkapcsoló kimeneti jele a slip detektorra kerül, amely figyel, hogy a bitsorozat nem sérti-e az álvéletlen generátor képzési szabályát. A képzési szabály sérítése esetén az értékelő egység vizuális és akusztikus riasztást ad. Az ellenőrző berendezést eredményesen tudtuk használni az egész átkapcsoló ellenőrzésén kívül az egyes részáramkörök fejlesztésénél is.

VI. Az eredmények összefoglalása

Megterveztünk és kísérleti laborminta szinten megépítettünk egy 140 Mbit/s adatátviteli sebességgel működő bitvesztés nélküli átkapcsoló berendezést. Ennek érdekében kidolgoztuk a berendezés rendszertechni-

kai működését, elméletileg meghatároztuk a hibás szinkronizálás valószínűségeit, amelynek alapján megválasztottuk a berendezés paramétereit.

A berendezés fejlesztése, ellenőrzése és bemérése érdekében olyan műszert készítettünk, amely két 140 Mbit/s sebességű álvéletlen adatfolyamot szolgáltat olyan módon, hogy a két adatfolyam közötti fázishelyzet manuálisan vagy számítógéppel vezérelve gyakorlatilag folyamatosan változtatható végállás nélkül. A műszer tartalmaz egy ellenőrző egységet is, amely vizuális és akusztikus figyelmeztetést ad hibás adatok esetén.

A munkába bevontunk egyetemi hallgatókat is. Így (legalábbis szándékunk szerint) egyidejűleg kettős célt szolgálhattunk, az oktatást összekapcsoltuk gyakorlati problémákkal, továbbá az új iránt legfogékonyabb szakmai rétegen keresztül talán hozzájárultunk egy itthon még újnak számító technikai kultúra elterjesztéséhez.

VII. Köszönetnyilvánítás

A munka elvégzéséhez több segítséget kaptunk. Hangsúlyosan megköszönve, első helyre kell tennünk azt a hozzájárulást, amelyet az OMF B támogatás jelentett a tevékenység szervezeti keretének biztosításával, név szerint is kiemelve Peregi Zsolt főosztályvezető helyettes. Köszönettel tartozunk Edelényi Tamás okl. villamosmérnöknek, aki az átkapcsoló kidolgozásának idején egyetemi hallgatóként igen lelkesen segített a modelláramkörök létrehozásában, a vezérlő program kódolását pedig önállóan végezte.

IRODALOM

- [1] Heer R., Schneider W.: „Protection Switching Facilities”, ANT Telecommunication Reports, Vol. 2, December 1985. pp. 50-53
- [2] Barth H., Molin M., Schröcker A., Simon H. O.: „Protection switching equipment for digital radio relay links”, TELCOM Report 10, 1987, Special Radio Communication, pp 125-130
- [3] Frigyes I., Szabó Z., Ványai P.: „Digital microwave transmission”, Akadémia Kiadó, 1989
- [4] Kókai Károly: „Többutas terjedés hatása szélessávú digitális átvitelnél”, Diplomaterv. Budapesti Műszaki Egyetem Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék, 1990
- [5] Edelényi Tamás: „Bitvesztés nélküli átkapcsoló”, Diplomaterv, Budapesti Műszaki Egyetem Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék, 1990
- [6] Frigyes István: „Synchronization of random bit sequences; application to hitless switching”, megjelenés alatt

Talajnedvesség térképezés repülőgép-fedélzeti mikrohullámú rádióméterrel

DR. IJJAS GÁBOR

BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék
Úrkutató Csoport

1. Összefoglalás

A Budapesti Műszaki Egyetem Úrkutató Csoportja távérzékelési alkalmazásokra, repülőgép fedélzeti mikrohullámú rádióméter-rendszert fejlesztett ki. A rendszer érzékelői az L-, S-sávú mikrohullámú és a hő-infra rádióméter, amelyek egy Pilátus-Porter repülőgép fedélzetén helyezkednek el. A rendszer fő feladata, nagy területek talajnedvesség-térképének azonnali felvétele 10-50 m-es területi felbontással. A rendszer alkalmazható mezőgazdasági, vízgazdálkodási és környezetvédelmi célokra.

Az adatfeldolgozó programcsomag indiai-magyar együttműködés keretében készült el, a Budapesti Műszaki Egyetem (BME) és az Indian Institute of Technology, Bombay (IIT, Bombay) részvételével.

Jelen cikk részletes leírást tartalmaz az érzékelőkről, az adatkezelő-adatfeldolgozó rendszerről és a rendszerrel végrehajtott terepi és légi mérésekről, melyeket mezőgazdasági területek felett hajtottunk végre 1988-ban, és 1989-ben.

2. A fedélzeti mikrohullámú rádióméter-rendszer

A fedélzeti mikrohullámú rádióméter-rendszer (AMRS-Airborne Microwave Radiometer System) blokkvázlata a 2.1. ábrán látható. Az AMRS a légi és a földi egységből áll (Ijjas et al. 1988, Zsámboki et al. 1988.). A légi egység főbb elemei az L-sávú (1.41 GHz), az S-sávú (2.695 GHz) mikrohullámú és a hő-infra (8-14 μm) rádióméter, valamint a mikroszámítógépes fedélzeti adatgyűjtő rendszer. Továbbá a légi egységet egy telemetria adó és egy kommersz video camcorder egészíti ki.

Az L-, és S-sávú rádióméterek ún. zajinjektált típusúak, karakterisztikájuk linerális. Az L-, és S-sávú mikrosztrip antennák 3 dB-es nyílásszöge 19.1 illetve 20.7 fok. A hő-infra rádióméter (Everest Interscience, model 112) könnyű, hordozható típus, nyílásszöge a félintenzitású pontok között mérve 3 fok. A hő-infra rádióméter felbontása 0.1 °C, pontossága +/- 0.5 °C. A kvarcórával ellátott kommersz video camcordert a mért adatok területi azonosíthatósága érdekében helyeztük el. A rádióméter-antenna által érzékelt terület a televíziós kamera, valamint a fedélzeten elhelyezett 4 inch képátlójú színes TV monitor segítségével folyamatosan követhető.



DR. IJJAS GÁBOR

1969-ben elvégeztem a Kandó Kálmán Híradásipari Technikumot. Ugyanebben az évben felvételt nyertem a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karának nappali tagozatára. 1972-ben fejeztem be egyetemi tanulmányaimat és védtem meg diplomámat a Mikrohullámú Híradástechnika Tanszéken. A diplomatervem témája: „Biharmonikus rf erősítők tervezése”.

1972 óta a BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék Úrkutató Csoportjában dolgo

zom, kezdetben tudományos segédmunkatársként, majd később mint tudományos munkatárs. 1978-ban sikeresen védtem meg doktori disszertációm, melynek címe, „L-sávú QPSK adó tervezése 24 Mbit/s adatsebességre”.

Fontosabb kutatási feladataim: műhold rádiotelemetria rendszerének fejlesztése, műholdas adatgyűjtő rendszer fejlesztése, repülőgép fedélzeti mikrohullámú rádióméter rendszer fejlesztése, nagyteljesítményű rádiófrekvenciás erősítők fejlesztése félvezetőkkel, földi műhold vevőállomás fejlesztése, navigációs műholdvevő modul fejlesztése. A kutatási feladatokon kívül a tanszék oktatási munkájában is részt veszek. A kutatási munkáimmal kapcsolatosan 26 cikkem jelent meg, 16 előadást tartottam hazai és külföldi konferenciákon, valamint 4 tanulmány elkészítésében vettem részt.

A fedélzeti adatgyűjtőrendszer négy üzemmóddal rendelkezik. Ezek a következők: (1) rádióméter teszt, (2) adatgyűjtés a rádióméterekről, (3) adattovábbítás a rádiócsatornán keresztül (4) adatrögzítés mágnesszalagon és (5) rádióméter kalibráció.

Az AMRS földi egység egy terepjáró gépkocsiban elhelyezett és a következőkben felsorolt főbb elemekből áll: telemetria antenna, telemetria vevő és egy IBM-PC/AT számítógépes munkahely.

Az L-, S-sávú fényességi hőmérsékletek, a hő-infra adatok (TBL, TBS és TH-IR), az idő- és a hely-markerek rögzíthetők akár a fedélzeti adatgyűjtőn akár a földi munkahelyen floppy-lemezen vagy winchesteren.

A talajnedvesség becslésére szolgáló programcsomag a mikrohullámú emisszió értékekből számítja ki a talajnedvesség értékeket a Wang és Schmutge (1980) illetve a Dobson et al. (1985) modellek segítségével. A programcsomag lehetőséget teremt a felszíni érdesség és a növényzet hatásának figyelembevételére. Egy különálló programcsomag segítségével kiszámítható a víz emisszivitása illetve a talaj effektív hőmérséklete.

Beérkezett: 1990. IX. 16. (H)

A talajnedvesség-térkép és a hő-infra térkép ki-nyomtatható, vagy kirajzoltatható az előkészített to-pográfiai térképre közvetlenül a mérés után.

Az AMRS főbb műszaki adatait a 2.1. táblázat tar-talmazza.

2.1. táblázat

Az AMRS főbb műszaki adatai

Rádióméterek és antennák

	L-sávú rádióméter	S-sávú rádióméter
típus:	zajinjektált (NIR)	zajinjektált (NIR)
frekvenciasáv:	1400-1427 MHz ($\lambda = 21\text{cm}$)	2690-2700 MHz ($\lambda = 11\text{cm}$)
ant. zajhőmérséklet:	50-300K	50-300K
ant. impedancia:	50 Ohm	50 Ohm
érzékenység:	< 0.3 K ($\tau = 0.7 \text{ sec}$)	< 0.5 K ($\tau = 1 \text{ sec}$)
int. időállandó:	0.07; 0.7; 3.3; 3; 7; sec	0.1; 1; 5; 10 sec
kimenő adatseb.:	110 bit/sec	110 bit/sec
adat interface:	RS 232	RS 232
méret:	250x260x135 mm	250x260x135 mm

	L-sávú antenna	S-sávú antenna
típus	mikrosztrip	mikrosztrip
sávközépi frekv.:	1400 MHz	2695 MHz
nyílásszög (3 dB):	19 fok	21 fok
sávszélesség:	50 MHz	20 MHz
méret:	670x670x17 mm	320x329x7 mm

Hő-infra rádióméter

típus:	Everest Interscience, model 112
hullámhossz:	8 - 14 μm
hőmérséklet tart.:	-25... + 75 °C
időállandó:	0.5 sec
pontosság:	+/- 0.5 °C

Rádióméter adatgyűjtő rendszer

Üzem módok:	- adatgyűjtés a rádióméterről
	- rádióméter kalibráció
	- rádióméter teszt
	- adattovábbítás a rádiócsatornán
	- adattárolás mágnesszalagon

UHF rádiócsatorna

frekvenciasáv:	400 MHz
moduláció:	digitális, fázis
adatsebesség:	9600 bit/sec
ki/bemenő szintek:	TTL

Adatfeldolgozó program:	- talajnedvesség becslésre,
	- talajnedvesség térképezésre,
	- víz feletti kalibrációra

Területi felbontás:	30 m, 100 m-es repülési magasság esetén
	150 m, 500 m-es repülési magasság esetén

3. Az alkalmazott elméleti modellek

Az AMRS-el mért adatok kiértékelésére több elméleti modellt alkalmaztunk.

Wang és Schmutge (1980) empirikus, valamint a Dobson et al. (1985) „négykomponensű” modellt használtuk a nedves talaj dielektromos állandójának meghatározására. Tapasztalataink szerint a két model-vel számított talajnedvesség értékek csak kismértékben

térnek el egymástól valós talajnedvesség értékek ese-tén.

A TB értékek kiszámítására az egyszerű Fresnel egyenletet használtuk homogén mélységi eloszlású ta-lajnedvesség esetén. Nem homogén mélységi eloszlású talajnedvesség esetén a Wilheit (1978) koherens mo-dellt alkalmaztuk.

A talaj felszíni érdesség mikrohullámú emisszióra gyakorolt hatását Mo és Schmutge (1978) modelljével vettük figyelembe, ahol az effektív magasság-változás (σ) és a korrelációs hossz (1) a paraméter. A talaj ef-fektív hőmérséklete (T_{eff}) a TB kiszámításához szük-séges, a T_{eff} talaj felszín hőmérsékletéből a Choud-hury et al. (1982) modellel számítható.

Növényzettel borított talajfelszín esetén a csupasz, sima talajfelszín emisszivitása a Jackson et al. (1982) egyenletekből nyerhető.

4. Grafikus térképező programcsomag

A talajnedvesség értékek, topográfiai térképen történő grafikus megjelenítésére a népszerű AutoCAD prog-ramot használtuk. A digitalizált topográfiai térkép, a színes talajnedvesség és hő-infra térkép az AutoCAD segítségével jeleníthető meg. A TB és a TH-IR ada-tok, valamint az „a priori” adatok alapján kiszámított talajnedvesség értékeket egy ún. „talajnedvesség file”-ban tároljuk. A talajnedvesség térkép megjelenítésé-hez a talajnedvesség tartományokhoz (pl. 0-5%, 5-10%..etc.), illetve a infra-hőmérséklet tartományokhoz (pl. 283-288, 288-293 K...etc) színkódot rendelünk. Az adatfeldolgozás során két DXF file-t generálunk, me-lyek közül az egyik a színkódolt talajnedvesség értéke-ket, a másik pedig a színkódolt talajfelszín hőmérsék-let értékeket tartalmazza. Mindkét file az AutoCAD segítségével megjeleníthető a nagyfelbontású színes monitoron, vagy kirajzolható az előre elkészített to-pográfiai térképre színes pen-plotter segítségével.

Az azonnali térképfelvételnél feltételezzük, hogy a légi navigáció tökéletes és nincs különbség a tervezett és a megvalósított repülési vonalak között. Ez a gya-korlatban megvalósíthatatlan, ezért szükség esetén ge-ometriai korrekciót hajtunk végre a mérés végrehajtá-sa után a mérés alatt rögzített videofilm segítségével.

5. Kísérleti eredmények

Az AMRS műszeregyüttessel több terepi és légi mé-rést hajtottunk végre 1988-ban és 1989-ben.

5.1. L-sávú mikrohullámú rádióméterrel Dunaremete térségében végrehajtott légi mérés

1988 októberében kísérleti légi mérést végeztünk Du-naremetéhez közel (G. Ijjas és Y. S. Rao 1989), erdő-vel, vízzel borított valamint füves és mezőgazdasági területek felett. A kísérleti mérés fő célja a rendszer műszaki paramétereinek ellenőrzése, valamint a rend-

szer működésének vizsgálata különböző emisszivitású felszíni objektumok esetén. A gyűjtött adatok alapján, a Wang és Schmugge (1980), a Dobson et al. (1985) és az O'Neill (1985) modellek alkalmazásával, a talajnedvesség becslést végeztünk. A becsült talajnedvesség értékeket összehasonlítottuk a korlátozott számú földi referencia adattal. A becsült talajnedvesség értékek és a földi referencia adatok jól korreláltak egymással (Ijjas és Rao. Y. S. 1989).

A 4x1 km-es területről 100 m-es repülési magasságból készült, hat repülési vonal adatait és a 200 m-es repülési magasságból készült ugyancsak hat repülési vonal adatait színekódolt formában Dunaremete topográfiai térképén ábrázoltuk.

5.2. Terepi mérések állványos L-, S-sávú mikrohullámú és hő-infra rádióméterrel

1989 júliusában, Budapesthez közel, Pomázon egy mérősorozatot hajtottunk végre (Y. S. Rao 1989).

Ezen mérések fő célja az L-, S-sávú rádióméterek tesztelése, valamint a talajnedvesség-becslésre alkalmazott modellek pontosságának ellenőrzése, különböző felszíni talajnedvesség értékek esetén. Tervbe vetjük, két különböző (L, S) frekvencia segítségével történő, a talaj mélyebb rétegeinek talajnedvesség-becslését is. A méréseket az L-, S-sávú mikrohullámú, a hő-infra rádióméterrel és a videokamerával végeztük. A mikrohullámú mérésekkel egyidejűleg gyűjtött talajminták nedvességét a VITUKI szakemberei gravimetrikus módszerrel meghatározták és mérték a talajhőmérséklet profilt az egyes teszt-területeken.

Négy teszt-területet alakítottunk ki a kísérleti mérősorozathoz, a pomázi termelőszövetkezet területén. A teszt-területeket különböző mértékben öntöztük be és a talajfelszínét úgy munkáltuk meg, hogy felszínük különböző érdeességű legyen. A kísérleti TB értékeket a Wilheit (1978) modell alapján számított elméleti TB értékekkel hasonlítottuk össze, amint az az 5.2. (a) táblázatban látható. A dielektromos állandó kiszámítását mind a Wang és Schmugge (1980) dielektromos modellel mind pedig a Dobson et al. (1985) modellel elvégeztük. A mért és a becsült talajnedvesség értékeket összehasonlítottuk különböző antenna irányzögeknel ahogy az 5.2.(b) táblázatban látható.

Ezek a táblázatok a 2. számú teszt terület mérési eredményeit mutatják „nedves” állapotban. A talajnedvesség-becslés jó korrelációt mutat a gravimetrikus módszerrel mért talajnedvesség értékekkel, különösen sima és csupasz felszín esetén az L-sávban. Az S-sávban egy légi-forgalmi radar működése zavarta a rádiómétert, amely mintegy „előfeszítve” a rádiómétert mindig nagyobb emisszió értéket eredményezett a reális értéknél.

5.2(b) táblázat

A becsült talajnedvesség értékek és eltérésük a mért talajnedvesség értékektől, a fenti táblázat adatainak megfelelően

fok	mért SM [tér%]	becsült SM [tér%] Dobson et al.		SM eltérés [Tér%]	
		L	S	L	S
0	31.2	31.0	24.1	0.2	7.1
5	31.2	30.2	23.2	1.0	8.0
10	31.2	31.6	22.8	-0.4	8.4
20	31.2	32.6	24.4	-1.4	6.8

5.3 Lipóti légi mérés az L-, S-sávú és hő-infra sávú rádióméterekkel

1989 októberében Magyarország észak-nyugati részén Lipót térségében légi mérősorozatot hajtottunk végre a rádióméterek víz felszín feletti kalibrációját követően.

A mérősorozat fő célja az AMRS műszaki paramétereinek ellenőrzése, minden lehetséges üzemmódban, valamint talajnedvesség illetve hő-infra térkép azonnali felvétele a mért mezőgazdasági területről. A becsült talajnedvesség értékeket összehasonlítottuk a gravimetrikus módszerrel végrehajtott földi referenciamérések eredményeivel.

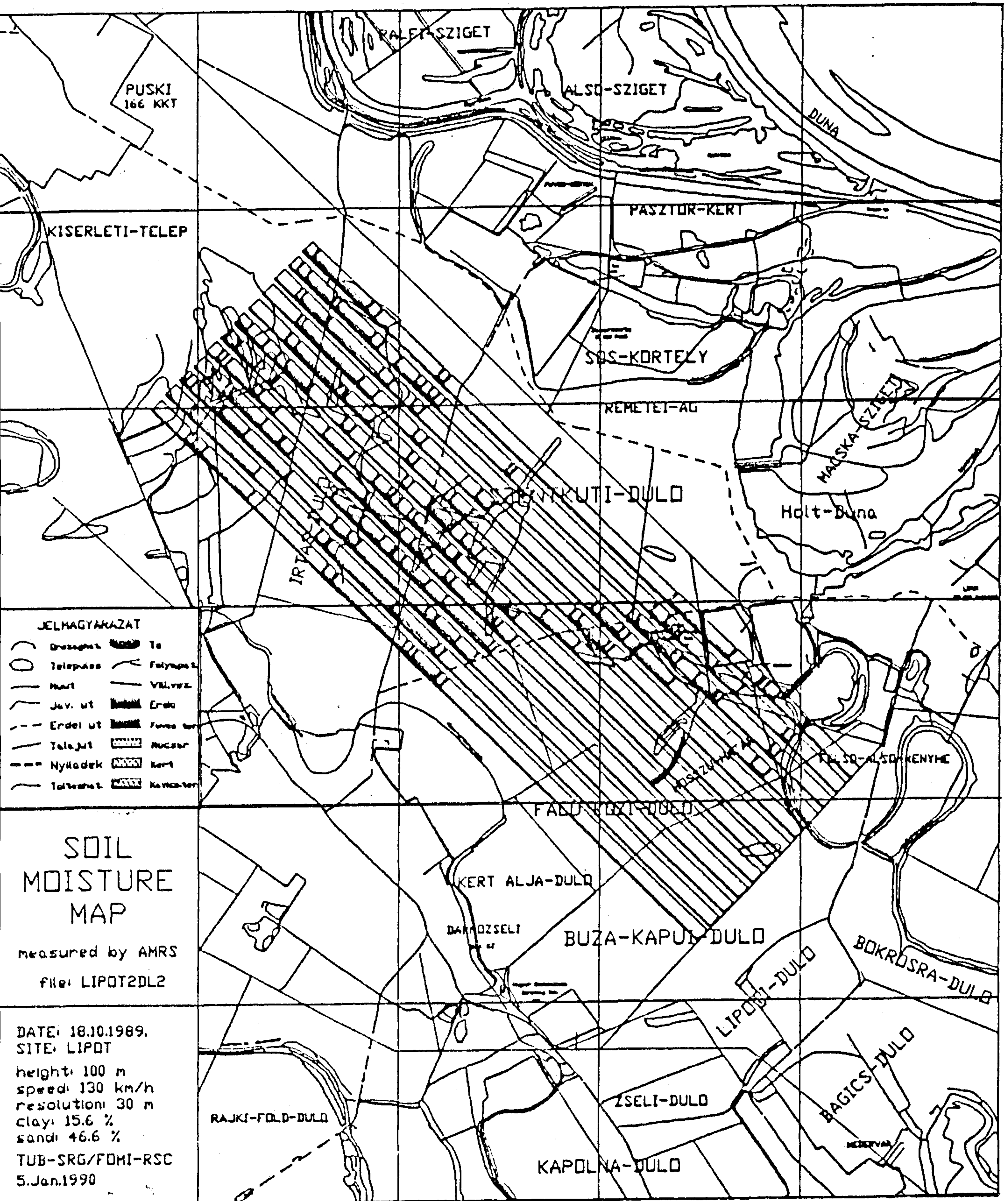
A mérések eredményeképpen kapott, geometriai korrekció nélküli talajnedvesség térképet láthatjuk az 5.3.1.ábrán. A video camcorderrel készült videofelvétel segítségével geometriai korrekciót hajtottunk végre, amelynek eredményeképpen kismértékben el kellett tolni az egyes repülési vonalakat.

Összehasonlítva a becsült talajnedvesség értékeket a mért értékekkel, jó korrelációt kaptunk a leülepedett

5.2.(a) táblázat

Mért és számított TB értékek, a nedves állapotú 2. teszt területre (1989. július 12.)

fok TH-IR [K]	mért TB [K]		számított TB [K]				különbség a mért és a számított érték között TB [K]	
	L	S	Dobson et al.		Wang & Schmugge		L	S
			L	S	L	S		
0 300.2	187.3	206.3	179.8	183.8	177.4	182.2	7.5	22.5
5 299.8	188.8	208.1	179.3	183.4	177.0	181.8	9.5	24.7
10 299.0	184.4	208.1	178.1	182.0	175.7	180.6	6.3	26.1
20 299.8	177.2	198.7	172.9	177.1	170.6	175.6	4.3	21.6

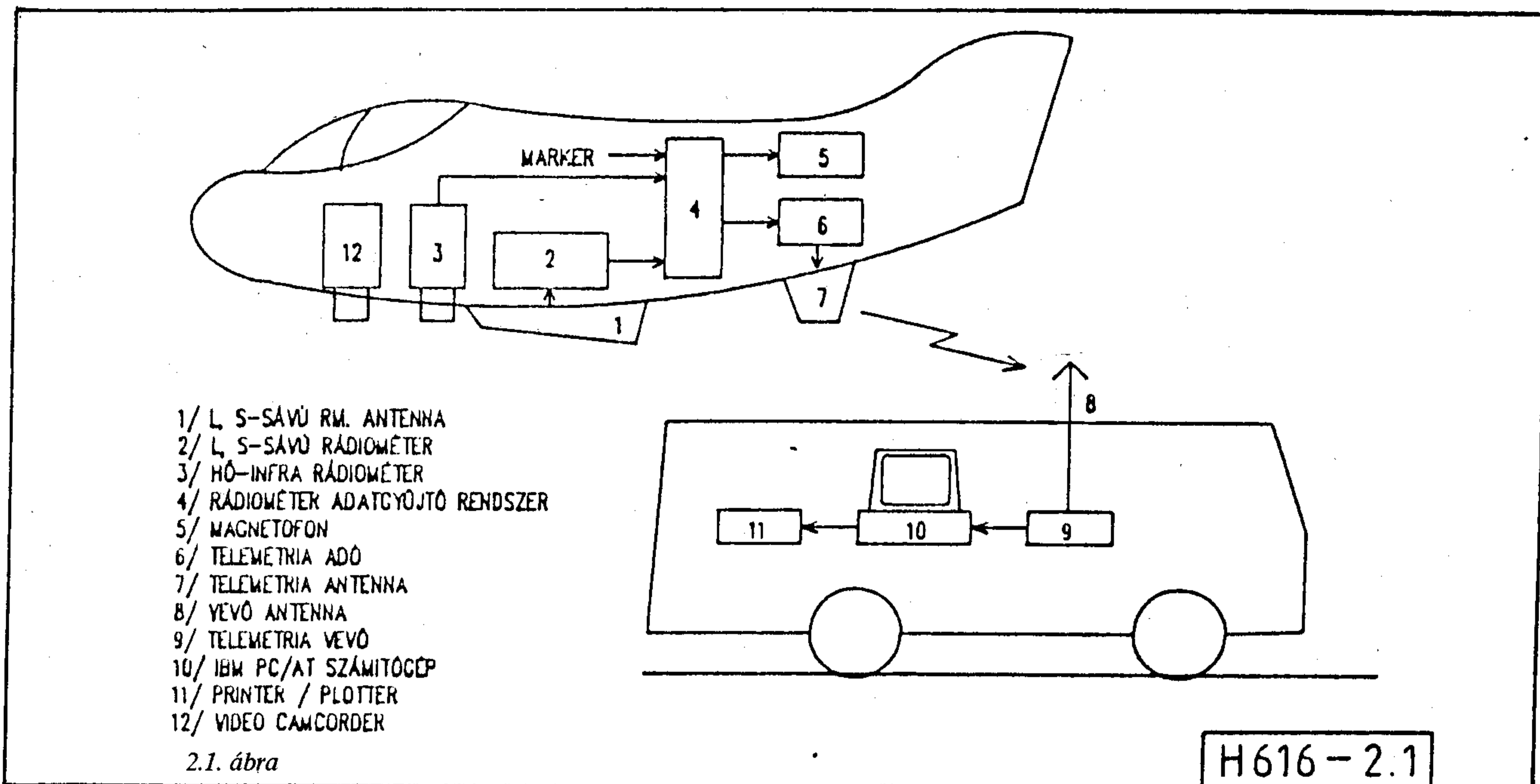


területeken, viszont nagyobb eltérést tapasztaltunk a szántott, durva felszíni területek esetén.

A mikrohullámú mérés végrehajtása után mozaik

5.3.1. ábra

H616-5.3.1



légi felvételt készítettünk 800 m-es magasságból, 6x6 cm-es Hasselblad fényképezőgép segítségével, a mért adatok későbbi kiértékelése érdekében.

Következtetések

A cikkben leírt AMRS az adatfeldolgozó programcsomaggal együtt, nagy területek talajnedvesség térképének felvételére alkalmas és hatékony eszközként alkalmazható a mezőgazdaságban, a vízgazdálkodásban és a környezetvédelemben. Az AMRS az adatgyűjtés után azonnal szolgáltatja a talajnedvesség térképet, a területi felbontása 10-50 m (repülési magasságtól függően), a rendszer teljesítőképessége 10-100 km²/h.

A fenti kutató-fejlesztő munka az Országos Műszaki Fejlesztési Bizottság, az MTA Interkozmosz Tanácsa és a Mezőgazdasági és Élelmezésügyi Minisztérium anyagi támogatásával készült. A FOMI távérzékelési Intézet koordinátorként és jövőbeni üzemeltetőként alakította ki az együttműködést a BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék Úrkutató Csoportjával.

Köszönetnyilvánítás

A szerző köszönetét fejezi ki Zsámboki S., Szalai P., Fekete J., dr. Remetey F. G., dr. Gschwindt A., dr. Bozsóki I., dr. K. S. Rao, dr. Szász G., Winkler P.-nek, a bátorításáért, valamint a kutatómunkához szükséges eszközök és feltételek biztosításáért. Ugyancsak dr. T. J. Jackson-nak a hasznos tanácsokért. Köszönetemet fejezem ki a kutatási-fejlesztési munkában közvetlenül részt vevő, a következőkben felsorolt kollégáknak; Aujeszky L., Bánfalvi A., Hídvégi T., Horváth L., Hörcher F., Kádár O., Kertész J., dr. Major P., Mernyei F., Nelhübel T., Y. S. Rao, dr. Rieger I., Rudi Zs., Szabó J., Völgyi F.

- [1] Choudhury, B. J., Schmugge, T. J. and Mo. T. (1982) A parameterisation of effective soil temperatures for microwave emission. *J. Geophys. Res.*, 87, 1301-1304.
- [2] Dobson, M. C., Ulaby, F. T., Hallikainen, M. T. and El-Rayes, Ma. A. (1985) Microwave dielectric behavior of wet soil - Part II: dielectric models, *IEEE Trans. Geoscience Remote Sensing*. GE-23: 35-46.
- [3] Ijjas G., Juhász I., Zilahy P. (1988), Airborne microwave equipment for soil moisture investigation. Specialist Meeting on Microwave Radiometry and Remote Sensing Applications, 9-11 March 1988. Florence, Italy
- [4] Ijjas G. and Rao Y. S., (1989) Microwave remote sensing of soil moisture in Hungary, communicated to *Int. J. Remote Sensing*.
- [5] Jackson T. J., Schmugge T. J., and Wang J. R., (1982), Passive microwave remote sensing of soil moisture under vegetation canopies. *Water Res. Res.*, 18, 1137-1142.
- [6] Mo, T., Schmugge T. J., (1987), A parameterisation of the effect of surface roughness on microwave emission, 25, 481-486.
- [7] O'Neill P. E., (1985), Microwave remote sensing of soil moisture: a comparison of results from different truck and aircraft platforms, *International Journal of Remote Sensing*, 6, 1125-1134.
- [8] Rao Y. S., (1989), Remote sensing of soil moisture using truck mounted L, S microwave and thermal band radiometers Internal report on research.
- [9] Zsámboki S., Bozsóki I., Remetey F. G., Rao K. S., Ijjas G., (1988), Microwave remote sensing programme for agriculture at Hungary. Aims and present results. Conf. of International Soil Science Society, Budapest, 11-15. April. 1988. proc. 245-253.
- [10] Wang J. R. and Schmugge T. J., (1980), An empirical model for the complex dielectric permittivity of soils as a function of water content, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*. GE-18: 288-293.
- [11] Wilhelm T. T. (1978), Radiative transfer in plane stratified dielectric, *IEEE Trans. Geosci. Elect.* GE-16: 138-143.

Megbízhatóságnövelési program és annak matematikai modellje

DR. BALOGH ALBERT
Mikroelektronikai Vállalat

Összefoglalás

A tanulmány a megbízhatóságnövelésre alkalmazott módszereket ismerteti. Az alapvető fogalmakat, a tervezés alapelveit foglalja össze. A megbízhatóságnövelést abban az esetben vizsgálja a szerző, ha a meghibásodási folyamat időfüggvénye hatványfüggvénnyel közelíthető. A megbízhatósági jellemzők számítását a közlemény példákkal illusztrálja.

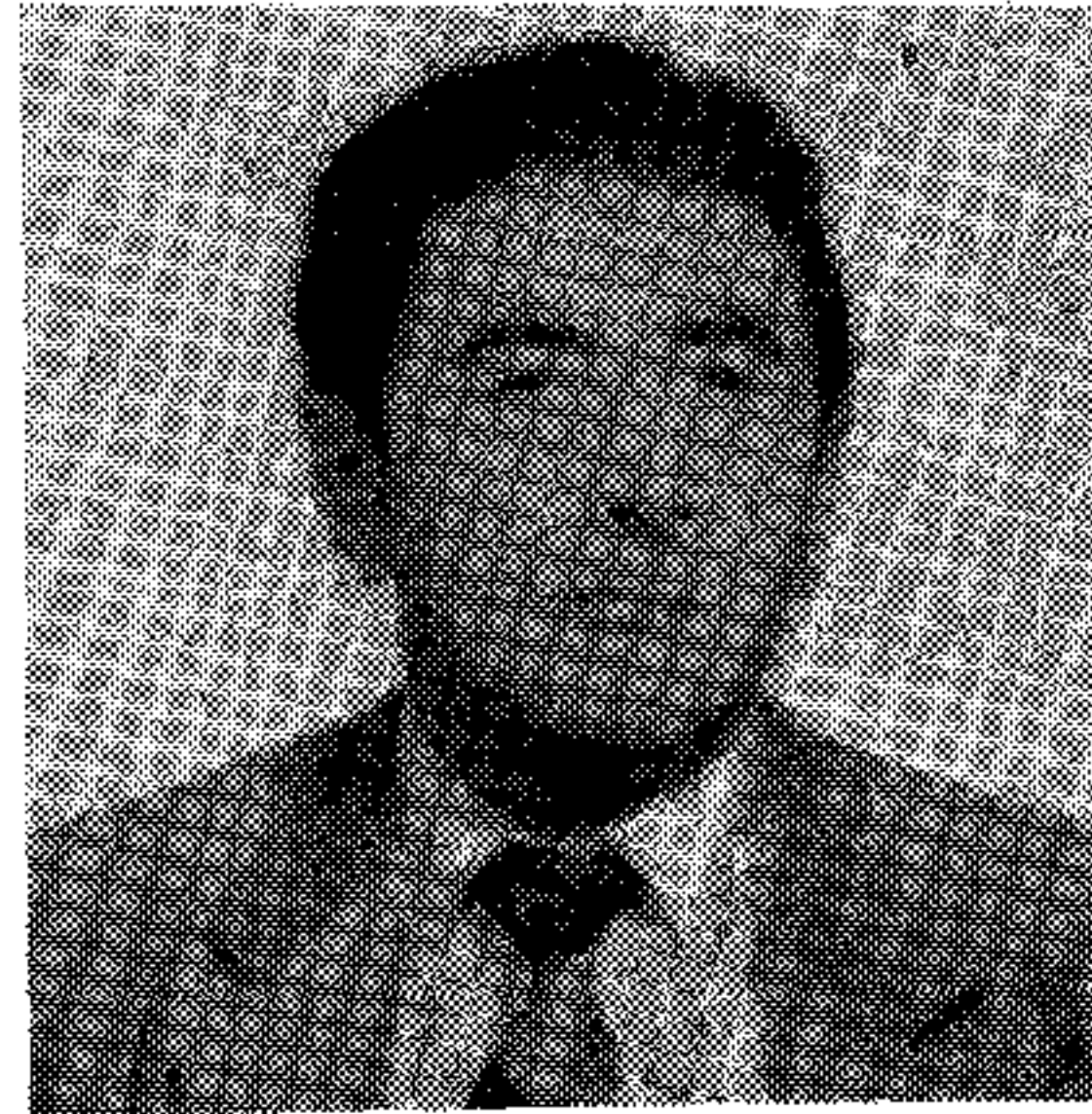
1. Bevezetés

A rendszerek megbízhatóságának folytonos növelése elengedhetetlen követelmény napjaink elektronikai iparában. Ennek a folyamatnak a gyakorlatban való megvalósítása szükségessé teszi a megbízhatóság növelésével kapcsolatos alapvető fogalmak, alapelvek és irányítási-szevezési teendők megismerését, a megbízhatóságnövelési program megtervezésére vonatkozó ismeretek megszerzését és a program matematikai modellezését. A jelen közlemény a Nemzetközi Elektronikai Bizottság (IEC) 56 (CO)122 és 56(CO) 150 ([1], [2]) dokumentumai alapján kívánja összefoglalni a legfontosabb tudnivalókat.

2. A megbízhatóságnövelési program célja és alapfogalmai

A megbízhatóságnövelési program alapvető célkitűzése a rendszerben lévő szisztematikus meghibásodások kiküszöbölése és a többi meghibásodási fajta előfordulási valószínűségének csökkentése. Itt kell megjegyezni, hogy általánosabb értelemben a megbízhatóságjavítási programról is szokásos beszélni. Ez esetben a megbízhatóságnövelési program és a megbízhatóság szűrési program alkotja együttesen a megbízhatóságjavítási programot. A megbízhatóság szűrés a korai meghibásodások szakaszát vágja le (a szűréssel külön közleményben kívánunk foglalkozni), a megbízhatóságnövelési program pedig az eredő meghibásodási intenzitást csökkenti a rendszer felhasználásának időtartama alatt. A megbízhatóságnövelési program (MNP) elektronikai berendezések esetében akkor alkalmazandó, ha ismeretessé válik, hogy a tervezés (a konstrukció) nem eléggé kiforrott és így a termék nem fog megfelelni az ellenőrző vizsgálat követelményeinek.

A program során laboratóriumi, vagy üzemi körülmények közötti vizsgálatot végzünk annak érdekében,



DR. BALOGH ALBERT

Matematikus. 1961 óta foglalkozik a megbízhatóságvizsgálatok elméleti és gyakorlati kérdéseivel. Több mint 50 publikációt jelentetett meg, a műszaki tudomány kandidátusa, MTESZ és Puskás Tivadar-díjas.

hogy előhívjuk a rendszer, berendezés, alkatrész gyengeségéből (gyenge pontjaiból) adódó meghibásodásokat és ezáltal javítsuk a megbízhatóságot. A vizsgálat során megfigyelt meghibásodások okait elemezve meghatározzuk, hogy a rendszer és annak elemei konstrukciójában, gyártásában milyen javító (korrigáló) módosítások végzendők el. Ezért megkülönböztünk ún. korrigáló módosítást még a vizsgálat során és ún. késleltetett módosítást, amikor ezt a vizsgálat végén (rendszerint üzemi vizsgálat után) építik be a rendszerbe.

Fontos fogalomként kell tekinteni a *gyengeség* fogalmát és a *gyengeség okozta meghibásodás* fogalmát. A gyengeség a termékben eredendően meglévő, vagy a termékbe az előállítás során bevitt olyan hiba, amely a későbbiekben meghibásodáshoz vezethet. Itt kell megemlíteni a *szisztematikus gyengeségből* eredő *szisztematikus meghibásodás* fogalmát is. A szisztematikus gyengeség vagy megszüntethető, vagy hatása csökkenthető azáltal, hogy a tervezésben, a gyártásban, az üzemmódban javító módosításokat hajtanak végre. A szisztematikus gyengeségen kívüli gyengeség-fajtákat, illetve az ezek által okozott meghibásodásokat *egyéb gyengeségeknek*, illetve *egyéb (vissza megmaradt) meghibásodásoknak* nevezzük. A szisztematikus meghibásodásokat két kategóriába soroljuk: "A" kategóriájú meghibásodás esetében a vállalat vezetősége nem tervez korrigáló módosítást költség-, időtechnológiai korlátozó tényezők miatt. "B" kategóriájú meghibásodás: ezek esetében a vezetőség elhatározza a korrigáló módosítások megvalósítását.

3. A megbízhatóságnövelési program alapelvei

A megbízhatóságnövelési program a szisztematikus gyengeségek és az azokból származó meghibásodások hatásainak csökkentésére irányul csak általában. Az

1. ábrán látható az eseménysorozat, amely szisztematikus és egyéb (visszamaradt) meghibásodások esetében vázolja a folyamatot a kezdeti gyengeség feltárásától annak megszüntetéséig.

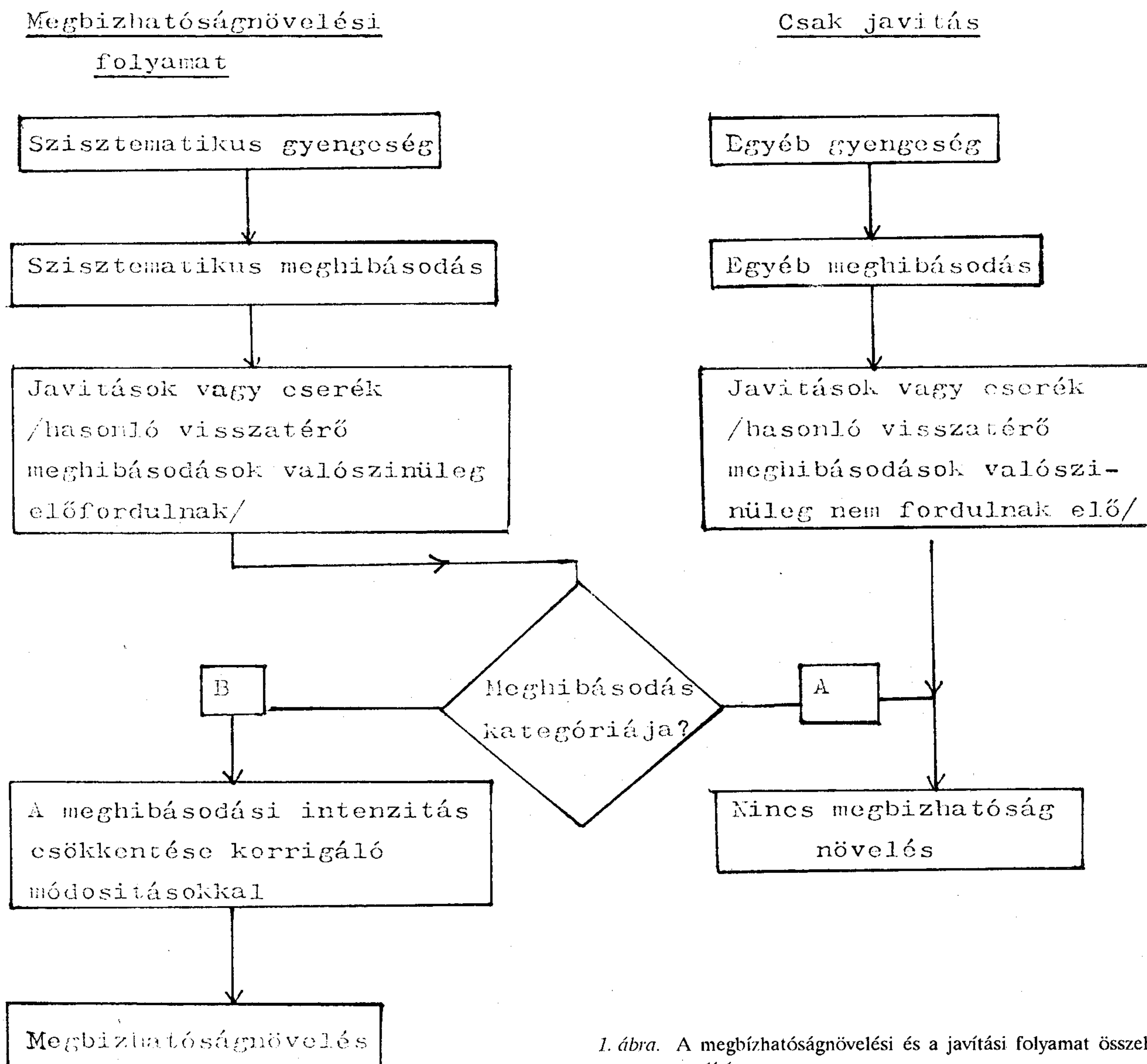
A szisztematikus gyengeségek általában a tervezésből, gyártásból és alkalmazásból adódnak. Ezeket a következő tényezők befolyásolják:

- az alkalmazási környezet feltételeinek szigorúsága;
- a tervezés, a gyártás vagy felhasználás újdonság jellege, bonyolultsága vagy kritikus volta;
- idő és pénzügyi korlátozó tényezők, nagyságra, súlyra vagy energiafogyasztásra vonatkozó megszorítások;
- a személyzet szakképzettsége és begyakorlottsága.

A szisztematikus gyengeségek mind a hardwareben, mind a softwareben előfordulhatnak és hatásuk nagyon jelentős lehet, mivel egyetlen gyengeségi ok hasonló gyengeségeket idéz elő minden termékben. A

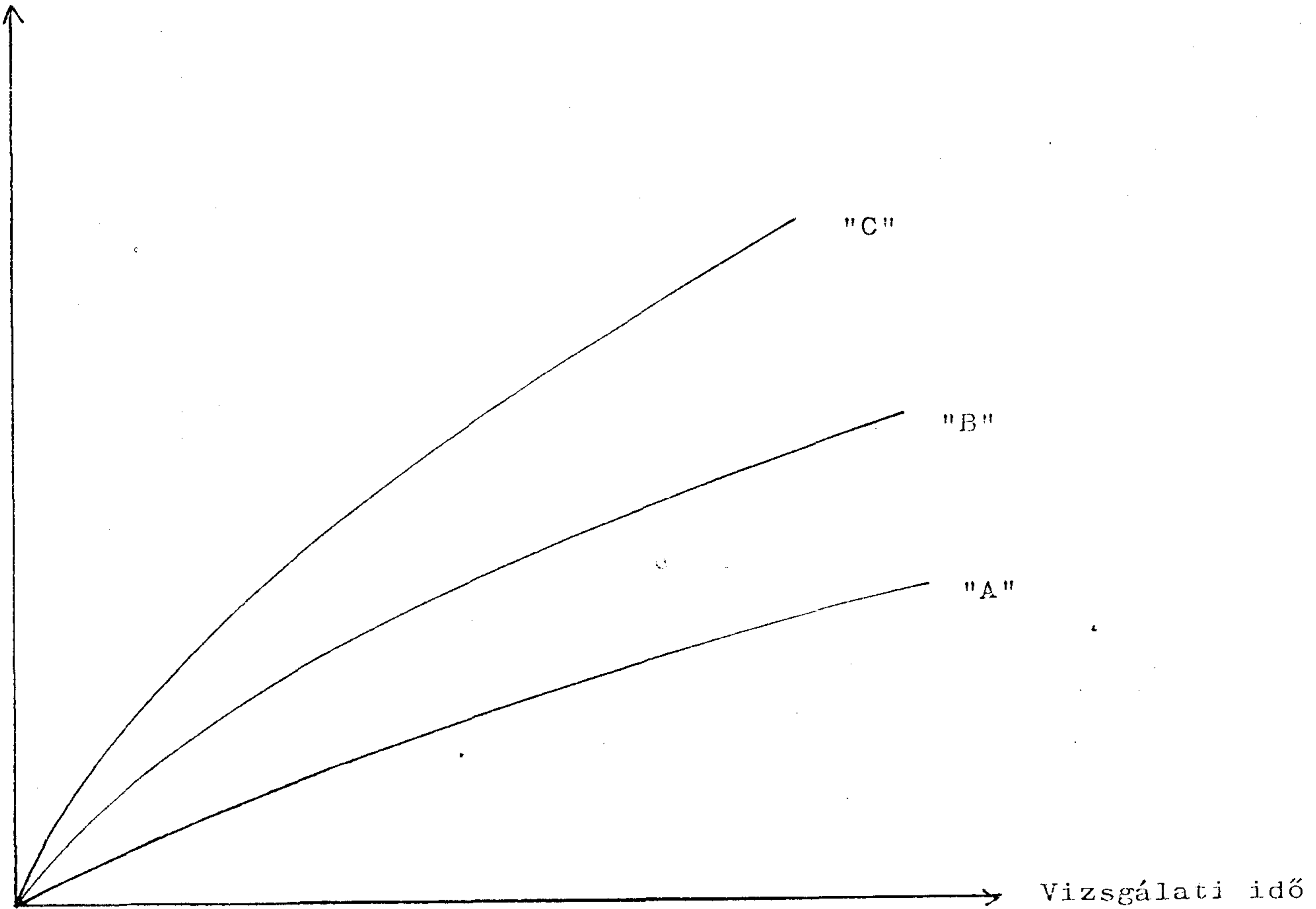
megszüntetésre irányuló korrigáló módosítások maguk is előidézhetnek újabb ilyen jellegű hibákat.

Az egyéb (visszamaradt) gyengeségek rendszerint a gyártótól származnak. Ezek a hibaokok csak a hardwareben találhatóak. Hatásuk csak egy-egy termékpéldány esetében érvényesül. Jelentős részük szűréssel megszüntethető. Maradék részük a termék teljes élettartamán keresztül megfigyelhető. A meghibásodások számának változása a vizsgálati idő függvényében a 2. ábrán látható. A "B" görbe a szisztematikus meghibásodások minden egyes fajtájának meghibásodási számát adja meg, amely az egyes hibafajták első előfordulására vonatkozik (utána korrigáló intézkedésekkel megszüntethető vagy csökkenthető). Ezért a "B" görbe exponenciális jellegű, amely azt tükrözi, hogy a meghibásodási fajták száma csökken az időben. Az "A" görbe, amely az egyéb (visszamaradt) meghibásodásokat adja meg, lineáris a korai meghibásodások szakaszát követően. A két görbe összege adja meg a



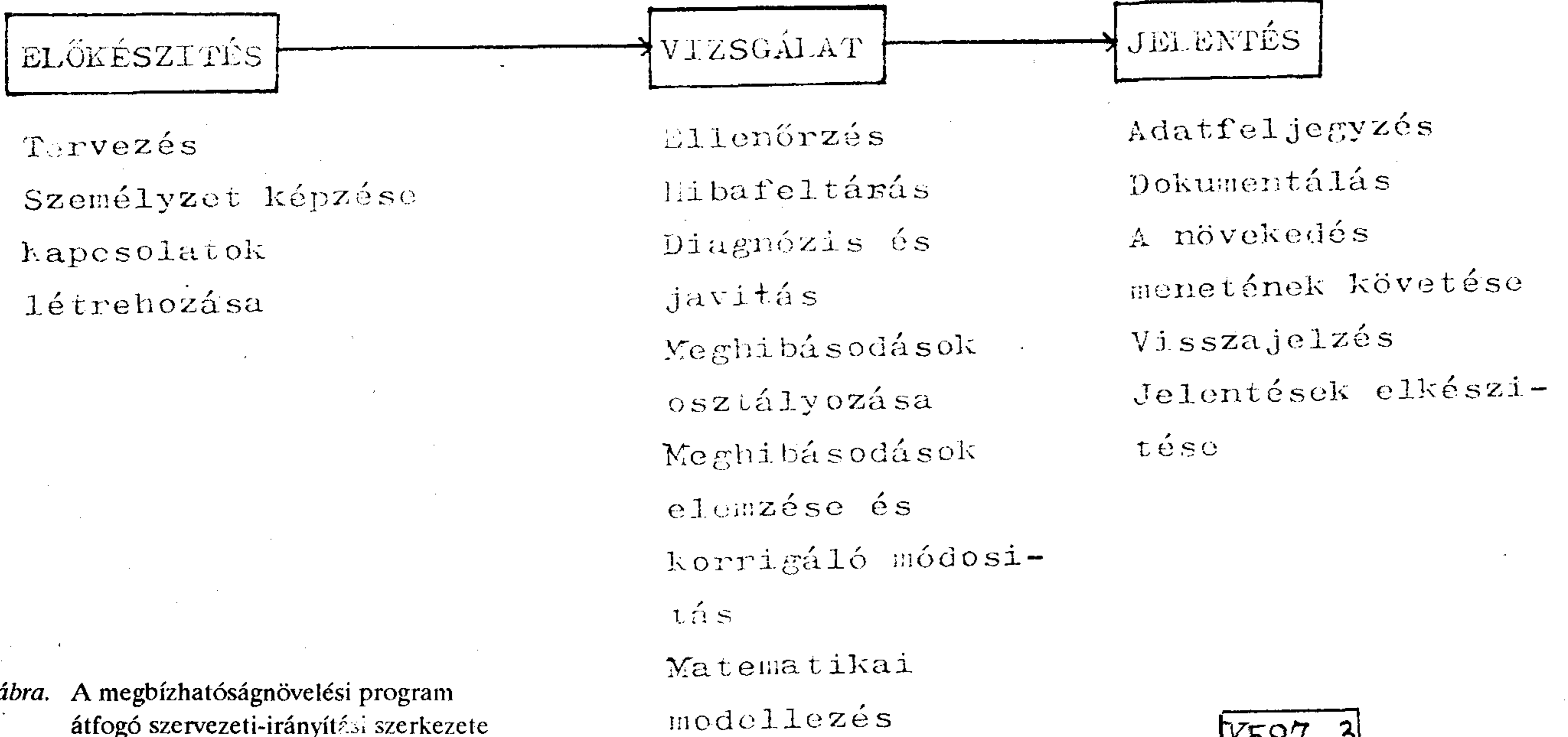
1. ábra. A megbízhatóságnövelési és a javítási folyamat összehasonlítása

K587-1



B - szisztematikus meghibásodások
 A - egyéb meghibásodások
 C - A + B

K587-2



3. ábra. A megbízhatóságnövelési program átfogó szervezeti-irányítási szerkezete

K587-3

"C" görbét, amely hosszabb vizsgálati idő után lineáris. A 2. ábra görbéit a következő feltételek mellett határoztuk meg:

- a korai meghibásodások szakaszát a vizsgálatokból kizárják (különben az "A" görbe kezdeti szakasza nem lenne lineáris);
- a program során keletkező új hibatípusokat nem veszik figyelembe (azaz azokat a hibákat, amelyeket a módosítások vagy a javítások idéznek elő);
- az igénybevételi és környezeti feltételek a vizsgálat során állandóak;
- a vizsgálati időt pontosan ellenőrzik.

4. Szervezési-irányítási feladatok

A vállalat vezetőségének meg kell határoznia azokat a szervezési és irányítási tevékenységeket, amelyek a program megtervezésére és végrehajtására szolgálnak. Meg kell állapítani azt is, hogy milyen kapcsolat van a vizsgálati tevékenységet irányítók és a korrigáló módosításokért felelősök között.

A 3. ábrán látható az irányítási-szervezési folyamat. Az előkészítési szakaszban kell elvégezni a tervezést, a vizsgáló személyzet képzését, valamint a kapcsolat létrehozását a különböző részlegek között. A vizsgálati szakasz az ellenőrzésre, a meghibásodások felkutatására, a korrigáló módosításokra és ezek matematikai modelljére terjed ki. A jelentéskészítés az adatok rögzítésén túlmenően a visszacsatolást és a végső jelentés elkészítését is magában foglalja.

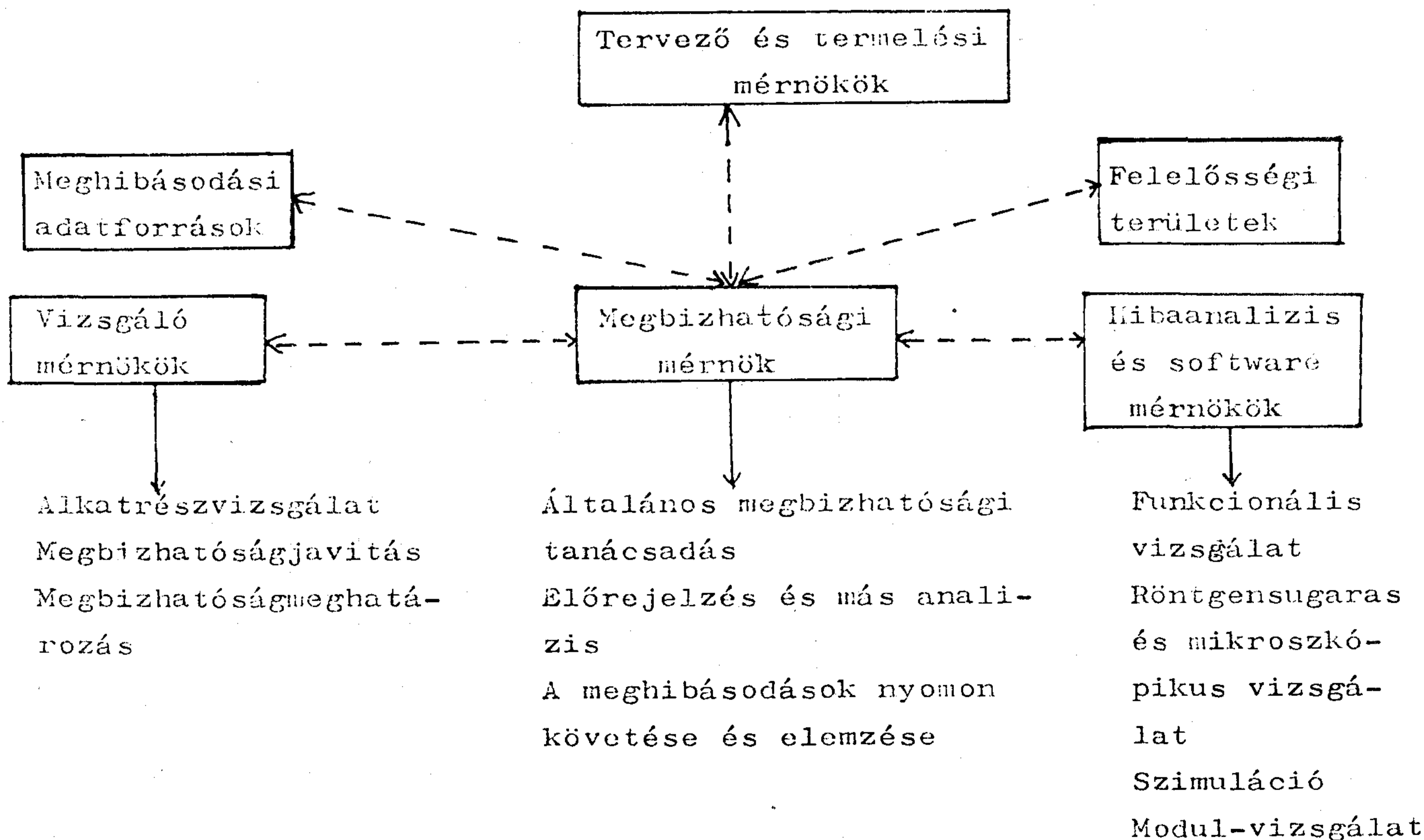
A 4. ábrán látható az egyes részlegek közötti kapcsolatot bemutató folyamat ábrája. A korrigáló módosítások arra irányulnak, hogy a szisztematikus meghibásodások okait kiküszöböljék. Ezt a tevékenységet személyesen a megbízhatóságért felelős mérnöknek (megbízhatósági mérnöknek) kell elvégeznie, mert csak így lesz hatékony a tevékenység. Ez a mérnök szoros kapcsolatot tart fenn a különböző meghibásodási információkat szolgáltató adatforrásokkal és a szisztematikus meghibásodások okainak megszüntetéseért felelős személyekkel.

A legfontosabb adatforrások a következők:

- Megbízhatóságjavító vizsgálat (ez az egyik legfontosabb forrás, mert külön erre a célra hozták létre és a környezeti feltételek folyamatos ellenőrzését is megköveteli);
- Megbízhatóságszűrés;
- Megbízhatóság-meghatározás;
- Környezeti minősítő vizsgálat;
- Átvételi vizsgálat;
- Üzemi próba;
- Üzemeltetés.

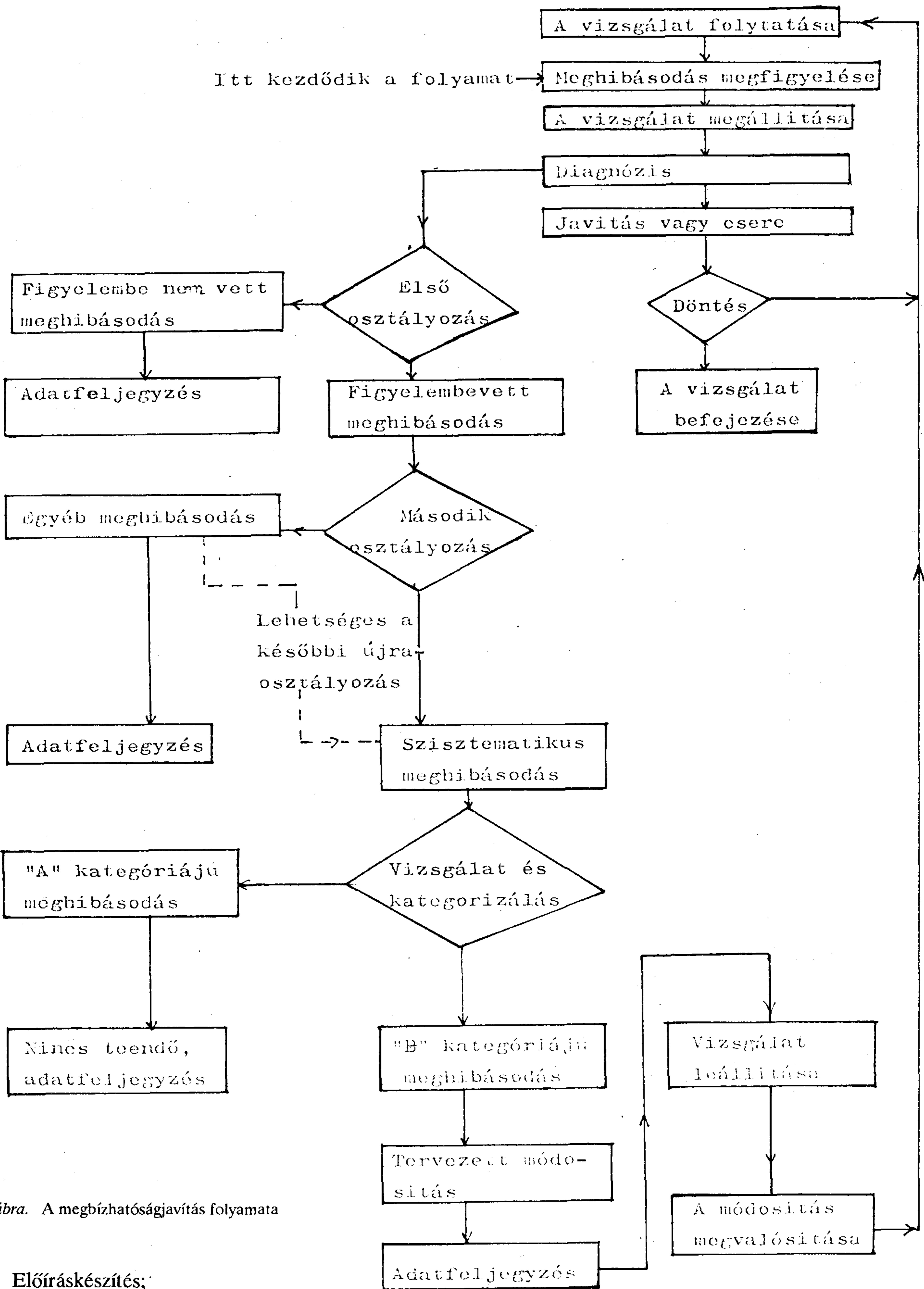
A következő területekre terjedhetnek ki az intézkedések:

- Tervezés és fejlesztés;
- Alkatrészszállítók és alvállalkozók;
- Gyártástervezés;



4. ábra. A funkciók és részlegek közötti kapcsolat

K587-4



5. ábra. A megbízhatóságjavítás folyamata

- Előíráskészítés;
- Gyártás;
- Vizsgálat;
- Üzemeltetés és karbantartási utasítások elkészítése;
- Felhasználók.

K587-5

Az 5. ábrán látható a megbízhatóság javítás folyamata. Ez a következő sorozatból áll: meghibásodás diagnózis, javítás vagy csere, meghibásodások osztályo-

zása és további vizsgálat, valamint korrigáló módosítás (ha lehetséges).

A megszakítások hosszának rövidítése érdekében a vizsgálatot meghibásodás esetén csak annyi ideig szabad szüneteltetni, amennyi elegendő a diagnózis és a javítás vagy csere elvégzésére. Ha lehetséges, akkor a szisztematikus meghibásodások elemzését és a módosítások bevezetését a vizsgálattal párhuzamosan kell elvégezni, vállalva azt a kockázatot, hogy ugyanazon típusú meghibásodás, amelyet éppen megszüntetni akartak, fog megisméltődni.

A "B" kategóriájú szisztematikus meghibásodást mindig korrigáló módosítás követi. Ha a módosítást szükséges elvégezni, akkor a legkorábbi alkalmas leállási pontban (másik meghibásodás vagy megszakítás bekövetkezésekor) kell ezt végrehajtani. Hatékonyabb működtetés érhető el, ha a programot időszakaszokra osztjuk fel és a módosításokat elhalasztjuk az egyes szakaszok végpontjáig.

A program elvégzéséhez szükséges munkaerőigény a vizsgált terméktől függ. Kis rendszerek esetében a megbízhatósági mérnök munkaidejének csak egy részét tölti el ennek a terméknek a vizsgálatával, más esetekben szükséges lehet jelentős létszámú személyzet alkalmazása a vizsgálat elvégzésére. A megbízhatóságnövelési program költségei az üzemi karbantartás költségeinek csökkenése területén térülnek meg.

5. A program tervezése

Általánosan elfogadott, hogy egy gyakorlatilag indokolt és gazdaságos időtartományon belül kell elvégezni a vizsgálatokat. Az előírt javítás mértékétől függően ez

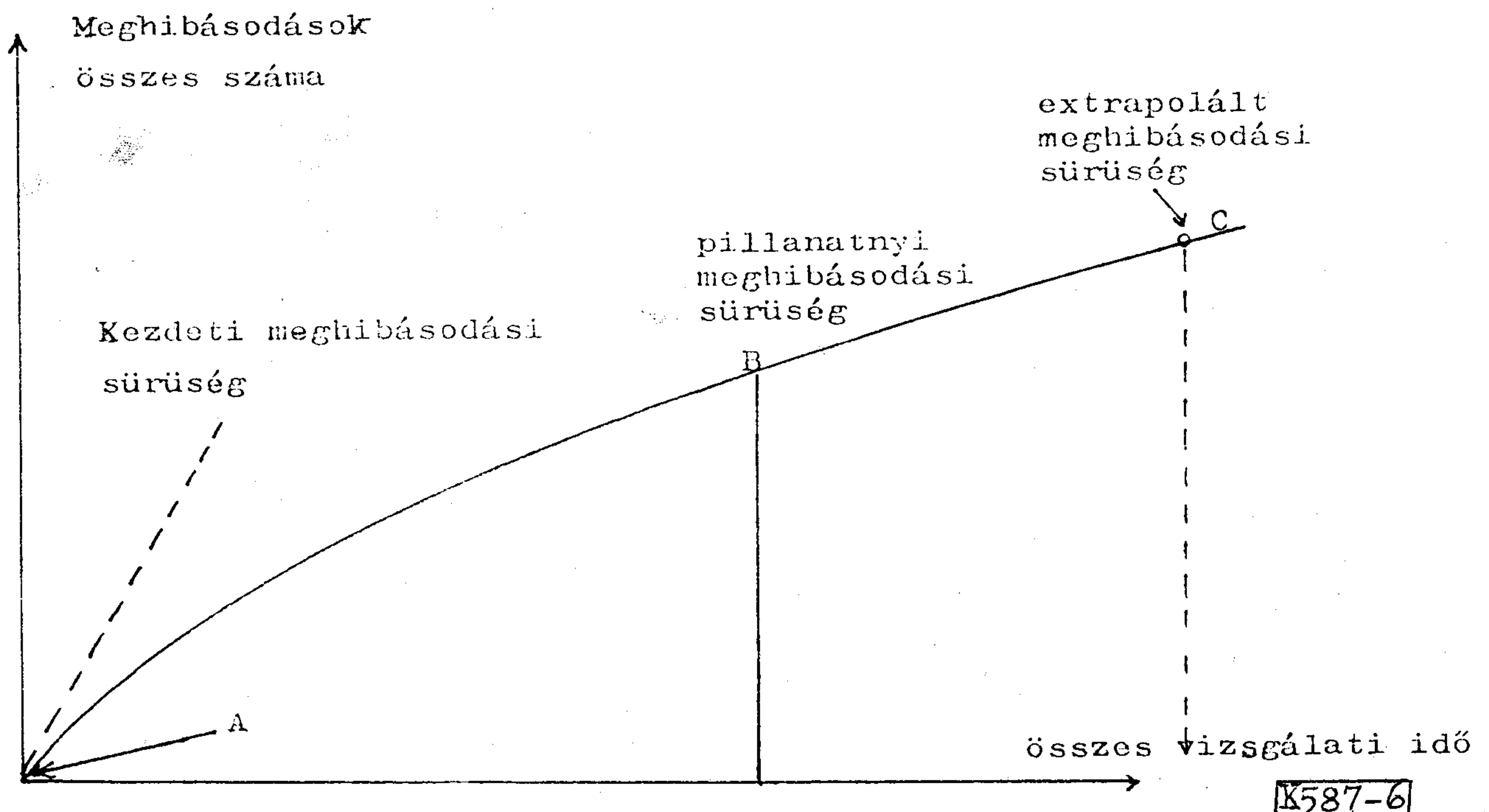
néhány ezer eszközóra megfigyelését teszi szükségesé. A vizsgálat elvégzése után is megmaradnak az egyéb meghibásodások és a szisztematikus meghibásodások egy része is. Ezek a tényezők határozzák meg az üzemeltetésre vetített meghibásodási intenzitást.

A tervezéskor a következő tényezőket kell meghatározni:

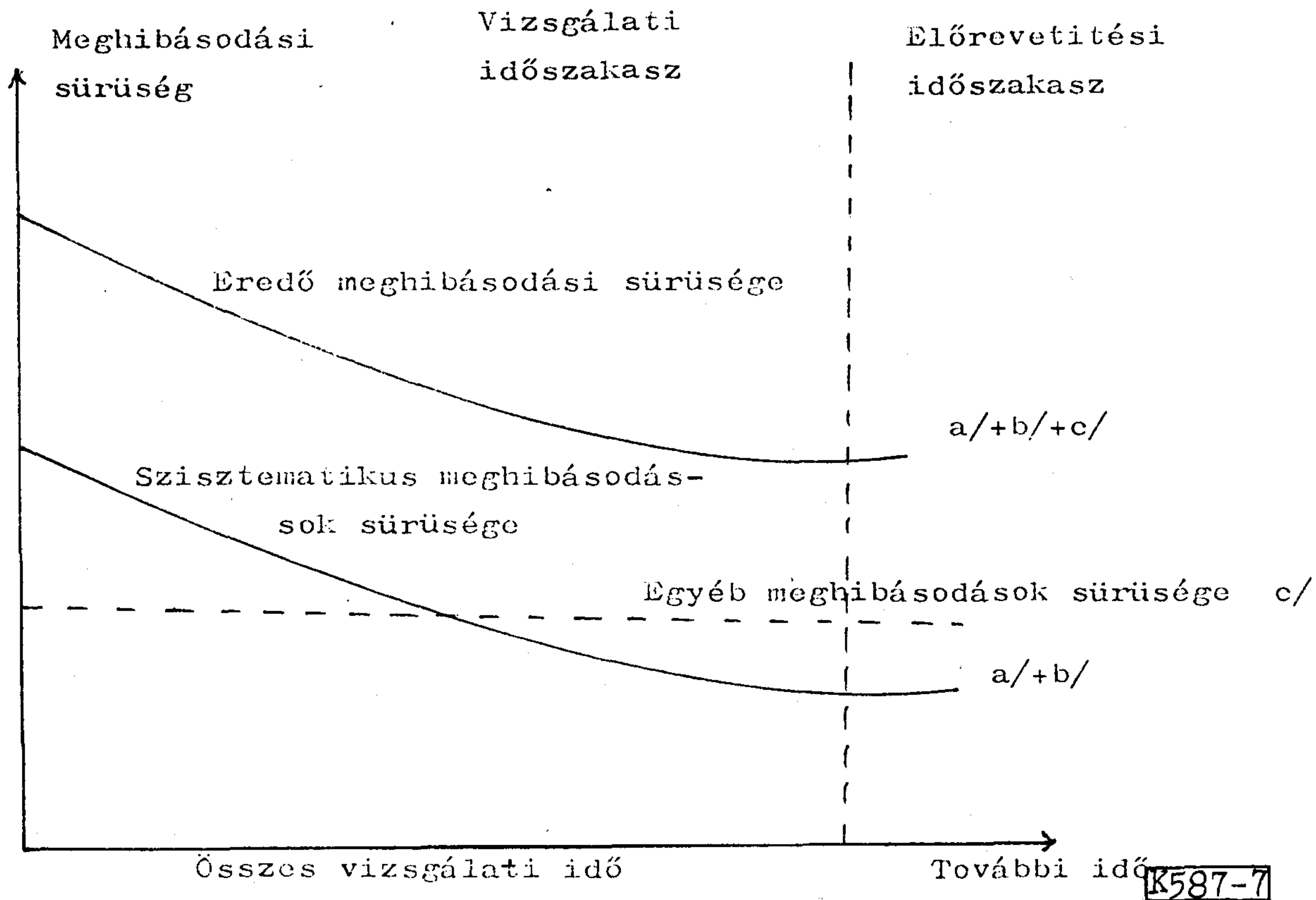
- A vizsgálandó termékek száma;
- Vizsgáló berendezések típusa;
- Tartalékalkatrészek és -egységek száma;
- Vizsgálati feltételek;
- A program várható időtartama működési időben és naptári időben;
- A program végrehajtásához szükséges munkaerő nagysága.

6. A megbízhatóságnövelés matematikai modellezése

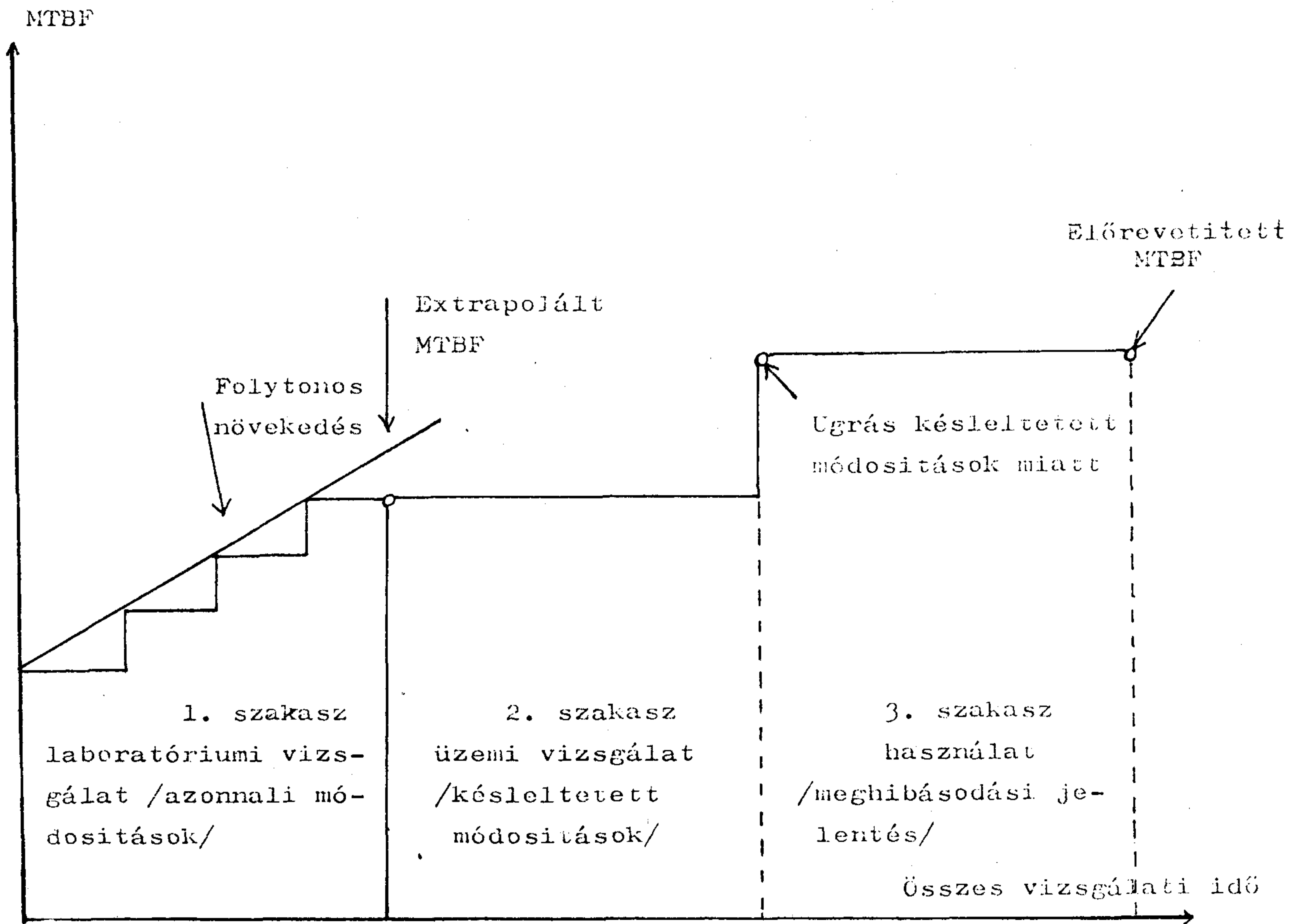
A megbízhatóságnövelési program matematikai modellje lehetővé teszi, hogy javítható termékek esetében becsüljük a megbízhatósági jellemzőket – szokásosan a meghibásodási sűrűséget (intenzitást) illetve az MTBF-et – a megbízhatóságnövelési program közbeni pontjában és annak végén. Ennek ismeretében becsülhető ezeknek a jellemzőknek extrapolált értéke a program végrehajtásának későbbi pontjaiban, valamint ún. előrevetített értéke a program végrehajtásán túl, amikor már a késleltetett módosításokat is elvégezték. Ez utóbbi a legfontosabb jellemző, mivel megmutatja, hogy a módosítások elvégzésével milyen megbízhatóságnövelés érhető el. Ez rendszerint a növelés hatékonysági tényezőjével mérhető, amely megadja, hogy hány százalékos csökkenés érhető el a meghibá



6. ábra. A meghibásodási sűrűség (intenzitás) pillanatnyi és extrapolált értékének időfüggvénye



7. ábra. Előrevetített meghibásodási sűrűség



8. ábra. Növekedési görbe ugrásokkal

sodási sűrűségben (intenzitásban) az adott módosítás bevezetésével.

Ha a meghibásodások összegzett számát ábrázoljuk a vizsgálati idő függvényében, akkor a 6. ábrát kapjuk. Bármely időpontban ehhez a görbéhez húzott érintő iránytangense (azaz a görbét meghatározó függvény deriváltja ebben a pontban) megadja a meghibásodási sűrűség (intenzitás) pillanatnyi értékét. Ismerve azt a sztochasztikus folyamatot, amellyel ez a meghibásodási folyamat közelíthető, becsülhetjük a meghibásodási sűrűség (intenzitás) időfüggvényét.

A 6. ábrán látható, hogy a "C" pontjához tartozó érintő iránytangense becsülhető a "B" ponthoz tartozó érintő iránytangensének extrapolálásával. Ez feltételezi, hogy a "B" és "C" pontokban azonos modellel dolgozunk. Ez az extrapolálás azonban nem érvényes a módosításoknak a program utáni bevezetése esetén. Ekkor ugyanis több korrigáló változtatás együttes bevezetése után folyamatos megbízhatóságnövekedés helyett ugrásszerű javulás következik be (ld. 7. ábra és 8. ábra). Ekkor becsülni kell minden szisztematikus meghibásodási típusra a meghibásodási sűrűséget, alkalmazni kell a növelés hatékonysági tényezőjét, valamint az egyéb meghibásodások állandó meghibásodási sűrűségét a meghibásodások összes számának és az összes vizsgálati időnek hányadosával kell becsülni. Az előre vetített meghibásodási sűrűség az egyes, következő okok miatt bekövetkező meghibásodások sűrűségének összege (ld. 7. ábra):

- Szisztematikus meghibásodások sűrűsége, amelyek megszüntetésére lehet, hogy már kísérletet tettek, vagy nem tettek.
- Olyan szisztematikus meghibásodások sűrűsége, amelyeket még nem észleltek, bár a modell azokat előre jelezte.
- Egyéb meghibásodások sűrűsége.

A következőkben a meghibásodási sűrűség matematikai modelljét tárgyaljuk, ha a folyamat hatványfüggvénnyel közelíthető. A meghibásodások folyamatát olyan sztochasztikus folyamattal írjuk le, amelyre teljesül, hogy a folyamat függvénye hatványfüggvény, azaz a T idő alatt bekövetkező meghibásodások N/T számának várható értéke ($E[N/T]$) a következő:

$$E[N/t] = \alpha T^\beta \quad \alpha > 0, \quad \beta > 0, \quad T > 0. \quad (1)$$

ahol

- α a skálaparaméter;
- β az alakparaméter, amely a megbízhatóságnövelés hatékonyságának függvénye, azaz $0 < \beta < 1$ a megbízhatóságnövelést jellemzi; $\beta = 1$ azt írja le, hogy nincs megbízhatóságnövelés; $\beta > 1$ negatív megbízhatóságnövelésnek (romlásnak) felel meg.

Az (1) alatti függvény látható a 6. ábrán. Ennek deriváltja adja a meghibásodási sűrűséget (intenzitást), amely a 6. ábrán látható görbe érintőinek iránytangenseit jellemzi.

Az (1) képletből kapott meghibásodási sűrűség a következő alakú:

$$Z/T = \frac{dE[N/T]}{dT} = \alpha \beta T^{\beta-1}, \quad T > 0. \quad (2)$$

A (2) képletből a sztochasztikus folyamatoknak ún. felújítási folyamatokra vonatkozó egyik összefüggéséből következik, hogy elég nagy T értékekre (ez a gyakorlatban teljesül) a pillanatnyi meghibásodási sűrűségnek a reciproka a T idő utáni átlagos meghibásodások közötti működési idővel, azaz az MTBF-értékkel egyenlő, amelyet a továbbiakban θ (T)-vel jelöljük, azaz

$$\theta/T = \frac{1}{Z/T}, \quad (3)$$

látható, hogy α és β értéke meghatározza a meghibásodási folyamatot és a meghibásodási sűrűség (intenzitás) értékét is. A következőkben meghatározzuk az α és β paraméterek maximum likelihood becslését, ha egyes meghibásodások időpontja pontosan ismert (6.1. alpont) és abban az esetben, ha pontosan nem ismert és csoportosított adatok állnak rendelkezésre (6.2. pont). Külön kitérünk a modell helyességének statisztikai hipotézisvizsgálatára (6.3. alpont) és a konfidenciaintervallum határainak meghatározására (6.4. és 6.5. alpont), ismertetjük a megbízhatóságnöveléssel kapcsolatos előre vetítési eljárás modelljét is (6.6. alpont), végül pedig számpéldákat közlünk a módszerek alkalmazására.

Ennek a modellnek a következő tulajdonságai vannak:

- Értékelése egyszerű.
- Ha a paramétereket korábbi programokból becsülik, kényelmesen kezelhető eszköz a további vizsgálatok tervezésére hasonló vizsgálati feltételek és hatékonyságnövelési mértékek esetén.
- A modell azt a nem reális következtetést adja, hogy $T=0$ esetén, $Z/T \rightarrow \infty$ és $Z/T \rightarrow 0$, ha $T \rightarrow \infty$. Ezek a korlátozó feltételek azonban nem befolyásolják lényegesen a gyakorlati felhasználást.
- Viszonylag lassú és érzéketlen a korrigáló módosítás utáni azonnali növekedések kimutatására és a végső $\theta/T = \text{MTBF}$ értékre nagyon pesszimista (alacsony értékű) becslést adhatnak, ha nem alkalmazunk előre vetítést.

A következő mennyiségeket kell a modellek megalakításához kiszámítani: az összes vizsgálati időt és ennek naptári időtartamra való átszámítását és az összes meghibásodások számát.

Kétféle típusú vizsgálatot különböztetünk meg:

- I. típusú vizsgálat: előre megadott T^* ideig tartó vizsgálat;
- II. típusú vizsgálat: az N -edik meghibásodás T_N időpontjáig tartó vizsgálat.

6.1 Maximum likelihood becslés, ha a meghibásodások időpontja pontosan ismert

Ha T_i jelenti az i -edik meghibásodás időpontját, akkor első lépésként számítsuk ki a következő próbastatisztikákat:

$$U = \frac{\sum_{i=1}^N T_i - N \frac{T^*}{2}}{T^* \sqrt{\frac{N}{12}}} \quad \text{I. típusú vizsgálatra, (4)}$$

vagy

$$U = \frac{\sum_{i=1}^{N-1} T_i - (N-1) \frac{T_N}{2}}{T_N \sqrt{\frac{N-1}{12}}} \quad \text{II. típusú vizsgálatra, (5)}$$

ahol N a meghibásodások száma, T^* illetve T_N a vizsgálat befejezésének időpontja.

Ha a feltevés az, hogy nincs növekedés, akkor a meghibásodások időpontjai homogén Poisson-folyamatot alkotnak és az U statisztika közelítőleg standardizált normális eloszlású valószínűségi változó 0 várható értékkel és 1 szórással. Az U statisztika tehát felhasználható annak a hipotézisnek a vizsgálatára, hogy van-e megbízhatóságnövekedés, vagy -csökkenés, függetlenül attól, hogy milyen modell írja le a megbízhatóságnöveledést. Legyen u_γ a 100 γ %-os szignifikancia pontja a standardizált normális eloszlásnak. Ekkor egy α szignifikancia szintű kétoldali statisztikai próba a következő:

$$\text{Ha } U \leq -u_{1-\alpha/2} \text{ vagy } U \geq u_{1-\alpha/2}, \quad (6)$$

pozitív, illetve negatív irányú megbízhatóságváltozásra (növekedésre, vagy csökkenésre) van bizonyíték; ha viszont

$$-u_{1-\alpha/2} < U < u_{1-\alpha/2}, \quad (7)$$

akkor nincs bizonyíték megbízhatóságváltozásra és a növekedési vizsgálatot be kell fejezni. Ekkor a meghibásodások időpontjai exponenciális eloszlásúak.

$\alpha = 0,20$ szignifikancia szinten a kétoldali hipotézisvizsgálat kritikus $u_{1-\alpha/2}$ értékei: -1,28 és 1,28. Az 1,28 kritikus érték egyoldali hipotézisvizsgálat esetén $\alpha = 0,10$ szignifikancia szintnek felel meg. A többi szignifikancia szintekre vonatkozó kritikus értékek a standardizált normális eloszlás táblázatból határozható meg (ld. például [3]).

Ha a (6) képlet szerinti feltétel teljesül és a megbízhatóságnövekedés igazolt, akkor kiszámítjuk az alábbi értékeket

$$s_1 = \sum_{i=1}^N \ln(t^*/T_i) \quad \text{(I. típusú vizsgálat esetén) (8)}$$

vagy

$$s_1 = \sum_{i=1}^{N-1} \ln(T_N/T_i) \quad \text{(II. típusú vizsgálat esetén). (9)}$$

Ezután kiszámítjuk β és α becsléseit:

$$\hat{\beta} = \frac{N-1}{s_1} \quad \text{(I. típusú vizsgálat;}$$

$$\hat{\beta} = \frac{N-2}{s_1} \quad \text{(II. típusú vizsgálat) (10)}$$

$$\hat{\alpha} = \frac{N}{T^*/\hat{\beta}} \quad \text{(I. típusú vizsgálat;}$$

$$\hat{\alpha} = \frac{N}{T_N^{\hat{\beta}}} \quad \text{(II. típusú vizsgálat) (11)}$$

A $Z/T/$ meghibásodási ráta és a $\theta/T/$ MTBF becslését a következő képletek adják:

$$\hat{Z}/T/ = \hat{\alpha} \hat{\beta} \hat{T}^{\hat{\beta}-1} \text{ és } \hat{\theta}/T/ = \frac{1}{\hat{Z}/T/}. \quad (12)$$

6.2 Maximum likelihood becslés csoportosított adatok esetén

Ha nem ismert pontosan az egyes meghibásodások időpontja, de ismert az, hogy a megfigyelési szakasz d számú intervallumra osztható fel, amelyek közül az i -ediknek a végpontjait t_{i-1} és t_i jelöli, valamint $0 \leq t_1 \leq t_2 \leq \dots \leq t_{i-1} \leq t_i \leq \dots \leq t_d$.

Tegyük fel, hogy az i -edik intervallumban N_i számú meghibásodást figyeltek meg és

$$\sum_{i=1}^d N_i = N.$$

A szomszédos intervallumokat egyesítjük, ha kell úgy, hogy mindegyik intervallumba legalább 5 meghibásodás essék. Első lépésként kiszámítjuk a következő statisztikát:

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^d \frac{(N_i - \zeta_i N)^2}{\zeta_i N} \quad (13)$$

ahol

$$\zeta_i = \frac{t_i - t_{i-1}}{t_d}. \quad (14)$$

A χ^2 statisztika közelítőleg χ^2 -eloszlású, a szabadságfokok száma $d-1$, ha a meghibásodások időpontjai homogén Poisson-folyamatot alkotnak. Ezért ha $\chi^2_{1-\alpha/d-1/}$ jelöli a $(d-1)$ szabadságfokú χ^2 -eloszlás $(1-\alpha/100)$ %-os szignifikancia pontját, akkor ha

$$\chi^2 \geq \chi^2_{1-\alpha/d-1/}, \quad (15)$$

akkor ez arra utal, hogy megbízhatóságnövekedés, vagy -csökkenés van és az elemzést továbbfolytatjuk.

Ha viszont

$$\chi^2 < \chi_{1-\alpha}^2/d - l/, \quad (16)$$

akkor α -szignifikancia szinten nincs bizonyíték arra, hogy a megbízhatóság változik, ezért a homogén Poisson-folyamat feltevése helytálló. $\chi_{1-\alpha}^2/d-1/$ értékeit táblázat tartalmazza (ld. például [3]).

Ha (15) egyenlőtlenség teljesül, akkor iterációval a következő egyenlet megoldásából számítjuk ki β maximum likelihood becslését:

$$\sum_{i=1}^d N_i \left[\frac{t_i^{\hat{\beta}} \ln t_i - t_{i-1}^{\hat{\beta}} \ln t_{i-1} - \ln t_d}{t_i^{\hat{\beta}} - t_{i-1}^{\hat{\beta}}} \right] = 0 \quad (17)$$

Ezt követően α becslését számítjuk ki:

$$\hat{\alpha} = \frac{N}{T}; \quad N = \sum_{i=1}^d N_i \quad (18)$$

$Z/T/$ és $\theta/T/$ becslését pedig a következő képletek adják:

$$\hat{Z}/T/ = \hat{\alpha} \hat{\beta} T^{\hat{\beta}-1} \text{ és } \hat{\theta}/T/ = \frac{1}{\hat{Z}/T/}. \quad (19)$$

1. táblázat

A Cramer-von Mises illeszkedésvizsgálati próba kritikus értékei 10 %-os szignifikancia szinten

M^*	A statisztika kritikus értéke
3	0,154
4	0,155
5	0,160
6	0,162
7	0,165
8	0,165
9	0,167
10	0,167
11	0,169
12	0,169
13	0,169
14	0,169
15	0,171
16	0,171
17	0,171
18	0,171
19	0,171
20	0,172
30	0,172
60	0,173
100	0,173
Nagyobb M értékek esetén	0,173

* I. típusú vizsgálatra $M^* = M$

II. típusú vizsgálatra $M^* = M-1$

6.3 Illeszkedésvizsgálat

a/ Az egyes meghibásodások időpontjai ismertek. Először β becslését számítjuk ki a (10) képletből. Ezt követően a következő képletből meghatározzuk az alábbi statisztikát:

$$C^2/M/ = \frac{1}{12M} + \sum_{i=1}^M \left[\left(\frac{T_i}{T} \right)^\beta - \frac{2i-1}{2M} \right]^2 \quad (20)$$

ahol $M=N$ és $T=T_I$. típusú vizsgálat esetén; $M=N-1$ és $T=T_N$ II. típusú vizsgálat esetén ($T_1 \leq T_2 \leq \dots \leq T_N$) Az 1. táblázat megadja ennek a statisztikának kritikus értékeit 10 %-os szignifikancia szintre. Ha a (20) alatti képlet szerinti $C^2/M/$ ennél nagyobb, akkor a hatványfüggvény modellre vonatkozó feltevést vissza kell utasítani. Ellenkező esetben a modell elfogadható.

b/ Csoportosított meghibásodási időpont adatok A (17) képletből iterációval meghatározzuk β becslését. Mivel az i -edik intervallumban a meghibásodások várható száma:

$$e_i = N \frac{t_i^{\hat{\beta}} - t_{i-1}^{\hat{\beta}}}{t_d^{\hat{\beta}}} = \hat{\alpha} / t_i^{\hat{\beta}} - t_{i-1}^{\hat{\beta}} /, \quad (21)$$

ezért

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^d \frac{(N_i - e_i)^2}{e_i} \quad (22)$$

statisztika közelítőleg χ^2 -eloszlású ($d-2$) szabadságfokkal. Ha ez a (22) képlet által adott statisztika meghaladja a 10 %-os szignifikancia szinthez tartozó kritikus értéket, amely táblázatból határozható meg (ld. [3]), akkor a hatványfüggvénnyel való közelítés modelljét vissza kell utasítani. Ellenkező esetben a feltevés elfogadható.

6.4 Konfidencia határok a β alakparaméterre

A/ A MEGHIBÁSODÁSOK IDŐPONTJAI ISMERETESEK Ha először kiszámítjuk a β becslést (10)-ből és $\chi_{0,05}^2/2N/$ illetve $\chi_{0,95}^2/2N/$ jelöli a $2N$ szabadságfokú χ^2 -eloszlás megfelelő kvantiliseit, akkor 90 %-os kétoldali határok β -ra a következők:

I. típusú vizsgálat:

$$\beta_{alsó} = \frac{\chi_{0,05}^2/2N/}{2/N-1/} \cdot \hat{\beta}, \quad (23)$$

$$\beta_{felső} = \frac{\chi_{0,95}^2/2N/}{2/N-1/} \cdot \hat{\beta}, \quad (24)$$

II. típusú vizsgálat:

$$\beta_{alsó} = \frac{N\chi_{0,05}^2/2N-2/}{2/N-1//N-2/} \cdot \hat{\beta}, \quad (25)$$

$$\beta_{felső} = \frac{N\chi_{0,95}^2/2N - 2/}{2/N - 1//N - 2/} \cdot \hat{\beta}, \quad (26)$$

B/ CSOPORTOSÍTOTT ADATOK

Számítsuk ki β -t (20)-ből.

Ezt követően számítsuk ki a

$$P_i = \frac{t_i}{t_d} / i = 1, \dots, d/$$

mennyiségeket.

Számítsuk ki az

$$A = \sum_{i=1}^d \frac{[P_i^{\hat{\beta}} \ln P_i^{\hat{\beta}} - P_{i-1}^{\hat{\beta}} \ln P_{i-1}^{\hat{\beta}}]^2}{P_i^{\hat{\beta}} - P_{i-1}^{\hat{\beta}}} \quad (27)$$

mennyiséget. Képezzük a $C = \frac{1}{\sqrt{A}}$ számot.

2. táblázat

Kétoldali 90 %-os konfidencia intervallumok az MTBF-re I. típusú vizsgálat esetén

N	L	U	N	L	U
3	0,175	6,490	21	0,570	1,738
4	0,234	4,460	22	0,578	1,714
5	0,281	3,613	23	0,586	1,692
6	0,320	3,136	24	0,593	1,672
7	0,353	2,826	25	0,600	1,653
8	0,381	2,608	26	0,606	1,635
9	0,406	2,444	27	0,612	1,619
10	0,428	2,317	28	0,618	1,604
11	0,447	2,214	29	0,623	1,590
12	0,464	2,130	30	0,629	1,576
13	0,480	2,060	35	0,652	1,520
14	0,494	1,999	40	0,672	1,477
15	0,508	1,947	45	0,689	1,443
16	0,521	1,902	50	0,703	1,414
17	0,531	1,861	60	0,726	1,369
18	0,543	1,825	70	0,745	1,336
19	0,552	1,793	80	0,759	1,311
20	0,561	1,756	100	0,783	1,273

$N > 100$ esetén

$$L = \frac{N-1}{N} \cdot \left(1 + u_{0,5+\frac{\gamma}{2}}/\sqrt{2N}\right)^{-2};$$

$$U = \frac{N-1}{N} \cdot \left(1 - u_{0,5+\frac{\gamma}{2}}/\sqrt{2N}\right)^{-2}$$

$u_{0,5+\frac{\gamma}{2}}$ a standardizált normális eloszlás $100(0,5+\frac{\gamma}{2})$ százalékos kvantilise

Kétoldali 90 %-os konfidencia intervallumok az MTBF-re II. típusú vizsgálat esetén

N	L	U	N	L	U
3	0,175	6,490	21	0,570	1,738
4	0,234	4,460	22	0,578	1,714
5	0,281	3,613	23	0,586	1,692
6	0,320	3,136	24	0,593	1,672
7	0,353	2,826	25	0,600	1,653
8	0,381	2,608	26	0,606	1,635
9	0,406	2,444	27	0,612	1,619
10	0,428	2,317	28	0,618	1,604
11	0,447	2,214	29	0,623	1,590
12	0,464	2,130	30	0,629	1,576
13	0,480	2,060	35	0,652	1,520
14	0,494	1,999	40	0,672	1,477
15	0,508	1,947	45	0,689	1,443
16	0,521	1,902	50	0,703	1,414
17	0,531	1,861	60	0,726	1,369
18	0,543	1,861	70	0,745	1,336
19	0,552	1,793	80	0,759	1,311
20	0,561	1,765	100	0,783	1,273

$N > 100$ esetén

$$L = \frac{N-2}{N} \cdot \left[1 + \sqrt{\frac{2}{N}} u_{0,5+\frac{\gamma}{2}}\right]^{-1}$$

$$U = \frac{N-2}{N} \cdot \left[1 - \sqrt{\frac{2}{N}} u_{0,5+\frac{\gamma}{2}}\right]^{-1}$$

$u_{0,5+\frac{\gamma}{2}}$ a standardizált normális eloszlás $100(0,5+\frac{\gamma}{2})$ százalékos kvantilise

Közelítő 90 %-os kétoldali konfidencia határok β -ra a következők:

$$\beta_{alsó} = \hat{\beta}/1 - S/, \quad (28)$$

$$\beta_{felső} = \hat{\beta}/1 + S/, \quad (29)$$

ahol $S = \frac{1,64 \cdot C}{\sqrt{N}}/N =$ az összes meghibásodási szám).

6.5 Konfidencia határok az MTBF-re

A/ A MEGHIBÁSODÁSOK IDŐPONTJA ISMERT

Kiszámítjuk θ/T -t (12)-képletből, a 2. táblázatból (I. típusú vizsgálat), vagy a 3. táblázatból (II. típusú vizs-

gálat) meghatározzuk az L és U értékeket az N szám függvényében, így a következő kétoldali 90 %-os konfidencia határokat kapjuk θ / T -re:

$$\Theta_{alsó}/T/ = L\hat{\theta}/T/, \quad (30)$$

$$\Theta_{felső}/T/ = U\hat{\theta}/T/. \quad (31)$$

B) CSOPORTOSÍTOTT MEGHIBÁSODÁSI ADATOK

Számítsuk ki θ/T -t (19)-ből és A -t (27)-ből.

Képezzük a

$$D = \sqrt{\frac{1}{A} + 1} \quad (32)$$

menyiséget. Közelítő 90 %-os kétoldali konfidencia intervallum θ / T -re a következő:

$$\Theta_{alsó}/T/ = \left(\frac{1,64 \cdot D}{\sqrt{N}} - 1 \right) \hat{\theta}/T/, \quad (33)$$

$$\Theta_{felső}/T/ = \left(\frac{1,64 \cdot D}{\sqrt{N}} - 1 \right) \hat{\theta}/T/, \quad (34)$$

6.6 A meghibásodási intenzitás előrevetítése

A következő előrevetítési módszer akkor alkalmazható, ha a korrigáló módosításokat csak a vizsgálat végén építik be a rendszerbe és így csak késleltetett módosításoknak tekinthetők. A cél, becsülni a rendszer megbízhatóságát a módosítások bevezetése után.

Első lépésként szétválasztjuk az "A" és "B" típusú kategóriába tartozó meghibásodásokat. Az "A" típusú meghibásodások esetén a módosítások nem eredményeznek megbízhatóságnövelést. A "B" típusú meghibásodások bekövetkezésének mértékét a módosítások csökkentik.

Második lépésként a "B" kategóriájú meghibásodások minden egyes típusára (ezek száma legyen J) meghatározzuk azok első bekövetkezési időpontját.

Harmadik lépésben meghatározzuk β becslését (10) képletből.

Negyedik lépésben mindegyik "B" kategóriájú meghibásodási típushoz hozzárendelünk egy E_i számot ($i=1, 2, \dots, J$), amely a megbízhatóság növelés hatékonysági tényezője, amely minden egyes "B" meghibásodási típusra megadja, hogy milyen arányban javul a meghibásodási sűrűség (intenzitás) a korrigáló módosítások hatására, így $0 \leq E_i \leq 1$ teljesül. Ebből kiszámítható az átlagos E megbízhatóságnövelési hatékonysági tényező, vagy annak műszaki előbecslése (például 0,7) is megadható.

Az előrevetített meghibásodási intenzitást a következő képlet adja meg:

$$Z_P = \frac{1}{T} \left[K_A + \sum_{i=1}^J K_i / 1 - E_i / + I\hat{\beta}E \right] \quad (35)$$

ahol K_A az "A" kategóriájú meghibásodások száma,

K_i a "B" kategóriába tartozó i -edik meghibásodási fajta megfigyelt meghibásodásainak száma;

$T = T^*$ vagy T_N .

Ha E_i helyett csak E áll rendelkezésre, akkor a 2. tag a (35)-ben

$$K_B(1-E),$$

ahol K_B a "B" kategóriájú meghibásodások száma.

Az előrevetített MTBF

$$\Theta_p = [Z_p]^{-1}. \quad (36)$$

6.7 Példák

6.7.1 Tekintsünk egy vizsgálatot, amely 1000 óráig tart.

Ennek során megfigyeljük az egyes meghibásodások pontos időpontjait. Az adatokat a 4. táblázat foglalja össze. A meghibásodások száma: $N = 52$. Ez ún. I. típusú (meghatározott idejű) vizsgálat. Ha a vizsgálatot az 52. meghibásodás időpontjában $T_{52} = 975$ óránál fejezzük be, akkor az ún. II. típusú vizsgálatot (adott meghibásodási számig tartó) vizsgálatot kapjuk.

4. táblázat

I. típusú vizsgálat, a meghibásodások időpontjai $N = 52$ meghibásodásra és $T = 1000$ óra vizsgálati időre

2	4	10	15	18	19	20	25	39
41	43	45	47	66	88	97	104	105
120	196	217	219	257	260	281	283	289
307	329	357	372	374	393	403	466	521
556	571	621	628	642	684	732	735	754
792	803	805	832	836	873	975		

Számítsuk ki a megbízhatósági jellemzőket mindkét esetben.

6.7.1.1 I. TÍPUSÚ VIZSGÁLAT: A MEGHIBÁSODÁSI IDŐPONTOK ISMERTEK

$T^* = 1000$ óra

a/ Az első kérdés van-e megbízhatóságnövelés?

A (4) képletnek megfelelően kiszámíthatjuk az U statisztikát:

$$U = \frac{\sum_{i=1}^{52} T_i - 52 \frac{1000}{2}}{1000 \sqrt{\frac{52}{12}}} = -3,713$$

Mivel 0,20 szignifikancia szinten a kétoldali próba határai $\pm 1,28$, $U < -3,713 < -1,28$, így megbízhatóságnövelés van és az értékelést folytatjuk.

b/ A paraméterek becslése.

A (8), (10) és (11) képletekből kapjuk, hogy

$$S_1 = \sum_{i=1}^N I_n / T^* / T_i / = \sum_{i=1}^{52} I_n / 1000 / t_i / = 88,9587$$

$$\hat{\beta} = \frac{N-1}{S_1} = \frac{51}{88,9587} = 0,5733,$$

$$\hat{\alpha} = \frac{N}{(T^*)^\beta} = \frac{52}{/1000/^{0,5733}} = 0,9910.$$

c/ A pillanatnyi meghibásodási intenzitás és az MTBF-bebecslés a (12) képletből

A $Z/T/$ meghibásodási intenzitás a következő:

$$Z/t/ = \hat{\alpha} \hat{\beta} t^{\hat{\beta}-1} = 0,9910 \cdot 0,5733 t^{-0,4266}.$$

A pillanatnyi MTBF:

$$\Theta/t/ = Z^{-1}/t/.$$

1000 órára az MTBF: 33,5 óra

d/ Illeszkedésvizsgálat

A (20) képletből:

$$C^2/52/ = \frac{1}{12 \cdot 52} + \sum_{i=1}^{52} \left[\left(\frac{T_i}{1000} \right)^{0,5733} - \frac{2i-1}{2 \cdot 52} \right]^2 = 0,038.$$

/M= 52/.

0,10 szignifikancia szinten $M = 52$ esetén az 1. táblázatban a kritikus érték: 0,173. Mivel $C^2/52/ < 0,173$, a hatványfüggvény-modellt elfogadjuk.

e/ Konfidencia intervallum β -ra

A (23) és (24) képletekből és a χ^2 -táblázatból (ld. [3]) adódóan a kétoldali 90 %-os konfidencia intervallum határai β -ra:

$$\beta_{alsó} = \frac{\chi_{0,05}^2 / 2 \cdot 52}{2 \cdot /52 - 1/} \cdot 0,5733 = 0,4491.$$

$$\beta_{felső} = \frac{\chi_{0,95}^2 / 2 \cdot 52}{2 \cdot /52 - 1/} \cdot 0,5733 = 0,7101.$$

f/ Konfidencia intervallum az MTBF-re

Az 1000 órás MTBF-re 90 %-os kétoldali konfidencia intervallum határai a (30) és (31) képletekből, valamint a 2. táblázatból adódóan a következő:

$$\Theta_{alsó}/1000/ = L \cdot \hat{\Theta}/1000/ = 0,705 \cdot 33,5 = 23,7 \text{ óra}$$

$$\Theta_{felső}/1000/ = U \cdot \hat{\Theta}/1000/ = 0,405 \cdot 33,5 = 47,1 \text{ óra}$$

6.7.1.2 II. TÍPUSÚ VIZSGÁLAT - A MEGHIBÁSODÁSI IDŐPONTOK ISMERTEK

Ekkor a vizsgálat $T_{52} = 975$ óráig tart.

a/ Az első kérdés van-e megbízhatóságnövekedés?

Az (5) képletből kiszámíthatjuk az U statisztikát

$$U = \frac{\sum_{i=1}^{51} T_i - 51 \cdot 975}{975 \cdot \sqrt{\frac{51}{12}}} = -3,764.$$

Mivel $U = -3,764 < -1,28$ (kritikus érték kétoldali 80 %-os próba esetén), ezért a megbízhatóságnövekedést elfogadjuk, az értékelést folytatjuk.

b/ A paraméterek becslése

A (9), (10) és (11) képletekből kapjuk, hogy

$$\alpha = 0,9487;$$

$$\beta = 0,5818.$$

c/ A pillanatnyi meghibásodási intenzitás és a pillanatnyi MTBF

A $Z/t/$ meghibásodási intenzitás: $Z/t/ = 0,9487$

$$\cdot 0,5818 \cdot t^{-0,4192} \cdot \Theta/t/ = Z^{-1}/t/.$$

$t = 975$ óránál az MTBF = 32,2 óra.

d/ Illeszkedésvizsgálat

A (20) képletből

$$C^2/51/ = \frac{1}{12,51} + \sum_{i=1}^{51} \left[\left(\frac{T_i}{975} \right)^{0,5818} - \frac{2i-1}{251} \right]^2 = 0,041$$

Mivel az 1. táblázatból a kritikus érték 0,173, így $C^2/51/ = 0,041 < 0,173$, tehát a hatványfüggvénymodellt elfogadjuk.

e/ Konfidencia intervallum β -ra

A (25) és (26) képletekből és χ^2 -táblázatból (ld. [3]) kapjuk, hogy 90 %-os kétoldali intervallum határai a következők:

$$\beta_{alsó} = \frac{52 \cdot \chi_{0,05}^2 / 2 \cdot 52 - 2/}{2/52 - 1//52 - 2/} \cdot 0,5818 = 0,4646$$

$$\beta_{felső} = \frac{52 \cdot \chi_{0,95}^2 / 2 \cdot 52 - 2/}{2/52 - 1//52 - 2/} \cdot 0,5818 = 0,7347.$$

f/ Konfidencia intervallum az MTBF-re

A (30) és (31) képletekből, valamint a 3. táblázatból kapjuk a következő 90 %-os kétoldali határokat az 1000 órás MTBF-re.

$$\Theta_{alsó} (1000) = 0,7214 \cdot 32,2 = 23,4 \text{ óra}$$

$$\Theta_{felső} (1000) = 1,3902 \cdot 32,2 = 44,8 \text{ óra.}$$

6.7.1.3 CSOPORTOSÍTOTT MEGHIBÁSODÁSI IDŐ ADATOK

A 4. táblázatban közölt adatokat vonjuk össze 2000 órás időszakonként, így kapjuk az 5. táblázatot. Értékeljük ki az így adódó megbízhatósági jellemzőket.

5. táblázat

A 4. táblázatból kapott csoportosított adatok

Csoportszám (i)	Meghibásodások száma (N_i)	Vizsgálati idő órában az egyes csoportok végpontjában	$\zeta_i = \frac{t_i - t_{i-1}}{t_5}$
1	20	200	0,2
2	13	400	0,2
3	5	600	0,2
4	8	800	0,2
5	6	1000	0,2

a/ Van-e megbízhatóságnövekedés (vagy csökkenés)?

Számítsuk ki a (13) és (14) képletből az χ^2 -statisztikát:

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^5 \frac{(N_i - c_i N)^2}{c_i N} = 595 \quad (\text{a szabadságfokok száma } d-1 = 4).$$

Mivel a 0,2 szignifikancia szinten a kritikus χ^2 -érték 6,0, ezért a $\chi^2 > 6,0$ miatt a megbízhatóságnövekedés, vagy -csökkenés ténye elfogadható.

b/ Paraméterbecslés

A (17x), (18) képletekből kapjuk, hogy

$$\beta = 0,5777, \quad \alpha = 0,9615$$

c/ Pillanatnyi MTBF

Az 1000 órára vonatkozó MTBF = 33,5 óra.

d/ Konfidencia intervallum β -ra és az MTBF-re

A (27), (28) és (29) képletekből kapjuk, hogy

$$\beta_{\text{alsó}} = 0,3202; \beta_{\text{felső}} = 0,8351 \quad 90\% \text{-os szinten.}$$

A (32)-(34) képletekből adódik, hogy $\theta_{\text{alsó}} / 1000 / = 16,6$ óra, $\theta_{\text{felső}} / 1000 / = 49,9$ óra 90 %-os konfidencia szinten.

6.7.14 AZ ELŐREVETIETT MEGBÍZHATÓSÁGI BECSLÉSEK

Ha a korrigáló módosításokat késleltetve, a vizsgálat végén vezetik be a rendszerbe, akkor a következő számításokat kell elvégezni.

6. táblázat

"A" és "B" kategóriájú meghibásodások adatai

Vizsgálati idő: 1000 óra $N = 45, K = 13, K_B = 32 I = 16$

1-Típus	150 B1	253 B2	475 B3	540 B4	564 B5	636 A	722 B5	871 A	996 B6
1-Típus	1003 B7	1025 A	1120 B8	1209 B2	1255 B9	1334 B10	1647 B9	1774 B10	1927 B11
1-Típus	2130 A	2214 A	2293 A	2448 A	2490 B12	2508 A	2601 B1	2635 B8	2731 A
1-Típus	2747 B6	2850 B13	3040 B9	3154 B4	3171 A	3206 A	3245 B12	3249 B10	3420 B5
1-Típus	3502 B3	3646 B10	3649 A	3663 B2	3730 B8	3794 B14	3890 B15	3949 A	3952 B16

Az alapadatokat a 6. táblázat foglalja össze. Összesen $N = 45$ meghibásodás van. Ebből $K_A = 13$ az "A" kategóriájú meghibásodások száma (ezekre korrigáló módosításokat nem végeznek, számuk sem csökkenthető). A 4000 órás vizsgálat végén $I = 16$ -féle korrigáló módosítást építenek be a rendszerbe, a $K_B = 32$ "B" kategóriájú meghibásodás kiküszöbölése, vagy számuk csökkentése érdekében. A 6. táblázatban minden meghibásodás esetében feltüntetjük a kategóriát. A "B" kategóriájú meghibásodások esetében feltün-

tetjük az egyes meghibásodások típusát is ($i = 1, \dots, 16$). A 7. táblázat további információkat ad az előrevetített megbízhatósági jellemzők számításához. A számítások menete a következő:

7. táblázat

A "B" kategóriájú, különböző típusok 6. táblázatból kapott adatai, a megfigyelt meghibásodások száma és a hatékonysági tényezők

Meghibásodási típus (i)	Meghibásodási időpontok /óra	Első meghibásodás időpontja	Meghibásodások száma	Hatékonysági tényező (E_i)
(1)	(2)	(3)	(4)	(5)
1	150,2601	150	2	0,7
2	253,1209,3663	253	3	0,7
3	475,3502	475	2	0,8
4	540,3154	540	2	0,8
5	564,722,3420	564	3	0,9
6	996,2747	996	2	0,9
7	1003	1003	1	0,5
8	1120,2635,3730	1120	3	0,8
9	1255,1647,3040	1255	3	0,9
10	1334,1774,3249,3646	1334	4	0,7
11	1927	1927	1	0,7
12	2490,3245	2490	2	0,6
13	2850	2850	1	0,6
14	3794	3794	1	0,7
15	3890	3890	1	0,7
16	3952	3952	1	0,5

a/ Meghatározzuk "A" és "B" kategóriájú meghibásodásokat. A 6. táblázat ezt a felosztást megadja. A 16 "B" kategóriájú meghibásodási típus meghibásodási időpontjai a 7. táblázat 2. oszlopában láthatók.

b/ Meghatározzuk a különböző "B" kategóriájú meghibásodási típusok első bekövetkezésének időpontját (ld. 7. táblázat 3. oszlopa).

c/ Az első meghibásodások adatainak elemzése

A 7. táblázat 3. oszlopában szereplő adatokra a paraméterbecslések (ld. (9)-(11) képletek):

$\alpha = 0,0329, \beta = 0,7472$. Ezt követően a "B" kategóriájú különböző meghibásodások első előfordulásának időpontjaira meghatározzuk a meghibásodási intenzitást. Ez a következő:

$$Z/t/ = 0,0329 \cdot 0,7472 \cdot t^{-0,2528}$$

400 órára (a vizsgálat végén):

$$Z/4000/ = 0,0032.$$

Az illeszkedésvizsgálatot elvégezzük a 6.3. pontokban leírtak szerint $C^2(16) = 0,085 < 0,171$, ezért a hatványfüggvényre vonatkozó feltevést elfogadjuk.

d/ A hatékonysági tényezők

Az egyes korrigáló módosításokra vonatkozó hatékonysági tényezők a 7. táblázat 5. oszlopában láthatók. Ennek a 16 hatékonysági tényezőnek az átlaga 0,72.

e/ Az előrevetített meghibásodási intenzitás becslése

A (35) képletben szereplő tényezők meghatározása:

$T = 4000; K_A = 13; I = 16; \beta = 0,7472; E = 0,72; K_i$
és E_i értékei a 7. táblázat 4. és 5. oszlopában vannak.
Az előrevetített meghibásodási intenzitás 4000 óránál:

$$Z_p/4000/ = \frac{1}{4000} \left[13 + \sum_{i=1}^{16} K_i/1 - E_i/+ \right. \\ \left. + 16 \cdot 0,7472 \cdot 0,72 \right] = 0,0074.$$

f/ Az előrevetített MTBF 4000 óránál 135,1 óra.

Megjegyzés:

Ha nem lett volna meghibásodás-növelés, akkor a
4000 órás vizsgálat után az MTBF $\frac{4000}{45} = 88,9$ óra

lett volna. Az előrevetített MTBF mutatja a 16 korri-

gáló módosítás és a megfelelő hatékonysági tényezők
következtében fellépő MTBF növekedést. Ez a növe-
kedés érzékeny a hatékonysági tényezők változásával
szemben. Ha az átlagos hatékonysági tényező 0,6 lett
volna, akkor az MTBF előrevetített értéke 4000 óránál
csak 121,3 óra lett volna és a 0,8 átlagos hatékonysági
tényező pedig 138,1 óra előrevetített MTBF-et ered-
ményezett volna.

IRODALOM

- [1] IEC 56(CO)122: Reliability improvement and growth pro-
grammes. 1986
- [2] IEC 56(CO)150: Reliability growth models and estimation
methods. 1989
- [3] Balogh, A. - Dukáti, F. - Sallay, L.: Minőségellenőrzés és
megbízhatóság, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1980.

BESZÁMOLÓ A RÁDIÓTELEFON FÓRUMRÓL

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Távközlési
Szakosztálya szeptember 24-én rendezte meg a nagy
érdeklődéssel várt „Rádiótelefon FÓRUM”-ot.

A cellás rádiótelefon hálózatok kérdéskörének
egyes problémái mára már nemcsak szakmai körök-
ben váltak ismertté, hanem az újságolvasó nagyközön-
ség előtt is. A napilapok beszámoltak szolgáltató cé-
gek meg- és átalakulásáról, hatósági engedélyek kiadá-
sáról és visszavonásáról, belépési díjak be- és visszafi-
zetéséről, sőt a rendszer típusának megválasztása kör-
ül fellángolt vitáról is (hogyan t.i. az analóg vagy a digi-
tális megoldás választása az ésszerű ma Magyarorszá-
gon).

Jelenleg a rádiótelefon szolgáltatást nyújtani szán-
dekozó cégek közül frekvenciahasználati (és szolgálta-
tási) engedéllyel egyedül a Rádiótelefon Kft. (alapí-
tói a Magyar Távközlési Vállalat és a U.S. West) ren-
delkezik a 450 MHz-es sávban; pontosabban a sávnak
más célra fel nem használt részein. A történelmi hű-
ség kedvéért meg kell jegyeznünk, hogy a Rádiótele-
fon Kft. engedélyeihez nem pályázat elnyerése útján
jutott.

Nem csoda tehát, hogy a HTE előadótermében
majd háromszáz érdeklődő szorongott, amikor dr.
Gordos Géza, a BME HEI docense, a HTE Távközlé-
si Szakosztály elnöke megnyitotta a tanácskozást. A
FÓRUM célját a következőkben jelölte meg: teremtsen
lehetőséget arra, hogy a rádiótelefoniai érde-
kelt három fél – a döntésért felelősséget viselő HA-
TÓSÁG, a munkát és tőkét kockáztató VÁLLALKO-
ZÓK, a helyes döntés meghozatalában szakmailag
érintett független SZAKÉRTŐK – kifejthessék állás-

pontjukat, megismerhessék egymás véleményét. Az ér-
dekeltek negyedik csoportját, a majdani ELŐFIZE-
TŐK képviselőit – vagyis a nagyközönséget informáló
sajtót – szándékosan nem értesítették a FÓRUM-ról,
lévén ez egy tisztán szakmai összejövetel. (A Magyar
Televízió ennek ellenére megjelent, és 5-10 percig for-
gatott!).

Az elnök rámutatott arra, hogy a téma aktualitását,
a felfokozott érdeklődést indokolja az a tény is, hogy a
cellás rádiótelefon szolgáltatás beindítására a Magyar-
országon lezajlott társadalmi-politikai változást köz-
vetlenül követő időszakban kerül sor. Így a cellás rádió-
telefon az a terület, ahol a távközlés privatizációjára
először kerülhet sor.

A jelenlévők először Doros Béla helyettes államtit-
kár (KÖHÉM) bevezetőjét hallgatták meg, aki rövi-
den összegezte a rádiótávközlés terén végbement fej-
lődést; elmondta, hogy Magyarországon jelenleg is
működnek rádiótelefon rendszerek: CB készülékek,
URH diszpécser szolgálatok, analóg cordless telefo-
nok, ezek azonban nem perspektivikusak. A jövő meg-
oldását a cellás rádiótelefon hálózatok jelentik, melyek
a nyilvános kapcsolt távbeszélőhálózattal egyenértékű
szolgáltatásokat biztosítanak.

Doros úr bejelentette, hogy a KÖHÉM a legrövi-
debb időn belül pályázatot ír ki a 900 MHz-es sávban
(pontosabban a rövidesen felszabaduló 890-898 MHz
és 935-943 MHz rész-sávban) működő cellás rádióte-
lefon rendszerre, de rendkívül nehéz annak megítélé-
se, hogy ez a rendszer analóg vagy digitális legyen-e. A
digitális melletti döntés a CEPT által kidolgozott – az
összeurópai szabványosítási elképzeléseket megvalósí-

tani hivatott – GSM rendszer indítását jelentené. Reményét fejezte ki, hogy a FÓRUM hozzászólói hozzáfognak járulni a „szolgálni kívánó hatóság” helyes döntésének megalapozásához.

Mielőtt a hozzászólókat sorra vennék, talán nem lesz haszontalan azon szempontok rövid összefoglalása és értelmezése, melyek a rendszer típusának megválasztása körüli vitákban általában – tehát nem feltétlenül e FÓRUM-on – felmerülnek.

Első vitapont a *frekvenciafelhasználás gazdaságossága* szokott lenni. Ezen a jellemzőn az egy beszédcsatorna átviteléhez szükséges RF sáv szélességet értjük.

A rádiótelefon KFT NMT 450 rendszerű hálózatában ez az érték 20 kHz, szemben a GSM rendszerben használt 25 kHz-cal. A GSM-ben a rádiócsatornák közti távolság 200 kHz és egy vivőt 8 távbeszélő csatorna használ időosztásban. El kell azonban mondani, hogy más országokban mind a 450 MHz-es, mind a 900 MHz-es sávban működő analóg rendszerek általában 25 kHz-es frekvenciosztást használnak. Másrészt az egy csatornához tartozó sáv szélesség önmagában nem döntő kérdés; csak a frekvenciák ismételt felhasználási lehetőségének figyelembevételével kapunk értékelhető rendszerjellemezőt.

A *forgalom lebonyolítási képesség* ezzel szemben valóban jellemző a frekvenciahasznosításra. Ez az érték az 1 MHz frekvenciasáv felhasználásával kielégíthető forgalomsűrűség mérőszáma. (Dimenziója: Erlang / km²/MHz.) Nos ez az a paraméter, melynek alapján a digitális megoldás biztosan előnyösebbnek – legalább háromszor gazdaságosabbnak – nyilvánítható. Az ok: a digitális megoldás nagyobb zavartűrése.

A *szolgáltatások* tekintetében a GSM célkitűzései meghaladják az analóg rendszerekben megszokottakat. Egy sor olyan szolgáltatást is ígér a GSM, melyek eddig nem voltak biztosítottak. Ilyenek: a nemzetközi bolyongás, ISDN szolgáltatások és a titkosság; a számos kényelmi szolgáltatást nem is említve.

Az analóg rendszer hívei ezzel szemben két tényre hivatkoznak. Először: működő GSM hálózat még sehol nincs a világon, és bár a vezető cégek – pl. az Ericsson 1987-ben – sikeres próbaüzemeltetésről számoltak be, a CCITT-nek benyújtott javaslatokból a mai napig nem született Ajánlás. (Mire az ellentábor válasza: ennek ellenére a német, az angol, a finn ... stb. postaigazgatóságok már megbízást adtak a GSM rendszer telepítésére.)

Másodszor: a GSM magyarországi indítását ellenzők – jogosan – állítják, hogy a szolgáltatások jó részét itthon nem tudnánk kihasználni, mivel a nyilvános vezeték hálózat ma még a többlet-forgalom lebonyolítására is alig, az „intelligens” együttműködésre pedig biztosan nem alkalmas. Erre is van azonban kézenfekvő válasz: az alaphálózatot néhány éven belül mindenképp „európai szintre” kell fejleszteni.

Végül a rendszer várható költsége, a *szolgáltatás ára* az a kérdés, melyben a vitázók nem annyira konkrétumokra, inkább nyilatkozatokra, illetve élettapasztala-

tukra hivatkoznak. A „digitális tábor” a CEPT GSM szakértőit és vezető berendezés-tervezőket idéz, akik publikációikban egybehangzóan állítják, hogy rendszerük olcsóbb lesz, mint az analóg. Az „ellentábor” ezzel szemben azt mondja, hogy ilyen jóslatok még soha nem bizonyultak igaznak.

Ezen – az olvasó tájékozottságát segíteni kívánó – kitérő után térjünk vissza a FÓRUM eseményeihez.

Hozzászólásra tizenhatan jelentkeztek. A felszólalókat mondanivalójukat tekintve négy csoportba lehetett sorolni. E csoportok a következő „címkékkel” jellemezhetők:

- a VAN-E KERESLET kérdést feszegetők,
- a HATÓSÁGI INTÉZKEDÉSEK sürgetői,
- az ANALÓG VAGY DIGITÁLIS kérdéskörhöz hozzászólók és
- a DÖNTÉS TUDOMÁNYOS MEGALAPOZÁSA fontosságának hangsúlyozói.

Persze némelyik hozzászóló ezek közül több kérdést is érintett.

Három felszólaló kétségbevonta, hogy Magyarországon ma reális igény lehet egy második mobil telefonrendszer beindítására. Dr. Szekeres Béla (BME, HEI) a nyugat-európai országok egy főre jutó nemzeti jövedelem adatai és mobil hálózatuk előfizetői létszáma közti összefüggésre alapozva arra a következtetésre jutott, hogy a hazai igényeket a 450 MHz-es analóg rendszer évekig kielégíti. Célszerű tehát – szerinte – néhány évet várni az új tender kiírásával, mely idő alatt a digitális megoldás kiforrottá válik. Jamrik Péter (NOVOFER) szerint a vállalkozók irreálisan magas mobil előfizetői számot prognosztizáltak. Ha több szolgáltató lesz, a piac szűknek fog bizonyulni. Az anyagi erőforrásokat fontosabb lenne a vezeték hálózat korszerűsítésére fordítani. Kerekes István (BME, HEI) a nyilvános csomagkapcsolt adathálózat létesítését sürgette. Véleménye szerint adatforgalom lebonyolítását nem szabad a mobil hálózattól várni.

A Minisztérium előremutató intézkedéseinek sürgetősségét hangsúlyozták a következő hozzászólók.

Bárányné dr. Sülle Gabriella (CONTROLL) szerint minél hamarabb biztosítani kell a verseny lehetőségét, „hagyni kell, hogy a vállalkozók dolgozzanak”.

Túri Kovács Attila (RÁDIÓCOOP Kft.) a privatizáció mikéntjének (ki versenyezhet, milyen szolgáltatási területen, milyen kereslet kielégítését célozva) szabályozását és a hatóság előtti egyenlőséget alapvető fontosságúnak tartja.

Halász Miklós (OKGT): a jelenlegi frekvenciagazdálkodás „misztifikált”. Miért kell szétválasztani a vezeték és vezeték nélküli felügyeletet? A Frekvenciagazdálkodási Intézet hatóság-e vagy szolgáltató?

Kelemen Géza (CONTROLL) véleménye szerint rádiótelefoniaiában három szolgáltató versenyezhetne. A távközlés a világon mindenütt nyereséges üzlet, ezért érdekli a külföldi befektetőket is. Engedni kell,

(Folytatás a 343. oldalon)

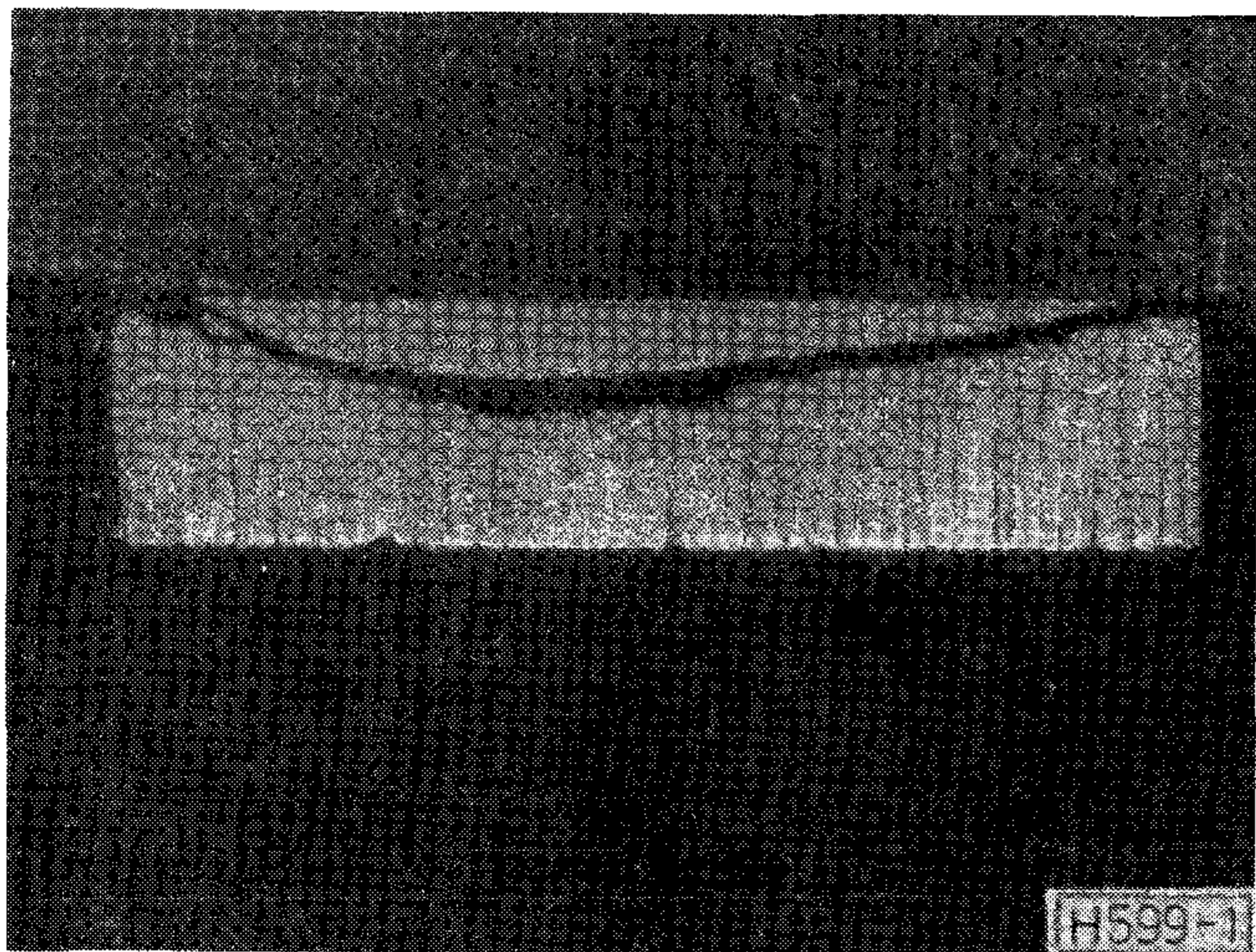
Réz és antimon katalizált szilícium – oxidációs folyamatok tanulmányozása eutektikus elemrögzítésnél

DR. CSIZMADIA ELEK –
HOPKA ALBERT
MEV GYÖNGYÖS

Összefoglalás

Kísérleteink szerint diszkrét félvezető eszközök eutektikus felforrasztása során a Cu és Sb együttes jelenléte az eutektikumban, katalizálja a Si oxidációját. Ez a folyamat bizonyos esetekben a chippek kettépedéséhez vezethet.

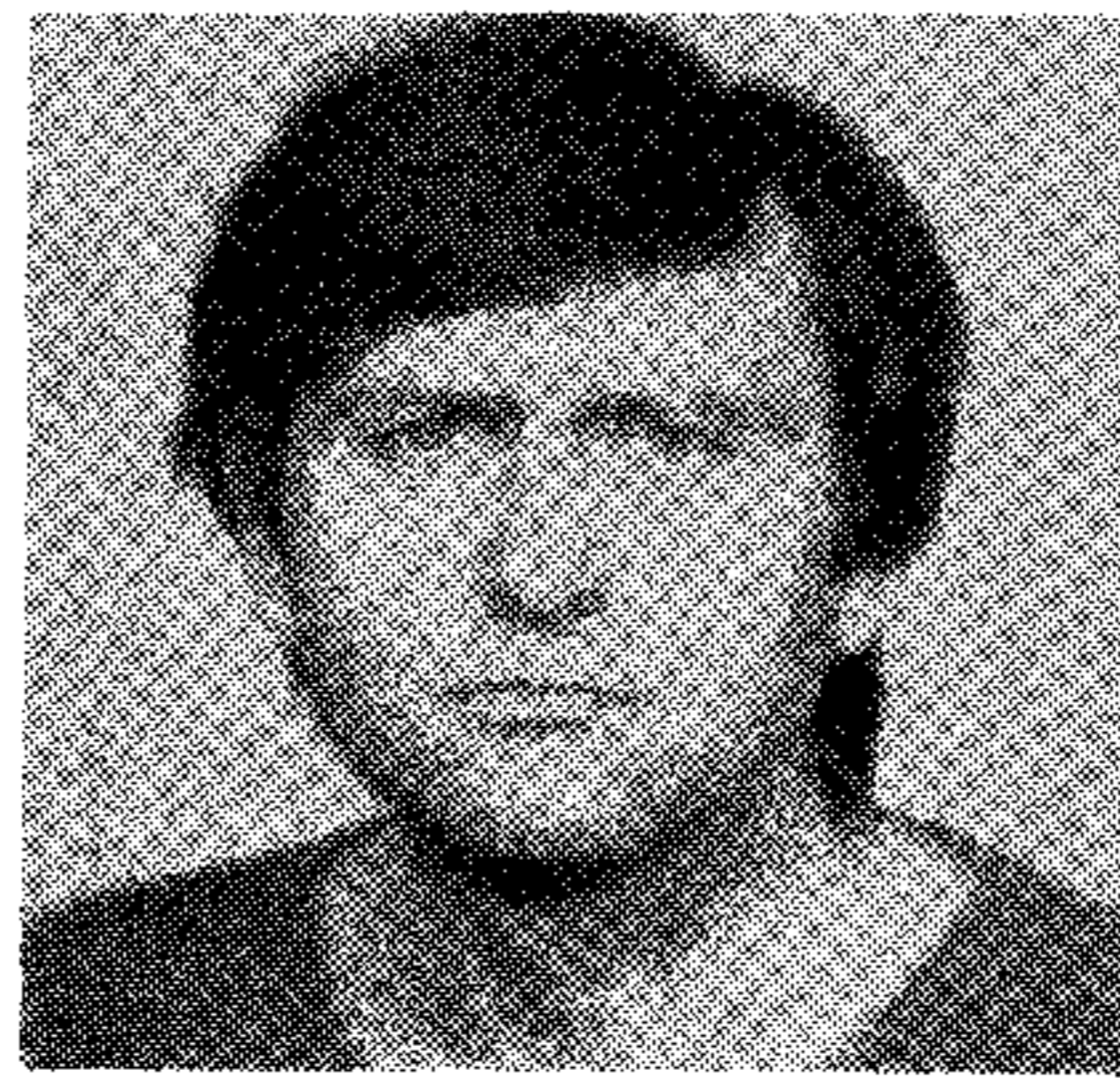
Planár tranzistorok gyártása során réz alapú szerelőszalagokra történő elemrögzítéskor (eutektikus felforrasztás esetén) gyakran előforduló probléma volt a chippek kettépedése. Feltűnő volt, hogy a repedés sokszor a chip lapjával párhuzamosan történt. A jelenség a hőellenállás-paraméter vizsgálatával foglalkozó szakemberek körében is ismert. Ilyen kettévált chipet mutat az 1. számú ábra.



1. sz. ábra: Jellemző chiprepedés, amelyet a Cu és Sb által katalizált Si-oxidáció okoz

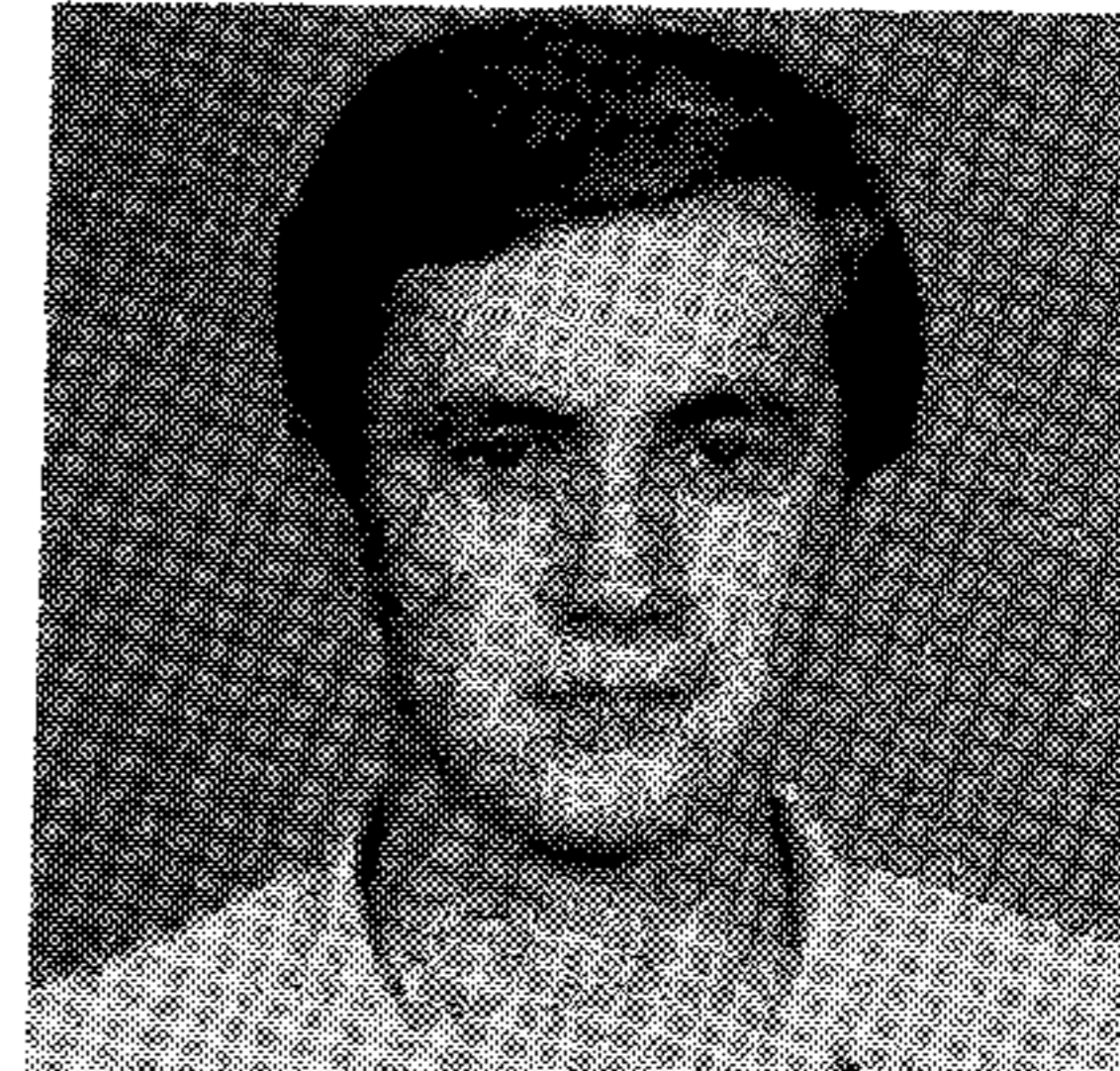
Ez a probléma főleg a sárgaréz alapanyagú; Ni-zett Ag-között szerelőszalagokról a CuFe₂ alapanyagú Ag-zott szerelőszalagokra történő átállás során jelentkezett. Mivel a jövőben CuFe₂ alapanyagú szerelőszalagokat kívánunk használni, szükségessé vált a jelenség alaposabb vizsgálata.

A jelenség megnyugtató magyarázatával a szakirodalomban eddig nem találkoztunk. A feltevéseket, miszerint a repedést kristályhibák vagy hődilatáció okozza; bizonyítani nem tudtuk.



DR. CSIZMADIA
ELEK

A Kossuth Lajos Tudományegyetemen szerzett fizikus oklevelet 1969-ben. Azóta a MEV Gyöngyösi gyárában dolgozik. Fő szakterülete a diszkrét félvezetőeszközök tömeggyártásának fejlesztése. Doktori értekezését a Ge-alapú tranzistorok új ötvözesi technológiájának kidolgozásából írta 1977-ben. Jelenleg nagyfeszültségű diódák (20 KV) instabilitási problémáival foglalkozik.



HOPKA ALBERT

1979-ben végzett a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola alkatrészgyártó szakán. Azóta a MEV Gyöngyösi gyárában planár tranzistorok szereléstecnológiai problémáival foglalkozik.

Kísérleteink azt igazolták, hogy a hődilatációnál sokkal bonyolultabb fizikai folyamatok (diffúzió intermetallikus fázisok keletkezése, oxidáció stb.) okozzák a chippek repedését.

Az nyilvánvaló volt, hogy a repedéshez a hőmérséklet és a hőtartási idő is hozzájárul. Ezt a két paramétert a felforrasztás és a termokompresszió során nehéz jól "kézbentartani".

Ezért a felforrasztást és a termokompressziót a lehető legalacsonyabb hőfokon, a különböző hőkezeléseket pedig az idő és a hőmérséklet pontos mérésével, hőkezelő kályhákban végeztük el.

Felforrasztás:
Kályhahőfok: 440 °C
Tűnyomóerő: 0,7 N

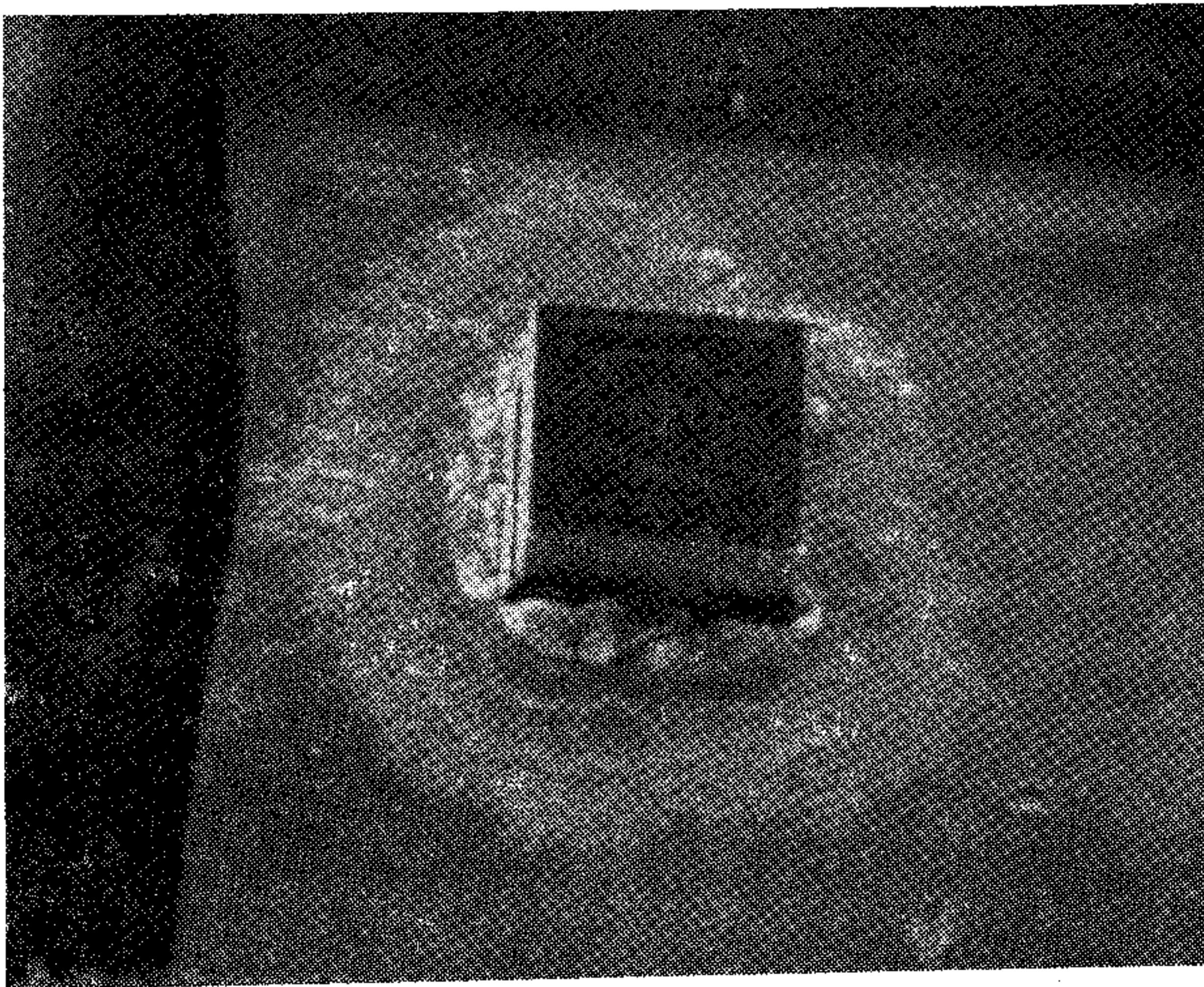
Termokompresszió:
Kapilláris hőfok: 100 °C
Kályhahőfok: 280 °C
Kapilláris-nyomóerő: 0,55 N

Kísérleteink eredményét az 1. táblázat tartalmazza. A hőkezelések után az 1; 2; 5 számú kísérleteknél a chippek kettéváltak, körülöttük és alattuk fehér "túró"-szerű képződmény volt látható, amely a chippeket néha 1-2 mm magasra is felemeli.

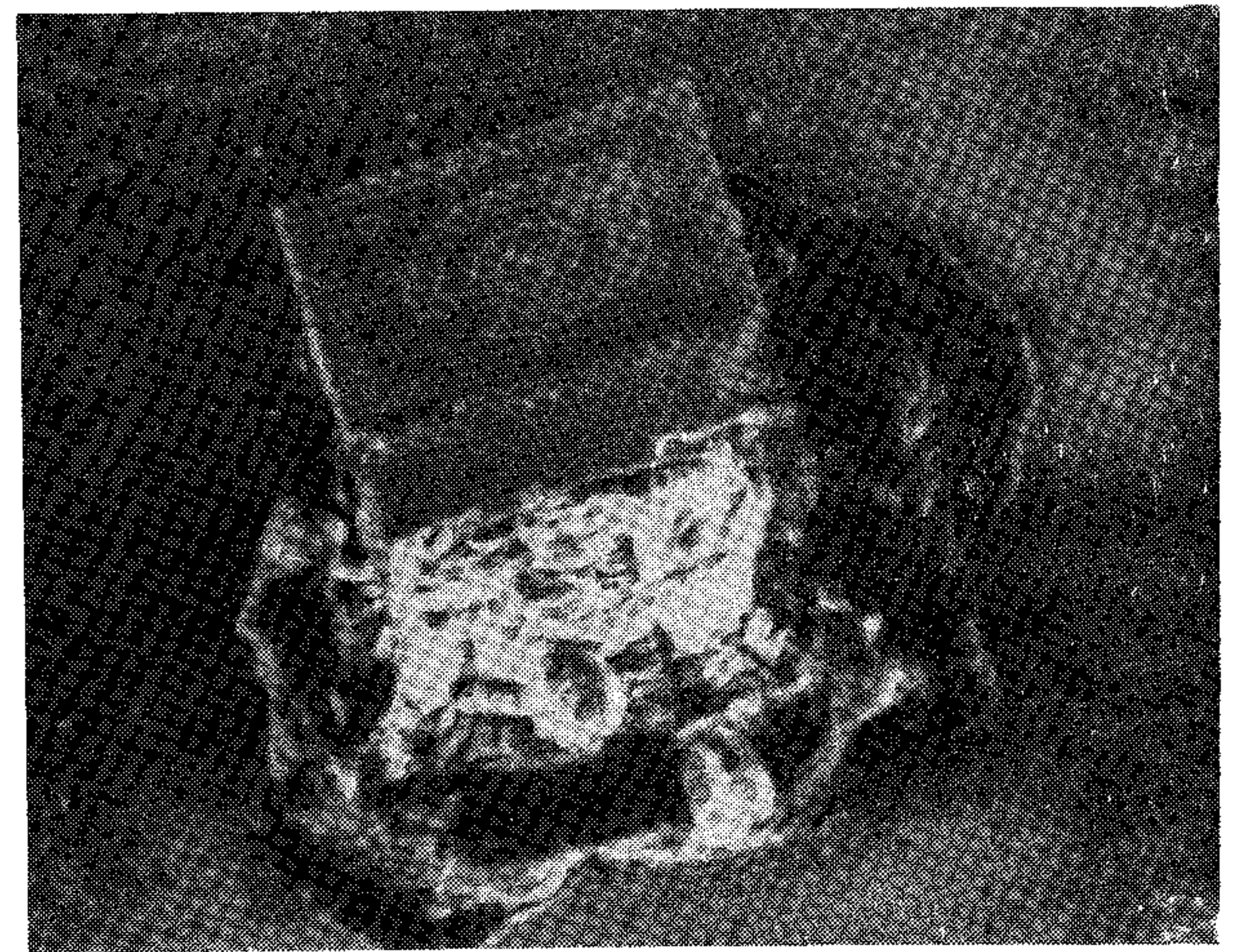
A kísérleti feltételek megfelelő megválasztásával a jelenség tetszés szerint reprodukálható.

I. A Hőmérséklet tényező vizsgálata

S. sz.	Preform	Hátoldal fém. a chipen	szer. szalag CuFe ₂	lelökési erő hőkez. előtt	hőkezelés levegőn 400 °C, 10 perc után		hőkezeléslevegőn 450 °C, 10 perc után	
					lelökési erő	megjegyzés	lelökési erő	megjegyzés
1.	Au/Si/Sb	+	szelektív Ag	2N 2N 1,75 N	0 0 0,3 N	mind „túrós” de nem mind- egyik chip vált ketté	0 0 0	mind „túrós” az összes chip ketté- vált
2.	Au/Si/Sb	-	szelektív Ag	2 N 2 N 0,3 N!	0 0 0	„túrós”, félig felvált chipek	0 0 0,5 N	„túrós”
3.	Au/Si/Sb	-	Ni + Ag	2 N 2 N 2 N	2 N 2 N 2 N	szemre szép, „túró” nincs	2 N 2 N 1,5 N	enyhe „túró”, látható, kettéválás nincs
4.	Au	-	szelektív Ag	2 N 2 N 2 N	2 N 2 N 2 N	szemre szép. „túró” nincs	2 N 2 N 2 N	szemre szép, „túró” nincs
5.	Au/Sb	-	szelektív Ag	2 N 2 N 2 N	0 0 0	„túrós”, minden chip kettévált	0 0 0	„túrós” minden chip kettévált
6.	Au/Sb	-	Ni + Ag	2 N 2 N 2 N	2 N 2 N 2 N	szemre szép, „túró” nincs	2 N 2 N 2 N	szemre szép,
7.	Au/Sn	+	szelektív Ag	2 N 2 N 2 N	2 N 2 N 2 N	szemre szép, „túró” nincs	2 N 2 N 2 N	szemre szép, „túró” nincs



2. ábra



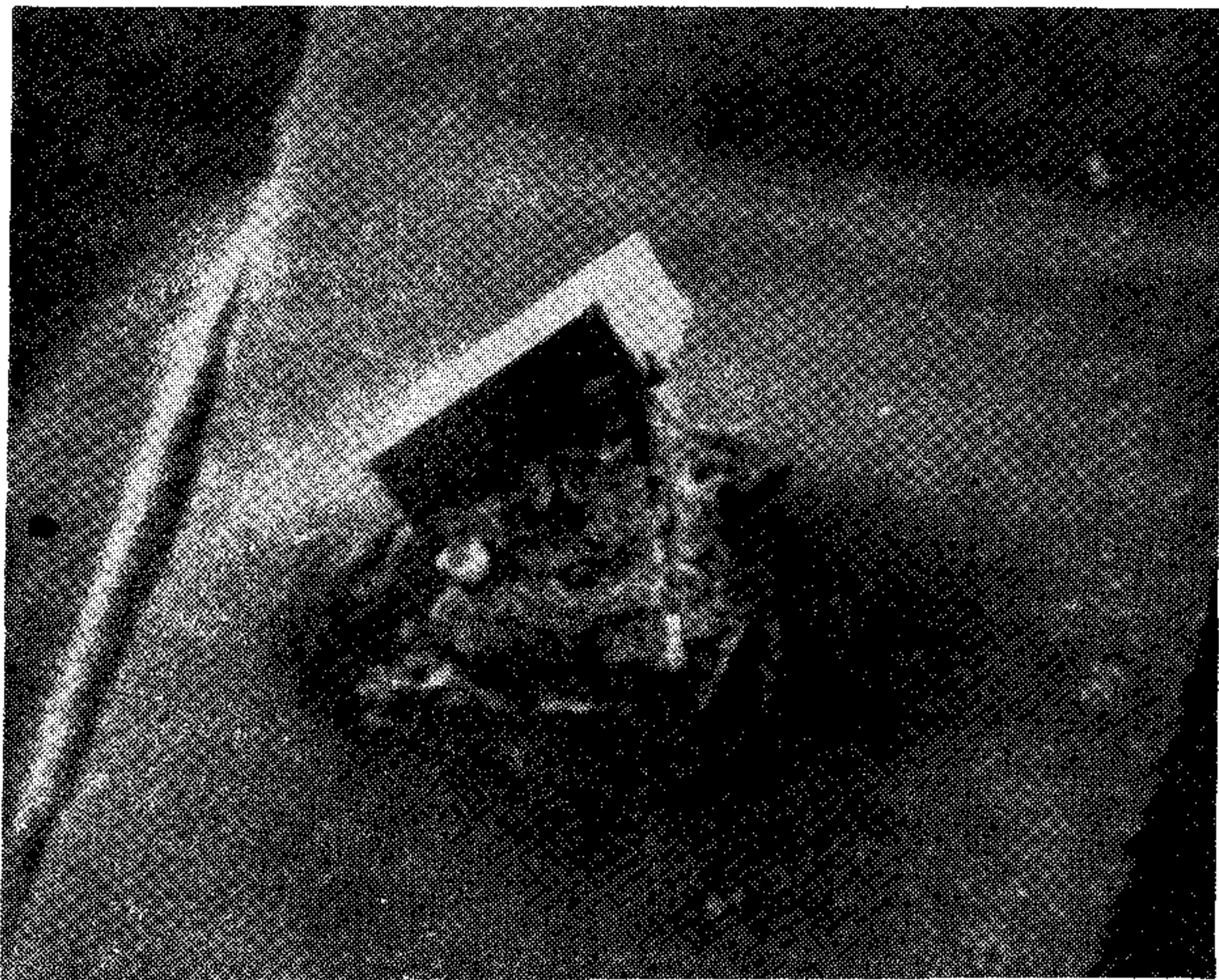
3. ábra

A folyamatot a 2, 3, 4 számú ábra szemlélteti.

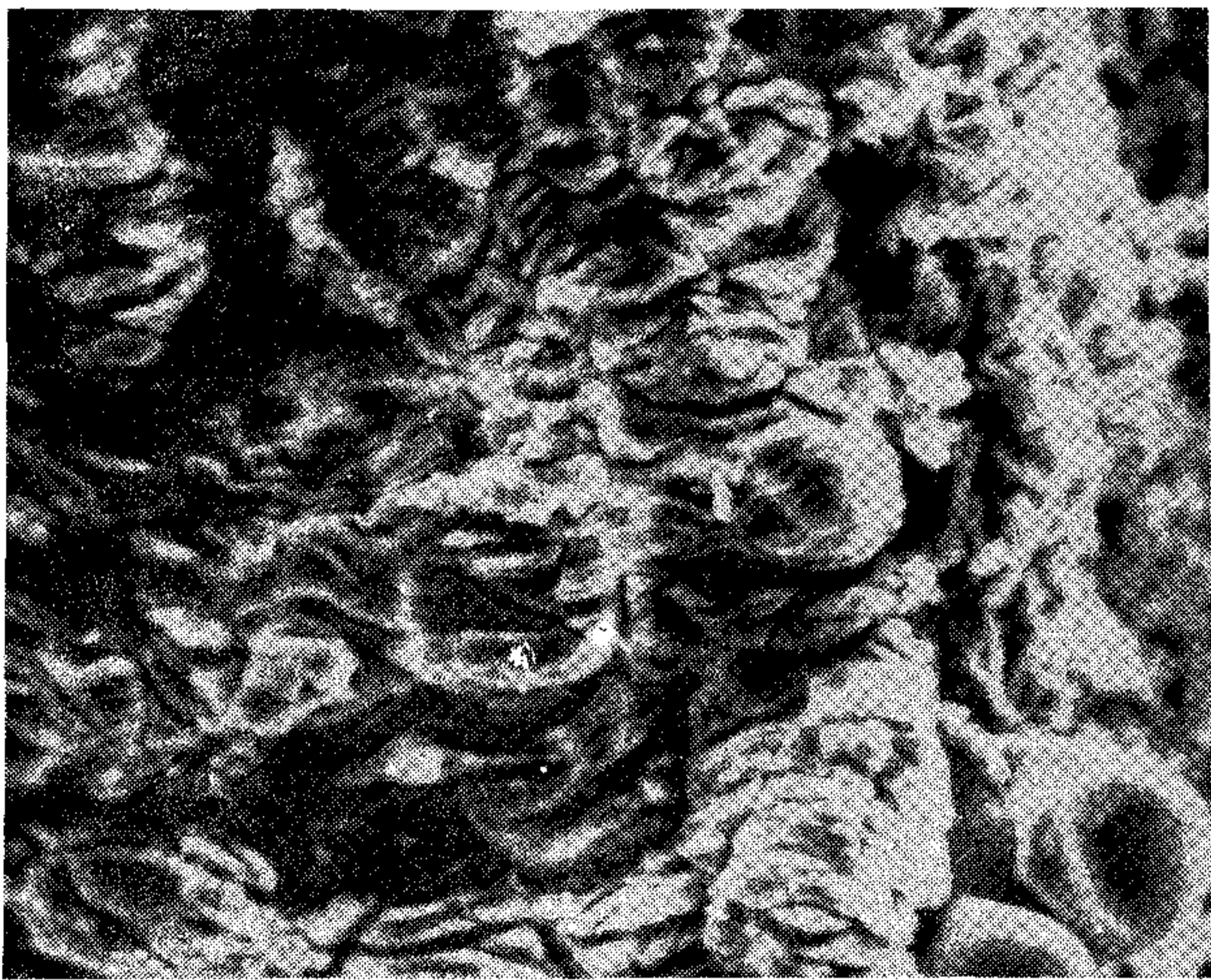
Ebből azt a következtetést vontuk le, hogy a repedést nem kristályhiba és nem hődilatáció okozza, ui. az kizárt, hogy ha vagy a Cu vagy az Sb hiányzik az eutektikumból akkor egyetlenegy kristályhibás chip sem kerül a szerelőszalagra (nincs kettérepedés), míg ha ez a két elem együttesen jelen van akkor csak kristályhibás chipek kerülnek a szerelőszalagra. Ugyanez vonat-

kozik a hődilatációra is. Ezenkívül ha a hődilatáció játszana szerepet a repedésben, nem keletkezne „túrószerű” anyag, amelyben mikroanalitikai módszerekkel (pl. EEDS) a forrasztásban részt vevő elemek voltak kimutathatók (85,9% Si; 7% Ag; 1,2% Sb; 8,3% Au, 1,9% Cu).

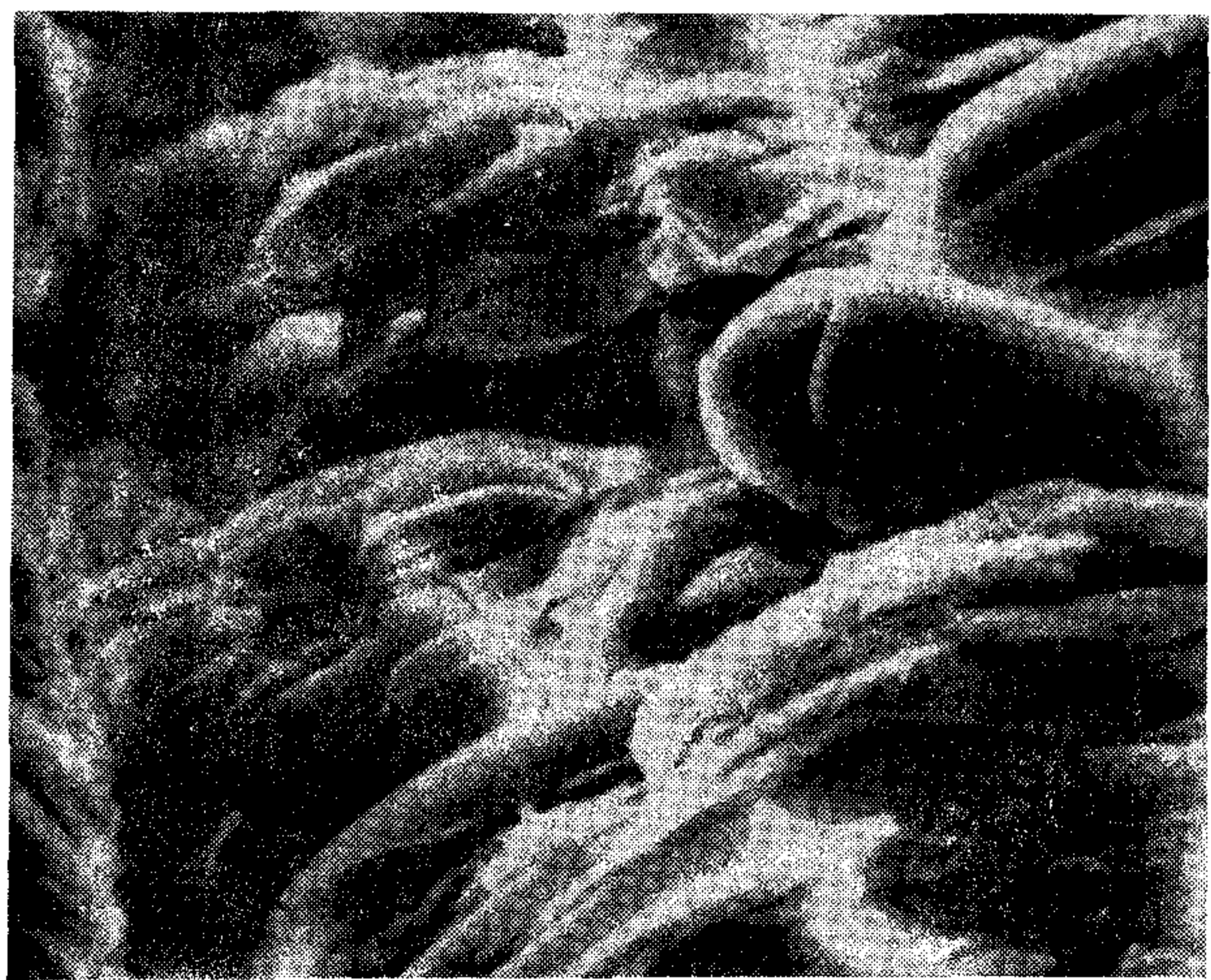
A „túrószerű” anyag szerkezetét közelebbről a 5., 6., számú ábra mutatja.



2. 3. 4. sz. ábra: A Si oxidációjának (a „túrószerű” anyag keletkezésének) folyamata



5. sz. ábra: A „túrószerű” anyag szerkezete nagyításban



6. sz. ábra: A „túrószerű” anyag szerkezete nagyításban

A táblázatból is egyértelműen látszik, hogy a kristályrepedéshez vezető oxidációs folyamatokat a Cu és az Sb együttes jelenléte katalizálja.

Amennyiben vagy a rezet vagy az antimont kizárjuk az eutektikumból a chip kettérepedését okozó folyamatok nem indulnak be.

Ez csak diffúziót kizáró réteg közbeiktatásával lehetséges. Ezen záróréteg szerepét a jelenlegi hátoldal-fémezési technológia nem tölti be, ui. itt hiányzik a Ni vagy Co záróréteg.

A chiprepedés megszüntethető, ha vagy a szerelőszalagot vagy a chip hátoldalát nikkelezzük. Ez azonban a költségek növekedését okozza.

Mivel feltevésünk szerint oxidáció is közrejátszik a chiprepedésben, ezért az egyik legrosszabb eredményt adó 5. számú kísérletet oxigén kizárásával is meghőkezeltük. 450 °C-on 30 percig tartottuk formálógázban (N₂: 95%; H₂: 5%). A hőkezelés után „túrósodásnak” nyoma sem volt.

Tehát egy másik módszer a chiprepedés megelőzésére az oxidáció megakadályozása. Ez – amennyiben szükséges – a formálógáz megfelelő helyre történő fúvásával megvalósítható.

Az időtényező vizsgálata

A hőmérsékleten kívül megvizsgáltuk, hogy hogyan függ a chiprepedéshez vezető oxidációs folyamat az időtől.

Az ui. ritkán (pl. gépjavítás) fordul elő, hogy a szerelőszalag a felforrasztókályhában 10 percig tartózkodik. Az alábbi vizsgálatokat végeztük:

400 °C levegőn vizsg. anyag sorszáma		450 °C levegőn vizsg. anyag sorszáma			
5 lelökési erő		1 2 5 lelökési erő			
1 perc	2 N	1/2 perc	2 N	1,7 N	2 N
1 perc	2 N	perc	2 N	2 N	2 N
1 perc	2 N	perc	2 N	2 N	0
2 perc	2 N	1 perc	2 N	2 N	2 N
2 perc	2 N	1 perc	1,1 N	2 N	2 N
2 perc	1,7 N	1 perc	2 N	2 N	2 N
4 perc	0,5 N	2 perc	0,7 N	1,2 N	0
4 perc	0	2 perc	1,8 N	1 N	0
4 perc	0	2perc	1,6 N	0	0
8 perc	0	4 perc	0	0	0
8 perc	0	4 perc	0	0	0
8 perc	0	4 perc	0	0	0

Fentiekből látható, hogy 450 °C-on max. 1 percet, 400 °C-on max. 2 percet „bír ki” a chip nikkell záróréteg nélkül, oxigénes közegben a felforrasztás minőségének számottevő romlása nélkül. A jelenséget megpróbáltuk előidézni az Au/Si rendszer eutektikus pontja (370 °C) alatt is. 340 °C-on oxigénes közegben 5 óra után sem tapasztalható „túrósodás”, vagy chiprepedés. Tehát a hőmérséklet és az idő az eutektikus pont környékén és a fölött válik kritikussá a chiprepedés szempontjából.

Összegezés

Diszkrét félvezető elemek eutektikus felforrasztása esetén, amennyiben Cu, Sb és oxigén jelen van a felforrasztás hőfokán (440–460 °C-on) 1/2–1 perc alatt 100%-osan kettérepednek a tranzisztorchipek.

A repedést a – Cu és Sb által katalizált – Si oxidációja okozza azáltal, hogy az oxidálódó Si térfogata megnő.

Természetesen ez csak fenomenologikus leírása a

jelenségeknek; a pontos fizikai–kémiai folyamatok elemzése további vizsgálatokat igényel.

A chiprepedést – kísérleteink szerint – az alábbi három módszerrel lehet kiküszöbölni:

1. A Cu vagy Sb kizárásával az eutektikumból.
2. Oxigén kizárásával a megfelelő helyre történő formálógáz befúvással.
3. A felforrasztási hőmérséklet és idő minimalizálásával.
(T 450 °C ; t 0,5 min.)

(Folytatás a 339. oldalról.)

hogy a vállalkozó kockáztathasson. A kockázat – megítélése szerint – a digitális megoldásnál nagyobb.

Az „analóg kontra digitális” véleménycserében a TKI, a Rádiótelefon Kft., a BRG és a Motorola képviselői szólaltak fel.

Dr. Grád János és dr. Heszberger Antal a GSM rendszer bevezetése mellett érveltek. Dr. Grád rámutatott arra, hogy a 900 MHz-es analóg technika kidolgozása a '70-es években történt, míg a digitális GSM rendszer a jelen, illetve a közeljövő megoldása. Ha már nem részesülhettünk a maga idején korszerű analóg rendszer áldásaiból, akkor most ne nehezítsük meg az összeurópai szabványnak megfelelő GSM bevezetését! Dr. Heszberger szerint a GSM választása jelentősen elősegítené távközlési technológiánk felzárkózását „Európához”. A németországi GSM rendszert a Mannesman cég már telepíti, '91-re működni fog. Angliában egy 60 000 előfizetőre tervezett rendszert építenek. A szomszédos Ausztria is hozzálátott már egy pilot-rendszer létesítéséhez.

Pete József a Rádiótelefon Kft. képviseletében sorra vette a korszerű távközlés megteremtését akadályozó körülményeket („alulfejlett” hálózat, a nemzetközi ajánlások semmibevétele). Úgy vélekedett, hogy a kínálati piac gyors megteremtése a javulás záloga. Szerinte a mobil távközlés piacán két szolgáltatóra lenne szükség. A 900 MHz-es sáv alsó részén analóg rendszerre kellene kiírni a pályázatot. Nagyjából ezzel azonosan vélekedett Bogdán Sándor (BRG) és Székely Tamás (MOTOROLA képviselet) is. (Székely Tamás a 900 MHz-es sávban – a későbbiekben – két szolgáltató versenyére számít.)

A döntés műszaki/gazdasági megalapozottságának fontosságát emelte ki felszólalásában Schmedeg Iván (OMFB). Szerinte a kereslet növekedésére biztosan számolhatunk ('95-ös világkiállítás!). A rendszer kiválasztásánál az elvárt (kihasználható) szolgáltatásra vetített árból és a vezetékes hálózathoz való csatlakoztatási lehetőségéből kell kiindulni. Dr. Lajtha György (Távközlési Vállalat) úgy vélekedett, hogy a jövő mobil rendszere biztosan digitális lesz. A GSM 1991-es indításával kapcsolatban azonban kételyeit fejezte ki, mivel a rendszer lényeges elemeire (pl. kódoló) CCITT ajánlás még nem született meg.

Dr. Pap László (BME, HEI) és Tóth Tamás (TKI) a döntéselőkészítés tudományos – cégektől vagy ér-

zelmektől mentes – megalapozásának fontosságát hangsúlyozták.

A vita végeztével dr. Gordos Géza néhány olyan kérdést sorolt fel, amit a hozzászólók nem érintettek, azonban megfontolást érdemelnének: díjszabályozás, a frekvencia felhasználás ára, a szolgáltatók együttműködése.

Záró akkordként Doros Béla kijelentette, hogy a FÓRUM-on sok új, értékes információhoz jutott, azonban a Minisztérium nehéz döntés előtt áll. Elmondta, hogy a pályázat kiírásának ma nem látja akadályát, de a pályázatok semleges elbírálása kényes feladat lesz, mivel ennek még nincs törvényes szabályozása. A pályázat elnyerője nem koncesszióhoz, hanem szolgáltatási engedélyhez jut majd.

A frekvenciagazdálkodás bírálóinak válaszolva végül elmondta, hogy a Minisztérium egy olyan „frekvencia-törvény” előkészítésére törekszik, mely mind a távközlési törvénybe, mind a sajtótörvénybe integrálható lesz.

A FÓRUM véget ért. Érdeklődéssel várjuk a folytatást: a hatóság lépéseit és főként a szolgáltatás beindulását.

(Elekes József)

A legújabb fejlemény: október 31-én a KHVM két független pályázati felhívást adott ki. A felhasználható sávok: 890-898/935-943 MHz, illetve 898-906/943-951 MHz. Mindkét sávban távlatilag GSM rendszert kell létesíteni és üzemeltetni, de az alsó sávban, a szolgáltatás kezdeti szakaszában analóg rendszer is létesíthető; kétszer 5 MHz-re korlátozott tartományban. További megkötés, hogy a felső sávban 1992-ig csak Budapesten működhet a rendszer. A pályázatok benyújtási határideje: 1991. jan. 15.

E felhívás alapján úgy látjuk, hogy a Minisztérium egyrészt éles versenyhelyzetet kíván teremteni – hiszen két új szolgáltató bekapcsolódására ad lehetőséget –, másrészt törekszik a távközlési csúcstechnológiát jelentő GSM mielőbbi hazai meghonosítására.

Ami nem világos: az alsó sávban esetleg létesülő analóg rendszer átállításának költségtöbbletétől az előfizető hogyan védhető meg? Vélhetően ez a szempont a tender elbírálásánál érvényre jut majd.

Др. Фёльдвари-Орос, Ю. – Др. Хенк, Т. – Др. Шимони, Э.:

Совместная амплитудо-фазовая аппроксимация дискретных фильтров и фильтров с сосредоточенными параметрами

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1990. № 12.

Представляется метод совместной амплитудной и фазовой аппроксимации для проектирования обратимых и необратимых дискретных фильтров и фильтров с сосредоточенными параметрами. Область реализации охватывает фильтры: LC, CCD (связь с зарядом), активные RC, каскадные SC (с коммутацией емкостей), цифровые или волнового-цифровые IIR (с бесконечным импульсным ответом). Основная идея аппроксимации заключается в разложении фильтра с неминимальной фазой в фильтр с минимальной фазой и фазовый корректор. Таким образом амплитудную и фазовую аппроксимацию можно выполнять поочередно. Обе аппроксимации основаны на линейной интерполяции специальных функций. В конце статьи представляются некоторые примерные расчеты.

Папп, Д.:

Применение Петри-графов для моделирования конечных автоматов и протоколов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1990. № 12.

В процессе имплементации, верификации и тестирования протоколов необходимо применять легко программируемую и модулярно расширяемую математическую модель. В настоящее время применяемые математические модели, используемые для описания протоколов не обладают этими свойствами. Международные стандарты напр. протоколы дефинируют как оконечные автоматы. Статья стремится показать возможность трансформации модели оконечного автомата в модель Петри-графов, которая на основе вышеописанных, одна из самых подходящих описывающих моделей. С помощью ее просто осуществляется композиция разных протокольных функций.

Фридеш, И. – Юхас, Л. – Молнар, Б. – Пахер, И.:

Переключатель без потери бит на скорость передачи данных 140 Мбит/сек

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1990. № 12.

Статья занимается проектированием и осуществлением переключателя, так называемого без потери бит. Демонстрируются использованные соображения по проектированию, как например объяснение работы, проектирования печатных плат и вопросы управления. Статья останавливается и на теоретическом определении вероятностей, относящихся к ошибочным переключателям.

Др. Иййаш, Г.:

Картографирование влажности почвы с помощью самолето-бортового микроволнового радиометра

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1990. № 12.

Группа исследователей Космоса Будапештского Политехнического Института, с целью применения для телевосприятия, разработала систему самолето-бортового микроволнового радиометра.

Рецензорами системы применяются микроволновые радиометры L-, S-полосы и термо – инфра радиометры, которые расположены на борту самолета Pilatus – Porter. Главной задачей системы является моментальный снимок карты влажности почвы поверхностей, с разбивкой площади на 10–50 метровые части. Система применяется на сельскохозяйственные, водохозяйственные цели и целях охраны природы.

Пакет программы по обработке данных разработан в рамках индийско-венгерского сотрудничества, с участием Будапештского Политехнического Института (БМЕ) и Индийского Технологического Института (ИИТ, Бомбей).

Статья дает подробное описание о рецензорах, о системе обработки данных и о территориальных и воздушных измерениях, проведенных с помощью данной системы, над сельскохозяйственными территориями в 1988 и 1989 гг.

Др. Балог А.:

Программа увеличения надёжности и её математическая модель

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1990. № 12.

В статье описываются методы, примененные для увеличения надёжности. Обобщаются понятия, основные принципы проектирова-

ния. Автором рассматривается вопрос увеличения надёжности при условии, если функцию времени процесса повреждения можно приблизить экспоненциальной функцией. Расчет показателей надёжности в статье иллюстрируется примерами.

Др Чиммади, Э. – Хопка, А.:

Изучение катализованных кремнеокислительных процессов меди и сурьмы при эвтектической фиксации элементов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1990. № 12.

Согласно нашим исследованиям по ходу запайки эвтектических дискретных полупроводниковых элементов, совместное присутствие Cu и Sb в эвтекуме катализирует окисление Si. Этот процесс в некоторых случаях может вызвать трещину по полам chip-ов.

Dr. Földvári-Orosz, J. – Dr. Henk, T. – Dr. Simonyi, E.:

Gemeinsame Amplituden- und Phasenapproximationsmethode für den Entwurf von Filtern mit konzentrierten Parametern und abgetasteten Filtern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. Nr. 12.

Es wird eine Amplituden- und Phasenapproximationsmethode für den Entwurf von reziproken und nichtreziproken Filtern mit konzentrierten Parametern und abgetasteten Filtern gezeigt. Der Realisationsbereich beinhaltet LC, CCD, aktive RC, kaskade SC-Filter bis zu digitalen oder wellendigitalen IIR-Filtern. Der Grundgedanke der Approximation ist die Dekomposition eines Nichtminimalphasenfilters in ein Minimalphasenfilter und einen Allpasskorrektor. So können die Amplituden- und Phasenapproximationen abwechselnd durchgeführt werden. Beide Approximationen ruhen auf linearer Interpolation von Spezialfunktionen. Am Ende des Artikels sind einige Musterbeispiele vorgeführt.

Papp, Gy.:

Verwendung von Petri-Graphen zur Modellierung der begrenzten Automaten und Protokolle

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. Nr. 12..

Bei der Implementierung, Verifizierung, sowie bei der Prüfung von Protokollen ist ein leicht programmierbares und modular erweiterbares mathematisches Modell notwendig. Die zur Zeit für die Beschreibung der Protokolle benutzten mathematischen Modelle verfügen nicht über diese Eigenschaften. Die internationalen Normen definieren z. B. diese Protokolle mit begrenzten Automaten. Der Artikel möchte darlegen, dass wie das Modell für begrenzten Automaten auf ein Petri-Graph-Modell transformiert werden kann, welches wegen seiner obigen Eigenschaften eines der zumeist geeigneten Beschreibungsmodelle der Protokolle ist. Mit dessen Hilfe kann nämlich die Komposition der verschiedenen Protokollfunktionen einfach verwirklicht werden.

Frigyes, I. – Juhász L. – Molnár B. – Pacher I.:

Synchroner digitaler Umschalter für 140 Mbit/s Übertragung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. Nr. 12.

Entwicklungs und Realisationsprobleme eines synchronen Umschalter für hohen Datengeschwindigkeiten werden erwähnt. Wirkungsweise, praktische Entwurfsfragen sowie Rechnung der Wahrscheinlichkeit von falscher Synchronisation sind gegeben.

Dr. Ijjas G.:

Kartographische Aufnahmen über die Bodenfeuchtigkeit mit Mikrowellen-Radiometer vom Flugzeugbord

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. Nr. 12.

Die Raumforschungsgruppe der Budapester Technischen Universität hat für Fernflughöhe zwecke einen, am Flugzeugbord verwendbaren Mikrowellen-Radiometersystem entwickelt. Die Fühler des Systems sind ein Mikrowellen-Radiometer in L-, S- Band, sowie ein anderer mit Infrarotgerät. Die Fühler sind am Bord eines Pilatus-Porter Flugzeugs plaxiert. Die Hauptaufgabe des Systems ist die sofortige Aufnahme für die kartographische Darstellung der Bodenfeuchtigkeit grosser Gebiete, mit mit einer Flächenauflösung von 10-15 Meter.

Das System kann für verschiedene Zwecke in der Landwirtschaft, Wasser-wirtschaft und Umweltschutz gebraucht werden.

Das Programmpaket der Datenverarbeitung ist im Rahmen einer ungarisch-indischen Zusammenarbeit zustande gekommen, mit der Teilnahme der Budapester Technischen Universität (BME) und des Institute of Technology of Bombay (IIT, Bombay).

Dieser Artikel beinhaltet eine ausführliche Beschreibung über das System der Fühler, der Datenbehandlung-Verarbeitung, sowie über die Boden- und Luftmessungen, die mit diesem System über Agrargebieten in 1988 und 1989 durchgeführt wurden.

Dr. Balogh, A.:

Programm für die Steigerung der Zuverlässigkeit und dessen mathematisches Modell

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. Nr. 12.

Die Studie macht die zur Steigerung der Zuverlässigkeit verwendeten Methoden bekannt. Es werden die grundsätzlichen Begriffe, sowie die Grundprinzipien der Planung zusammengefasst. Die Steigerung der Zuverlässigkeit wird in so einem Fall geprüft, wenn die Zeitfunktion des Fehlerprozesses mit Hilfe einer Potenzfunktion approximiert werden kann. Die Kalkulation der Charakteristiken wird mit Beispielen illustriert.

Dr. Csizmadia, E. - Albert, H.

Die Untersuchung der Kupfer und Antimon-Silizium-oxidationsprozesse bei der eutektischen Elementfixierung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. No. 12.

In diesem Beitrag wird die Ursache des Risses von Si chips beim Auf legieren überprüft. Es hat sich herausgestellt, dass die Oxydation von Si in gemein samer Anwesenheit von Cu und Sb katalysiert wird und dies zum Riss der Chips führen kann.

Dr. Földvári-Orosz, J. - Dr. Henk. T. - Dr. Simonyi, E.:

Simultaneous Amplitude and Phase Approximation for Lumped and Sampled Filters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. No. 12.

A simultaneous amplitude and phase approximation method is presented for reciprocal and nonreciprocal lumped or sampled filters realized by LC, CCD, active RC, cascaded SC, digital or wave-digital IIR-filters. The approximation is based on the decomposition of a nonminimum-phase filter into a minimum-phase and an allpass network. So the amplitude and phase approximations can be carried out alternately. Both approximations are based on linear interpolation of specified functions with a possible application of the Remez-algorithm. Illustrative examples are given for some low-pass and band-pass filters.

Papp, Gy.:

Using Petri Nets for Modelling of Finite State Machines and protocols

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. No. 12..

Necessary to use an easy programable and enlargable mathematical model for verification, implementation and testing of protocols. Mathematical models for protocols used nowadays haven't such property. For example International Standards define the protocols with the Finite State Machine. This article would present how to transform the Finite State Machine to the Petri Nets, which is one of the most suitable model for the description of protocol, because of above property. Namely you can realize composition of different protocol functions simply.

Frigyes, I. - Juhász, L. - Molnár B. - Pacher I.:

Hitless switch for datatransmission speed of 140 Mbit/sec

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. No. 12.

The paper deals with the implementation and design of the hitless switch for high speed digital radio relay systems. Some practical design considerations including the explanation of the operation, design of the lay-out and controlling of the equipment are given. The derivation on the probability of incorrect synchroization has been shown, as well.

Dr. Ijjas, G.:

Aerial Survey of Sail Moisture by Microwave Radiometer on Board

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. No. 12.

The Space Research Group of Technical University of Budapest has developed a board microwave radiometer system for remote sensing applications.

Sensors of the system are radiometers in L- and S-band microwave and thermo- infra radiometers allocated on the board of an airplane of type Pilatus-Porter. Main task of the system is to take prompt sail moisture map of large areas with partial resolution of 10-15 m. This system can be used for agricultural, water-supplies managing and environment protecting purposes.

The dataprocessing program package has been produced within the scope of Indian-Hungarian co-operation in which Technical University of Budapest and Indian Institute of Technology, Bombay have participated.

This article describes the sensors, the datahandling-dataprocessing system as well as the aerial and on-site measurements accomplished by the system, which were executed above agricultural areas in 1988 and 1989.

Dr. Balogh, A.:

Program for Reliability Growth and its Mathematical Model

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. No. 12.

Methods applied for the reliability growth are introduced in this study. The basic ideas and the basic principles of planning are summarized. Reliability growth is examined by the author in that case, when the time function of the failure process can be approached by a power function. This publication illustrates the calculation of the reliability characteristics by examples.

Dr. Csizmadia, E. - Albert, H.

Examination of Copper and Stibium Catalyzed silicon-oxidation processes at autectic element fastening

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. No. 12.

Experimentally during eutectic soldering of discrete semiconductor devices, simultaneous presence of Cu and Sb in the eutectic catalyzes the Si oxidation. In certain cases this process can cause cracking of chips.

Ára: 30 Ft



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, oszcillozkópok, 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 – HÁZHOZSZÁLLÍTÁS – 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