



HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA

XLI. évfolyam
BUDAPEST

1990

4

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

XLI. évfolyam, 1990. 4. 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, Bernhart Richárd,

Fazekas László, Dr. Kerpán István,

Klug Miklós, Lackó Endre, Szaics 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 Atilla, Froemel Károly,

Nóvik 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 kéziratok-

kal kapcsolatban felvilágosítást ad:

Szöllősi Györgyné.

Telefon: 149-50-98

BHG ORION TERTA

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXXVI. évfolyam, 1990. 4. szám

ROVATOK

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

ROVATGAZDÁK

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

ROVATTÁRSÁK

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

TARTALOM

KESSELYÁK PÉTER: Szoftver megbízhatóság.....	97
DR. NAGY LÁSZLÓ: Folia betétes sávszűrők tervezése	106
Évforduló	113
SZVÉTECZ RÓBERT: Járulékos adatátvitel amplitúdómodulált műsor- szóró adókkal.....	114
Szemle.....	117
VÉRTESY MIKLÓS - ACZÉL JUDIT: Többretegűen fémezett mikro- szalag tápvonalak vesztesége	118
SOMOGYI GÁBOR: Diszkrét idejű hálózatok számítógépes analízise. II. rész	123
Tartalmi összefoglalások.....	127

Szoftver megbízhatóság

KESSELYÁK PÉTER
BHG Fejlesztési Intézet

ÖSSZEFOGLALÁS

A bemutatott szoftver megbízhatósági modell célja az, hogy a mikroprocesszor-vezérelt rendszerek megbízhatóságának elemzéséhez hasznos, szemlélet formáló segédeszközt biztosítson. A modell a szoftver programcsomag működési környezetét sokdimenziós állapottérként kezeli, amelyben a szoftver folyamatok a bennük rejlő hibaforrásokkal együtt "átlátszóvá", könnyen érthetővé válnak. Az úgynevezett tesztelési horizonton belül az állapottér magja szoftver hibaforrásoktól mentes. Az állapottér következő, külsőbb övezete, amely a tesztelési horizont és a fejlesztési horizont között helyezkedik el, viszonylag kevés szoftver hibaforrással terhelt, míg a működési állapottér legkülsőbb, perifériális övezetében - a fejlesztési horizonton kívül - a "fekete doboz" állapota a jellemző, tele ismeretlen szoftver hibaforrással.

1. Bevezetés

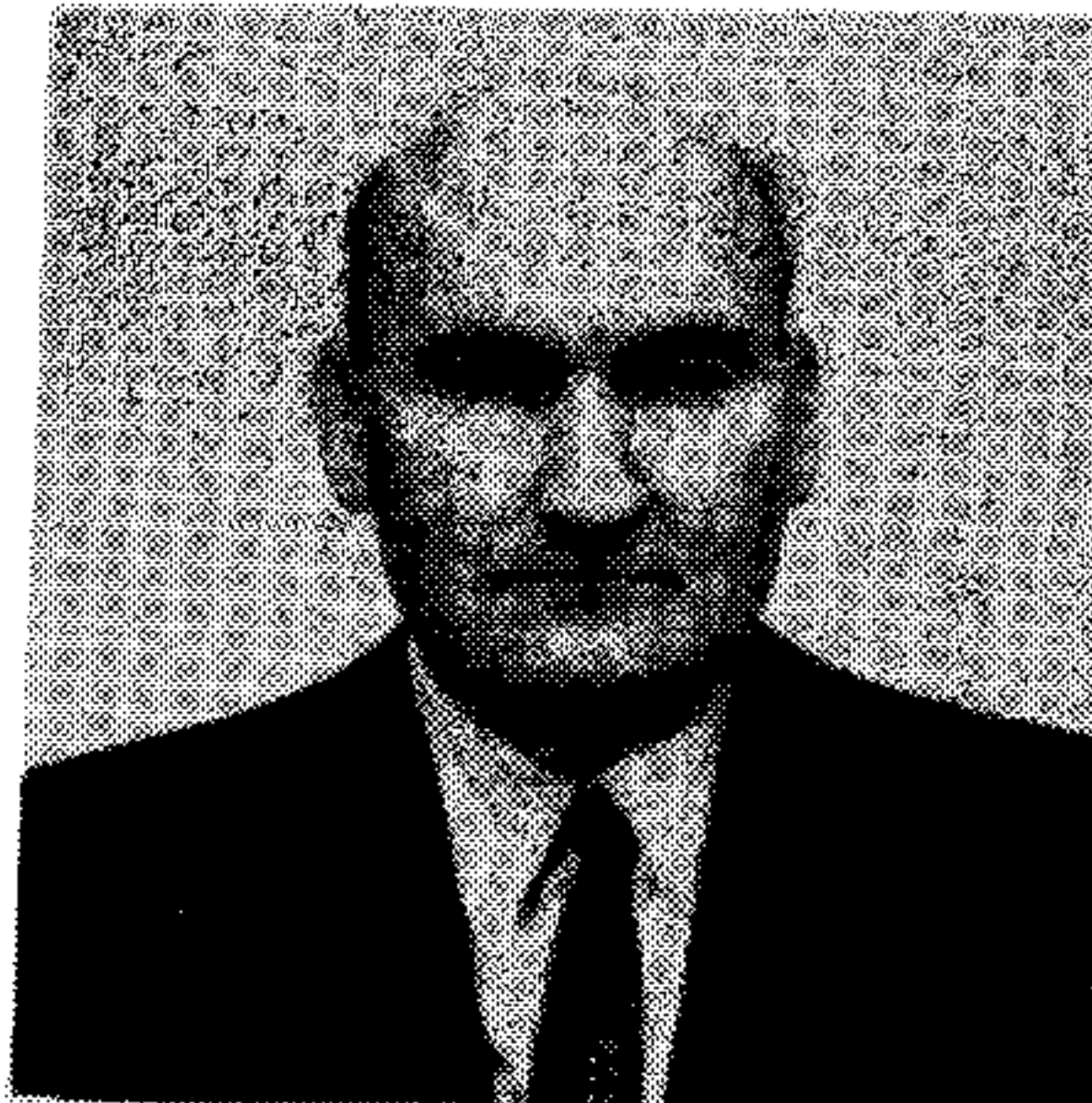
Napjainkban a szoftver milyensége egyre jelentősebb szerepet játszik a rendszer-megbízhatóság megítélésében. Az elmúlt 20 év során számos szoftver-megbízhatósági modellt fejlesztettek ki világszerte, amelyeknek mindegyike - csaknem kivétel nélkül - egyetlen gyakorlati kérdés megoldását tűzte ki célul. Nevezetesen azt, hogy hogyan lehet a hibákat valamely programból lépésről lépésre kiküszöbölni, és ugyanakkor a programcsomagban bennmaradó hibák számát statisztikai megfontolások alapján becsülni. A teljesség igénye nélkül utalunk itt Remus, Jelinski-Moranda, Musa, Nelson és Littlewood-Verall modelljeire. [2], [3], [4]. A továbbiakban nem ezekkel a modellekkel kívánunk foglalkozni, hanem egy olyan általános gondolkodásmódot szeretnénk bemutatni, amely a szoftver-megbízhatóság lényegének megértéséhez és problémáinak kezeléséhez hasznos segítséget nyújt, azokat könnyen áttekinthetővé teszi. Ez a gondolkodásmód - vagy másképp: szemlélet modell - Hermann Kopetz szoftver-filozófiáján alapszik [1], amelynek azonban számos tekintetben továbbfejlesztését jelenti.

2. Hardver és szoftver jellemzők szembeállítása

Mindenek előtt szeretnénk rávilágítani, miben áll az alapvető különbség a hardver és a szoftver megbízhatósága között. Ehhez célszerű szembeállítani egymással néhány jellemzőjüket:

- A hardver (továbbiakban: HW) mindig alá van vetve fizikai öregedési folyamatoknak és a hibák az idő folyamán keletkeznek: a szoftver (a továbbiakban: SW) ezzel szemben mindig "fiatal" marad és a hibagenerátorok [az úgynevezett "szoftver bag"-ok] kezdettől fogva jelen vannak a programcsomagban;

Beérkezett: 1990. II. 20. (#)



KESSELYÁK PÉTER

Matematika-fizika szakon szerzett diplomát 1958-ban. 1959 óta a BHG Híradástechnikai Vállalat fejlesztő mérnö-

ke. Több éven át dolgozott műszaki-tudományos együttműködés keretében Dél-Kínában, majd Kubában, híradástechnikai gyártmányok trópusállósági és megbízhatósági vizsgálatait végezve. Fő munkaterülete a rendszer-megbízhatóság tervezése. Tagja az Európai Minőségügyi Szervezet és az IEC 56. Megbízhatósági Szakbizottsága hazai munkacsoportjának. 1984-ben megkapta az Európai Minőségügyi Szervezet (EOQC) nívódíját. 1986-ban a HTE Pusztas Tivadar díjjal tüntette ki. Az UNIDO felvette szakértői nyilvántartásba.

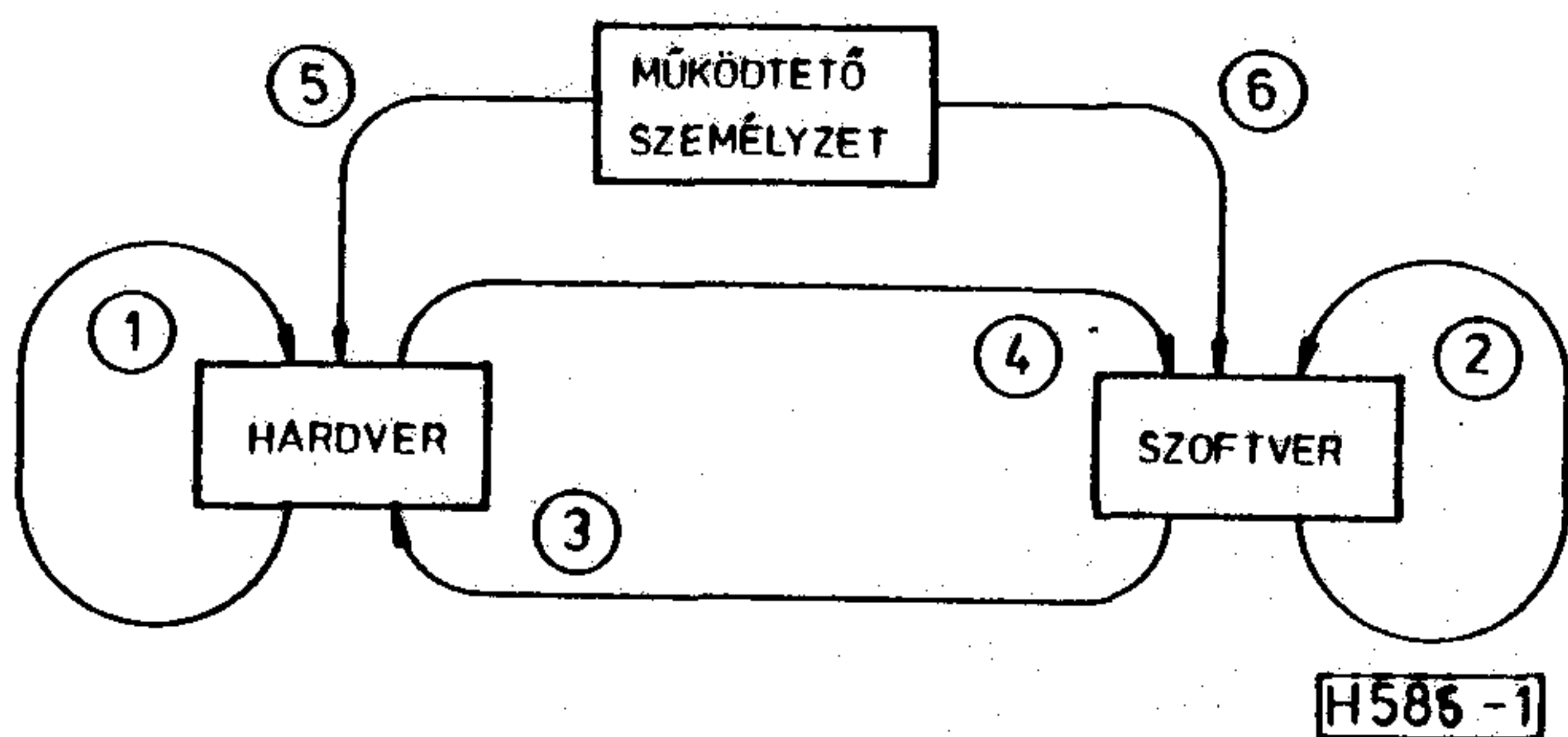
- A HW esetében abszolút hibamentes működés elméletileg sem lehetséges, a hibamentes működés valószínűsége - bármilyen rövid időtartamra vonatkoztatva tekintjük is - mindig kisebb, mint 1; a SW esetében viszont a programfutás - bizonyos feltételek mellett - lehet abszolút hibamentes;
- HW esetében a hiba mindig egyértelműen hozzárendelhető valamely alkatrészhez vagy alkatrészcsoporthoz, míg a SW hibák nem mindig rendelhetők hozzá egyértelműen valamely programlépéshez, programszegmenshez vagy programcsomaghoz;
- A HW egységek soros/párhuzamos konfigurációjának tömbvázlata alapot nyújt az egységekből felépülő rendszer megbízhatóságának elemzéséhez; a SW programcsomagokból felépülő rendszer megbízhatósága ezzel szemben nem osztható ki az egyes program részek között, hiszen az egyes programszegmensek vagy programcsomagok soros/párhuzamos konfigurálása értelmetlen dolog; ezért a HW megbízhatóság-elemzésben jól bevált Boole-algebra szabályai nem alkalmazhatók;

A fentiekben bemutatott HW-SW szembeállítást az 1. táblázat szemléletesen foglalja össze.

Annak ellenére, hogy a HW és SW megbízhatóság alapvetően különböző megközelítést igényel, a kettő nem független egymástól. Mindig létezik egy olyan működő rendszer, amely a hardvert, a szoftvert - sőt, a működtető személyzetet is - magában foglalja.

3. Kölcsönhatás a hardver, szoftver és az üzemeltető személy között

A HW, SW és a működtető személyzet közötti kölcsönhatásokat a 1. ábrán nyilakkal ábrázoltuk.



1. ábra Működő rendszerek egyesített hardver-szoftver megbízhatósági modellje

KÖLCSONHATÁSOK A RENDSZER RÉSZEI KÖZÖTT: (1) "Tiszta" hardver megbízhatóság; (2) "Tiszta" szoftver megbízhatóság; (3) Szoftver befolyása a hardver megbízhatóságára (Pl. érintkező kopás gyakori hibás vezérlés miatt); (4) Hardver befolyása a szoftver megbízhatóságára (Pl. zavarimpulzusok okozta adatvesztés); (5) Emberi tényezők befolyása a hardver megbízhatóságára; (6) Emberi tényezők befolyása a szoftver megbízhatóságára.

INTEGRÁLT HARDVER MEGBÍZHATÓSÁG összetevői: (1) + (3) + (5)

INTEGRÁLT SZOFTVER MEGBÍZHATÓSÁG összetevői: (2) + (4) + (6)

Az ábrán [1]-el jelölt visszacsatoló hurok a t i s z t a hardver megbízhatóságot jelképezi. Hasonlóképpen a [2]-es visszacsatoló hurok a t i s z t a szoftver megbízhatóságot szimbolizálja. A [3]-as nyíl a szoftvernek a hardverre gyakorolt hatását fejezi ki (pl. érintkező kopás gyakori hibás SW vezérlés hatására bekövetkező kapcsolásnál). A [4]-es nyíl a hardvernek szoftverre gyakorolt hatását testesíti meg (pl. elektromágneses zavarjelek okozta adatvesztés a memóriában, amely a programfutást tévútra vezeti). Az [5]-ös és [6]-os nyíl a személyzetnek a HW-re illetve SW-re gyakorolt (káros vagy hasznos) befolyását reprezentálja.

A vázolt kölcsönhatások figyelembe vételével juthatunk el az integrált szoftver-megbízhatóság fogalmához, amely a 2-es + 4-es + 6-os összetevőket foglalja magába. Hasonlóképpen, az integrált hardver-megbízhatóság az 1-es + 3-as + 5-ös összetevőkből áll össze.

1. táblázat

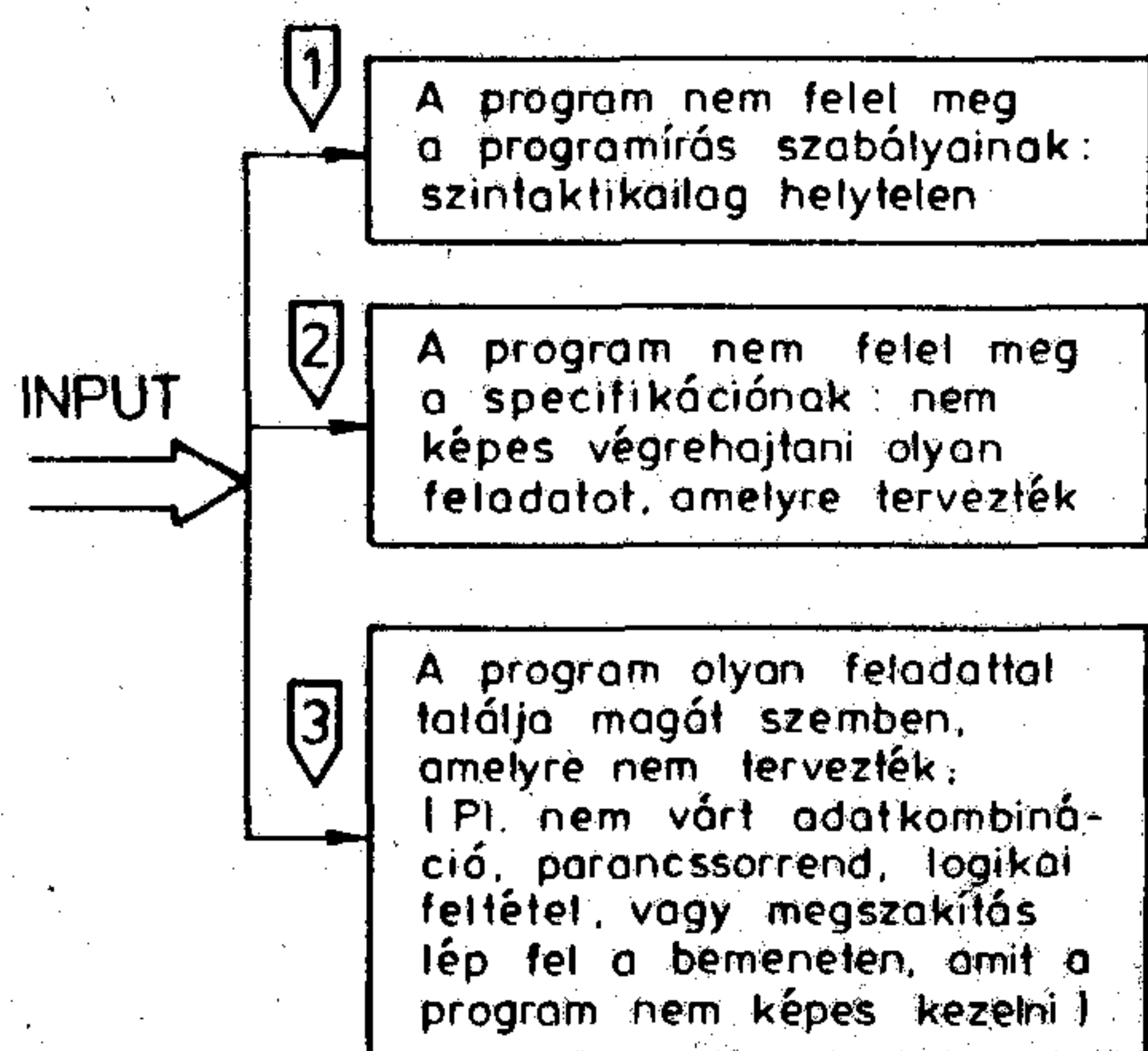
A hardver- és szoftver-megbízhatóság jellemzőinek összehasonlítása

HARDVER	SZOFTVER
Mindig alá van vetve fizikai öregedésfolyamatoknak	Nem öregszik
Meghibásodás az idő folyamán keletkezik	A szoftver hibaforrás (BUG) kezdettől fogva állandóan jelen van, amíg ki nem küszöbölik
Abszolút hibamentes működés elvileg lehetetlen	A programfutás bizonyos körülmények között lehet abszolút hibamentes
A hiba egyértelműen hozzáférhető valamely alkatrészhez vagy szerelvényhez	A szoftver hibaforrás (BUG) általában nem rendelhető hozzá egyértelműen egy programszegmenshez vagy csomaghoz
Az egységek kapcsolási (soros/párhuzamos) tömbvázlata megkönnyíti a rendszer-megbízhatóság elemzését; a rendszer-megbízhatóság kiosztható a funkcionális egységek között	A rendszer-megbízhatóság nem osztható ki az egyes programszegmentek között; soros-párhuzamos kapcsolati viszony értelmetlen; a Boole-algebra nem alkalmazható a rendszer-megbízhatóság elemzésére

BEMENET

f_i : az i -edik hibaforrást gerjesztő események beérkezési gyakorisága időegység alatt (gerjesztési intenzitás)

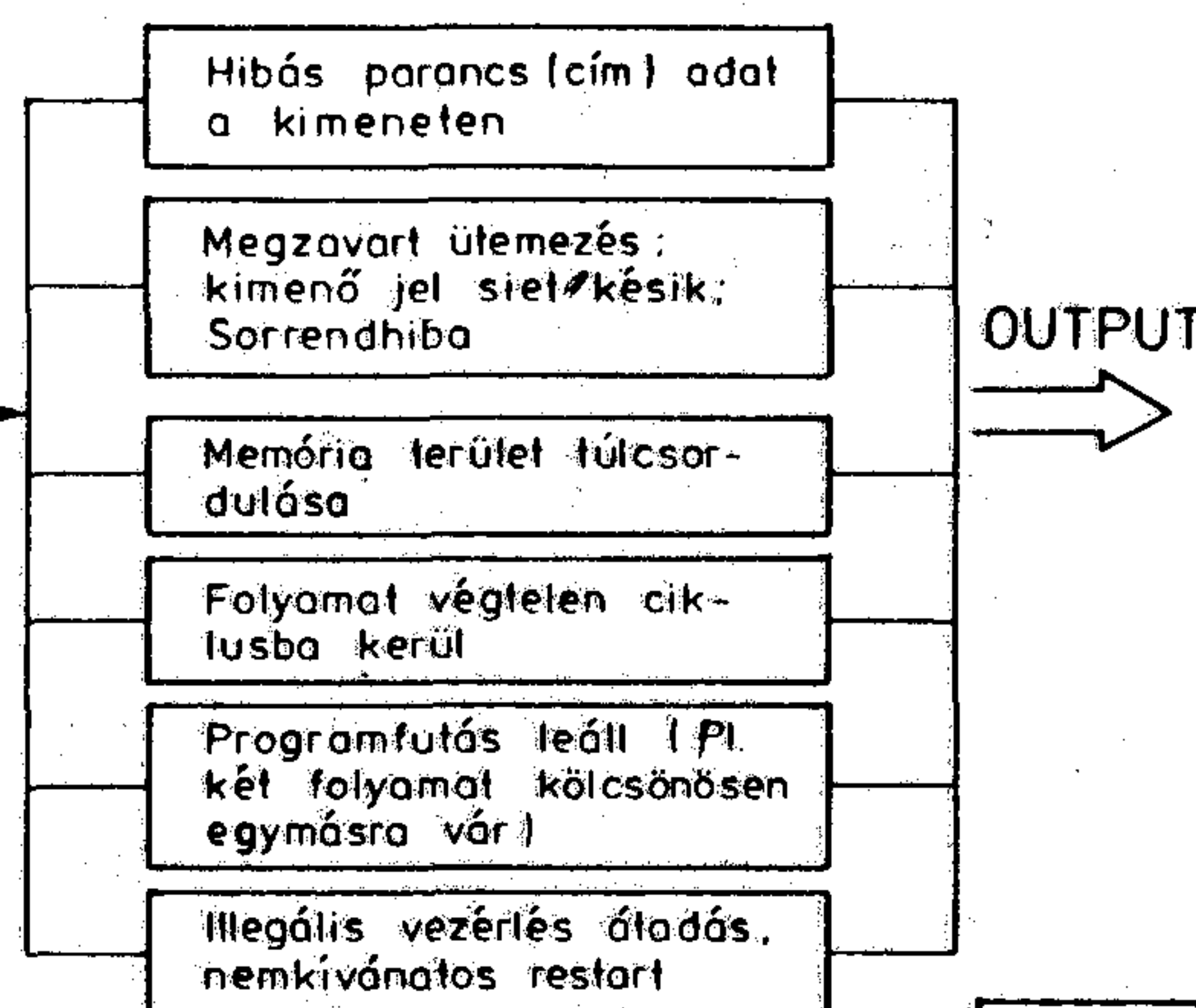
Hibagerjesztő események:



2. ábra. Szoftver hibaforrás (software bug) modellje

KIMENET

Az aktiválódás eredménye:



H585-2

Ez a fajta integráció gyakorlati szempontból igen célszerű, mivel a 2-es, 4-es és 6-os típusú hatásmechanizmusok mindig *szoftver szimptómájú* hibát okoznak, amelynek elhárítása is elsődlegesen SW eszközökkel történik, nevezetesen adatcserével, program módosítással és/vagy restarttal. Megjegyezzük, hogy a 4-es hatásmechanizmus esetében előfordulhat, hogy a hibaelhárítás - SW eszközökön túlmenően - egyes HW jellemzők beállítását is igényli. Rendszerint azonban csak igen alapos hibaelemzéssel lehet pl. a HW zavarimpulzusok következményeként előálló programfutási hibákat a valódi, *tiszta* szoftver hibáktól megkülönböztetni.

Hasonlóan lehet érvelni az *integrált hardver-megbízhatóság* fogalmának gyakorlati hasznossága mellett is, mivel az 1-es, 3-as és 5-ös hatásmechanizmusokban közös az, hogy mindig *hardver* hibát okoznak, amely a HW javítása révén hárítható el.

4. A szoftver hibaforrás (SOFTWARE BUG) fogalma

A szoftver hibaforrás (SW BUG) egy állandó, a programhoz és annak működési környezetéhez hozzáréndelt zavarforrás, amely a program ismételt futtatásával ismételtén aktivizálható. Megjegyezzük, hogy az angol BUG (ejtsd: bag) szó eredetileg bogarat jelent. Minden egyes szoftver hibaforrás (bug) megfelel egy olyan parancs vagy programszegmens *hiányának*, amelynek a lefuttatása - bizonyos körülmények között - a szoftver hibás működését képes (lenne) megakadályozni.

A szoftver hibás működése lehet pl.: valamely folyamat leállása, végtelen ciklusba esés, nemkívánatos restart, a programfutás eltévelyedése, vagy hibás eredmény szolgáltatása.

2. táblázat

A szoftver hibaforrás (software BUG) fogalma

Definíció:

A szoftver hibaforrás (software bug) egy állandó, a programhoz és annak működési környezetéhez tartozó zavarforrás, amely a program ismételt futtatásával ismételtén aktivizálható.

Ekvivalencia axióma:

Minden egyes szoftver hibaforrás (software bug) megfelel egy olyan parancs vagy programszegmens *hiányának*, amelynek a futtatása - bizonyos körülmények között - a szoftver hibás működését képes (lenne) megakadályozni.

Lényegében minden szoftver hibaforrás (bug) valaminek a *hiányát* jelenti, ezért általában nehéz dolog konkrétan meghatározni, hogy valójában *hol* található. Fizikai hasonlaltal élve: kettős természetű, mint a fény, amely fizikai kölcsönhatásokban anyagi részecskéhez hasonlóan, fotonként jelenik meg a kölcsönha-

tás helyszínén, egyébként pedig hullámtermészetű és pontosan meghatározható helye nincs.

Azt az állítást, hogy a szoftver hibaforrás *mindig* egyenértékű bizonyos programutasítás vagy utasítások hiányával, direkt módon sem bizonyítani, sem tagadni nem lehet. Ezt az állítást a szoftver hibaforrás ekvivalencia axiómájának tekinthetjük.

A továbbiakban vizsgáljuk meg részletesebben a szoftver hibaforrás modelljét, és tekintsük a 2. ábrát.

A bemeneti oldalon található az (i-edik) szoftver hibaforrást aktiváló (gerjesztő) események f_i intenzitása (átlagos ismétlődési frekvenciája). A gerjesztés okai három csoportba sorolhatók. A legegyszerűbb eset az, amikor a program szintaktikailag helytelen, vagyis nem felel meg a programírás szabályainak. A második eset akkor áll elő, ha a program - jóllehet szintaktikailag helyes - nem felel meg a specifikációnak, vagyis előírt feladatot előírt programfutási feltételek mellett nem képes megoldani. Végül a harmadik eset akkor következik be, ha vagy a megoldandó feladat, vagy a programfutás környezeti feltételei kívül esnek a specifikáción, vagyis a program olyan feladattal kerül szembe, amelynek megoldására nem is tervezték. (Ez természetesen eredhet a specifikáció hiányosságából is). Megoldhatatlan feladatot jelenthet a program számára pl., ha a bemeneten nem várt adatkombináció, nem várt parancs sorrend, nem várt logikai kombináció vagy megszakítás igény jelentkezik, amit a program nem képes kezelni.

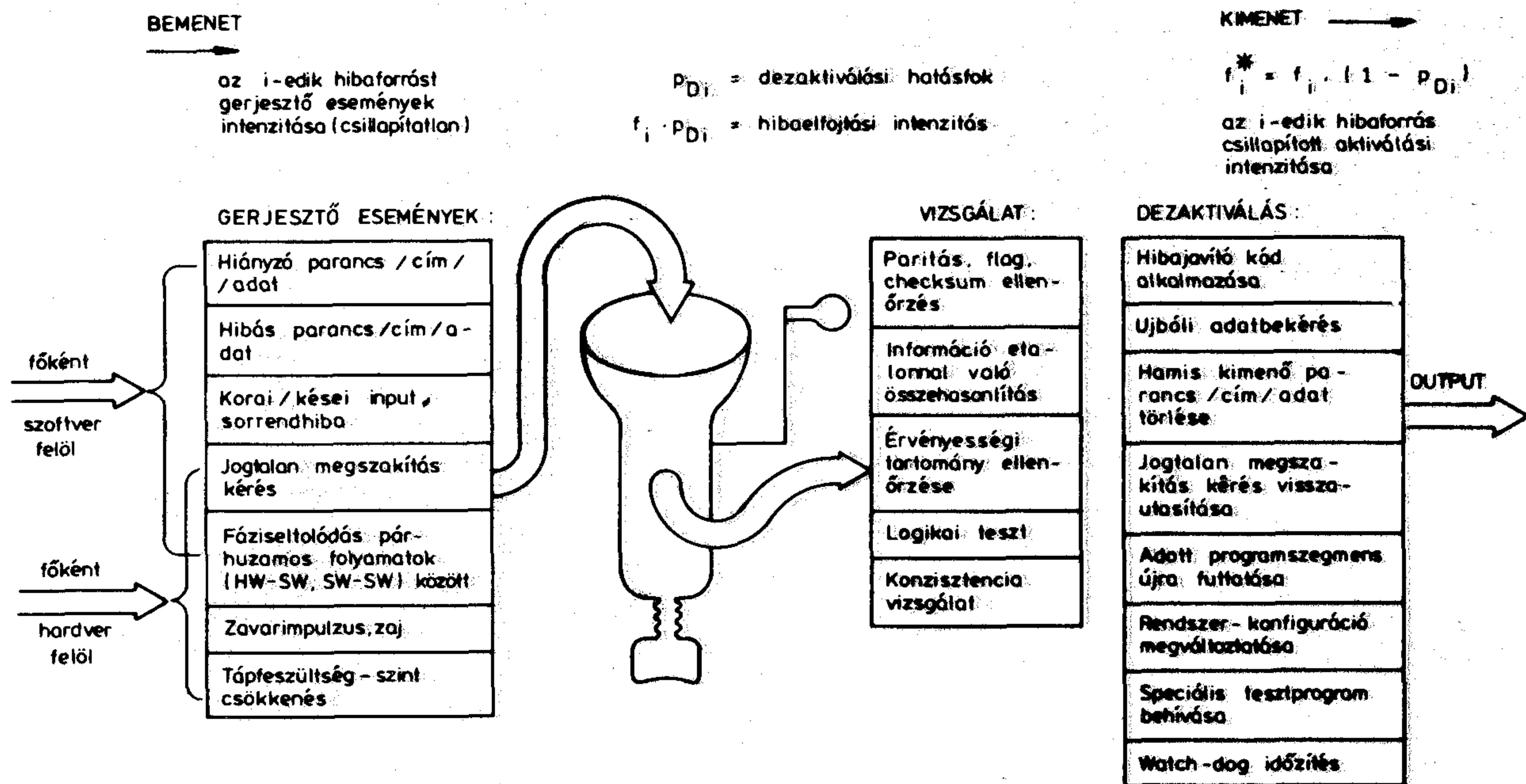
A szoftver hibaforrás kimenetén a gerjesztés "eredménye" található. A leggyakoribb kimeneti események: hamis információ, rossz időzítés (a kimenő jeje túl korán vagy túl későn jelenik meg), hibás parancs sorrend, végtelen ciklusba vezérlés, vagy a programfutás leállása (pl. két folyamat egymásra várása miatt), illegális vezérlés átadás, nem kívánt restart.

Ezzel rövid jellemzést adtunk egy - a szoftver megbízhatóság szempontjából kulcsfontosságú - fogalomról, a szoftver hibaforrásról vagy "SOFTWARE BUG"-ról. Nem kevésbé fontos azonban egy másik nélkülözhetetlen fogalom - a szoftver hibátűrő képesség, a "SOFTWARE ROBUSTNESS" - értelmezése sem.

5. A szoftver hibátűrő képesség fogalma

A szoftver hibátűrő képesség vagy szoftver "robusztuság" (software robustness) a szoftverbe beépített olyan képesség, amelynek célja, hogy a szoftver hibaforrások ("bug"-ok) aktiválódását megelőzze vagy elfojtsa. Elméletileg minden egyes szoftver hibaforráshoz hozzárendelhető egy hibagátló forrás úgy, hogy a kettő együtt *pár*t képezzen. Az 3. sz. *ábra* a hibátűrő képességet magában hordozó *hibagátló forrás* modelljét mutatja.

A hibagátló forrás bemeneti oldalán található az (i-edik) szoftver hibaforrást aktiváló (gerjesztő) események f_i intenzitása (átlagos ismétlődési frekvenciája).



3. ábra. A szoftver hibatűrő képessége: hibagátló forrás (Robustness Source) modellje

Az aktiváló események többnyire az alábbi választékból kerülnek ki:

- hiányzó cím/adat/utasítás a bemeneten;
- hibás cím/adat/utasítás a bemeneten;
- korai/kései bemenőjel, hibás sorrend;
- fáziseltolódás hardver/szoftver vagy szoftver/szoftver párhuzamos folyamatok között;
- jogtalan megszakítás kérés;
- zavarjel, zaj;
- tápfeszültség csökkenés.

A felsorolt események többsége szoftver folyamatokból vagy átmeneti hardver hibajelenségekből származhat.

A hibagátló forrás a vele "párhuzamosan kapcsolt" hibaforrás bemenetén jelentkező hibagerjesztő eseményeket tesztelés útján "igyekszik" kiszűrni. Ilyen teszt-eljárások pl.:

- a paritás/flag/checksum ellenőrzés;
- névleges adattal való összehasonlítás;
- érvényességi tartomány vizsgálat;
- logikai/konzisztencia vizsgálat.

A vizsgálat eredményétől függően a hibagátló forrás "intézkedéseket fogantatosíthat" a hibaforrás gerjesztésének megszüntetésére - más szóval - **d e z a k t i v á l á s á r a**. A dezaktiválás pl. az alábbi módon történhet:

- hibajavító kód alkalmazása;
- újbóli adatkérés;
- hibás kimeneti adat törlése;
- jogtalan megszakítás kérés visszautasítása;
- adott programszakasz vagy csomag újra futtatása;
- rendszer-konfiguráció megváltoztatása;
- speciális tesztprogram behívása;
- watch-dog időzítés;
- alarmjelzés az operátor számára.

Tudomásul kell venni, hogy a dezaktiválási eljárás nem minden esetben lesz sikeres. Előfordulhat, hogy a hibaforrás gerjesztését a hibagátló forrás nem képes elfojtani. A dezaktiválás sikerességét egy hatásfok jellegű mennyiséggel mérhetjük, a P_{Di} dezaktiválási vagy hiba elfojtási aránnyal, amely az i -edik szoftver hibaforrás sikeresen elfojtott gerjesztéseinek aránya az összes gerjesztéshez viszonyítva (elméletileg a sikeres elfojtás valószínűsége).

Az i -edik szoftver hibaforrás (BUG) és vele "párhuzamosan" kapcsolt szoftver hibagátló forrás (ROBUSTNESS SOURCE) közös kimenetén a gerjesztő események csillapított f_i^* aktiválási intenzitása jelennek meg:

$$f_i^* = f_i \cdot (1 - P_{Di}) \quad (i = 1, \dots, N) \quad (1)$$

ahol f_i az i -edik hibaforrás bemeneti oldalán jelentkező gerjesztő események csillapítatlan intenzitása (átlagos ismétlődési frekvenciája), az $1 - P_{Di}$ tényező pedig az i -edik szoftverhibaforrás **a k t i v á l ó d á s i h a t á s f o k** a, amit a továbbiakban Q_i -vel jelölünk.

$$Q_i = 1 - P_{Di} \quad (i = 1, \dots, N) \quad (2)$$

6. A hibaforrás és a hozzá tartozó hibagátló forrás együttélési modellje

A szoftver hibaforrás (SOFTWARE BUG) és a hozzá tartozó hibagátló forrás (ROBUSTNESS SOURCE) egymástól elválaszthatatlan kapcsolatban vannak, ahogyan azt a 4. ábra mutatja.

A modell bemenetén a hibagerjesztő események f_i csillapítatlan intenzitása jelenik meg, amely egyformán eljut a hibaforráshoz és a hibagátló forráshoz. A hibagátló forrás a gerjesztő esemény érzékelésekor vezérlő jelet ad a hibaforrással "sorba" kapcsolt csillapító tag-

nak. A csillapító tag kapcsolóként működik, amely a hibaforrás gerjesztése nyomán keletkező szoftver hibát vagy átengedi, vagy blokkolja (elfojtja). A csillapító tag kimenetén az i -edik szoftver hibaforrás csillapított $f_i^* = f_i \cdot Q_i$ aktiválási intenzitása fog megjelenni.

7. A szoftver megbízhatóság általános jellemzői

A szoftver megbízhatósági modell lépésről lépésre történő felépítése során eddig szándékosan elkerültük magának a szoftver hibának a meghatározását, mivel ennek megértéséhez több más fogalom előzetes bevezetése volt szükséges. Ezek birtokában most már definiálhatók a szoftver megbízhatóság alábbi jellemzői:

- Szoftver hibának nevezzük a szoftver hibaforrás (BUG) egyszeri aktiválását.
- Az i -edik típusú szoftver hibák száma egyenlő az i -edik szoftver hibaforrás (BUG) ismételt aktiválásainak számával.
- Az i -edik fajta szoftver hibaintenzitása egyenlő az i -edik szoftver hibaforrás csillapított aktiválási intenzitásával. Képletben:

$$Z_{swi} = f_i^* = f_i \cdot Q_i \quad (3)$$

vagyis a szoftver hibaintenzitás egyenlő a hibaforrás gerjesztési intenzitásának és az aktiválódási hatásfoknak a szorzatával.

Jelöljük valamely programcsomagban jelenlévő szoftver hibaforrások számát N -el, ezen belül az egyes hibaforrások sorszámát i -vel. ($i = 1, \dots, N$). Jelöljük továbbá a programcsomag egy konkrét alkalmazását A -val.

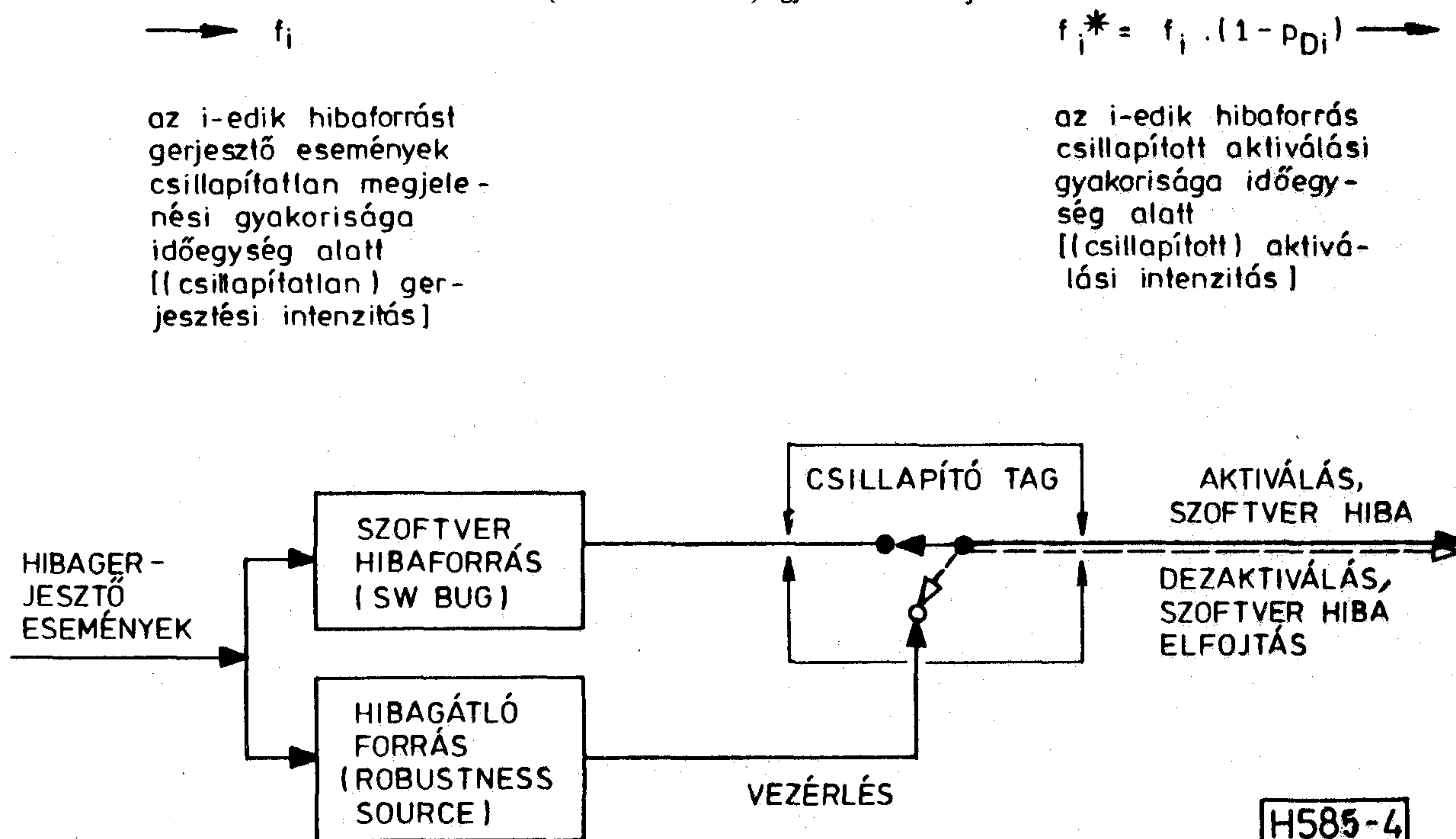
Minden program-modulnak, szegmensnek alkalmazásonként más és más lehet a futási gyakorisága. Ezzel összefüggésben nyilvánvaló az is, hogy az egyes modulokhoz, szegmensekhez hozzárendelhető hibaforrások (BUG-ok) aktiválási gyakorisága is alkalmazásonként különböző lehet. A programcsomag minden egyes A alkalmazásához megadhatók a programcsomagban lévő szoftver hibaforrások $f_1(A), f_2(A), \dots, f_i(A), \dots, f_N(A)$ gerjesztési intenzitásai, amelyek együtt egy N dimenziós $\vec{f}(A)$ vektorban foglalhatók össze. Ezt az $\vec{f}(A)$ vektort alkalmazásfüggő hibagerjesztési vektornak nevezzük. Ez a vektor független a programcsomagba illetve a rendszerbe beépített szoftver hibatűrő képességtől (a robustness-től) és kizárólag az adott A alkalmazástól függ. Másfelől jelöljük a programcsomagban lévő szoftver hibaforrások aktiválódási hatásfokát $Q_1, Q_2, \dots, Q_i, \dots, Q_N$ -nel. A programcsomag szoftver hibatűrő képessége (robosztussága) a

$$\vec{Q}(R) = (Q_1, Q_2, \dots, Q_i, \dots, Q_N) \quad (4)$$

hibafojtási vektor segítségével jellemezhető. Ez a hibafojtási vektor független a programcsomag konkrét alkalmazásaitól és csupán a programcsomagba, operációs rendszerbe és a hardver tesztelő eszközbe beépített hibatűrő képességtől, vagyis a szoftver "robosztusságától" függ. (A $\vec{Q}(R)$ jelölésben erre utal az R argumentum).

Jelöljük a programcsomag közepes futásidejét az A alkalmazásban $T(A)$ -val. Akkor az A alkalmazásban egyetlen programlefutás alatt a keletkező szoftver hibák várható számát az alábbi összefüggés határozza meg:

BEMENET 4. ábra. A hibaforrás (software bug) és a hozzá tartozó hibagátló forrás (robustness source) együttélési modellje KIMENET



$$r(A) = (\vec{f}(A), \vec{Q}(R)) \cdot T(A) =$$

$$= T(A) \cdot \left[\sum_{i=1}^N f_i(A) \cdot Q_i \right] \quad (5)$$

Ez azt jelenti, hogy a szoftver hibák várható száma programfutásonként két vektor skaláris szorzatával arányos: az egyik az $\underline{A}$ alkalmazástól függő hibagerjesztési vektor, a másik a rendszer hibatűrő képességétől függő hibafojtási vektor, az arányossági tényező pedig a programfutás $T(A)$ várható időtartama.

Egy további, nagyon hasznos szoftver megbízhatósági jellemzőt szolgáltat az /5/ összefüggés reciproka:

$$n(A) = 1/r(A) \quad (6)$$

$n(A)$ nem más, mint a szoftver hibák közti programfutások átlagos száma az $\underline{A}$ alkalmazásban. A gyakorlatban ennek a megbízhatósági jellemzőnek a jelentősége a legnagyobb. A most bevezetett megbízhatósági jellemzőkről a 3. táblázat nyújt áttekintést.

3. táblázat

Szoftver megbízhatósággal kapcsolatos mennyiségi jellemzők áttekintése

N	=	Adott programcsomaghoz és annak szoftver környezetéhez tartozó szoftver hibaforrások (SW bug-ok) száma;
i	=	Az egyes szoftver hibaforrások (SW bug-ok) azonosító sorszáma ($i = 1, \dots, N$)
A	=	Az adott programcsomagnak egy konkrét alkalmazása;
f_i	=	Az i -edik szoftver hibaforrás gerjesztési intenzitása;
P_{Di}	=	Az i -edik szoftver hibaforrás dezaktiválási (vagy hibaelfojtási) hatásfoka, amely a hibaforráshoz párosított hibagátló forrás (robustness source) működésének az eredménye;
Q_i	=	$1 - P_{Di}$ az i -edik szoftver hibaforrás aktiválódási hatásfoka;
f_i^*	=	$f_i \cdot Q_i$ az i -edik szoftver hibaforrás aktiválási intenzitása vagy másképpen: az i -edik fajta szoftver hibaintenzitás;
Z_{SWi}	=	$f_i^* = f_i \cdot Q_i$ az i -edik szoftver hibaforrás aktiválásából származó szoftver hibaintenzitás (IEC-kompatibilis jelöléssel);
$f_i(A)$	=	Az i -edik szoftver hibaforrás gerjesztési intenzitása az adott $\underline{A}$ alkalmazásban;
$\vec{f}(A)$	=	$(f_1(A), f_2(A), \dots, f_i(A), \dots, f_N(A))$ alkalmazásfüggő szoftver hibagerjesztési vektor;
$\vec{Q}(R)$	=	$(Q_1, Q_2, \dots, Q_i, \dots, Q_N)$ szoftver hibafojtási vektor;
R	=	A programcsomagba, operációs rendszerbe és a hardverbe beépített szoftver hibatűrő képesség (= szoftver robosztusság)
$T(A)$	=	A programcsomag közepes futási ideje az $\underline{A}$ alkalmazásban;
$r(A)$	=	$(\vec{f}(A), \vec{Q}(R)) \cdot T(A) = T(A) \cdot \left[\sum_{i=1}^N f_i(A) \cdot Q_i \right]$ a szoftver hibák várható száma az $\underline{A}$ alkalmazásban, egyetlen program lefutás alatt;
$n(A)$	=	$1/r(A)$ két szoftver hiba közti programfutások átlagos száma az $\underline{A}$ alkalmazásban.

8. A sokdimenziós szoftver állapotter modellje

Az előzőekben ismertetett fogalmakra alapozva lehetőség nyílik egy sokdimenziós szoftver állapotter modelljének megalkotására, amelyben

- egzakt módon áttekinthetővé válnak a programfutás környezeti feltételei;
- a szoftver hibaforrások az állapotter meghatározott pontthalmazával azonosíthatók;
- maga a programfutás az állapotterben mozgó, ponttal jellemezhető.

A szoftver működése bonyolult számítástechnikai-műszaki környezetben, az úgynevezett működéstérben zajlik. Ezt a működéstér egy nagyon sok dimenziós állapotterrel azonosíthatjuk, amely a következő al-
t e r e k k e l rendelkezik:

- PCA : parancskészlet, cím- és adatmező;
- LF : a logikai feltételek összes lehetséges kombinációi, amelyek a programfutás során a döntéseket befolyásolhatják;
- IS : időskálák összessége, amelyek a hardver- és szoftver folyamatok során szinkronizmusokat, szekvenciákat, szemaforozást és maszkolást szabályoznak;
- IRK : Azon állapotok összessége, amelyek a szoftver folyamatok megszakítására vonatkozó kérések elfogadását vagy visszautasítását meghatározzák; (IRK = interrupt kérés);
- HVZ : Az összes lehetséges hardver eredetű zavaró jelenség, amely a szoftver működését befolyásolhatja;
- EMB : A rendszer kezelő személyzetének minden olyan beavatkozása, amelyet a fentebbi alterek nem tartalmaznak.

A működéstér szerkezetét egy rendkívül sokdimenziós derékszögű koordináta rendszer határozza meg, amelyben maga a működéstér diszkrét ponthálót képez, kvantált időskálákkal.

A programfutás minden egyes lépéséhez egy diszkrét állapot tartozik, amelyet a működéstérben egy pont képvisel. Az egymást követő programlépések diszkrét pontsort alkotnak. Ezt a pontsort a programfutás $n y o m v o n a l á n a k$ (SPUR-jának) is nevezhetjük. Minden egyes programfuttatáshoz a működéstérben egy adott nyomvonal tartozik. Ugyanannak a programcsomagnak különböző $\underline{A}$ alkalmazásokban a nyomvonala természetesen különböző, de még egy-ugyanazon alkalmazásban is az egymásutáni futtatások nyomvonala a döntési pontokban elágazhat és a bemenő paraméterek függvényében statisztikai szórást mutathat.

Ha a működéstér teljes állapotterrel sikerült modellezni, akkor a programcsomag valamennyi hibaforrása egyértelműen azonosítható az állapotternek valamely pontthalmazával.

Ha a programfutás nyomvonala valamelyik szoftver hibaforrás (BUG) pontthalmazának egyik pontjára

r á f u t (hasonlóképpen, mint ahogy egy hajó a tengeren aknára fut), akkor két eset lehetséges:

- a szoftver hibaforrás a gerjesztés nyomán aktivizálódik és szoftver hiba áll elő;
- vagy a hibaforráshoz társuló hibagátló forrás sikeresen elfojtja a gerjesztést és tovább engedi a zavartalan programfutást.

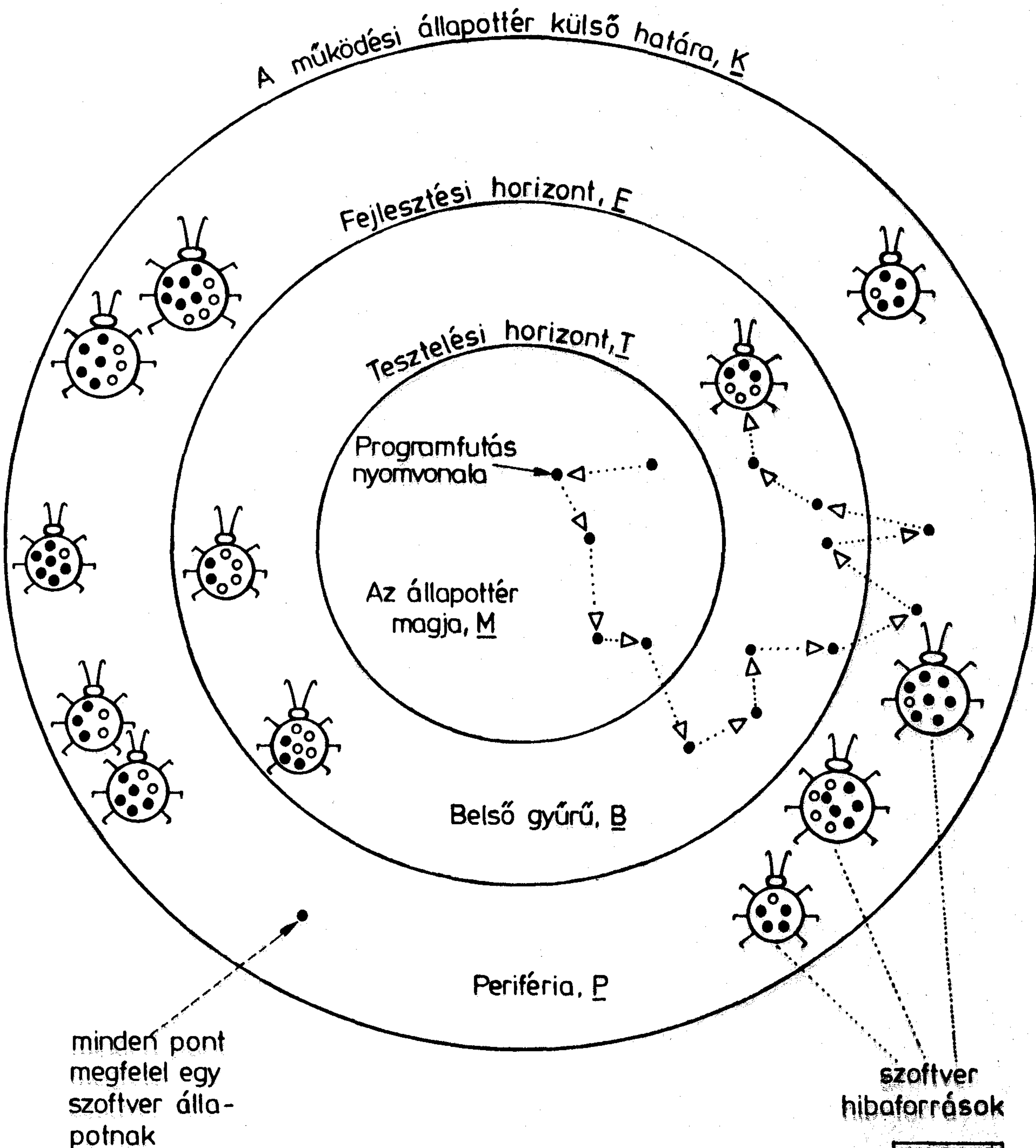
Ily módon - elméletileg - a programfutásnak és a szoftver hibaforrások aktivizálódásának igen szemléletes áttekintésére nyílik lehetőségünk. Sajnos a számítástechnika mai állása még nem teszi lehetővé több száz- vagy több ezer-dimenziós állapotterek kezelését.

Ez a jövő feladata. Demonstrációs célra azonban kiválóan alkalmas az az egyszerűsített, kétdimenziós modell, amelyet az alábbiakban bemutatunk.

9. A szoftver állapotter két-dimenziós demonstratív modellje

A sok száz- vagy ezer dimenziós működési állapotteret szemléletesség kedvéért helyettesítsük a síknak egy köralakú tartományával, ahogy azt a 5. ábra mutatja.

Az ábra szerinti szoftver állapotter megbízhatóság szempontjából három tartományra bontható.



5. ábra. A szoftver állapotter egyszerűsített, kétdimenziós demonstratív modellje

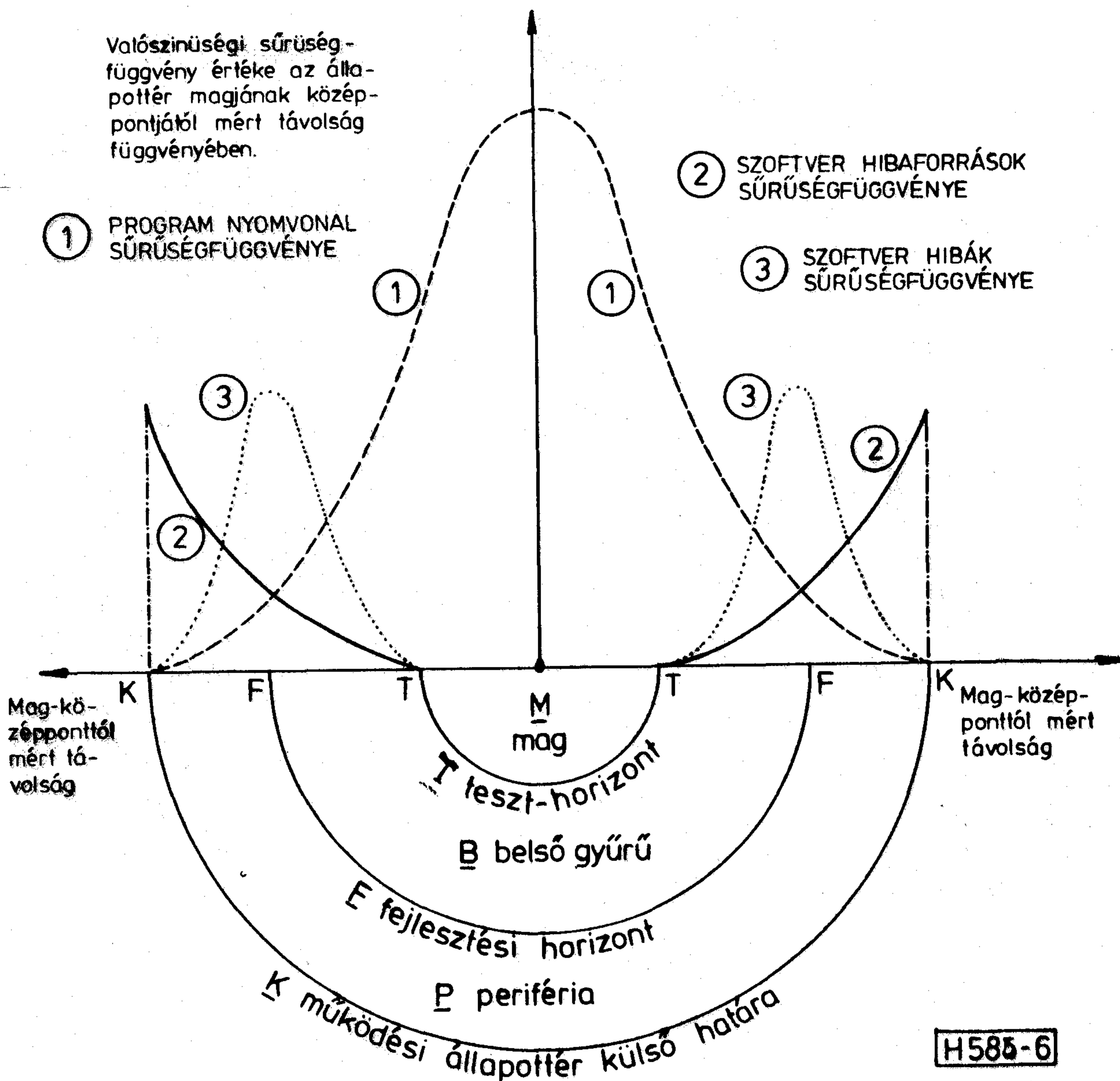
H585-5

Az első tartomány az állapottér magja ($\underline{M}$), amely a $\underline{T}$ teszt-horizonton belül helyezkedik el. Ennek a tartománynak minden pontját az jellemzi, hogy 100 %-os teszt-eljárással végig vizsgálták és közben az összes szoftver hibaforrást (BUG-ot) kiküszöbölték innen. Ennek következtében a programfutás itt garantáltan hibamentes, azaz a szoftver abszolút hibamentesnek fog mutatkozni.

A második tartomány - az úgynevezett belső gyűrű (B) - a $\underline{T}$ teszt-horizont és az $\underline{F}$ fejlesztési horizont között található. A szoftver hibaforrások (BUG-ok) száma ebben a tartományban kicsi, mivel a szoftver fejlesztők a programot úgy igyekeztek megírni, hogy az előre látható hibaforrásokat kiküszöböljék. Azon kívül teszt-eljárásokkal és szimuláció segítségével a mégis bekerülő szoftver hibaforrások egy részét szintén feltárták és kiküszöbölték, jóllehet a teszt-eljárások hatásfoka ebben a tartományban már korántsem 100 %-

os mélységű, mivel a működéstérnek ebben a tartományában a lehetséges állapotoknak a száma olyan hatalmas, hogy azok teljeskörű tesztelése időkorlátok miatt lehetetlen. Erre a belső gyűrűre jellemző még az is, hogy itt a rendszer hibatűrő képessége jobb, mint a gyűrűn kívül, hiszen a szoftver fejlesztők - a fejlesztési horizonton belül lévén - nemcsak az előre látható hibaforrásokat igyekeztek kiküszöbölni, hanem hibagátoló források beépítésével igyekeztek a felmért lehetséges bennmaradó hibaforrások gerjesztése ellen is védelmet nyújtani. Ennek következtében kézenfekvő, hogy a bennmaradó hibaforrások dezaktiválási hatásfoka a fejlesztési horizonton innen magasabb, mint azon túl, hiszen az előre nem látható, fejlesztési horizonton túli hibaforrások aktiválódása elleni védekezés már nem lehet igazán tervszerű.

A szoftver állapottér harmadik tartománya a külső gyűrű, vagy periféria tartomány (P), amely az $\underline{F}$ fej-



6. ábra. Megbízhatósági jellemzők statisztikai eloszlása a szoftver állapottérben

lesztési horizont és a működési állapotter külső határa (K) között helyezkedik el. Ez a tartomány - több száz vagy ezer dimenzióban gondolkozva - szinte megszámlálhatatlan mennyiségű illegális működési állapotot tartalmaz, amelynek a létezéséről a szoftver fejlesztőknek nem volt tudomása, vagy legalább is létezésüket tudatosan nem vették számításba. Nyilvánvaló, hogy az ide bekerülő szoftver hibaforrások létezésére sem gondolt előre senki és azok feltárására sem készült megfelelő tesztelési eljárás. Kézenfekvő, hogy ebben a periféria tartományban a szoftver hibaforrások száma lényegesen magasabb, mint a B belső gyűrűben.

Az 5. ábra mindezt jól szemlélteti. Kiegészítésül megjegyezzük, hogy az ábrán minden egyes szoftver hibaforráshoz ("bogárhoz") az állapotternek két, különböző módon jelölt ponthalmaz tartozik: az üres karikák hibaforráson belül azokat az állapotokat jelképezik, amelyekben a hiba elfojtása sikeres, míg a tömör karikák azokat, amelyekben a hiba elfojtása sikertelen.

10. Megbízhatósági jellemzők eloszlása a szoftver állapotterben

A programfutással kapcsolatos legfontosabb megbízhatósági jellemzők eloszlás-típusait a 6. ábrán szemléltettük.

A program futása közben leggyakrabban az állapotter belső M magjának pontjait érinti és ritkábban kalandozik el a B belső gyűrű - még ritkábban a P periféria - területére. Statisztikai szemmel nézve úgy fogalmazhatunk, hogy a programfutás nyomvonalán a k valószínűségi sűrűség-függvénye az M magtartomány középpontjában veszi fel maximumát és ettől a középponttól távolodva harang-görbe szerint monoton csökken a működési állapotter külső (K) határáig, ahol értéke 0. (Lásd az 1. sorszámú görbét az ábrán).

A szoftver hibaforrások előfordulásának valószínűségi sűrűségfüggvénye az állapotter belső M

magjában nulla (mivel ott szoftver hibaforrások nincsenek), majd a T tesztelési horizonttól kezdve monoton növekszik a működési állapotter K külső határáig. (2. sorszámú görbe).

Végül a hibaforrások aktiválása folytán előálló szoftver hibák előfordulásának valószínűségi sűrűségfüggvénye valahol az F fejlesztési horizont közelében veszi fel maximumát, miközben mind a T teszt-horizont, mind a K külső állapotter határ felé haladva nullához tart. (Lásd a 3. sorszámú görbét).

11. Az adott szoftver megbízhatósági modell jelentősége

Az ismertetett modell célja elsősorban az, hogy segítsen átfogó képet alkotni a szoftver megbízhatóság lényegéről és olyan rendszer-szemléletű gondolkodásmódot honosítson meg, amelynek segítségével a szoftver megbízhatóság problémái jól megragadhatók és kezelhetők. Természetesen a szoftver technika kitermelhet olyan bonyolult megbízhatósági problémákat is, amelyek lényegének megragadásához a jelenlegi modell továbbfejlesztése szükséges. Mégis remélhető, hogy az ismertetett modell - a számítástechnika gyors fejlődésével - már a közeli jövőben nem csak demonstratív, hanem gyakorlati számításokra alkalmas modell lesz, amelynek segítségével számos mai szoftver megbízhatósági feladatot megoldhatunk.

IRODALOM:

- [1] Hermann Kopetz: Softwarezuverlässigkeit. Teubner Verlag, Leipzig, 1977.
- [2] J. D. Musa: Software Reliability Measurement. The State of the Art. EUROCON' 82 Proceedings, 655. old. Copenhagen, 1982.
- [3] B. Littlewood - J. L. Verall: Likelihood Function of a Debugging Model of Computer Software Reliability. IEEE Transactions on Reliability, 1981. 6.
- [4] Siemens/R. Asam - N. Drenkard - H. Heinz Maier: Qualitätsprüfung von Softwareprodukten. München, 1986.

Fóliabetétes sávszűrők tervezése

DR. NAGY LÁSZLÓ

Távközlési Kutató Intézet

ÖSSZEFOGLALÁS

Ezen cikk a fóliabetétes szűrők méretezésének egyszerű módját ismerteti. Az E-síkú fémszalag jellemzőit az S paraméterek méréséből határozzuk meg. A számítógépes programba foglalt polinomot regressziós analízissel kapjuk. Végül egy megvalósított szűrő mérési eredményeit mutatjuk be.

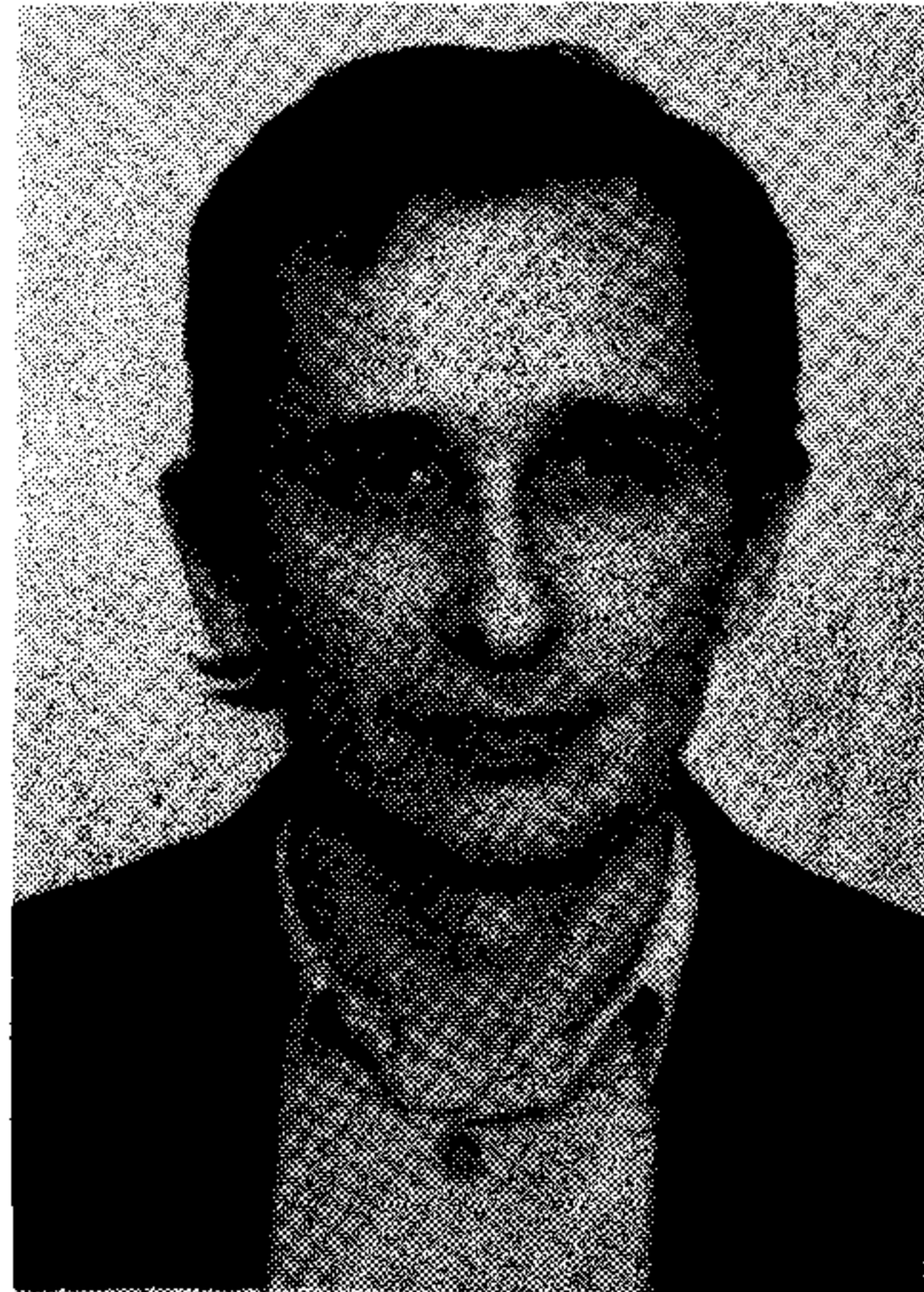
1. Bevezetés

A milliméteres hullámú sávban üzemelő szűrőtípus kiválasztásánál fokozott figyelmet kell fordítanunk a fellépő veszteségekre. Másfelől a kis mechanikai méretek szigorúbb követelményeket jelentenek a szűrő konstrukciós kialakításával és gyártástechnológiájával szemben. A fóliabetétes szűrők kedvező elektromos és gyárthatósági tulajdonságaik révén jól megfelelnek a fenti követelményeknek. Jellegüket tekintve az induktív botokkal csatolt csőtápvonalas szűrőkhöz hasonlíthatók, reprodukálhatósági tulajdonságaik azonban kedvezőbbek. Mivel dielektrikumot egyáltalán nem tartalmaznak, veszteségük kicsi. Szerkezeti felépítésük és gyártásuk egyszerű. A csőtápvonalban elhelyezkedő fóliabetét planártechnikai eljárással nagy pontossággal realizálható.

A csőtápvonalba épített E-síkú planár áramkörök alkalmazásáról az 1970-es évek elején jelentek meg az első irodalmi beszámolók. [1, 2] A méretezés alapkérdése az induktív szalag elektomos paramétereinek ismerete, amelyeket Y. Konishi és K. Uenakada variációs módszerrel számítottak ki. [2] Az eredmények normalizált formában görbesereggel adhatók meg és az összes csőtápvonal sávra általánosan használhatók. A 80-as évek elején megjelent cikkek a tervezés új és pontosabb módszeréről számolnak be. [3, 4] A szűrőt nem a diszkontinuitások helyettesítőképe alapján, hanem az általánosított S mátrix optimalizálásával méretezik. Általános esetben a csőtápvonal terét ortogonális módusok összege adja meg. N módus esetén ez 2N kapus helyettesítő hálózatra vezet, amelynek szórási paramétereit az általánosított S mátrix írja le. Ily módon a magasabb módusok hatása is bevonható a vizsgálatba és a szűrő viselkedése mind az áteresztő, mind pedig a zárótartományban pontosabban írható le. A számított és mért jellemzők nagyon jól egyeznek.

Az I. táblázatban irodalomban közölt eredmények alapján összefoglaltuk a fóliabetétes szűrőkkel különböző frekvenciasávok és relatív sáv szélességek esetén elérhető beiktatási csillapítás értékeit.

A továbbiakban a fóliabetétes szűrők méretezésének a mérnöki gyakorlatban gyorsan és kényelmesen



DR. NAGY LÁSZLÓ

1971-ben végzett a BME Híradástechnikai szakán. 1986-ban mikrohullámú szakmérnöki diplomát, 1987-ben egyetemi doktori fokozatot szerzett. 1974 óta dolgozik a Távközlési Kutató Intézetben mint tudományos főmunkatárs. Mikrohullámú vevők fejlesztésében és mérésében vesz részt. Fő szakterülete a mikrohullámú alkatrészek tervezése és gyártástechnológiai kérdései.

Optimalizált fóliabetétes szűrőkkel elért beiktatási csillapítások

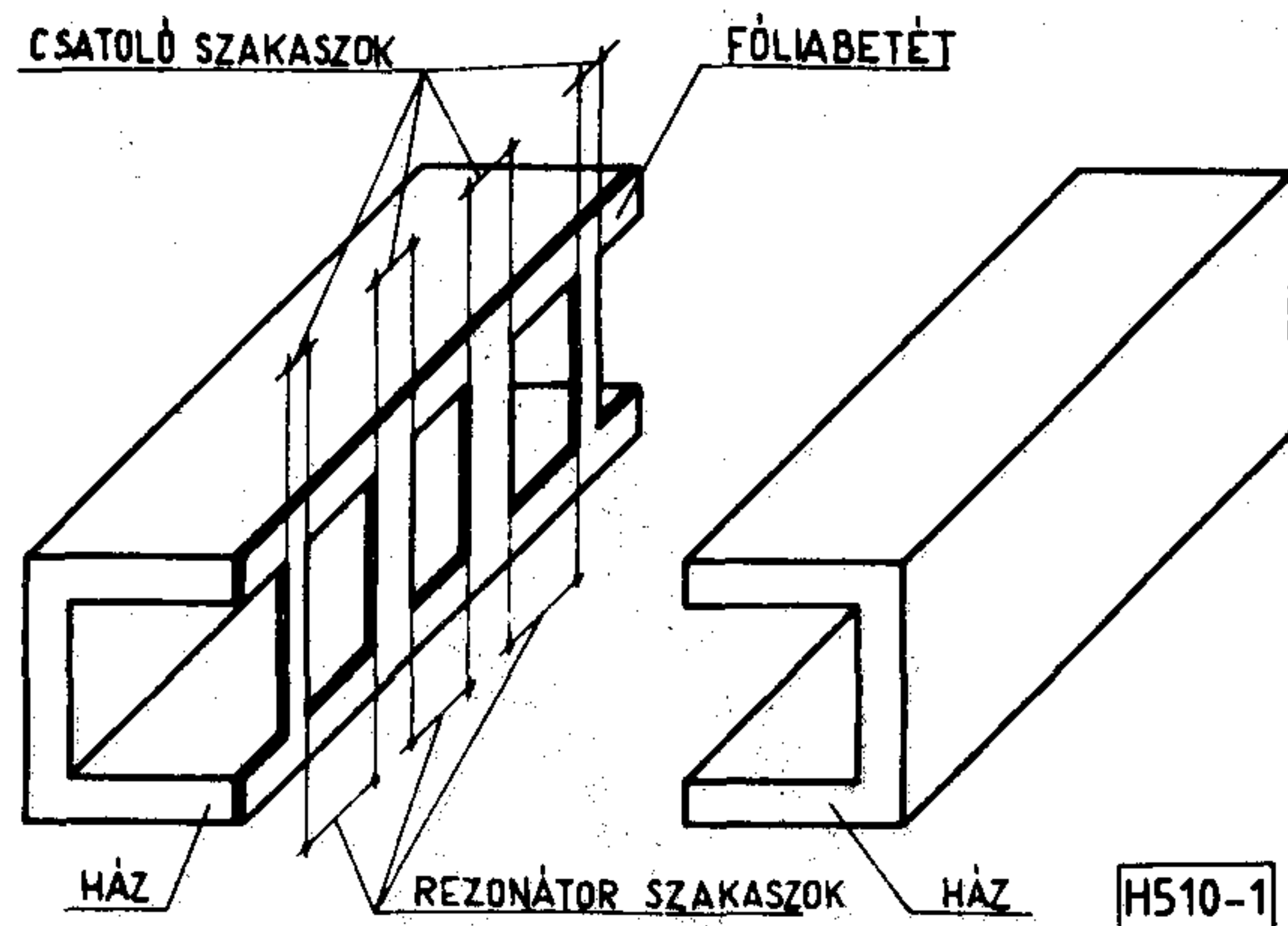
1. táblázat

Sávközépi fr. (GHz)	12,1	32,5	62,5	75
Rel. sáv szélesség (%)	9,3	1,5	2	1,3
Rezonátorok száma	4	3	3	3
Beiktatási csill. (dB)	0,1	0,6	0,5	0,50,7

alkalmazható módszerét ismertetjük. A méretezés a diszkontinuitások alaplómódusra vonatkozó helyettesítőképe alapján történik. A paramétereket mérésekből határozzuk meg és közelítő függvényekkel adjuk meg, amelyeket számítógépes programba foglalunk. Így a diagramok lassú és kényelmetlen használatát elkerüljük.

2. Szerkezeti felépítés

Egy fóliabetétes sávszűrő kialakítását az 1. ábra szemlélteti. A fólia vastagsága 0.05 és 1 mm közötti érték, anyaga általában réz. Vékony fólia esetén a rajzolat kialakítása fotomaratással, vastag fóliánál kivágó szerszámmal történik. A kész betétlemez a ház két része fogja közre. A pontos illeszkedést illesztőcsapok,



1. ábra. A szűrő szerkezete

az összefogást csavarok biztosítják. A ház homlokfelületein a szabványos karima méreteknél megfelelően menetes vagy átmenő furatok találhatók. A méretezés feladata a rezonátor és csatoló szakaszok hosszának meghatározása.

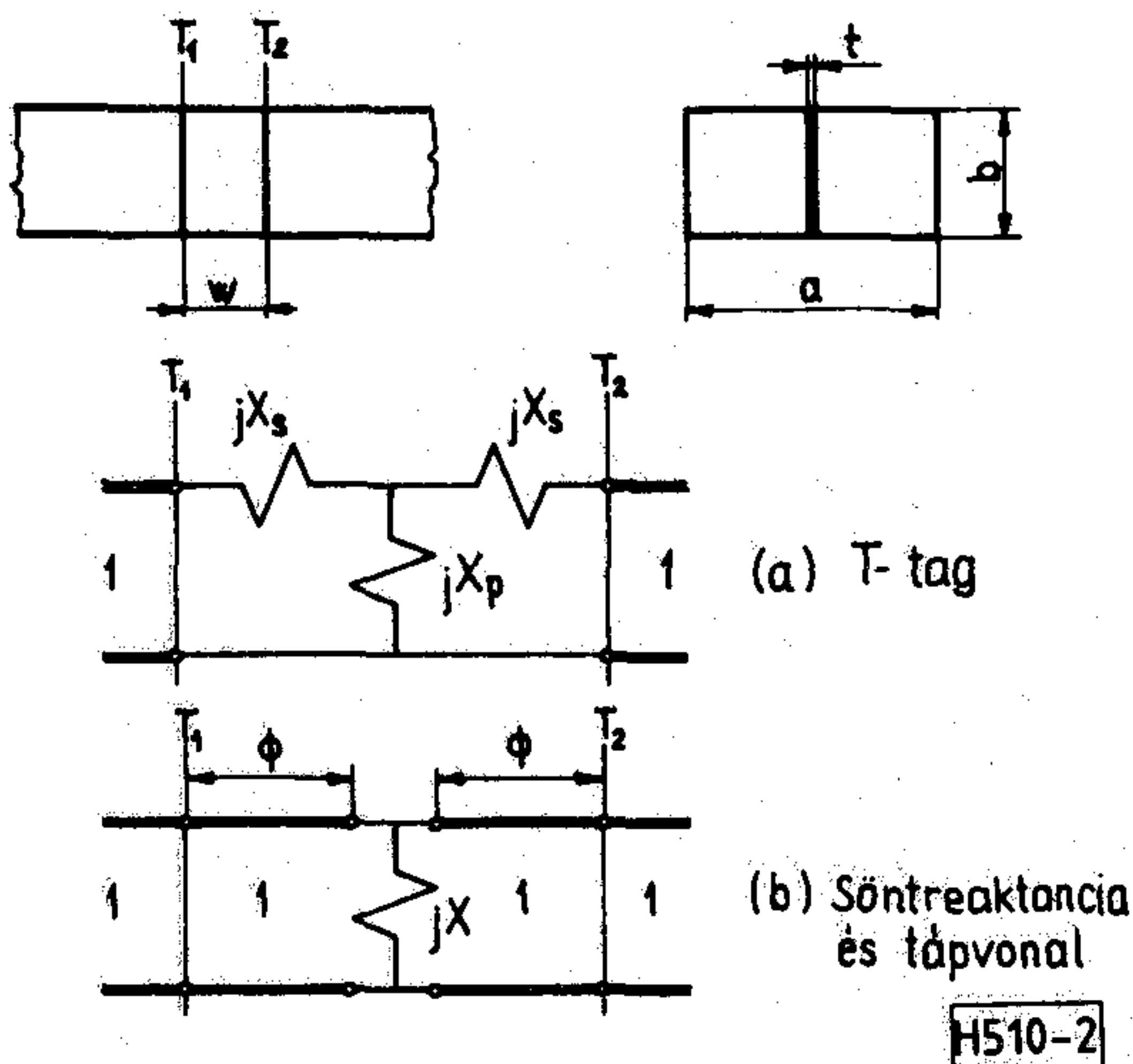
3. A szalag alakú diszkontinuitás paraméterei

Ha a csőtápvonalban terjedő TE_{10} hullám útjába az elektromos térrel párhuzamosan egy fémszalagot helyezünk, a két fal között a szalagon keresztül áram folyik. Az áram nagysága és eloszlása olyan, hogy az általa keltett és a beeső tér együtt eleget tegyen a határfeltételeknek. Ideális fémfelület esetén az

$$n \times E = 0 \text{ és } n \cdot H = 0$$

feltételeknek kell teljesülni a szalag és a tápvonal felületénél.

Az eredeti hullám a szalag környezetében tehát megváltozik, vagyis a diszkontinuitás következtében az alapl módus mellett magasabb módusok is fellépnek. Ezek - amennyiben a csőtápvonal üzemi frekvencia tartományában vagyunk - nem terjedő vagy másnéven eltűnő módusok. A diszkontinuitástól távolodva nagyságuk exponenciálisan csökken. Az energia szállításában nem vesznek részt, viszont energiát tárolnak. A veszteségmentes diszkontinuitás a TE_{10} terjedő módus szempontjából tehát reaktanciákból álló helyettesítőképpel vehető figyelembe, amit az említett szalag esete a 2. ábra mutat.

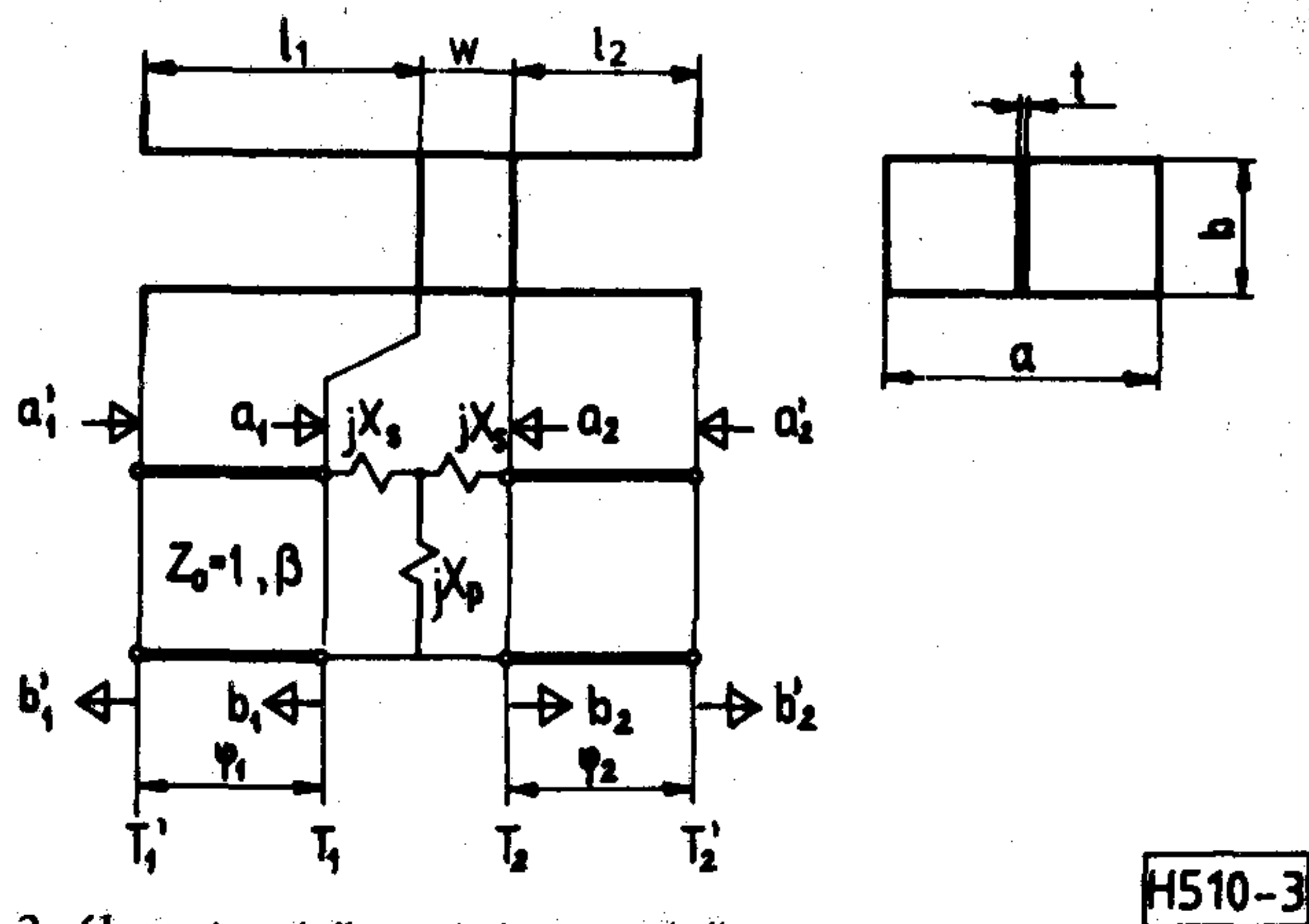


2. ábra. A csőtápvonalban lévő E-síkú szalag helyettesítőképe

Az irodalomban mind az (a) mind a (b) ekvivalens megadása szokásos. Az elemértékek között az alábbi kapcsolat áll fenn:

$$X_s = \tan \phi \text{ és } X_p = \frac{X(1 + \tan^2 \phi)}{1 - 2X \tan \phi} \quad (1)$$

A bevezetésben említetteknek megfelelően a helyettesítőképp elemértékeit mintasorozatok méréséből határozzuk meg. A mérőszelvényben elhelyezkedő szalag jellemző méreteit és helyettesítő kapcsolását a 3. ábra mutatja.



3. ábra. A mérőszelvényben lévő szalag

A befogó csatlakozó síkjaira vonatkozó szórás paraméterek hibakorrekciós programmal kiegészített számítógép vezérlésű hálózat analízátorral mérhetők.

A mérés elvi menete:

- Megmérjük a T'_1 , T'_2 síkokban az elrendezés S' paramétereit a frekvencia függvényében.
- Az L_1 és L_2 hosszak ismeretében a referenciasíkok transzformációjával meghatározzuk a szalag S paramétereit. Az ábra jelöléseivel:

$$S_{ij} = S'_{ij} \exp[j(\varphi_i + \varphi_j)] \quad i, j: 1, 2 \quad (2)$$

A szalag S mátrixára érvényesek az alábbi összefüggések:

$$\begin{aligned} \text{Reciprok} \quad S_{12} &= S_{21} \\ \text{Szimmetrikus} \quad S_{11} &= S_{22} \end{aligned} \quad (3)$$

$$\text{Veszteségmentes } |S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = 1 \text{ és } \varphi_{12} = \varphi_{11} \pm \frac{\pi}{2}$$

- Az S ismeretében meghatározzuk a Z mátrixot:

$$Z = (E + S)(E - S)^{-1} \quad (4)$$

ahol E az egységmátrix.

- Az impedancia mátrix elemeiből az X_s , X_p értékek egyszerűen számíthatók. Az induktív T-tag impedancia mátrixa:

$$Z = \begin{bmatrix} j(X_s + X_p) & jX_p \\ jX_p & j(X_s + X_p) \end{bmatrix} \quad (5)$$

Tehát

$$jX_p = Z_{12} \text{ és } jX_s = Z_{11} - Z_{12} \quad (6)$$

A mérések kiinduló feltételei közül a frekvencia tartomány, a mintaméret, valamint a mérőszelvény méreteinek megválasztásával kell foglalkoznunk. A frekvencia tartományt 10 - 15 GHz-re választottuk, amely az R120, 19x9,5 mm méretű csőtápvonal üzemi frekvenciasávjának felel meg. A minták w szélességét úgy célszerű felvenni, hogy az adott frekvenciasáv esetén a w/λ_0 értéke a szűrőtervezésben szokásos 0,05-0,7

tartományt lefedje. Ennek megfelelően a w értékek 0,8 1,6 3,2 6,4 12,8 16 és 20 mm voltak.

A minták vastagsága 0,05 illetve 0,1 mm. Ilyen vastagságnál a fólia alakja fotomaratással is kialakítható.

A mérőszelvény hosszát úgy kell megválasztani, hogy a csatlakozó síkoknál a magasabb módusok a TE_{10} alaplómódushoz képest elhanyagolhatóak legyenek. Másrészt figyelembe kell vennünk, hogy a hossz növelésével a fázisváltozás meredeksége, illetve a fázismérés bizonytalansága nő. A minta széle és a befogó csatlakozó síkja közötti csőtápvonal szakasz a magasabb módusokra határfrekvencia alatti csillapítóként viselkedik. A csillapítás értéke:

$$a = 20 \lg \exp \left[\frac{2\pi l}{\lambda_h} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_h}{\lambda_0} \right)^2} \right] \quad (7)$$

ahol λ_h az adott, magasabb módushoz tartozó hullámhossz,

λ_0 a mérési frekvenciához tartozó hullámhossz,

l a csőtápvonal hossza.

(7) alapján az első magasabb módusra TE_{30} $l = 13$ mm és $f = 14,5$ GHz esetén $a = 44$ dB csillapítás adódik. A mérőszelvény teljes L hossza $w_{\max} = 20$ mm figyelem-

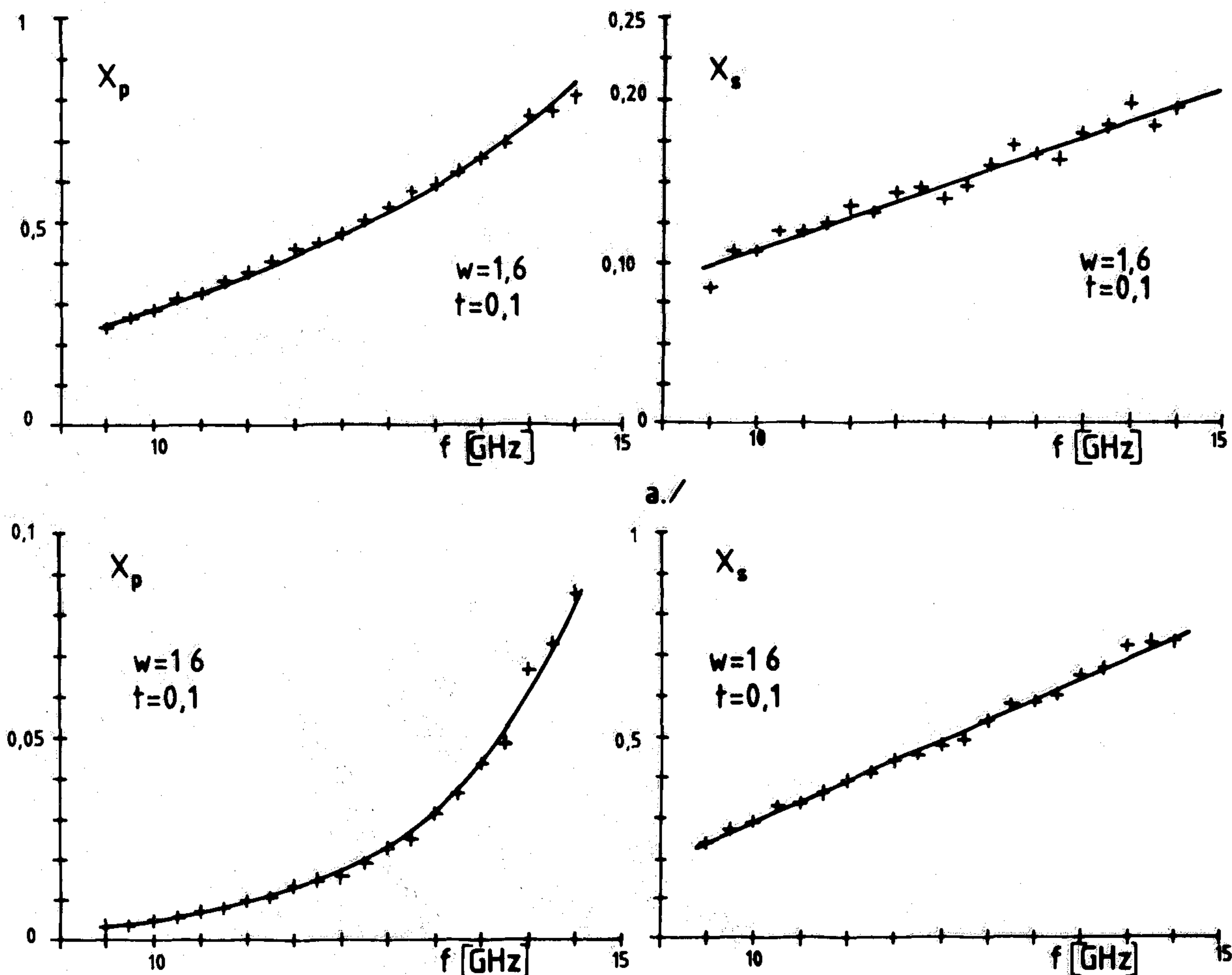
A w szélességű szalag szórési paramétereinek mérése, valamint a (4) - (6) képletek kiszámítása után rendelkezésünkre áll az X_s , X_p normalizált reaktanciák értéke a frekvencia függvényében. A 4. ábra erre mutat példát egy keskeny és egy széles szalag esetén. A "+" jel a mért értéket, a folyamos vonal a pontsorozatra a legkisebb négyzetösszeg módszerrel felvett függvénygörbét ábrázolja.

Az eredményekből megállapítható, hogy az $X_s(f)$ soros reaktancia az alaplómódusnak megfelelő frekvenciasávban egyenessel, míg az $X_p(f)$ párhuzamos reaktancia exponenciális függvénnyel közelíthető. A közelítő függvények tehát egy adott w szélességű minta esetén

$$X_s(f) = a \cdot f + b \quad (8)$$

$$X_p(f) = c \exp(d \cdot f) \quad (9)$$

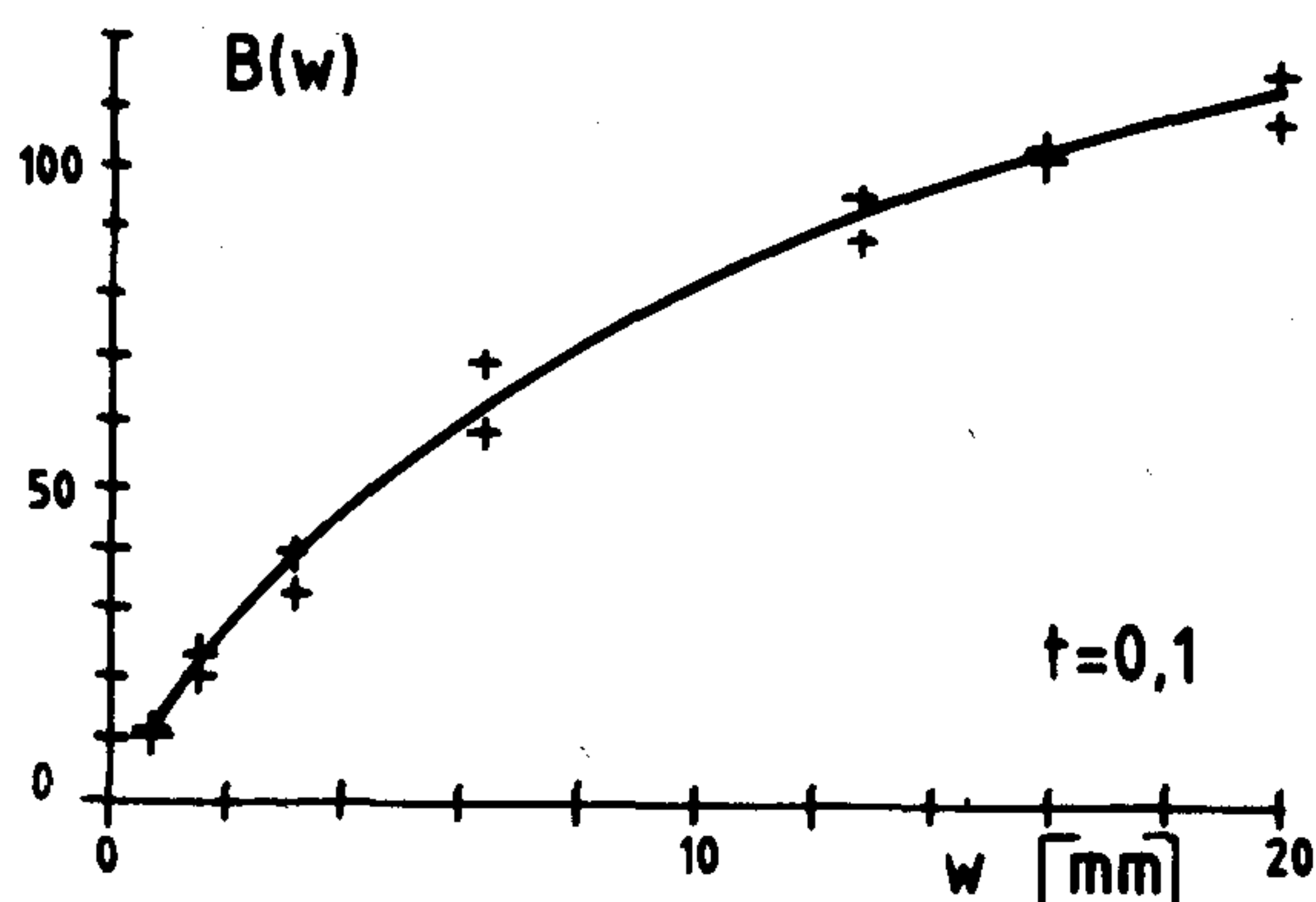
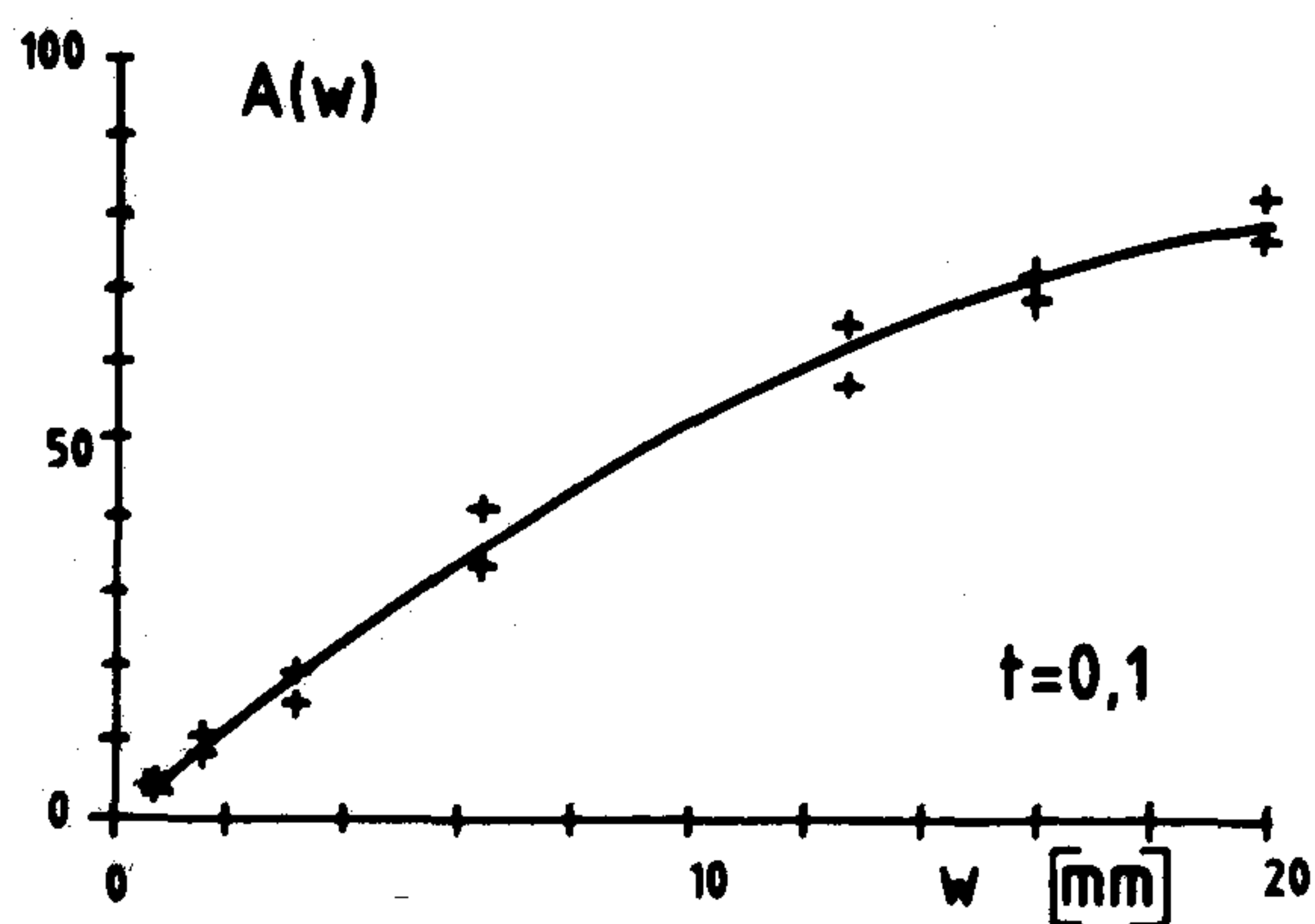
alakban írhatók fel, ahol az a , b , c és d állandók abból a feltételből határozhatók meg, hogy az eltérések négyzetösszege minimális legyen. Az együtthatók természetesen a w függvényei. Az összetartozó együttható és szalagszélesség értékek úgy tekinthetők, mint egy $a(w)$, $b(w)$, stb. függvény méréseiből kapott pontjai. Ezen pontsorozatokra polinomos közelítéssel függvények illeszthetők. A közelítő polinomok együtthatóit



4. ábra. Az $X_p(f)$ és $X_s(f)$ normalizált reaktanciák mért értékei:
a./ $w = 1,6$ mm, b./ $w = 16$ mm

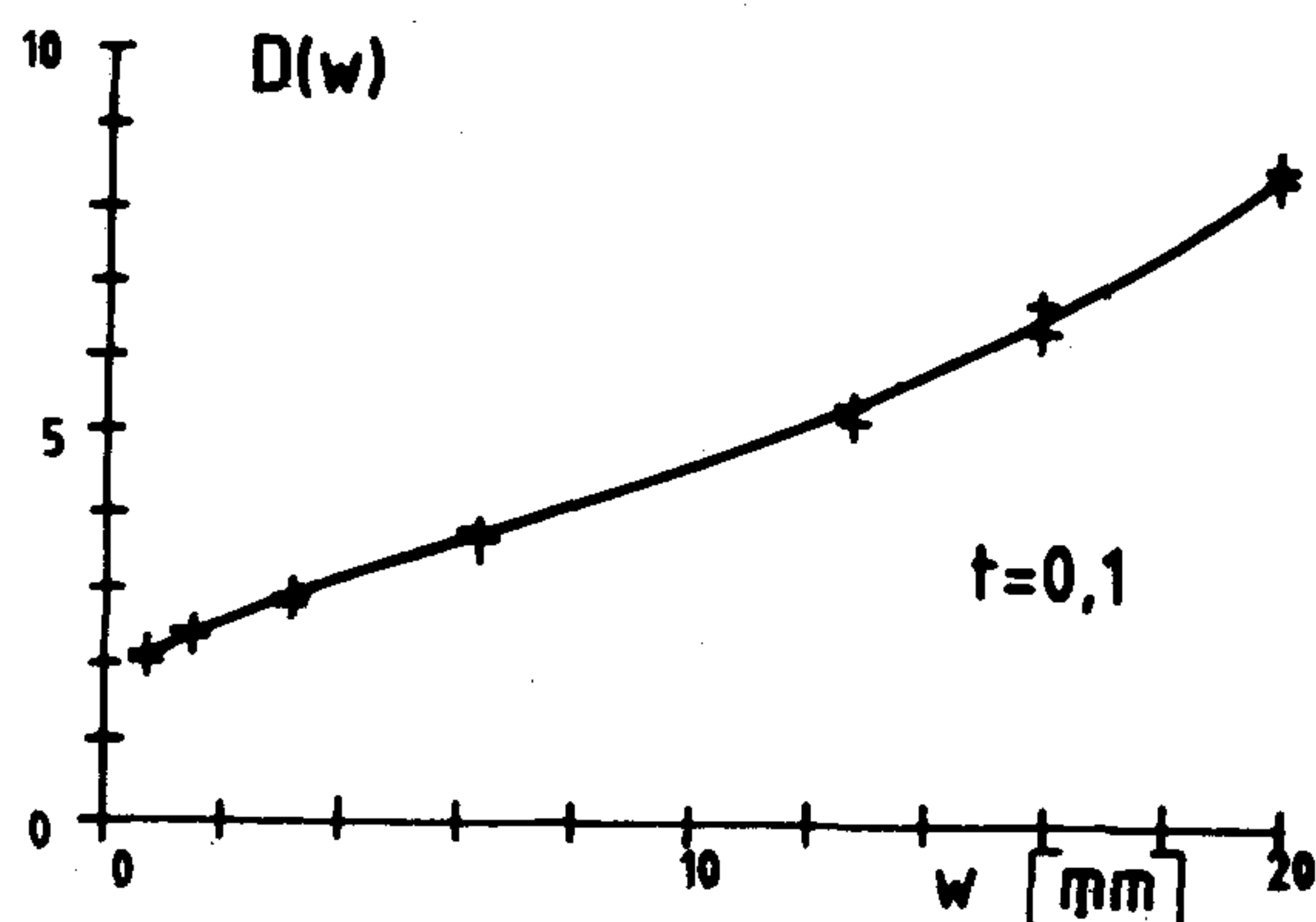
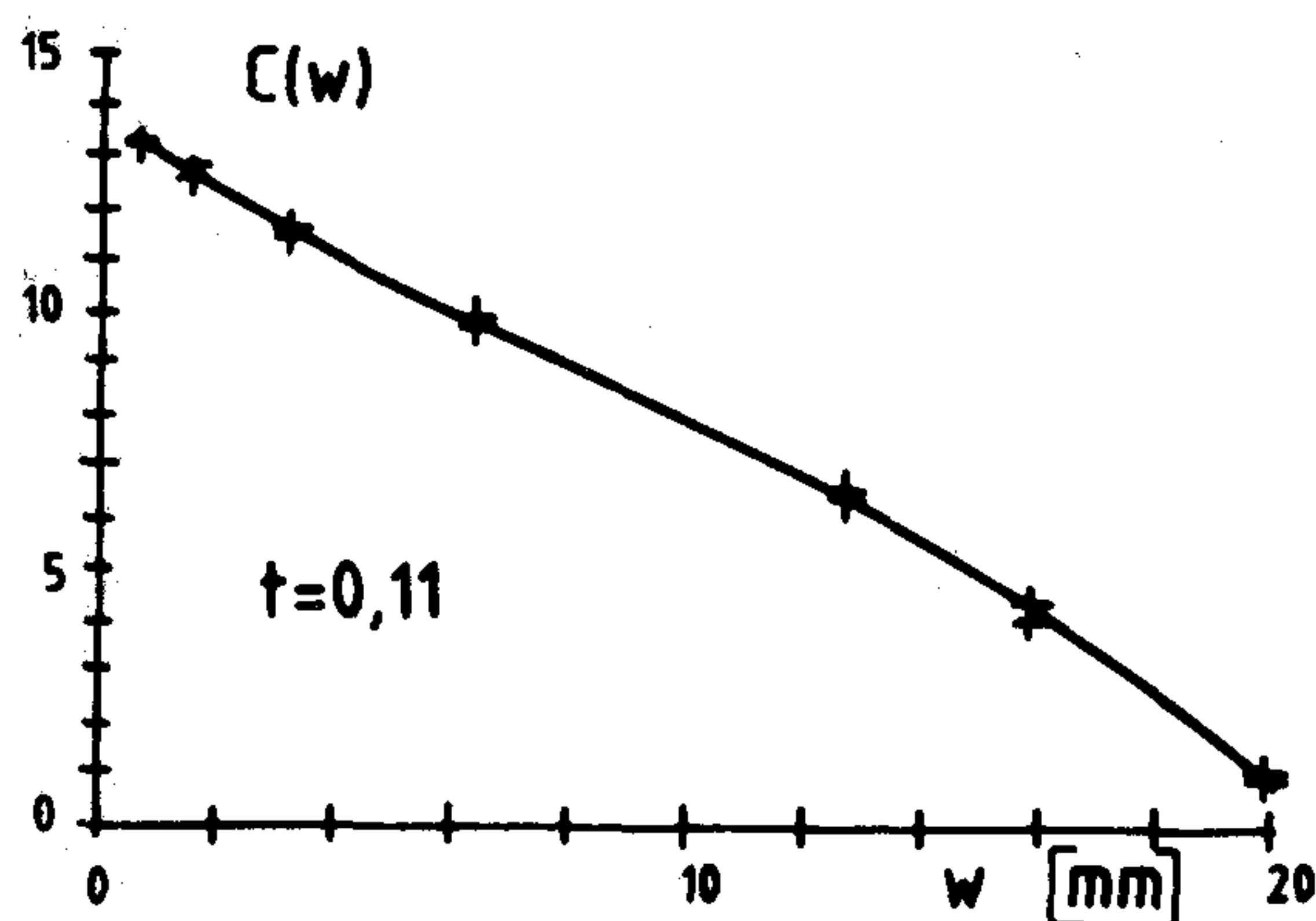
b./

H510-4



5. ábra. Az $X_s(f) = a + b \cdot f$ függvény együtthatói w függvényében

H510-5



6. ábra. Az $X_p(f) = c \cdot \exp(d \cdot f)$ függvény együtthatói w függvényében

H510-6

és fokszámát regressziós analízissel határozhatjuk meg. [5]

Az egyszerűbb kezelhetőség érdekében a (8) és (9)-ben szereplő együtthatók számértékére az alábbi transzformációkat alkalmaztuk:

$$\begin{aligned} A(w) &= a(w) \\ B(w) &= 10^4 b(w) \\ C(w) &= \ln 10^5 c(w) \\ D(w) &= 10^4 d(w) \end{aligned} \quad (10)$$

Az 5. és 6. ábra a transzformált együtthatókat mutatja a w szalagszélesség függvényében. A közelítő függvényt folyamatos vonal ábrázolja.

Végeredményül az X_s és X_p reaktanciák normalizált értékeire a következő közelítő függvények adhatók meg:

$$X_s(f) = a(w) + b(w) \cdot f \quad (11)$$

ahol

$$a(w) = 0,975 - 6,534 w + 0,126 w^2 \quad (12)$$

$$b(w) = 8,4E-5 + 1,332E-3 w - 6,439E-5 w^2 + 1,258E-6 w^3 \quad (13)$$

Mértékegységek: w, mm f, MHz $X, \%$

$$X_p(f) = \exp [g(w) + d(w) f] \quad (14)$$

ahol $g(w)$ a (9) és (10) kifejezések összevetéséből:

$$g(w) = C(w) - 5 \ln 10 \quad (15)$$

A közelítő polinomok pedig:

$$g(w) = 2,201 - 0,758 w + 2,875E-2 w^2 - 1,141E-3 w^3 \quad (16)$$

$$d(w) = 1,831E-4 + 3,642E-5 w - 1,595E-6 w^2 + 7,097E-8 w^3 \quad (17)$$

Megjegyezzük, hogy a fenti függvények $t=0,1$ mm szalagvastagság esetén érvényesek, $t=0,05$ mm-es fóliára az együtthatókat az alábbi polinomok adják:

$$a(w) = -1,552 - 7,763 w + 0,178 w^2 \quad (18)$$

$$b(w) = 6,532E-5 + 1,556E-3 w - 7,889E-5 w^2 + 1,389E-6 w^3 \quad (19)$$

$$g(w) = 2,43 - 0,829 w + 3,453E-2 w^2 - 1,252E-3 w^3 \quad (20)$$

$$d(w) = 1,648E-4 + 4,345E-5 w - 2,146E-6 w^2 + 8,002E-8 w^3 \quad (21)$$

4. Transzformáció

A fenti eredmények az R 120 csőtápvonal üzemi frekvenciasávjában közvetlenül felhasználhatók az előírt sávszűrő méretezéséhez. A következőkben azt vizsgál-

juk, hogy a kapott eredmények hogyan használhatók fel egy ettől eltérő csőtápvonalra vonatkozó előírás esetén.

A szabványos csőtápvonalak keresztmetszete hasonló, vagyis egyiket a másiktól arányos változtatással kapjuk. Ismert továbbá, hogy ha a diszkontinuitást is ugyanolyan arány szerint változtatjuk, akkor a reaktanciák normalizált értéke az $a/\lambda_0 = \text{állandó}$ feltétel teljesülése esetén nem változik. Az R 120 csőtápvonal jellemzőit jelölje az "r", a transzformáltét "ü" index! Az $a_r/\lambda_{or} = a_{\bar{u}}/\lambda_{o\bar{u}}$ teljesülése esetén a két csőtápvonal sáv összetartozó frekvenciáinak kapcsolata:

$$f_r = \frac{a_{\bar{u}}}{a_r} f_{\bar{u}} \quad (22)$$

ahol $a_{\bar{u}}$ azon csőtápvonal széles oldalának mérete, amelyben a feladat ki van tűzve,
 $f_{\bar{u}}$ a feladatban megadott frekvencia,
 a_r az R 120-as csőtápvonal széles oldala,
 f_r az a frekvencia, amelynél az X_s, X_p értékeket meg kell határoznunk.

Mivel a diszkontinuitás méreteire is vonatkozik az arányos változtatás, a szalag vastagsági méretét is transzformálnunk kell:

$$t_{\bar{u}} = \frac{a_{\bar{u}}}{a_r} t_r \quad (23)$$

A $t_{\bar{u}}$ -re kapott vastagság a gyakorlatban a fólia maratásos vékonyításával állítható be.

A csőtápvonal hosszirányban az $a/\lambda_0 = \text{állandó}$ feltétellel összerendelt frekvenciákon az elektromos hosszaknak kell azonosnak lenni, vagyis:

$$w_{\bar{u}} = \frac{a_{\bar{u}}}{a_r} w_r \quad (24)$$

5 Szűrőtervezés

Egy létrakapcsolású szűrő inverterek beiktatásával átalakítható csak soros, vagy csak sönt elemeket tartalmazó kapcsolássá, amely a mikrohullámú tartományban könnyebben realizálható. A következőkben röviden összefoglaljuk az inverteres szűrőtervezés lépéseit.

1. A sávszűrőre vonatkozó előírást - toleranciasémát - transzformáljuk normalizált aluláteresztő szűrőre vonatkozó előírásba.

$$\Omega = \frac{1}{\delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (25)$$

ahol

Ω

az aluláteresztőnél egy adott csillapításhoz tartozó normalizált frekvencia,

ω

ugyanazon csillapításhoz tartozó frekvencia a sávszűrő esetén,

$$\delta = \frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_2}$$

a szűrő sáv szélességére jellemző szám, az áteresztősáv határához (ω_2) tartozó relatív elhangolás,
 ω_1 az áteresztősáv alsó határa,
 ω_2 az áteresztősáv felső határa.

Csőtápvonalas szűrőknél a transzformációt az Ω és λ_g csőhullámhossz között kell elvégeznünk.

$$\Omega = \frac{1}{\delta_g} \left(\frac{\lambda_{go}}{\lambda_g} - \frac{\lambda_g}{\lambda_{go}} \right) \quad (26)$$

ahol

$$\delta_g = \frac{\lambda_{go}}{\lambda_{g2}} - \frac{\lambda_{g2}}{\lambda_{go}}$$

A jelölések értelemszerűen egyeznek az előbbi esettel, csak itt a csőhullámhosszra értendők.

2. A transzformáció után kiválasztjuk az előírást kielégítő normalizált aluláteresztő prototípus szűrőt. Ezután a normalizált aluláteresztő kapcsolás elemeit visszatranszformáljuk sávszűrő létrahálózattá.
3. A létrakapcsolást inverterek beiktatásával átalakítjuk soros vagy söntági elemeket tartalmazó kapcsolássá. A 7. ábrán impedancia inverterekkel kiegészített és sorosági rezonátorokat tartalmazó sávszűrő kapcsolásra mutatunk példát. A kapcsolat alatt feltüntettük az inverterállandók értékét megadó képleteket.
4. A csőtápvonal E síkjában elhelyezett szalag a tápvonal l hosszúságú szakaszával együtt - l értéke természetesen negatív is lehet - egy adott frekvencián és annak környezetében inverterként viselkedik. A K paraméterű inverter megvalósítását a 8. ábra szemlélteti.

Az inverterállandó és a szalag paraméterei között alábbi kapcsolat áll fenn:

$$K = \left| \operatorname{tg} \left(\frac{\Phi}{2} + \operatorname{arctg} X_s \right) \right| \quad (27)$$

$$\Phi = -\operatorname{arctg}(2X_p + X_s) - \operatorname{arctg} X_s \quad (28)$$

ahol

K az inverterállandó,

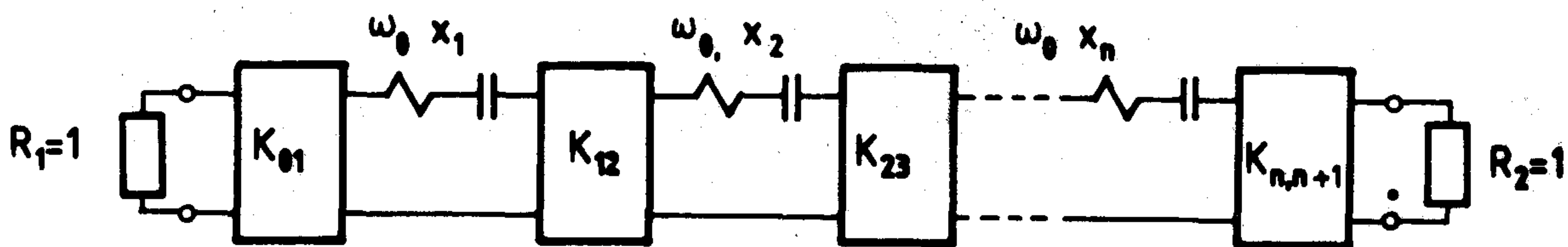
$\Phi/2$ a kiegészítő tápvonalak elektromos hossza,

X_s, X_p a w szélességű szalag paraméterei.

A sávszűrő rezgőkörét $\lambda_{go}/2$ hosszúságú csőtápvonal szakaszok alkotják, 9. ábra.

A két elem ekvivalenciájának bizonyításából meghatározhatjuk a $\lambda_{go}/2$ hosszúságú csőtápvonalnak mint rezonátornak a terhelt jósági tényezőjét és a reaktancia meredekségét.

$$q = \frac{\pi}{4} \left(\frac{\lambda_{go}}{\lambda_0} \right)^2 \quad (29)$$



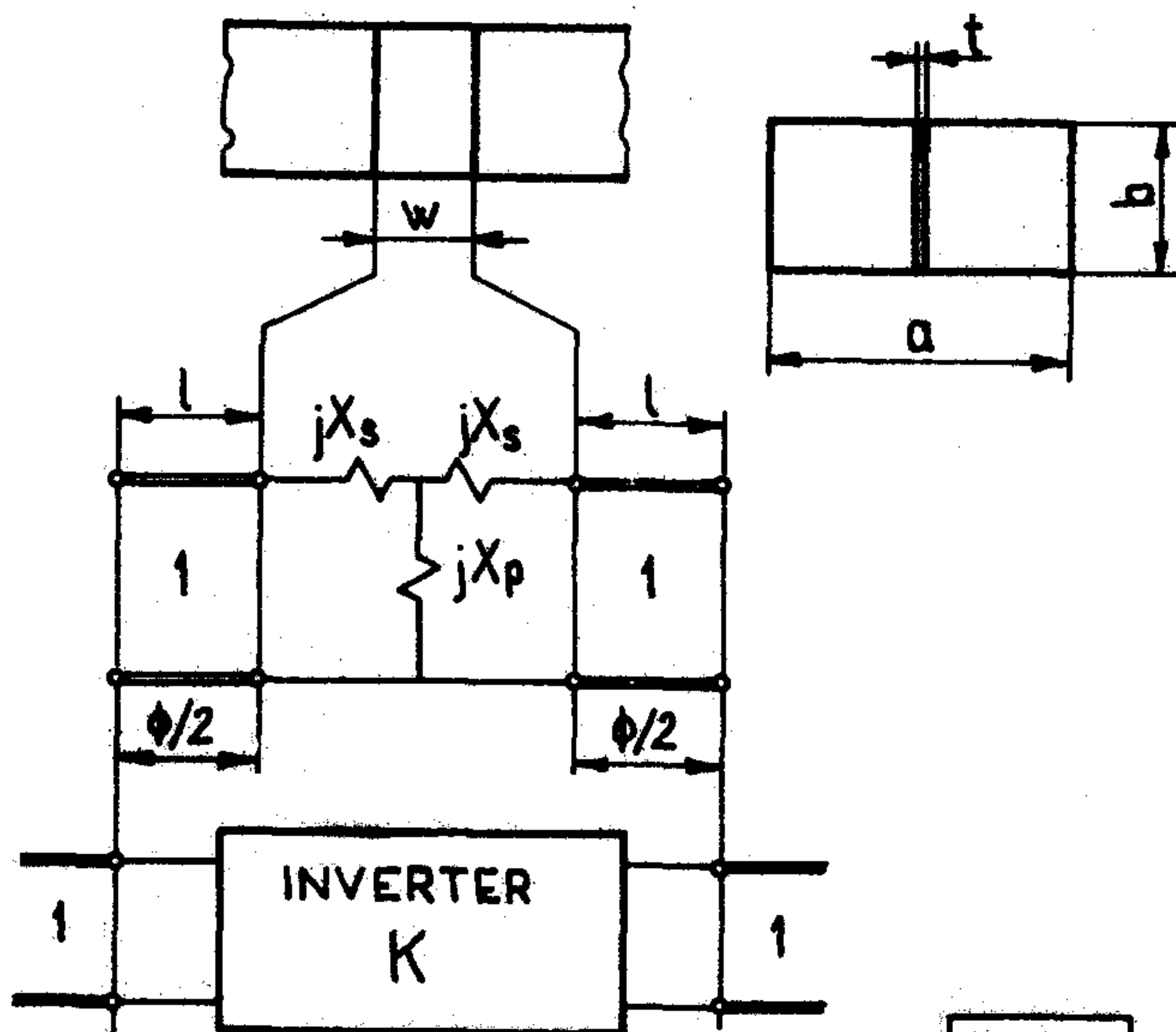
$$K_{01} = \sqrt{\frac{R_1 x_1 \delta}{g_0 g_1 \Omega_1}} \quad K_{i,i+1} = \frac{\delta}{\Omega_1} \sqrt{\frac{x_i x_{i+1}}{g_i g_{i+1}}} \quad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{R_2 x_n \delta}{g_n g_{n+1} \Omega_1}}$$

g_i a normalizált aluláteresztő szűrő elemeinek értéke

x_i a rezonátorok reaktancia meredeksége

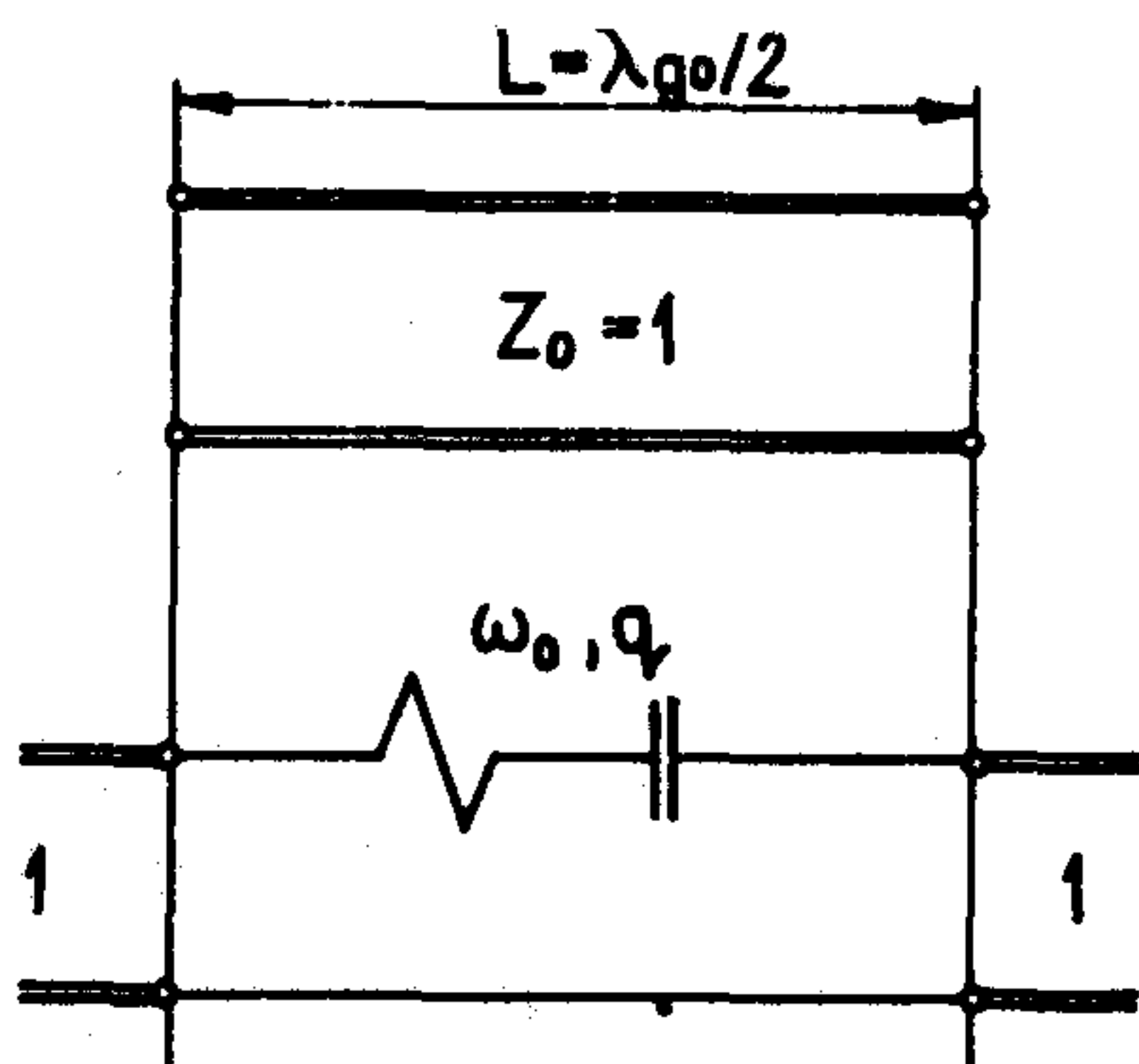
δ az aluláteresztő levágási frekvenciája

7. ábra. Soros rezonátorokkal és impedancia inverterekkel felépített szűrő



8. ábra. Impedancia inverter

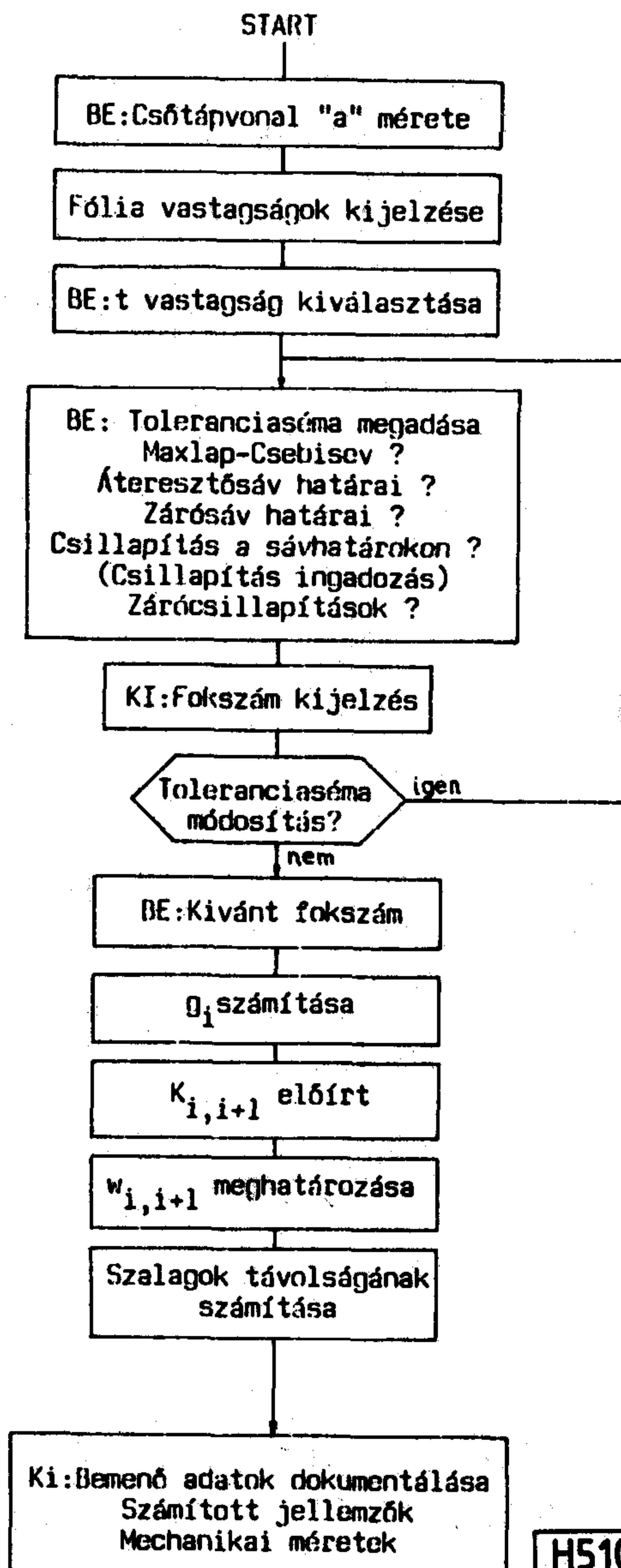
H510-8



H510-9

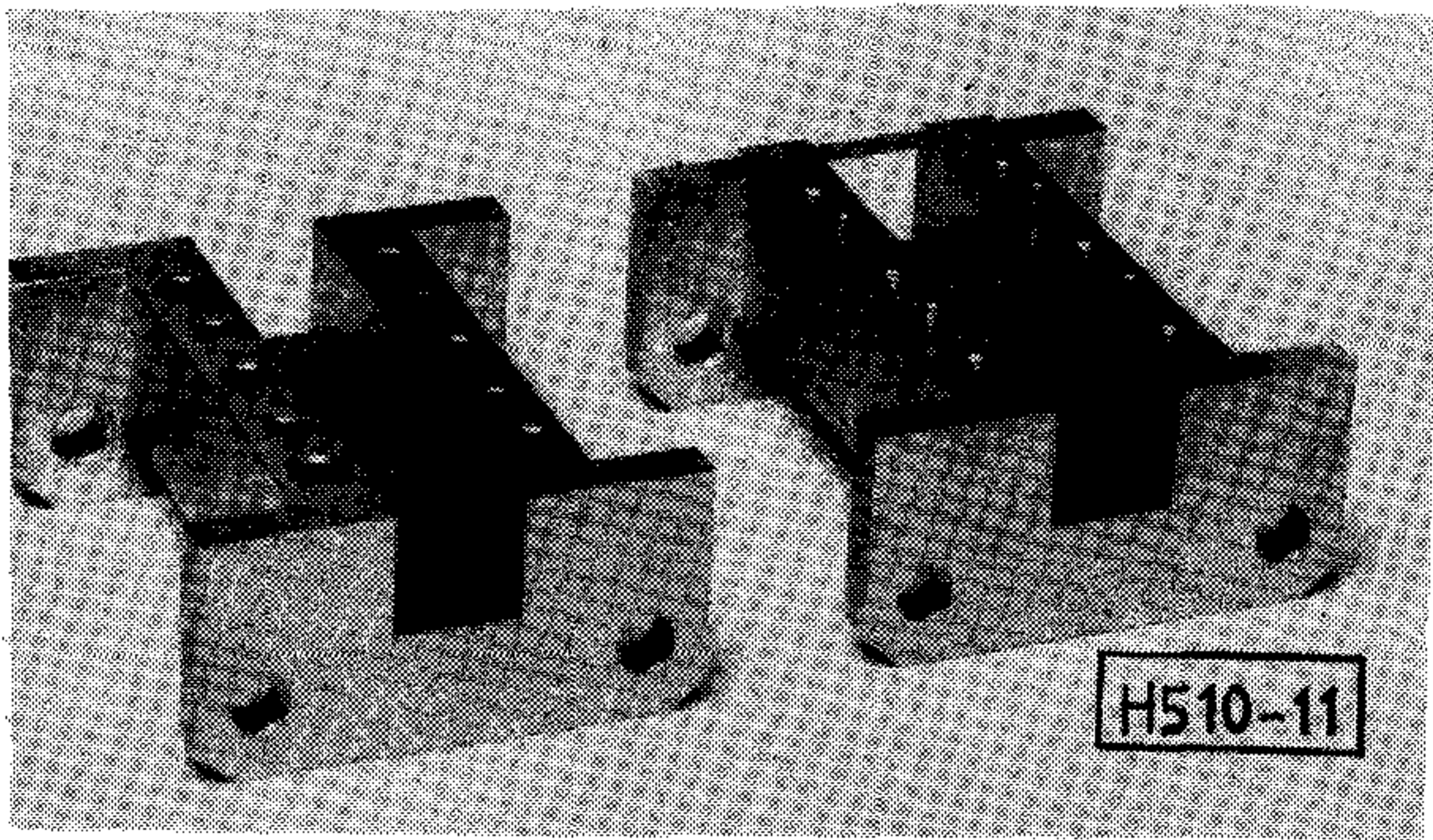
9. ábra. $\lambda_{g0}/2$ hosszúságú csőtápvonal rezonátor

H510-7



10. ábra. A program folyamatábrája

H510-10



11. ábra. Egy realizált szűrő fényképe

$$x = \frac{\omega_o}{2} \frac{dX(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega_o} = \frac{\pi}{2} \left(\frac{\lambda_{go}}{\lambda_o} \right)^2 \quad (30)$$

A 7. ábra képleteibe beírva a reaktancia meredekség (30) kifejezését, továbbá felhasználva, hogy $R_1 = R_2 = 1$, $\Omega_1 = 1$ és $\delta (\lambda_{go}/\lambda_o)^2 = \delta_g$, az inverterállandókra az alábbiakat kapjuk. δ_g a csőhullámhosszból számított relatív sáv szélesség.

$$K_{o1} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\delta_g}{g_o g_1}} \quad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\delta_g}{g_n g_{n+1}}}$$

$$K_{i,i+1} = \frac{\pi}{2} \delta_g \sqrt{\frac{1}{g_i g_{i+1}}} \quad i = 1 \dots n-1 \quad (31)$$

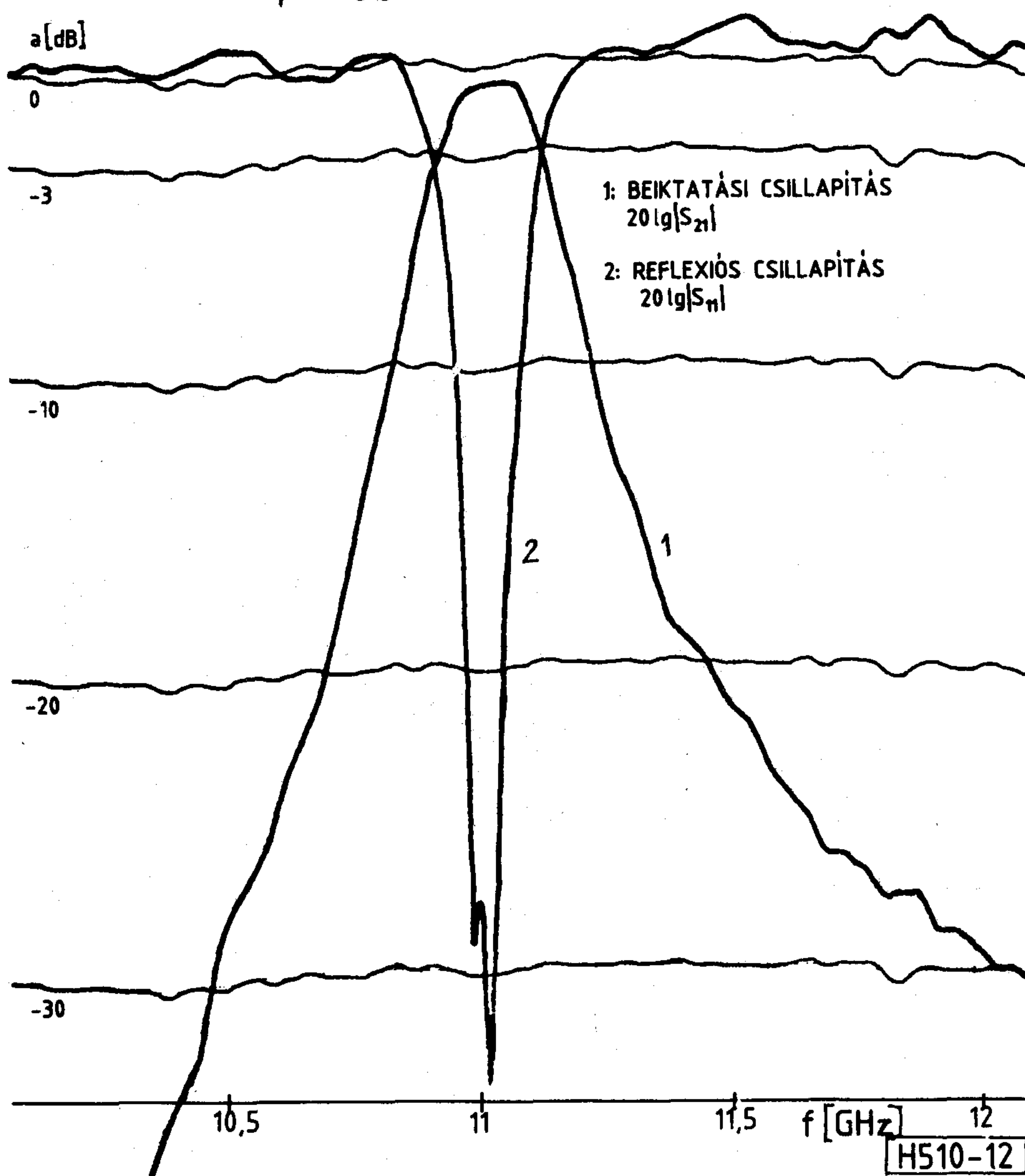
Látható, hogy a szűrőre megfogalmazott követelményekből, valamint a rezonátorok reaktancia meredekségének ismeretében az inverterek állandóit meghatározhatjuk.

5. A továbbiakban meg kell keresni azt a w_i szalagszélességet, amelyhez tartozó inverterállandó megegyezik a fentebb kiszámolt /előírt/ értékkel. A szalagot inverterre kiegészítő vonalak hosszát összevonva a rezonátorokéval megkapjuk a szalagok közötti fizikai távolságot.

$$l_i = \frac{\lambda_{go}}{2} \left(\pi + \frac{\Phi_i}{2} + \frac{\Phi_{i+1}}{2} \right) \quad (32)$$

6. Végezetül, ha a feladat szükségessé teszi, a szalagszélességet transzformálnunk kell.

$$w_{\bar{u}} = w_r \frac{a_{\bar{u}}}{a_r}$$



12. ábra. Az előbbi szűrő mérési eredményei

A rezonátorok hossza az üzemi λ_0 behelyettesítésével már helyesen adódik, transzformálnunk nem kell.

A szűrőtervezéshez készített program folyamatábrája a 10. ábrán látható.

6. Kísérleti eredmények

A kísérletek során referencia sávú és transzformált sávú szűrőket realizáltunk. A szűrők relatív sávszélessége 0,02 és 0,16 között változott. A sávközépi frekvencia mért eltérése a számított értéktől +1...+2% volt. A relatív sávszélesség a keskenysávú szűrőknél +5...+10%-al, szélessávú szűrőknél +1...+2%-al tért el a tervezett értéktől.

A 11. ábrán egy referencia sávú, 2 rezonátoros keskenysávú szűrő fényképe látható. A méretezés kiinduló adatai az alábbiak voltak:

Csőtápvonal mérete	19x9,5 mm
Sávközépi frekvencia	10900 Hz
Sávszélesség	220 MHz
Fokszám	2
Fóliavastagság	0,1 mm

A fóliabetét méreteire kapott értékek:

w_1 szalagszélesség	2,71 mm
w_2 szalagszélesség	8,72 mm
L_1 szalagok közötti távolság	14,9 mm

A szűrő beiktatási és reflexiós csillapításának mérési eredményeit a 12. ábra szemlélteti.

Mért jellemzők:

Sávközépi frekvencia	11015 MHz
Sávszélesség	240 MHz
Beiktatási csillapítás minimuma	0,6 dB
Bemeneti reflexiós csillapítás	20 dB
Sávközépi frekvencia eltolódása	+1,06 %
Sávszélesség változás	+9,1 %

$a_z = 20$ dB-hez tartozó frekvenciák 10691, 11445 MHz

A bemutatott szűrőtípus előnye, hogy a gyakorlati esetek többségében a hangoló elemek beépítése és a szűrő utólagos hangolása feleslegessé válik.

IRODALOMJEGYZÉK

- [1] *P. J. Meier*: Two new integrated-circuit media with special advantages at millimeter wavelengths IEEE G-MTT Symp. Dig. 1972. pp 221-223.
- [2] *Y. Konishi, K. Uenakada*: The Design of a Bandpass Filter with Inductive Strip - Planar Circuit Mounted in Waveguide IEEE MTT-22, No 10, Oct. 1974. pp 869-873.
- [3] *F. Arndt, J. Bornemann, R. Vahldieck, D. Grauerholz*: Optimized low-insertion-loss millimetre-wave fin-line and metal insert filters The Radio and Electronic Engineer Vol. 52, No. 11/12. Nov/Dec. 1982. pp 513-521.
- [4] *F. Arndt, J. Bornemann, R. Vahldieck, D. Grauerholz*: Optimized Waveguide E-Plane Metal Insert Filters for Millimeter- Wave Applications IEEE MTT-31, No. 1, Jan. 1983. pp 65-69.
- [5] HP 85 Regression Analysis HP 85 Basic Statistics and Data Manipulation

Évforduló

A MÁV távközlése és biztosítóberendezése 1989. szeptember 7-8-án ünnepelte a mintegy 130 éves történetéből, az önálló szakszolgálattá alakulásának 40. évfordulóját. Az ünnepi megemlékezést, továbbá a két szakágazat történetét, berendezések fejlődését bemutató előadásokat kb. 300 érdeklődő hallgatta végig. Az előadások váltakozó szakmai sorrendben hangzottak el:

- a biztosítóberendezési előadások a régi és új állomási és vonali berendezéseket,
- a távközlést tolmácsoló előadások pedig a távközlőhálózatot, így ezen belül a kábel-, távíró-, rádió-, átviteltechnikai-, távbeszélőhálózatokat, valamint a vasúti üzemet és az utazóközönséget közvetlenül kiszolgáló irányító és információs összeköttetéseket, berendezéseket

ismertették. Az előadások közül néhány tudott csak, a rendelkezésre álló néhány percben, a jövő távközlésével és biztosítóberendezésével foglalkozni.

A szakszolgálat múltját és jelenét berendezésekben és képekben pedig a Közlekedési Múzeumban rendezett kiállítás mutatta be.

Pap János

Járulékos adatátvitel amplitúdómodulált műsorszóró adókkal

ÖSSZEFOGLALÁS

A közép- és hosszúhullámú műsorszóró adók járulékos adatátvitelre való felhasználása érdekében szerte a világon kutatások folynak. Hazánkban a "Széchenyi István" Közlekedési és Távközlési Műszaki Főiskolán egy ilyen rendszert dolgoztak ki, amely alkalmas kis sebességű adatjelek továbbítására. A cikk az átviteli lánc rövid ismertetésén túl részleteket közöl a moduláció, demoduláció lehetőségeiről, valamint az átvitel biztonságáról. A rendszer jelenleg folyamatosan üzemel.

Mint ismeretes, az amplitúdómodulált rendszerű adóknál a vivő állandóan kisugárzásra kerül. Ezt a sok szempontból nézve hátrányos tény azonban előnnyé is lehet fordítani, mégpedig úgy, hogy a mindig jelen lévő vivő szögmodulációjával az eredeti információ továbbítását biztosító AM-csatornától független, azzal kompatibilis, új kisebb sebességű adatcsatornát hozhatunk létre. A cikkben egy ilyen rendszer rövid ismertetésére kerül sor.

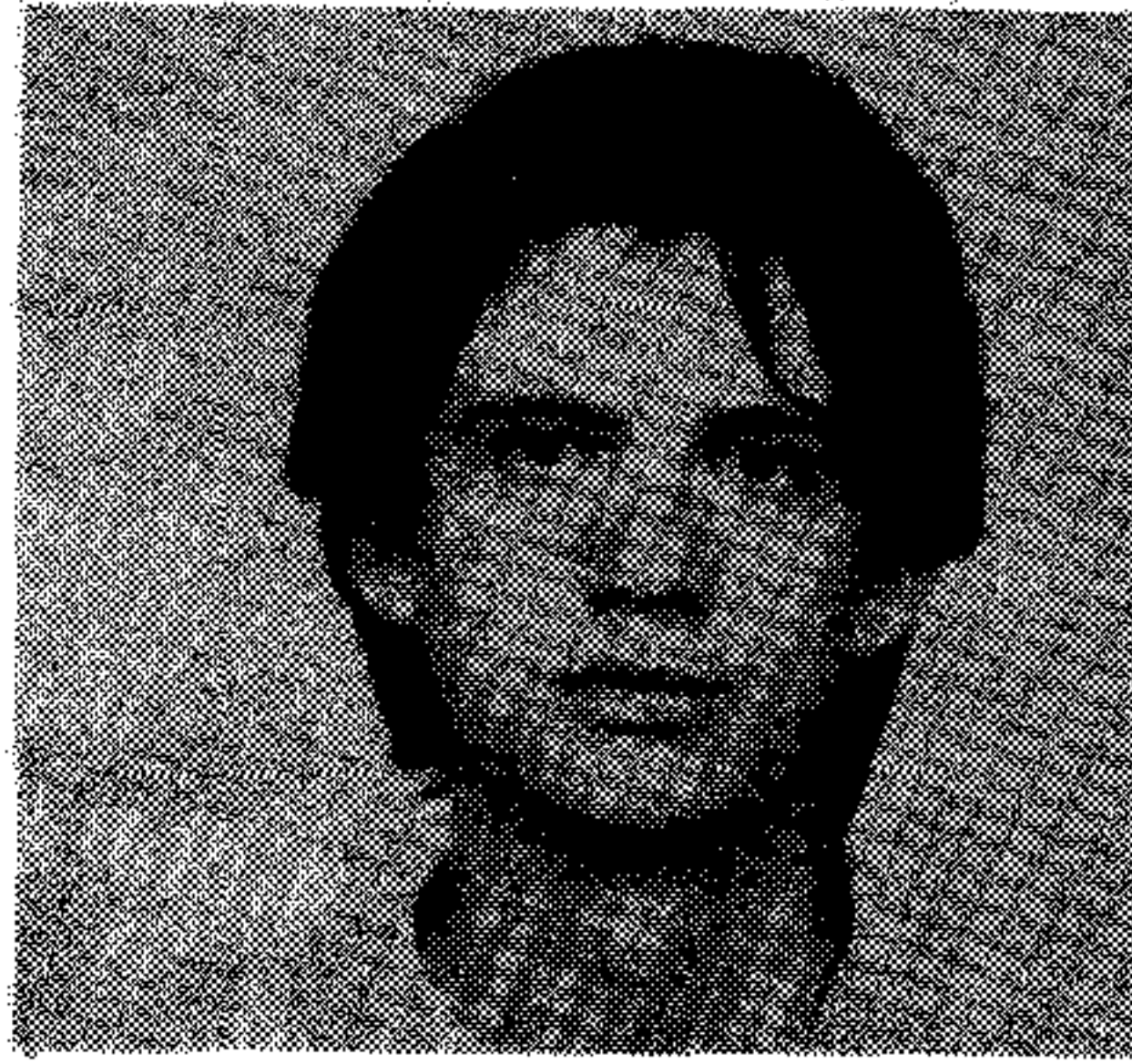
A járulékos szögmodulációt alkalmazó rendszerekkel már számos országban foglalkoznak, köztük az NDK-ban, NSZK-ban és Nagy-Britanniában [1]; [2]; [3]; [4]; [5]; [6]. Hazánkban a Széchenyi István Közlekedési és Távközlési Műszaki Főiskola és Automatizálási Intézet Vezeték nélküli Távközlési Tanszékén a Magyar Postával karöltve folynak kutatások a rendszerrel kapcsolatban. [7]. A jövőbeni hasznosításra vonatkozó néhány elképzelés:

- automatizált program és adó-azonosító rendszer
- távműködtetésű kapcsolók vezérlése
- időjárás, vízállás-előrejelzés a műsorsugárzás alatt
- pontosidő-szolgálat szinkronizáló jelek továbbítása segítségével
- rádiótext rendszer
- adó-távellenzés kibővítése.

Az első két felhasználás kipróbálására jelenleg kísérletek folynak, a rádiótext rendszer pedig az NDK Posta egyik hosszúhullámú adójának segítségével került kipróbálásra [2].

Az adatátviteli rendszer főbb műszaki paraméterei

- Maximális adatátviteli sebesség: 100 bit/s
- Jelformátum: NRZ, TTL
- Moduláció módja: lineáris fázismoduláció
- Fázislöklet: $\pm \pi/4$ - Frekvencialöklet ± 40 , Hz (50 bit/s-nél)
- Az ellátottsági határ számítások alapján, mérésekkel is alátámasztva, nagyobb a hangműsor ellátottsági határánál.



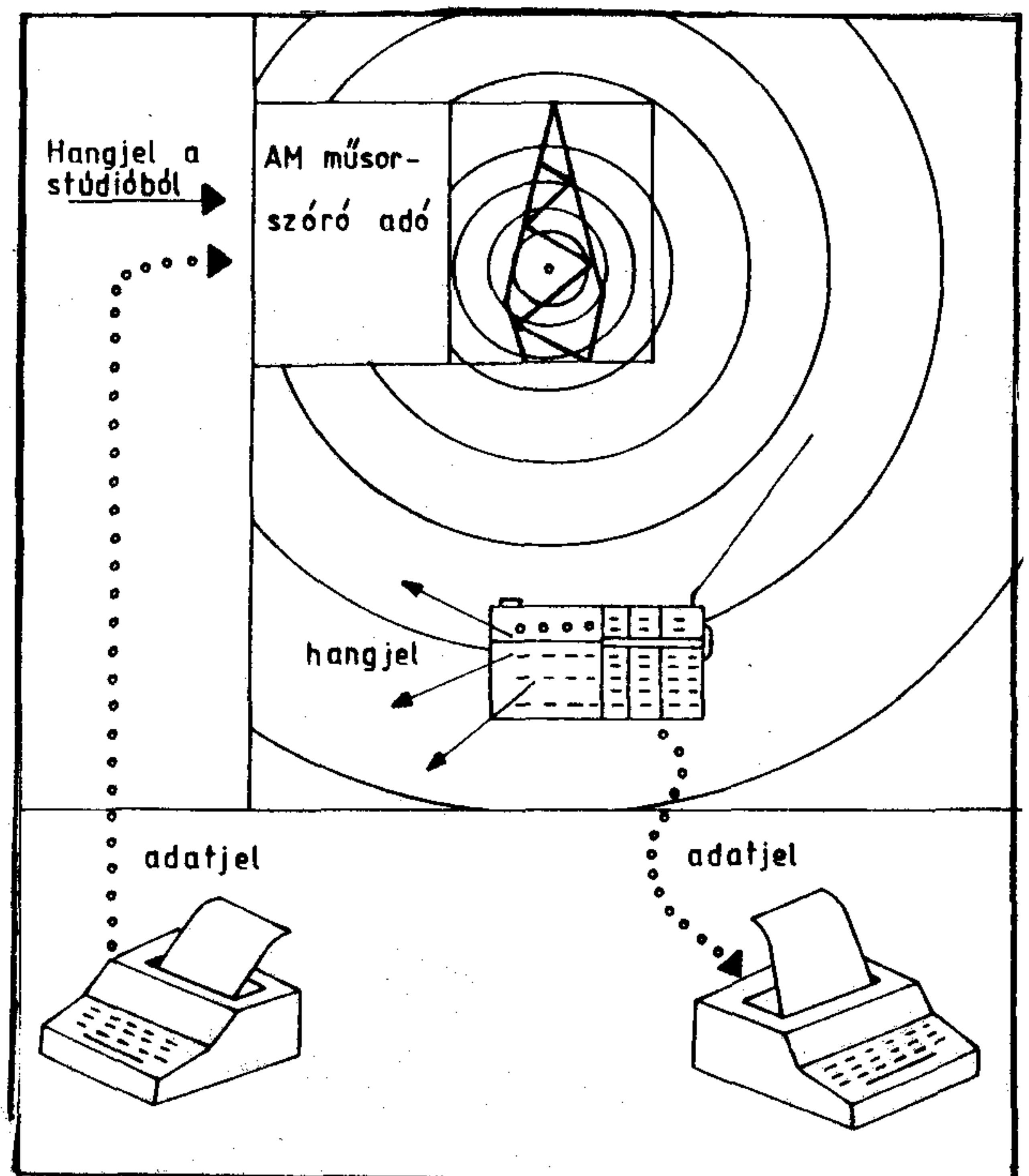
SZVÉTECZ RÓBERT

Az átvitel elve, műszaki megoldások

A jelátvitel az 1., 2., 3., 5. ábrákon követhető nyomon. A rendszerben moduláló jelként TTL szintű NRZ kódolású formált adatjeleket használunk. Az adatjelek adóoldali formálására, azaz szűrésére a kimenő sáv szélesség csökkentése, végső soron a kompatibilitás biztosítása érdekében van szükség.

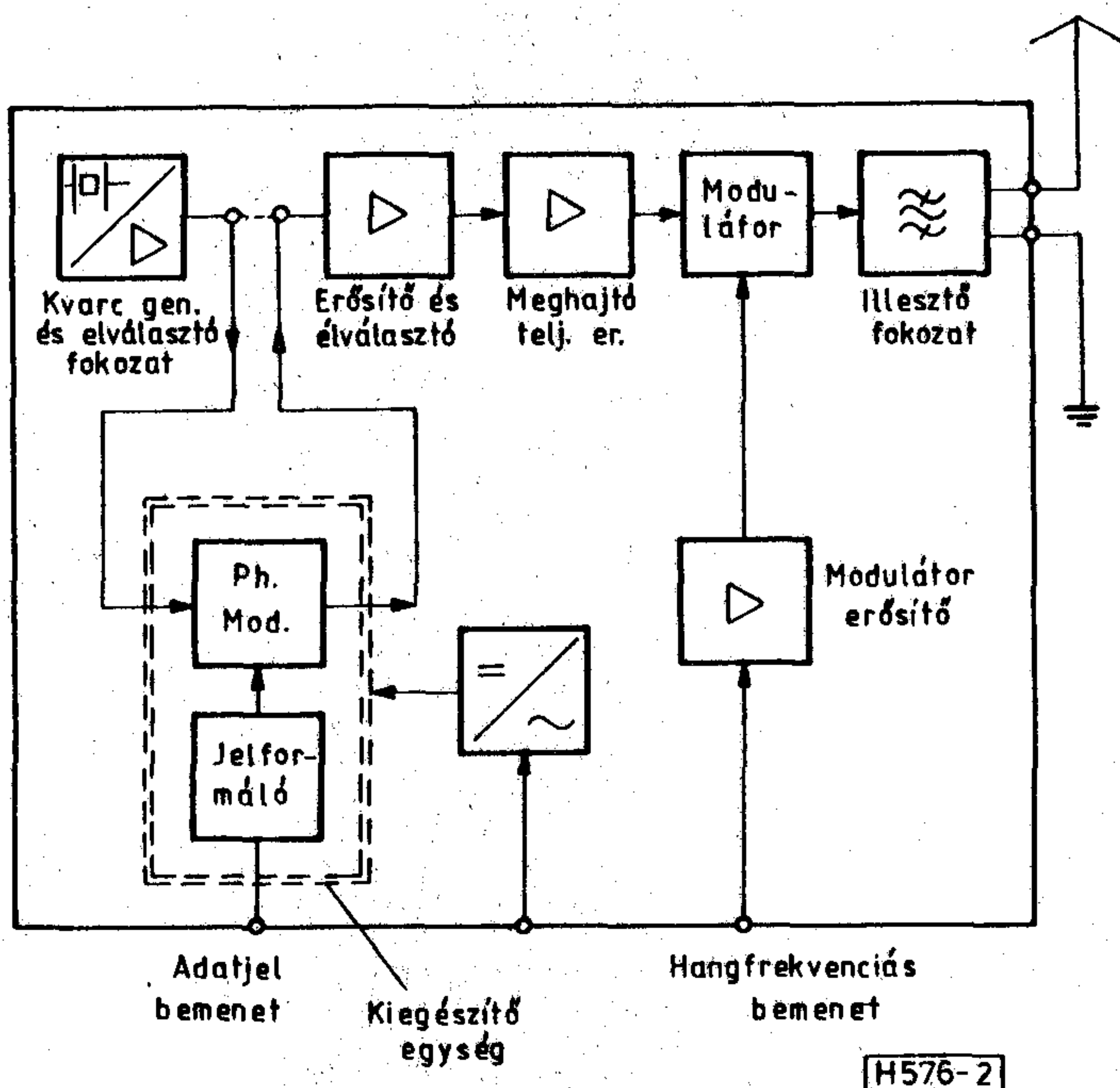
A modulátoráramkör megvalósításának lehetőségei

A modulátoráramkört, mint az a 2. ábrán látható, az adó oszcillátorfokozata után kapcsolhatuk. Az áramköri megoldások közül kettő bizonyult jól használható-



H576 - 1

— 1. ábra. Járulékos adatátvitel AM műsorszóró adókkal



2. ábra. Adatjelek adására alkalmassá tett AM adó tömbvázlata

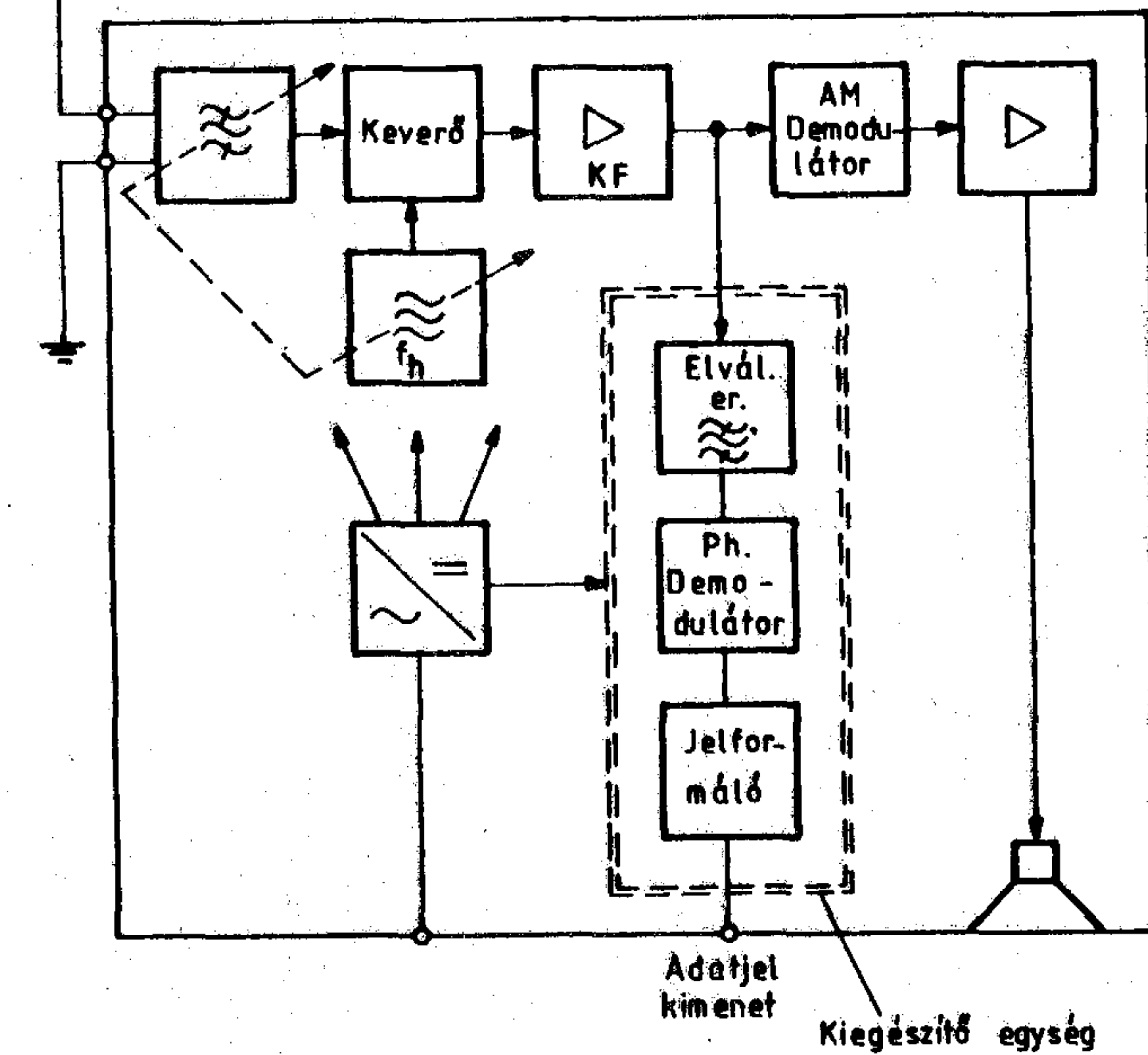
nak, a PLL (fáziszárt hurok) és a PPM (pulzus-helyzetmoduláció) elvén működő modulátorok.

PLL használata esetén a szabályzó kör a moduláló jelnek megfelelő fázistolással kompenzálja a hibajelben az adatjel által okozott változást, így a VCO kimenetén megkapjuk a fázisban modulált vivőt. A torzításmentes moduláció feltétele a PLL fázisdetektorának lineáris karakterisztikája. A PPM-elvű megoldásnál a moduláló jel segítségével előállított pulzus-helyzetmodulált jelből kiszűrjük a vivőt modulációs oldalsávjaival együtt, ami az AM-adó fázisban modulált vivője lesz. Mindkét megoldás kielégítő eredményhez vezet, mind a PPM, mind a PLL-rendszerű modulátor megépítésre került a győri Főiskolán, tesztelésük folyamatosan történik.

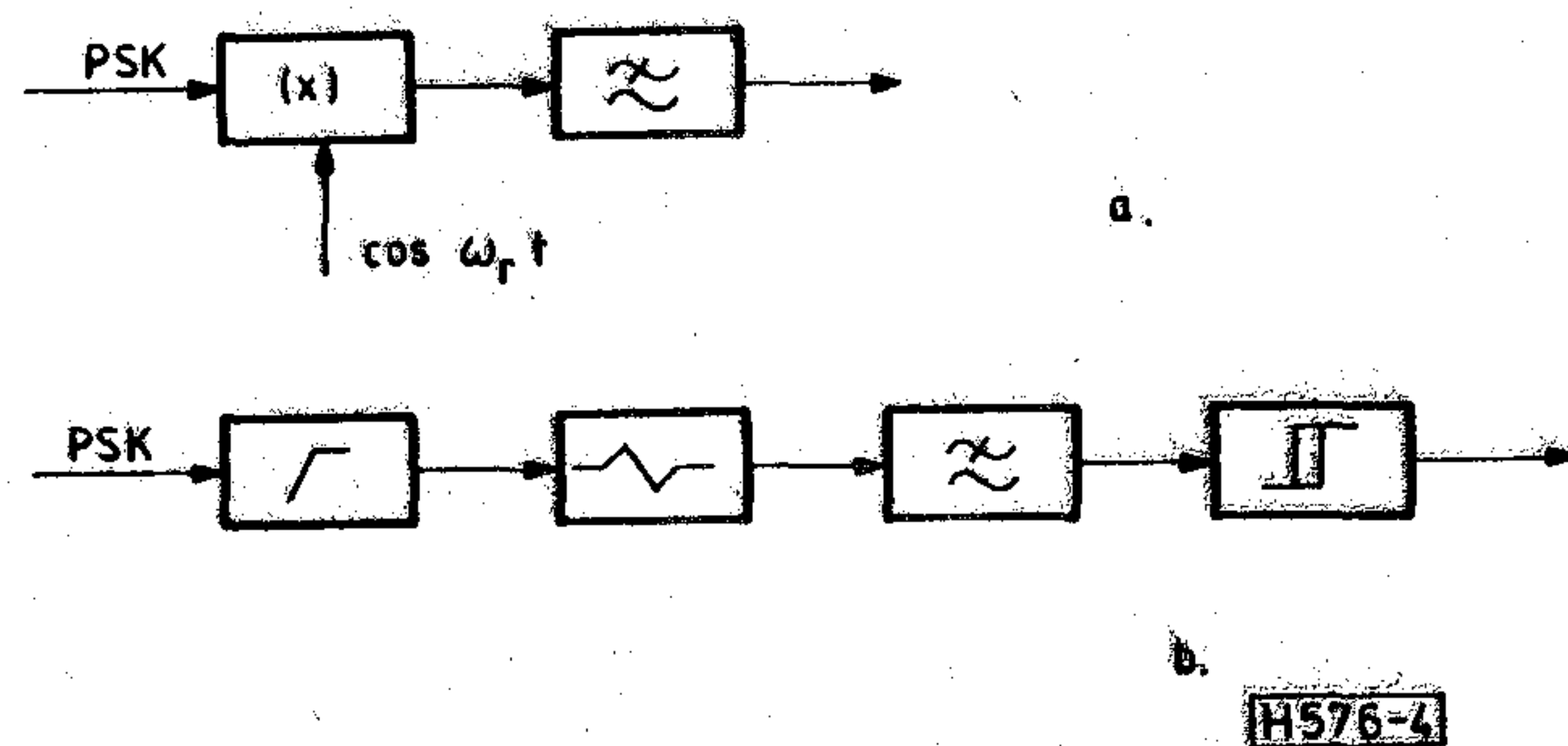
Demodulációs módszerek

A demoduláció elvileg történhet koherens, illetve nem koherens módon. A koherens módszert a 4/a ábra szemlélteti. Ezen módszer hátránya, hogy szükség van a referenciafázist biztosító vivőre is, aminek előállítása csak nagy időállandójú hurokszűrővel rendelkező PLL-lel valósítható meg. A nagy időállandó viszont túlságosan leszűkíti a befogási tartományt. A nem koherens demoduláció megvalósításakor (4/b ábra) a fázismodulált jel limitálás után egy FM demodulátorra kerül, amely jelátmenetek idején pozitív, vagy negatív impulzusokat ad. Ezt a jelet egy Schmitt-triggerre vezetve, a kimeneten megkapjuk az eredeti adatjelet [8].

Schmitt-trigger és az FM-demodulátor közé helyezett szűrő a zajok és az AM-PM-konverzió hatásának csökkentésére szolgál. Az FM-demodulátor most is lehet egy PLL, amelynek méretezésekor azonban nem kell egymásnak ellentmondó követelményeket megfogalmazni.



3. ábra. Adatjelek vételére alkalmassá tett vevő tömbvázlata



4. ábra. a/ Koherens demodulálás tömbvázlata
b/ Nem koherens demodulálás tömbvázlata

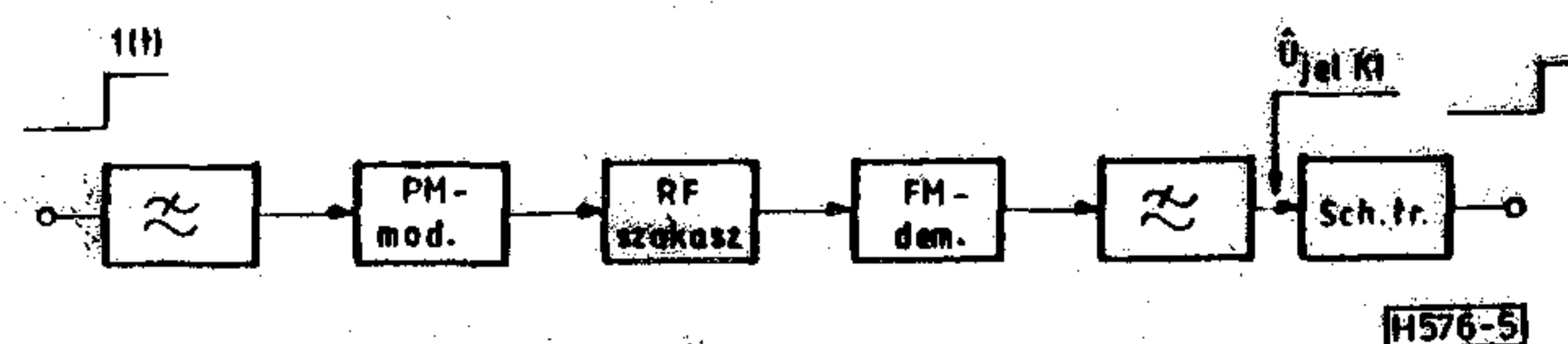
Bithibaarány

Az 5. ábra a teljes átviteli rendszert mutatja, ahol jel-zaj viszonyt a Schmitt-trigger bemenetén az alábbi definícióval adhatjuk meg:

$$\frac{U_{\text{jeIDEM}}}{U_{\text{zajDEMeff}}} \quad (1)$$

U_{jeIDEM} a demodulált jel csúcserőértéke, $U_{\text{zajDEMeff}}$ pedig a zaj effektív értéke.

A jel-zaj viszony számunkra végső soron a bithibaarány nagysága miatt érdekes. Az FM-demodulátor



5. ábra. A teljes adatátviteli lánc tömbvázlata

bemenetén lévő RF jel-zaj viszonytal az (1) alatt definiált értékre a következőt írhatjuk.

$$\frac{\hat{U}_{\text{jelDEM}}}{U_{\text{zajDEeff}}} = \zeta_u \frac{U_{\text{jelKFeff}}}{U_{\text{zajKFeff}}} \quad (2)$$

ahol ζ_u az ún. demodulációs nyereség, U_{jelKFeff} a jelfeszültség effektív értéke, U_{zajKFeff} pedig az adatcsatorna sávszélességén belüli zaj effektív értéke. A számításaink szerint:

$$\zeta_u = 1,32 m_p \sqrt{\frac{f_B}{f_{IV}}} \cdot \frac{f_{fa}}{f_{IV} \sqrt{1 + \left(\frac{f_{fa}}{f_{IV}}\right)^2}} \quad (3)$$

ahol - m_p a fázislöklet
- f_B az adatcsatorna sávszélessége
- f_{IV} a demodulátor utáni aluláteresztő szűrő határfrekvenciája
- f_{fa} az adóban elhelyezett modulátorszűrő határfrekvenciája

Látható, hogy m_p növelésével ζ_u is növekszik. Lehetőség van ζ_u növelésére a (3)-as összefüggésben szereplő

$$\gamma = \frac{\frac{f_{fa}}{f_{IV}}}{\sqrt{1 + \frac{f_{fa}^2}{f_{IV}^2}}} \quad (4)$$

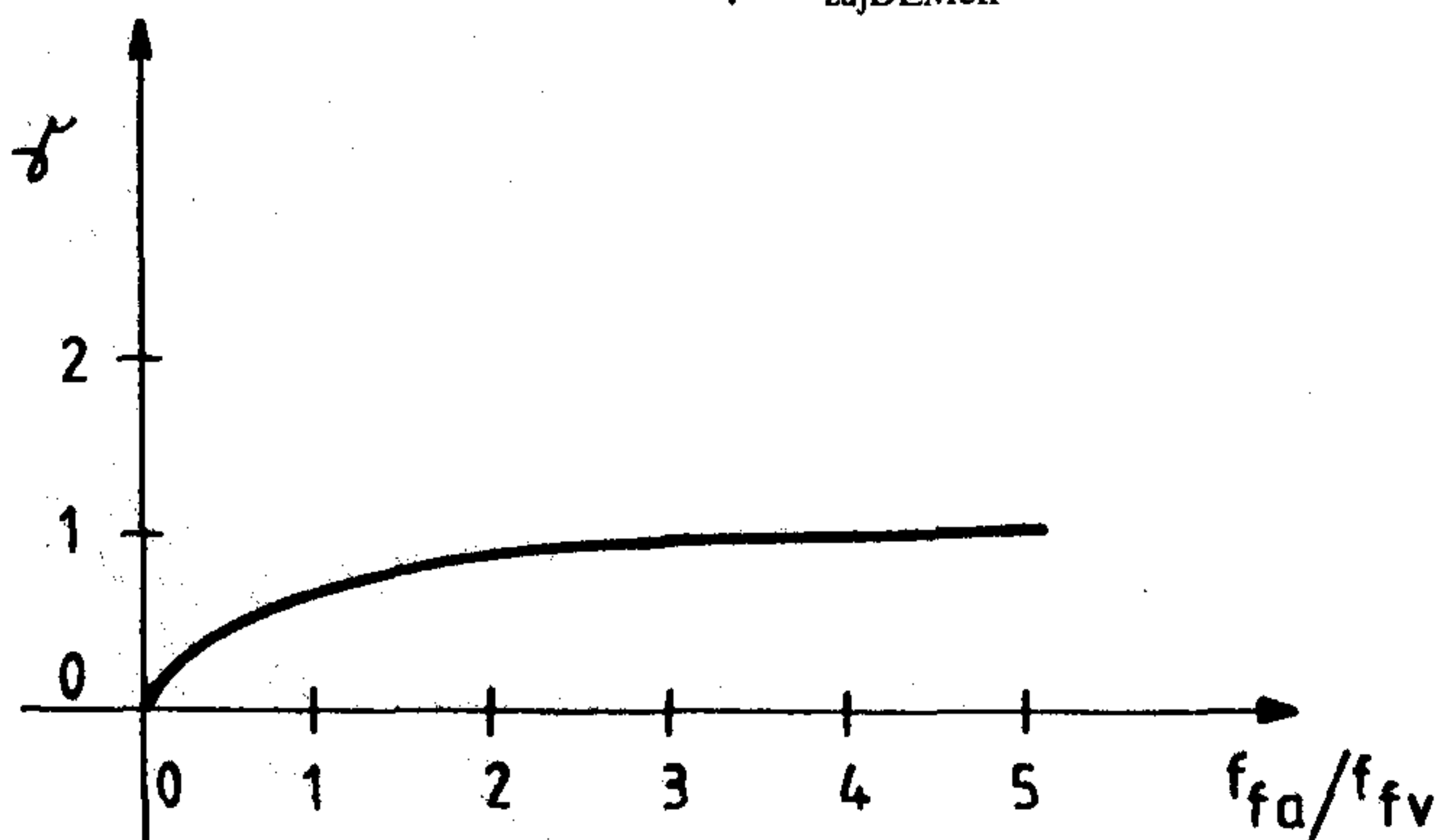
kifejezés lehető nagy értéke történő beállításával is. (4)-et ábrázolva (6. ábra), megállapíthatjuk, hogy

$\frac{f_{fa}}{f_{IV}}$ növelésével γ is nő, azonban értékét 2-nél na-

gyobbira választani nem érdemes, mert a javulás $f_{fa}/f_{IV} > 2$ esetén jelentéktelen.

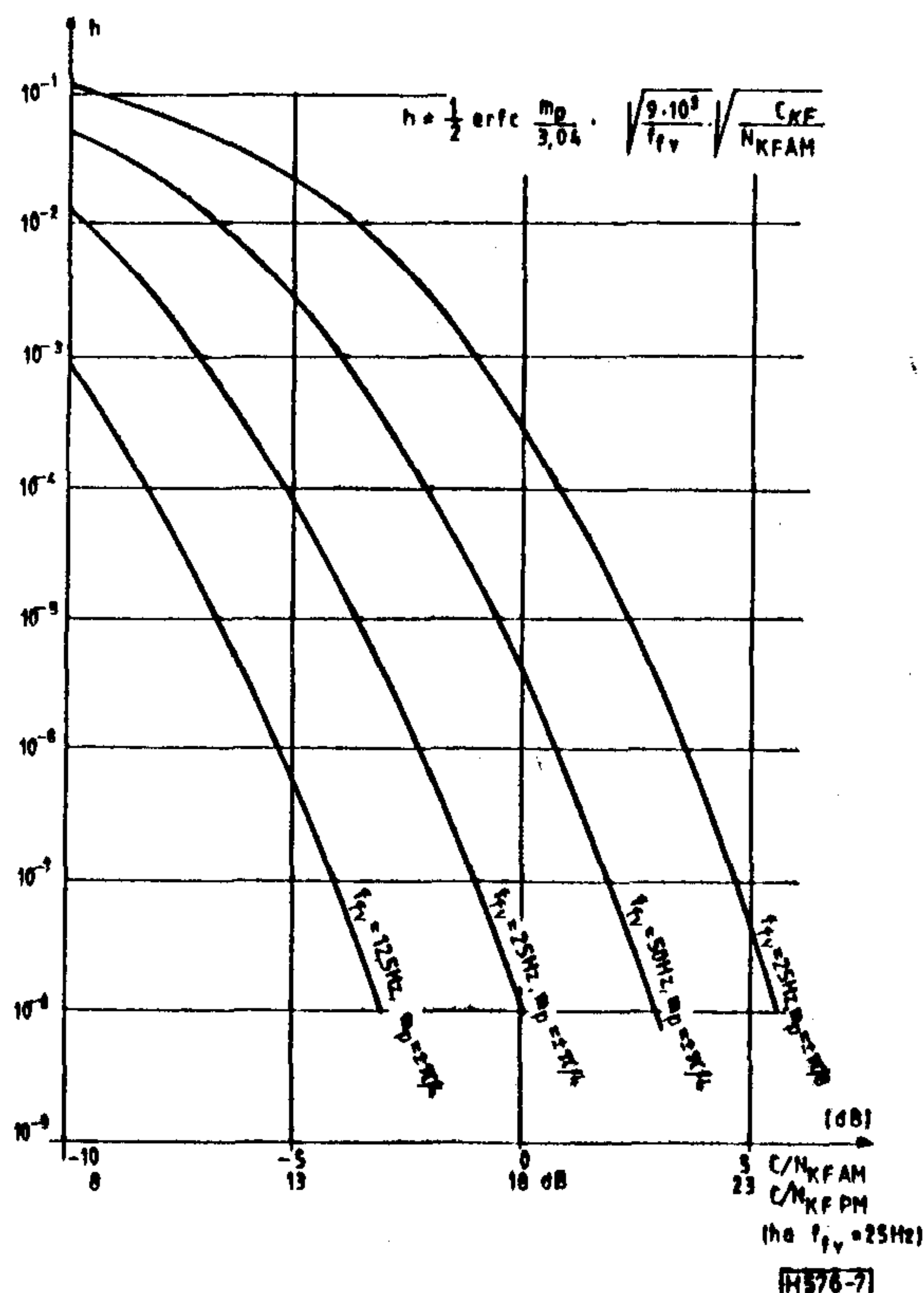
A keskenysávú csatornáról lévén szó (f_B 150-200 Hz), a zajt Gauss-eloszlásúnak tekinthetjük, így a bithibaarány, ha a szimbólumok előfordulási valószínűsége egyforma:

$$h = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{\hat{U}_{\text{jelDEM}}}{2\sqrt{2}U_{\text{zajDEeff}}} \quad (5)$$



H 576-6

6. ábra. γ nagysága az f_{fa}/f_{IV} hányados függvényében



7. ábra. h értéke a jel/zaj viszony függvényében f_{IV} -vel paraméterezve

az (5) kifejezésben szereplő jel-zaj viszonyt az AM-csatorna jel-zaj viszonyával is megadhatjuk, így a bithibaarányra az összefüggés:

$$h = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} 0,467 m_p \sqrt{\frac{9 \cdot 10^3}{f_{IV}}} \sqrt{\frac{C_{KF}}{N_{KFAM}}} \quad (6)$$

ahol C_{KF}/N_{KFAM} az AM-csatorna jel-zaj viszonya a 9 kHz-es sávszélességben.

A (6)-os kifejezést f_{IV} -vel és m_p -vel paraméterezve, a 7. ábrán ábrázoltuk, ahol $f_{fa} = f_{IV}$. Ez esetben $\gamma = 1/\sqrt{2}$, a módosult bithibaarány-formula az ábrán látható.

Nyquist-karakterisztikájú átvitelt feltételezve, $f_{IV} = f_{fa} = v/2$ (ahol v a bitsebesség) megkapjuk h -nak a bitsebességtől való függését is. Tehát a 7. ábrán pl. az $f_{IV} = 25$ Hz-es görbe az 50 bit/s-os átviteli sebességnek felel meg.

A szűrők vizsgálata során megállapíthatjuk, hogy kedvező az olyan szűrőlánc kialakítása, ahol vevőszűrő felső határfrekvenciája (sávszélesség) az adószűrőjénél kisebb. Továbbá, az adó- és vevőszűrőnek együttesen megfelelő impulzusátviteli tulajdonságokkal kell rendelkezniük, ezért fontos a futási idő egyenletességének biztosítása. Ilyen típusú szűrők realizálhatók a Thomson- és az egyenletes futásidő karakterisztikájú szűrőkkel. Az alaptagok elhelyezése f_{fa} -ra és f_{IV} -re tett vizsgálatok szerint történhet.

Összegzés

A fentebb részletezett módon kialakított rendszer jelenleg is üzemel a Magyar Posta több középhullámú adóállomásán. Az ellátottsági határ nagyságának meghatározása céljából méréseket is végeztünk.

Ezen mérések tapasztalatai egyértelműen alátámasztják azt, hogy az ilyen módon kisugárzott jelek vétele gyakorlatilag az egész ország területén megoldható, ha a sugárzás pl. a solti adóállomásnál történik. A mérések azt is igazolták, hogy 10^{-6} -nál jobb bithibarány a hangműsor ellátottsági határán túl is biztosítható. A területnövekedés 2...4-szeres is lehet. Bizunk benne, hogy a bevezetésben a gyakorlati felhasználásra vonatkozó elképzelésekből már a közeljövőben minél több megvalósul.

SZVÉTECZ RÓBERT

"Széchenyi István" Közlekedési
és Távközlési Műszaki Főiskola

IRODALOM

- [1] DIETMAR RUDOLF: Realisierung von modulations und demodulations konzepten zur datenübertragung im am hör-runfunk.

- 15 Tonmeistertragung, mainz
Vortrage 1988. (153-158 oldal)
- [2] B. RAUFFMANN, R. SCHRAM: Feldversuche zur übertragung von zusatzinformationen über am sender
15. Tonmeistertragung, mainz
Vortrage 1988. (159-166 oldal)
- [3] ERHARD AUGUSTIN, RUDOLF KÜHNE: Grundlagen der datenübertragung im am-hörrundfunksystemen mit tragerphasenmodulation. 15. tonmeistertragung, mainz 1988. (144-152 oldal)
- [4] Transmission of supplementary information in amplitude modulation sound broadcasting documents ccir study groups period 1986-1990 sp 44j/10 report 1061, document 10/55-e, 1987.
- [5] L. F. RADIO-DATA: Specification of the bbc experimental transmission 1982. bbc rd 1982/2.
- [6] E. AUGUSTIN, R. KÜHNE: Ein neuartiges verfahren zur zusatlichen simultanen und kompatiblen übertragung von digitalen informationen über ein am-hörrundfunksystem im simplexverkehr, technische mitteilungen des rfz, 30. Jahrgang, Heft 2/86.
- [7] STANDEISKY ISTVÓN: Adatátvitel amplitúdómodulált műsorszóró adókkal (tanulmány) Sziktmf. Győr, 1988. (1-97 Oldal)
- [8] I. FRIGYES, Z. SZABÓ: A simple method for the transmission of binary information over a radio channel proc. 4. th. coll. Micr. Comm., PP. ST 11/9, Akadémia Kiadó, 1970.

SZEMLE

Összeállította: Gál Ferenc

A japán Hitachi gyár 1990 elejére 0,3 mikrométer mintázatfinomságu 64 Mbit tárkapacitású DRAM integrált áramkört készül forgalomba hozni.

A cég jelenleg hagyományos fotolitográfiai eljárással 1 Mbit tárkapacitású Ram-okat gyárt, 1,5 μ m-es mintázatfinomsággal, és ezt a technológiát továbbfejlesztve, 1,6 Mbit-es eszközöket tervez gyártani. A 64 Mbit-es eszközök készítésére azonban már röntgensugaras vagy más speciális fényforrást kell használni. A 64 Mbit kapacitású eszközt többretegű 3 dimenziós strukturaként tervezik megvalósítani.

(OMIKK Mikroelektronikai Gyorstájékoztató – Integrated Circuits Internacional, 1988. febr.)

A Forst and Sullivan amerikai piackutató intézet "Az USA képfeldolgozó rendszerek piaca" című előrejelzése szerint a teljes 1986. évi 470,4 MSD piac 1987-re 532,2 MUSD, 1992-re pedig 1 Mrd USD-ra növekszik (1986-os dollárban). Az adatok csak kereskedelmi piacra érvényesek, a katonai és fogyasztói piacot kizárva – és csak a képfeldolgozáshoz szükséges szoftver – és hardvervásárlásokat vették figyelembe. Az alkalmazásspecifikus termékeket, valamint az USA piacán kívüli eladásokat ugyancsak kirekesztették.

(Electro Optics, 1987. okt.- OMIKK Mikroelektronikai Gyorstájékoztató, 1988/4.)

Az Egyesült Államoknak az egyes szakterületen legnagyobb konkurensként jelentkező országok (% soronként)

	Franciaország	Anglia	NSZK	Egyéb Ny. E.	SZU K.E.	Japán	Egyéb orsz.	Nem ismert
Híradástechnika	9	5	13	1	1	59	2	10
Számítást. hardver	1	1	6			81	3	8
Számítást. szoftver	5	15	7	1		39	13	20
Robotika	1		10	1		77	1	10

(Zero-Un Informatique hebdo)

Többrétegűen fémezett mikroszalag-tápvonalak vesztesége

VÉRTESEY MIKLÓS

REMIX Rádiótechnikai Vállalat

ACZÉL JUDIT

Távközlési Kutató Intézet

ÖSSZEFOGLALÁS

Többrétegűen fémezett mikroszalagtápvonalak veszteségnövekedését vizsgáltuk az alsó (tapadó) fémréteg tulajdonságainak függvényében. A veszteségnövekedésnek a tapadó réteg fajlagos ellenállásának a függvényében maximuma van (melynek értéke 5-15 l X cm között van). Ennek megfelelően a kis veszteség elérése érdekében a tapadó réteg fajlagos ellenállását 50 l X cm-nél nagyobbra kell megválasztani a technológiailag jól megvalósítható legkisebb rétegvastagság mellett.

Mikrohullámú integrált áramkörök mikroszalagtápvonalainak vesztesége a hordozó dielektromos -, a vezető fém ohmos-, valamint a sugárzási veszteségekből tevődik össze [1-3]. A gyakorlati esetekben használt nagy permittivitású hordozóknál 20 GHz frekvencia alatt a sugárzási veszteség elhanyagolható [3]. Vékonyréteg áramköröknél nagytisztaságú Al_2O_3 hordozó esetén minimális (néhány százalék) a dielektromos veszteség is, így a veszteség döntő forrása az ohmos veszteség, mely a mikroszalagvezető és az alaplemez felületi ellenállásával (R_s) valamint a felületi áramsűrűségekkel fejezhető ki [3]

$$\alpha_c = \frac{R_{s1}}{2Z} \int_{-w/2}^{w/2} \frac{|J_1|^2}{|I|^2} dx + \frac{R_{s2}}{2Z} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|J_2|^2}{|I|^2} dx, \quad (1)$$

ahol az "1" index a szalagvezetőre, "2" az alaplemezre utal, I a teljes áramot jelöli, w a szalagvezető szélessége (x irányban). A mikrohullámú felületi ellenállást - homogén fémezés esetén - az

$$R_s = \frac{\zeta}{\delta_s} \quad (2)$$

kifejezés írja le, ahol ζ a fémréteg fajlagos ellenállása, δ_s pedig a skin mélység, mely a frekvencia reciproka-nak a négyzetgyökével arányos

$$\delta_s = \sqrt{\frac{\zeta}{\pi \cdot f \cdot \mu}},$$

ahol f a frekvencia, μ a mágneses permeabilitás.



VÉRTESY MIKLÓS

1965-ben végzett az ELTE fizikus szakán, 1970-ben a BME-n félvezető eszközgyártási szakmérnöki oklevelet szerzett.

1965-86 között a Távközlési Kutató Intézet dolgozója volt. 1977-ben "Anomális bórdiffúzió vizsgálata Si egykristályokban" témakörben egyetemi doktori fokozatot kapott.

1987-től a REMIX-ben dolgozik, hibrid áramköri technológiával foglalkozik.

1987-ben a műszaki tudomány kandidátusa fokozatot ért el.

Fő munkaterülete a mikrohullámú hibrid integrált áramkörökkel kapcsolatos kutatás-fejlesztési tevékenység.



ACZÉL JUDIT

A Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán műszer és finommechanikai szakon szerzett oklevelet 1966-ban.

A Távközlési Kutató Intézetben dolgozik 1966-óta, mint tudományos munkatárs. 1973-ban villamosmérnök-matematikai szakmérnöki képesítést szerzett.

Tématerülete a mikrohullámú integrált áramkörök technológiája, ezen belül elsősorban a fotoreziszttechnika és topológiai tervezés, valamint a maszk előállítás.

Az ohmos veszteség egyszerűsítő feltevések esetén (a mikroszalagvezető és alaplemez fémezését egyformának feltételezve, valamint a terjedés irányába folyó áramokat elhanyagolva) a következő alakban írható fel:

$$\alpha_c = 8,686 \frac{R_s}{Z \cdot w} K \quad (3)$$

(R_s és Z ohm, w pedig cm egységben van megadva). A K korrekciós faktor a mikroszalagvezető árameloszlását írja le, melyre különböző modellek ismeretesek [3-6]. A K értéke általában 0,5-0,8 között változik.

A mikrohullámú vékonyréteg áramköröknél a fémezéssel szemben támasztott követelmények (a jó vezetőképeség, a jó tapadás, a jó hővezetőképeség, a stabilitás, stb.) egyetlen fémréteggel nem elégíthetők ki, több fémrétegre, szendvics szerkezetre van szükség. A jól vezető fémek (réz, arany) rosszul tapadnak a hor-

dozókra, így közülük egy, a hordozóhoz jól tapadó fémréteg (mely általában nagy fajlagos ellenállású) felvitele szükséges. A tapadó és a vezető réteg közé sokszor még 1-2 köztes (pl. diffúziót gátló) réteget is felvisznek. Ilyen esetben a szendvics szerkezet miatt a veszteség meghatározására a homogén fémezés kifejezései nem alkalmazhatók, a veszteség többé-kevésbé megnő. A különböző réteg kombinációk közül a NiCr-Au, a Cr-Cu-Au és a Ta₂N-Ti-Pd-Au összetételűek a legelterjedtebbek.

Ha a fémezés két vagy három rétegből tevődik össze, az egy rétegű fémezéshez képesti veszteség növekedés viszonylag egyszerűen számolható.

Két réteg esetén (jelölések a 1. ábrán) a mikrohullámú felületi ellenállás a következő alakban fejezhető ki [2, 7-8]:

$$R_s = R_{s1} \frac{(a+1)^2 e^{4u} + 2(a^2+1)e^{2u} \sin 2u - (a-1)^2}{(a+1)^2 e^{4u} - 2(a^2-1)e^{2u} \cos 2u + (a-1)^2} = R_{s1} \cdot F(a, u) \quad (4)$$

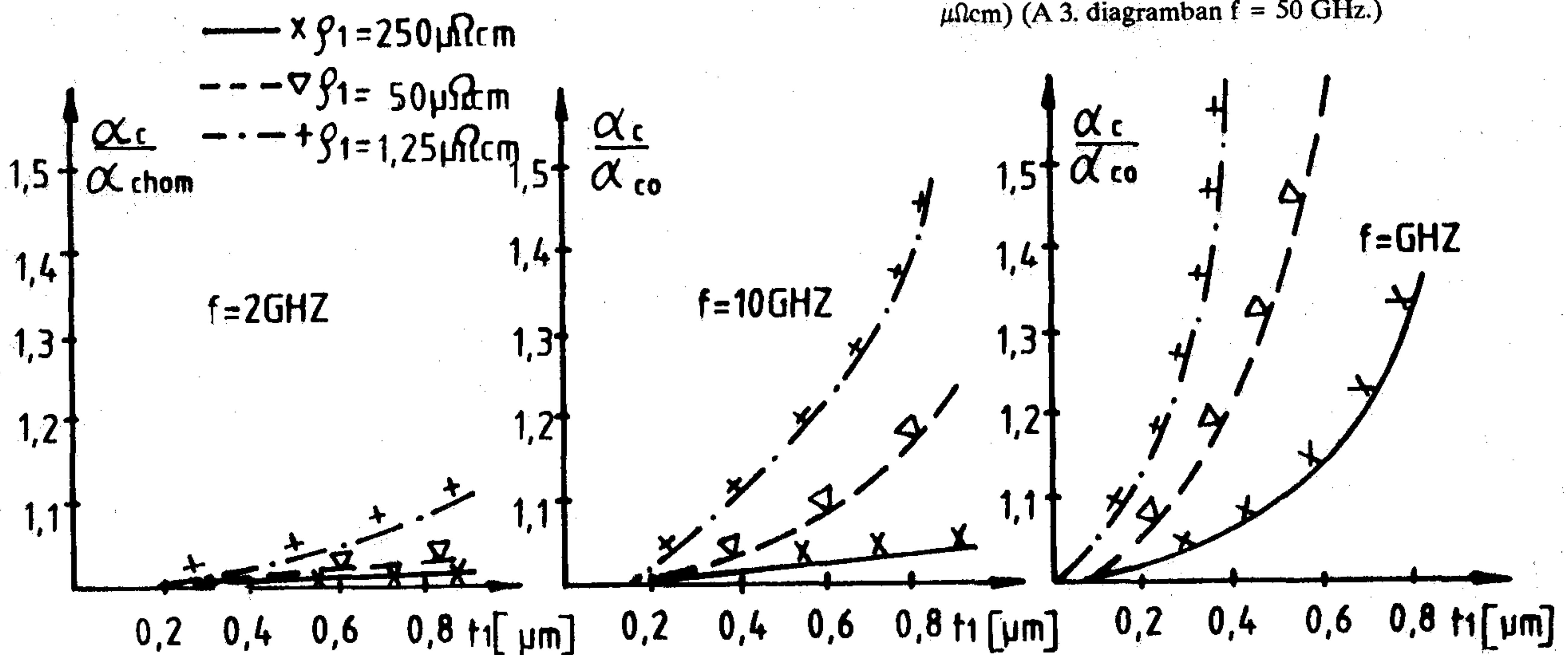
ahol

$$a = \frac{R_{s2}}{R_{s1}} = \sqrt{\frac{\zeta_2}{\zeta_1}} = \frac{\delta_{s2}}{\delta_{s1}} \quad \text{ha } \mu_1 = \mu_2 = 1 \quad (5)$$

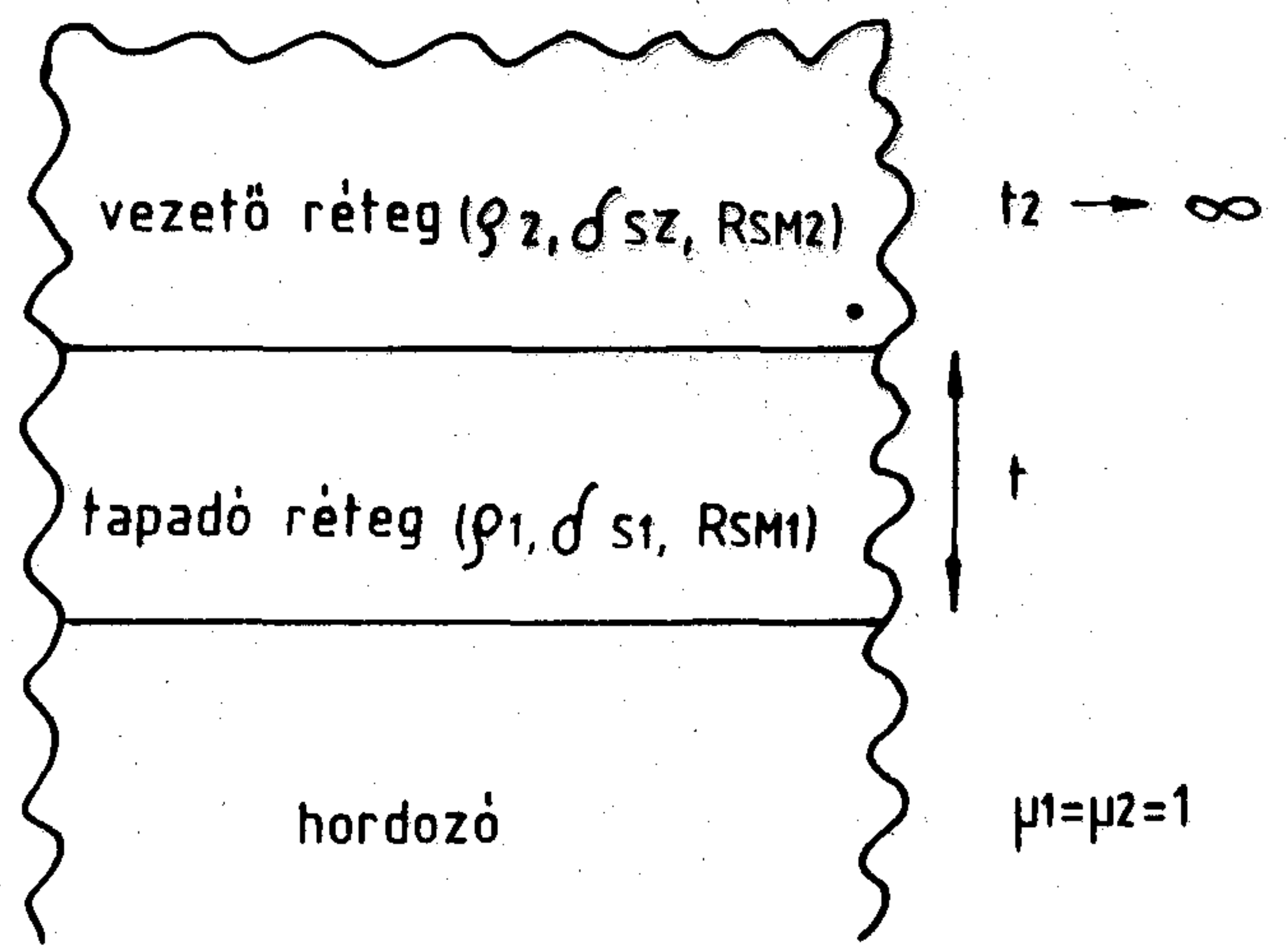
$$u = \frac{t}{\delta_{s1}} \quad (6)$$

Az 1 index az alsó tapadó, a 2-es pedig a tényleges vezető fémréteget jelenti, t a tapadó réteg vastagsága. A számítás során a vezető réteg vastagságát végtelennek tételeztük fel. A továbbiakban a hibrid gyakorlatnak megfelelően csak olyan eseteket vizsgálunk, ahol $a < 1$, vagyis a tapadó réteg fajlagos ellenállása nagyobb a felső, vezető rétegnél.

A homogén fémezésű (csak vezető réteg) és kétrétegű fémezésű szalagtápvonalak vesztesége kifejezhető a mikrohullámú felületi ellenállások hányadosával [2, 7] azaz



H579-2



H579-1

1. ábra. Kétrétegű fémezés jelölései

$$\frac{\alpha_c}{\alpha_{c, \text{hom}}} = \frac{R_s}{R_{s2}} = \frac{R_{s1}}{R_{s2}} F(a, u) = \frac{1}{a} F(a, u) \quad (7)$$

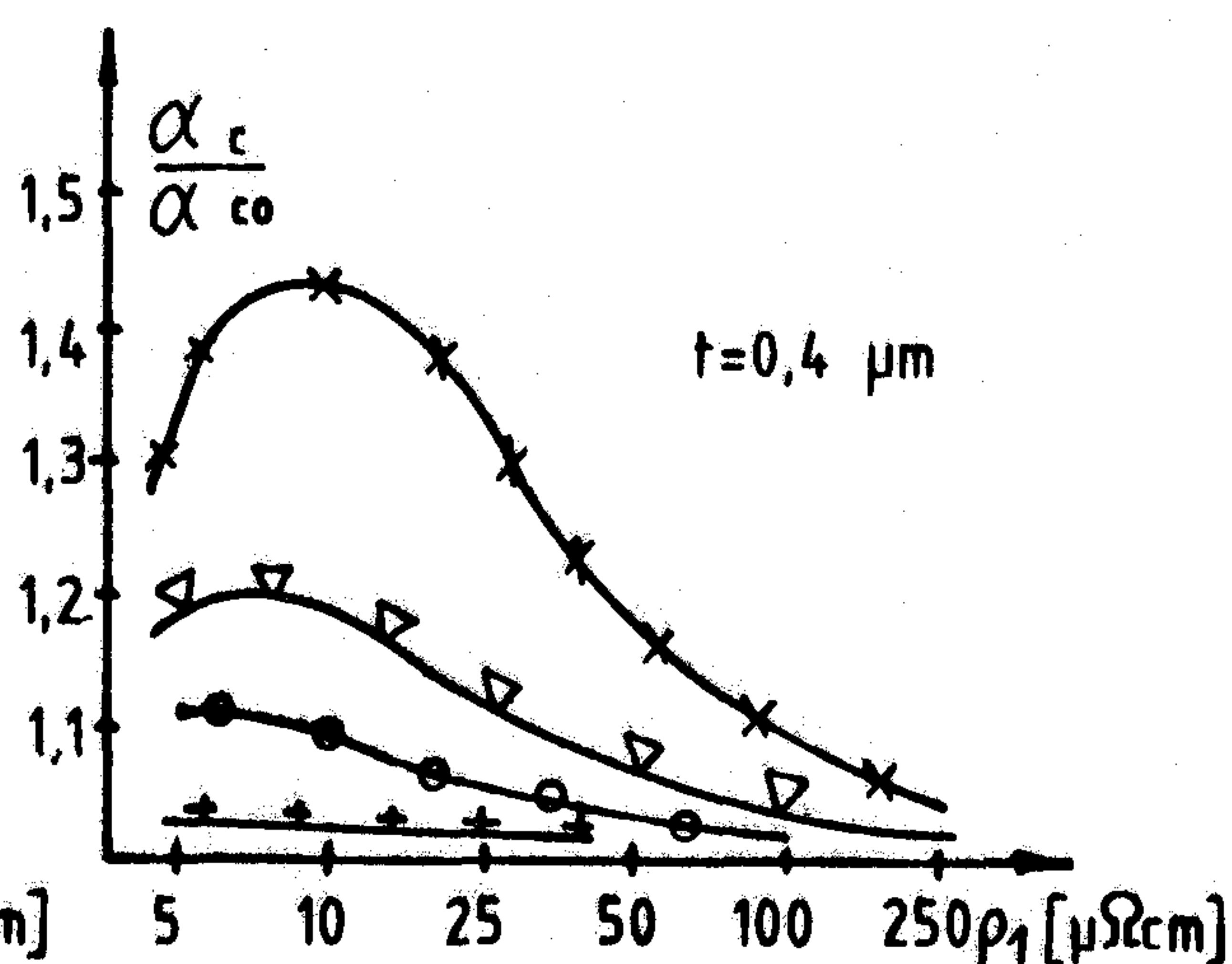
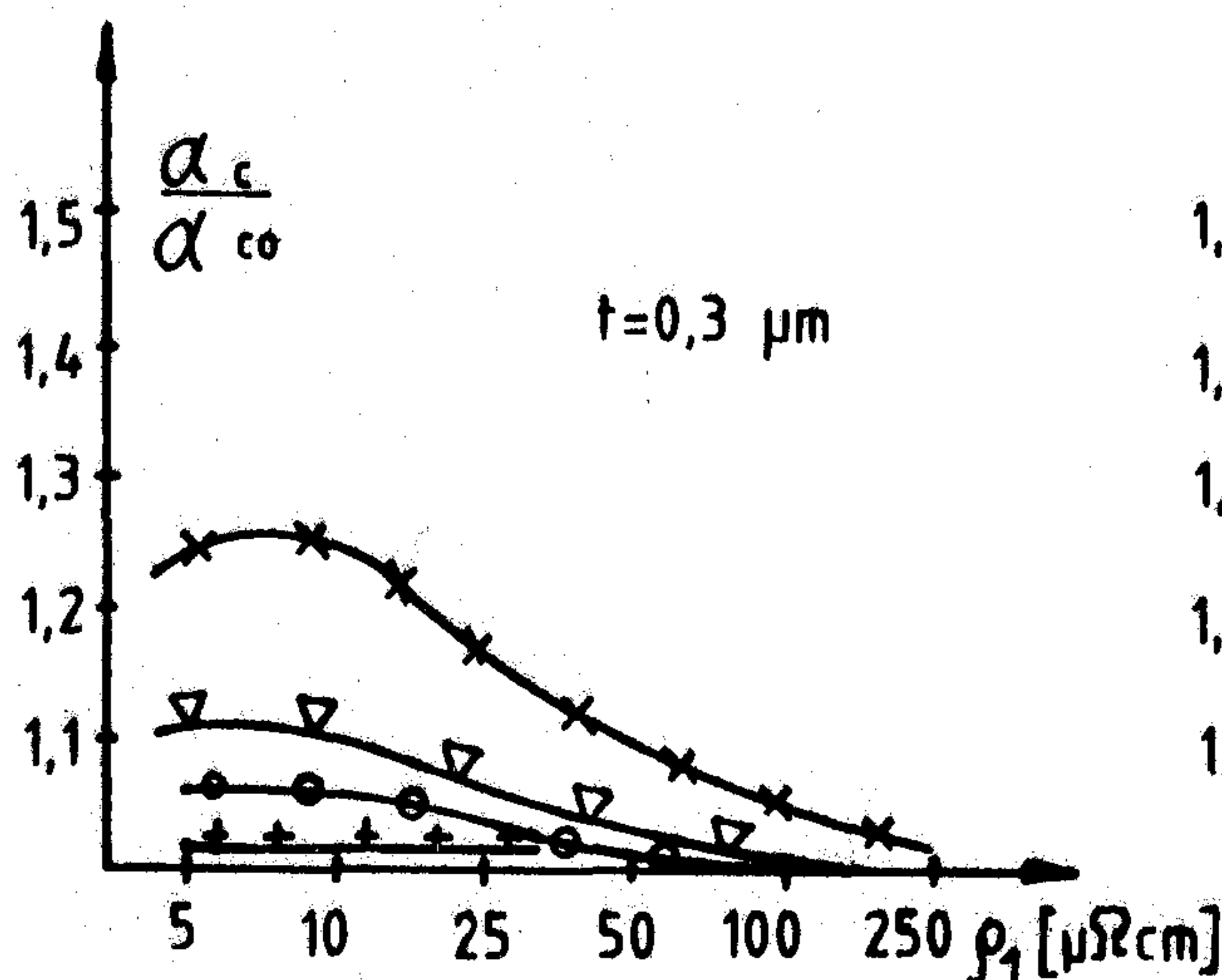
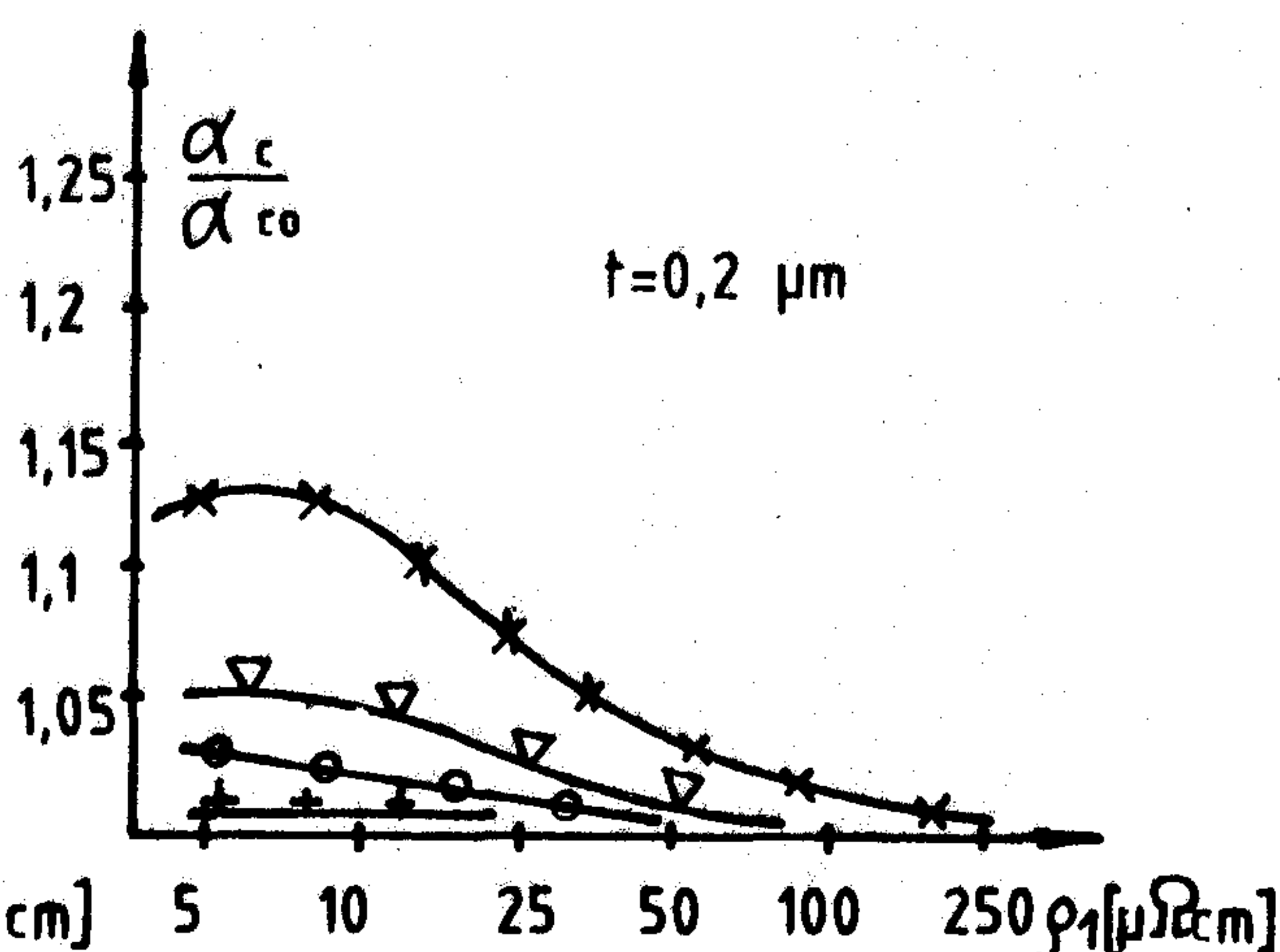
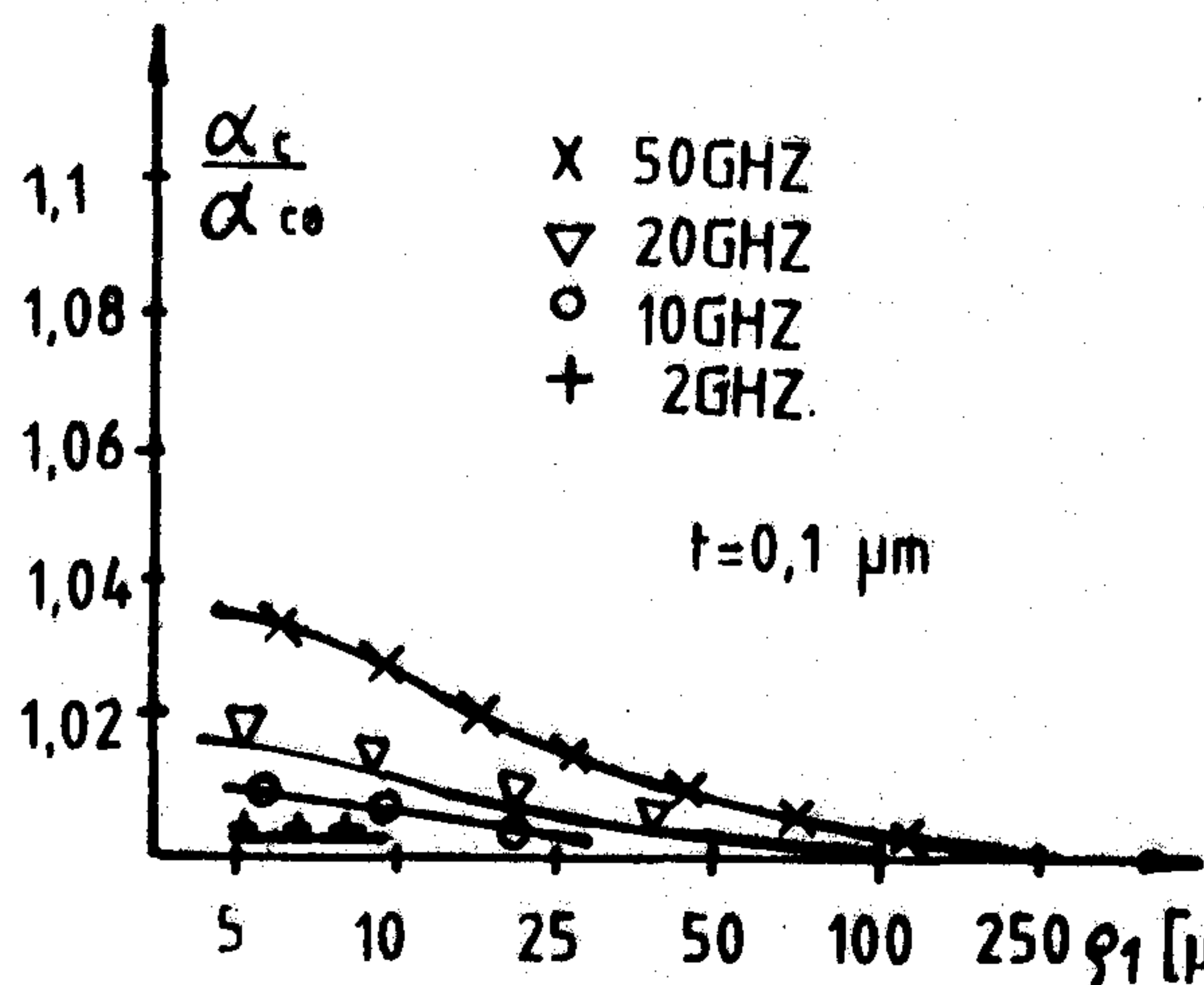
A szalagtápvonal homogén fémezéshez képesti veszteségnövekedése tehát a két réteg fajlagos ellenállásának a hányadosától, valamint a tapadó fémréteg skin mélységhez viszonyított vastagságától függ. (A frekvencia függés a skin mélységen keresztül vehető figyelembe).

A veszteségnövekedést leíró $F(a, u)$ függvénynek szélső értéke (maximuma) van a tapadó réteg vastagságának és fajlagos ellenállásának a függvényében. A rétegvastagság függvényben a görbe első maximuma a

$$t_{\max} = \frac{\pi}{2} \delta_{s1} \quad (8)$$

vastagságnál van [8]. A szélsőértékhez tartozó vastag-

2. ábra. Mikroszalagtápvonalak relatív veszteségnövekedése a tapadó réteg vastagságának a függvényében ($\delta_2 = 2,5 \mu\text{m}$) (A 3. diagramban $f = 50 \text{ GHz}$.)



3. ábra. Mikroszalagtápvonal relatív veszteségnövekedése a tapadóréteg fajlagos ellenállásának függvényében ($\delta = 2,5 \mu\Omega\text{cm}$)

ságra igen nagy értékek adódnak: 10 GHz-es pl. $\zeta_1 = 50 \mu\Omega\text{cm}$ esetén $6 \mu\text{m}$, $250 \mu\Omega\text{cm}$ esetén pedig $12,2 \mu\text{m}$. A kis veszteség elérése érdekében az F függvényt minimalizálni kell, azaz célszerű igen vékony tapadó réteget előállítani. A gyakorlati esetekben a rétegvastagság nem lépi túl az 1-2 tized μm -t.

Az F veszteségnövekedés függvényt a 2. ábrán mutatjuk be. Az ábrán látható, hogy a veszteségnövekedés 2 GHz frekvencián elhanyagolható, a szokásos rétegvastagság mellett nem éri el az 1 %-t sem. A veszteség növekedés 10 és 50 GHz-en már jelentősebb, de pl. a 10 %-os veszteségnövekedéshez tartozó vastagság értékek (melyek a fajlagos ellenállástól is függenek) így is viszonylag nagyok, meghaladják a $0,4$ ill. $0,2 \mu\text{m}$ -t. 10 GHz frekvencián, ha a rétegvastagság $0,3 \mu\text{m}$ -nál kisebb és a fajlagos ellenállás $50 \mu\Omega\text{cm}$, a veszteségnövekedés 1 % alatt van. Érdeemes megfigyelni, hogy a kisebb fajlagos ellenállású tapadó rétegnél nagyobb a veszteségnövekedés.

A 3. ábrán a tapadó réteg fajlagos ellenállásának a függvényében mutatjuk be a veszteségnövekedést (4 rétegvastagság és 4 frekvencia esetén). A számítások során a vezető réteg fajlagos ellenállását $2,5 \mu\Omega\text{cm}$ -nek

(arany réteg) vettük. A veszteségnövekedés függvény maximuma - az általunk vizsgált esetekben - $15 \mu\Omega\text{cm}$ alatt volt. A maximum helyét a frekvencia és a rétegvastagság csak kis mértékben befolyásolja.

A 3. ábrán még jobban látható, hogy a kis veszteség elérése érdekében a tapadó réteg fajlagos ellenállását minél nagyobbra (legalább $50 \mu\Omega\text{cm}$ -re) kell választani a technológiai okokból szükséges legkisebb rétegvastagság mellett. (A vezető réteg fajlagos ellenállását természetesen minimális értéken kell tartani).

A nagyobb fajlagos ellenállású tapadó rétegnél fellépő kisebb veszteséget a skin hatással lehet magyarázni. Nagyobb fajlagos ellenálláshoz nagyobb skin mélység tartozik, így azonos rétegvastagság mellett - növelve a fajlagos ellenállást - az elektromos áram egyre kisebb része fog a tapadó rétegben folyni, azaz egyre nagyobb hányad folyik a vezető rétegben. Ez veszteség csökkenést okoz.

Három vagy több réteg esetén a mikroszalagtápvonalak relatív veszteségét leíró kifejezések lényegesen bonyolultabbak [2, 7, 8], a kétrétegű fémezésre vonatkozó általános megállapítások azonban ezekben az esetekben is igazak. Kis veszteség elérése érdekében arra kell törekedni, hogy az ellenállás, tapadó és köz-

H579-3

Többrétegű fémezett mikroszalagtápvonalak veszteségértékeinek összehasonlítása

Réteggombináció	Rétegjellemzők			mért veszteség $f=8\text{GHz}$ [dB/cm]	$\alpha_c/\alpha_{\text{chom}}$
	összetétel	ζ [$\mu\Omega\text{cm}$]	t [μm]		
1.	Ta ₂ N	220	0,06	5,2 10^{-2}	1,01
	Ti	80	0,1		
	NiCr	150	0,3		
	Au	2,5	10		
2.	Ti	50	0,4	5,3 10^{-2}	1,02
	Pd	15	0,16		
	Au	2,5	10		
3.	NiCr	130	0,4	5 10^{-2}	1,01
	Au	2,5	10		
4.	Cu (kémiai)	3,1	0,9	7,5 10^{-2}	1,7
	Cu (galv)	2	10		

tes rétegek fajlagos ellenállásai minél nagyobbak, vastagságuk viszont minél kisebb legyen.

A fentiek kísérleti alátámasztására két ill. több rétegű fémezéssel különböző fajlagos ellenállású tapadó rétegeket állítottunk elő. Vastagságukat - a gyakorlatban előforduló vastagsághoz képest - viszonylag nagy-nak választottuk, hogy a veszteségnövelő hatás minél nagyobb legyen. A réteggombinációkat és a rétegjellemzőket, a gyűrűs rezonátorral mért veszteségadatokat valamint a 7. képletnek megfelelő veszteségnövekedéseket az 1. táblázatban foglaltuk össze.

A táblázatban látható, hogy a nagy fajlagos ellenállású tapadó és köztes rétegek esetén a viszonylag nagy rétegvastagságok (összrétegvastagság) mellett sem növekszik meg a veszteség. A veszteségnövekedés egyedül 4. számú réteggombinációnál jelentős, ahol a tapadó réteg (a bulk rézhez képest) viszonylag nagy fajlagos ellenállású és vastagságú kémiai úton előállított réz volt. Ez a kis fajlagos ellenállás növekedés jelentős veszteségnövekedést okozott.

Köszönetnyilvánítás

A szerzők ezúton is kifejezik köszönetüket Kusztor László kollégának a gyűrűs rezonátor mérések elvég-

zéséért, valamint dr. Kósza Géza, dr. Nagy István és Thomán Valér kollégáknak a különböző réteggombinációjú fémezések elkészítéséért.

IRODALOM

- [1] M.V.Schneider: Microstrip lines microwave integrated circuits. Bell S.T.J. 48. 1421-1444, May-June 1969.
- [2] L.Young, H.Sobol: Advances in microwaves, Vol.8. Academic Press, New York, 1976.
- [3] S.Hagelin, L.D.Wernlund: Properties of microstrip transmission lines, FOA 3 rapport, C 376g-E2, Juni 1974. Försvarets Forskningsanstalt, Stockholm
- [4] R.A.Pucel, D.J.Masse, C.P.Hartwig: Losses in microstrip, IEEE Trans. Microwave Theory and Techn. MTT-16, 342-350, 1968.
- [5] M.Coulton, H.Sobol: Microwave integrated - circuit technology - A survey. IEEE Journal of Solid-State Circuits. SC-5, 292-303, Dec. 1970.
- [6] M.Coulton, J.J.Hughes, H.Sobol: Measurements on the properties of microstrip transmission lines for microwave integrated circuits, RCA Review, 377-351, 1966.
- [7] H.Sobol: Applications of integrated circuit technology to microwave frequencies, Proc. IEEE, 59, 1200-1211, Aug. 1971.
- [8] Gy.Fodor: A.C. impedance of laminated conductors, Acta Technika, XXXI./1-2, 33-68, 1968.



BERUHÁZÁS HELYETT – KÖLCSÖNÖZZÖN MŰSZERT



csak egy telefon: 181-0903

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

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

ÁLL AZ ÖN RENDELKEZÉSÉRE.

Fogyóanyag, tartozék-pótlás ugyancsak forintért!

LÍZING LEHETŐSÉG: egyes műszer vagy számítógép típusokra!

SZAKTANÁCSADÁS – 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

Diszkrét idejű hálózatok számítógépes analízise II.

SOMOGYI GÁBOR

ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk ismerteti az először Sannuti és Puri által publikált determinánskifejtő algoritmust, amely diszkrét idejű hálózatok félszimbólikus analízisének hatékony eszköze. A szerző megmutatja, hogy az algoritmus nem csupán a rendszeregyenlet előállítására alkalmas, de szisztematikus módszer adható a hálózatok állapotegyenleteinek felírására is. A cikk a szerző által e lap f. évi 3. számában megjelentetett cikk folytatása is egyben, így részben támaszkodik az ott levezetett eredményekre. Az ott ismertetett ANDI (ANother Discrete Network Analyser) program a cikk megjelenése óta jelentősen bővült, többek között a jelen számban publikált eredmények felhasználásával, mely bővítésekről e cikk is számot ad.

Bevezetés

Az ANDI program első változata 1989 februárjában került alkalmazásra az oktatásban, (a Budapesti Műszaki Egyetemen az Elméleti Villamosságtan tárgy keretében) és azóta sok igény merült fel a program továbbfejlesztésére. A megadható hálózatok méretének növelésén és apró technikai változásokon túl a következőkre volt igény:

- szükségessé vált hálózatok grafikus megadásának biztosítása, a hálózatok kapcsolási rajz alapján történő analízise;
- hálózatok összefűzésének, részhálózatok megadásának lehetősége, melynek segítségével alapkapsolások sora építőelemként tárolható és felhasználható összetettebb hálózatok építőelemeiként;
- a hálózat időtartományi szimulációja mellett a működés alaposabb vizsgálatához a bemeneti és kimeneti jelek Diszkrét Fourier Transzformáltjának (DFT) megjelenítése volt szükséges, amelyhez egy FFT eljárás beépítése kellett;
- végül szükség volt a vizsgált hálózatok állapotegyenleteinek előállítására. (melyek pl. alkalmasak a hálózat numerikus stabilitásának vizsgálatára is [3].)

A cikk ez utóbbi probléma megoldását, az állapotegyenletek előállítására alkalmazott módszert ismerteti.

Az átviteli függvény előállítása

Az ANDI program a diszkrét idejű hálózatok félszimbólikus, Z tartományi, csomóponti analízis segítségével állítja elő a hálózat $W(z)$ átviteli függvényét. Az analízis utolsó lépése során válik szükségessé a $\underline{K}$ csomóponti mátrix determinánsának kiszámítása. Az [1]-ben részletesen levezetett algebrai formulák alapján az alábbi eljárás adható $\underline{K}$ felépítésére.



SOMOGYI GÁBOR

Villamosmérnöki oklevelét 1989-ben szerezte meg a Budapesti Műszaki Egyetemen. Ugyanez évben tudományos diákköri tevékenységéért elnyerte az MTA "Pro scientia" aranyérmét és az MHB "A magyar műszaki haladásért" pályázatának díját. Jelenleg az MTA ösztöndíjasa. Szakterülete hálózatok számítógépes analízise.

Feltételezzük, hogy adott a hálózat csomóponti leírása, amely rögzíti az elemek elrendezését (a hálózat topológiáját) és megadja a szorzók paramétereit. E leírás alapján állítjuk elő $\underline{K}$ mátrixot, először létrehozva egy megfelelő méretű zérus mátrixot, majd e mátrix egyes elemeit lépésről-lépésre módosítjuk ΔK_{ij} értékekkel, a $K_{ij} := K_{ij} + \Delta K_{ij}$ kifejezés szerint.

$\underline{K}$ felépítésének lépései

1. Hozzuk létre a $\underline{K} = \underline{0}$ mátrixot, melynek mérete legyen $(N+1) \times (N+1)$, ahol N a hálózat csomópontjainak száma.
2. $\Delta K_{ii} := 1$ $i = 1, 2, \dots, (N+1)$
3. $\Delta K_{ji} := -m_k$ minden olyan (i, j) számpárra, ahol a hálózati i -ik és j -ik csomópontja közt szorzó elem van. A szorzó paramétereit m_k jelöli.
4. $\Delta K_{ji} := z^{-1}$ minden olyan (i, j) számpárra, ahol a hálózat i -ik és j -ik csomópontja közt késleltető elem van. Itt z^{-1} jelöli a késleltetésnek megfelelő szimbólumot Z tartományban.
5. $\Delta K_{i, N+1} := -1$, ahol i a hálózat bemeneti csomópontja
6. $\Delta K_{N+1, i} := -W^{-1}$, ahol j a hálózat kimeneti csomópontja. Itt a W szimbólum a hálózat átviteli függvényét jelöli.

Ahhoz, hogy az [1]-ben leírtaknak megfelelően meg lehessen oldani az így felépített, speciális (z^{-1} és W^{-1}) szimbólumokat tartalmazó $\underline{K}$ mátrix esetén a

$$\det(\underline{K}) = 0 \quad (1)$$

egyenletet, speciális determináns kifejtő algoritmus szükséges.

A Sannuti - Puri algoritmus

A Sannuti - Puri algoritmus (továbbiakban S-P algoritmus) nem $\underline{K}$ mátrix adatain dolgozik, hanem egy olyan $\underline{R}$ mátrixból határozza meg $\underline{K}$ determinánsát, amely $\underline{R}$ mátrix leírja $\underline{K}$ struktúráját. $\underline{R}$ csupán azt az információt tárolja $\underline{K}$ -ról, hogy $\underline{K}$ mely eleme tartalmaz 0 értéket és mely eleme nem. Az S-P algoritmus általában akkor hatékony, ha $\underline{K}$ sparse (ritkás) mátrix, amely hálózatanalízis problémáknál csaknem mindig fennáll. Az S-P algoritmus három fő lépésre bontható:

1. $\underline{R}$ felépítése
2. $\underline{K}$ determinánsának előállítása szorzat összegek formájában
3. A szorzat csoportok összegzése előjelük megállapítása után.

Az algoritmus működésének demonstrálásához az 1. ábra hálózatának analízisét mutatjuk be. A hálózathoz előállított $\underline{K}$ mátrix ($N=3$):

$$\underline{K} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & -z^{-1} & -1 \\ -m_1 & 1 & -m_2 & 0 \\ 0 & -z^{-1} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -W^{-1} & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & -z^{-1} & -1 \\ -0,1 & 1 & -0,3 & 0 \\ 0 & -z^{-1} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -W^{-1} & 1 \end{pmatrix} \quad (2)$$

$\underline{R}$ felépítési szabálya: $\underline{R}$ j-ik oszlopa tartalmazza rendre a $\underline{K}$ j-ik oszlopa nem zérus elemeinek i indexét:

$$\underline{R} = \begin{pmatrix} 1 & 2 & 1 & 1 \\ 2 & 3 & 2 & 4 \\ 0 & 0 & 3 & 0 \\ 0 & 0 & 4 & 0 \end{pmatrix} \quad (3)$$

$\underline{K}$ determinánsának szorzat összegeit úgy állítjuk elő, hogy megkeressük az összes lehetséges utat $\underline{R}$ bal oldali oszlopától jobb oldali oszlopáig úgy, hogy oszlop-

ról-oszlopra csak olyan helyre léphetünk $\underline{R}$ -ben, amelyen még fel nem használt 0-tól különböző szám áll. Minthogy $\underline{R}$ -ben 1-től $(N+1)$ -ig fordulnak elő természetes számok, így $(N+1)$ elemű számsorozatokat kapunk, melyek keverve tartalmazzák az 1..($N+1$) számokat (az 1..($N+1$) számok egy permutációját).

A példából adódó sorozatok:

$$\begin{aligned} S_1 &: 1 \ 2 \ 3 \ 4 \\ S_2 &: 1 \ 3 \ 2 \ 4 \\ S_3 &: 2 \ 3 \ 1 \ 4 \\ S_4 &: 2 \ 3 \ 4 \ 1 \end{aligned}$$

E sorozatok $\underline{K}$ elemeinek egy-egy szorzatát azonosítják. Például egy sorozat 2. elemeként álló 3. érték azonosítja $K_{3,2}$ elemet, így például S_3 jelentése:

$$K_{2,1} \cdot K_{3,2} \cdot K_{1,3} \cdot K_{4,4} = (-0,1) \cdot (-z^{-1}) \cdot (-z^{-1}) \cdot 1$$

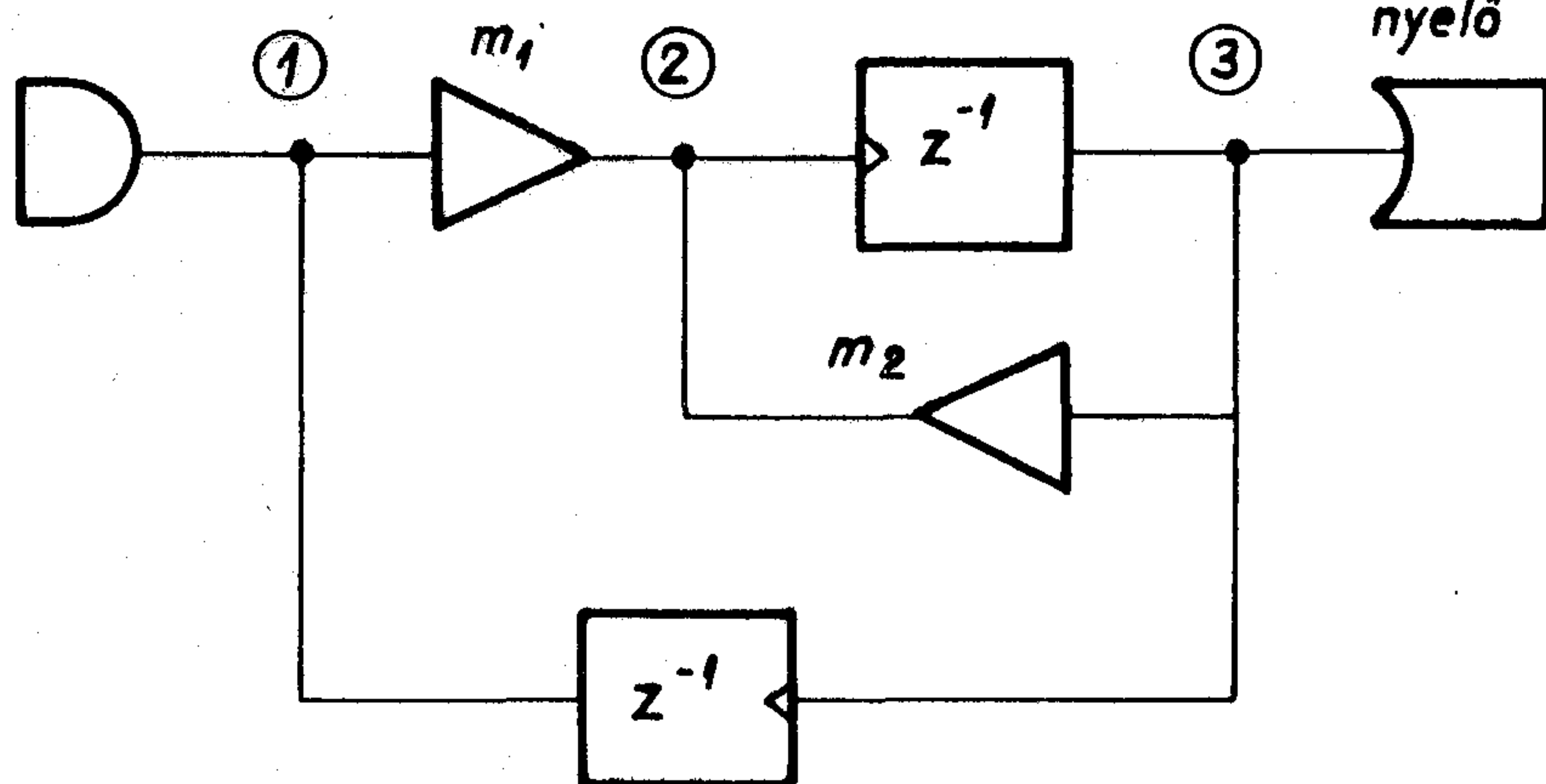
A szorzat csoportok összegezése előtt egy-egy előjelet rendelünk egy-egy S_i sorozathoz: egy sorozat előjele pozitív, ha elemeinek sorbarendezéséhez páros számú felcserélési lépés szükséges (ahol egy felcserélési lépés két szomszédos elem felcserélését jelenti). Ha e lépések száma páratlan, a sorozathoz negatív előjelet rendelünk. (Más megfogalmazásban: ha az adott permutáció inverziószáma páros, az előjel legyen pozitív, egyébként negatív. Az inverziószám megállapításáról [4]-ben részletes leírás található). Végeredményként az alábbi összeget kapjuk, mely (1) szerint zérus:

$$\begin{aligned} \det(\underline{K}) &= +S_1 - S_2 + S_3 - S_4 = 1 - (-z^{-1})(-0,3) + \\ &+ (-0,1)(-z^{-1})(-z^{-1}) - (-0,1)(-z^{-1})(-W^{-1})(-1) = \\ &= 1 - 0,3z^{-1} - 0,1 \cdot z^{-2} - 0,1 \cdot z^{-1} \cdot W^{-1} = 0 \end{aligned} \quad (4)$$

Amiből az átviteli függvény adódik:

$$W = \frac{0,1 \cdot z^{-1}}{1 - 0,3z^{-1} - 0,1z^{-2}} \quad (5)$$

forrás

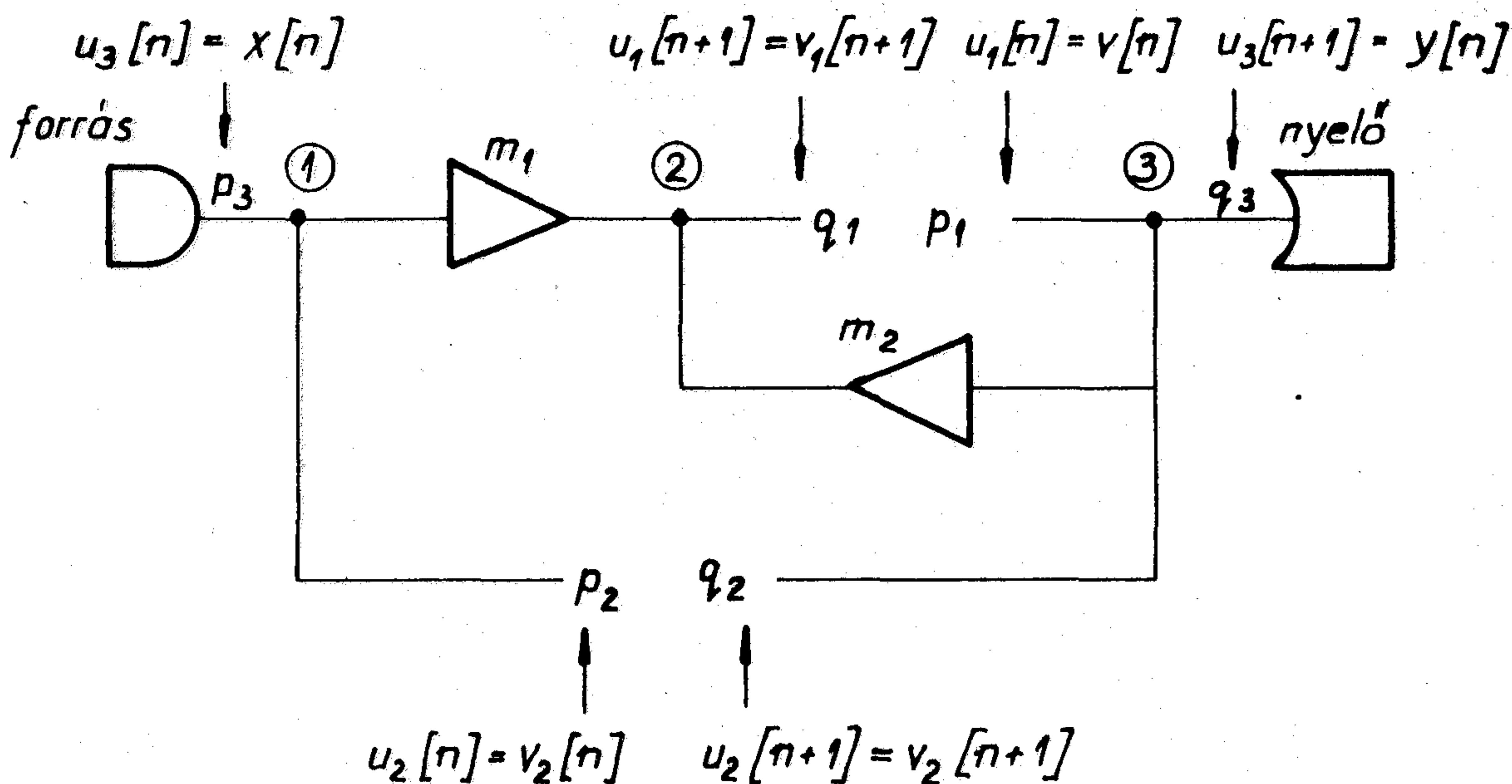


$$\begin{aligned} m_1 &= 0,1 \\ m_2 &= 0,3 \end{aligned}$$

$$W(z) = \frac{m_1 z^{-1}}{1 - m_2 z^{-1} - m_1 z^{-2}} = \frac{0,1 z^{-1}}{1 - 0,3 z^{-1} - 0,1 z^{-2}}$$

—1. ábra. Diszkrét idejű mintahálózat és átviteli függvénye

H591-1



$$\begin{pmatrix} u_1[n+1] \\ u_2[n+1] \\ u_3[n+1] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} m_2 & m_1 & m_1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1[n] \\ u_2[n] \\ u_3[n] \end{pmatrix}$$

2. ábra. Diszkrét idejű hálózat felbontása az állapotegyenletek felírásához

H 591-2

Ezzel az állapotegyenlet:

Az állapotegyenletek előállítása

$$\underline{u}[n+1] = \underline{S} \underline{u}[n] \quad (8)$$

Az ANDI program továbbfejlesztésénél rendelkezésre állt a fent ismertetett algoritmus, így a program továbbfejlesztésénél fontos cél volt, hogy - amennyiben ez lehetséges - ugyanezt az algoritmust alkalmazzuk az állapotegyenletek előállítására.

Egy diszkrét hálózatban az állapotegyenletek felírhatók úgy, hogy a hálózat késleltető elemeinek kimeneti jeleit ($v[n]$ jelek) tekintjük állapotváltozóknak. Ekkor a keresett állapotegyenletek (időtartományban)

$$\begin{aligned} \underline{v}[n+1] &= \underline{A} \underline{v}[n] + \underline{B} x[n] \\ y[n] &= \underline{C}^T \underline{v}[n] + D x[n] \end{aligned} \quad (5)$$

A fenti egyenletrendszer összevont alakba is írható.

$$\begin{pmatrix} \underline{v}[n+1] \\ y[n] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{A} & \underline{B} \\ \underline{C}^T & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{v}[n] \\ x[n] \end{pmatrix} \quad (7)$$

Ezzel a bemeneti és kimeneti jeleket ($x[n]$ és $y[n]$) bevontuk az állapotváltozók közé. Jelölje a továbbiakban (7) jobb oldalának konstans mátrixát $\underline{S}$, a jelenbeli állapotvektort $\underline{u}[n]$, a "jövőbenit" $\underline{u}[n+1]$.

Értelmezzük $\underline{S}$ egy elemét, S_{ij} -t. Az S_{ij} elem megmutatja, hogy az állapotvektor i -ik elemének következő értéke ($u_i[n+1]$) hogyan függ az állapotvektor j -ik elemének jelenlegi ($u_j[n]$) értékétől.

Ehhez az értelmezéshez fizikai interpretáció is rendelkezhető. Jelölje p_i az $u_i[n]$ megfigyelési helyét (az i -ik késleltető elem kimenetét vagy a bemeneti csomópontot és jelölje q_j az $u_j[n+1]$ megfigyelési helyét (a j -ik késleltető elem bemenetét vagy a kimeneti csomópontot.) Emeljük most ki az összes késleltető elemet a hálózathoz, de tartsuk meg a hálózat minden csomópontját (az esetleg magányosan maradó csomópontokat is). Az így kapott hálózat segítségével S_{ij} úgy értelmezhető, mint p_i és q_j csomópontok közti átvitel, p_i -től q_j felé haladó irányban (lásd példaképp a 2. ábrát). Ennek az értelmezésnek az alapján állítja elő az ANDI program az állapotegyenletet, azaz az $\underline{S}$ mátrix elemeit, a következőképp:

- feljegyzi az összes p_i és q_j csomópontokat;
- törli a hálózat leírásából a késleltetőket, valamint a ki- és bemeneti pontokat;
- minden lehetséges (p_i, q_j) párra végrehajtja az S-P algoritmust, azzal a feltételezéssel, hogy a hálózat

bemenete p_i kimenete pedig a q_i csomópontban van.

Az S-P eljárás minden futtatása így egy-egy S_{ij} értéket állít elő.

A realizálhatóság ellenőrzése

Az állapotegyenletek ilyen módon történő előállítása több előnnyel bír:

- programozástechnikai nyereség, hogy az ANDI gerincét alkotó eljárások lényeges módosítás nélkül alkalmazhatók az állapotegyenletek előállítására;
- az S-P algoritmus többszöri futtatások során $\underline{K}$ és $\underline{R}$ mátrixok csaknem azonosak, csak két-két elemük változik. Ezt kihasználva jelentős időmegtakarítás érhető el;
- az állapotegyenletek előállítása közben felismerhetővé válnak a nem realizálható, késleltetés nélküli hurkot tartalmazó hálózatok (melyek előállhatnak bizonyos tervezési eljárások eredményeként).

Ez utóbbi tulajdonság a következőképp igazolható: egy késleltetés nélküli hurkot tartalmazó hálózathoz elhagyva a késleltető elemeket, a nem realizálható hurok megmarad. Ezután bármely két, a hurokhoz szorító elemmel csatlakozó, vagy hurokban résztvevő (p_i , q_j) csomópontok közti átvitel generálásakor az S-P algoritmus által előállított átvitel 1-től különböző neve-

zőt fog tartalmazni. (Ez azonban már a szorzat csoportok előállítása közben ellenőrizhető.) Ugyanakkor késleltetés nélküli hurkot nem tartalmazó hálózatokra minden S_{ij} nevezője egységnyi marad. Ezzel pedig a késleltetés nélküli hurkok detektálhatók.

Összegezés

A cikkben ismertetésre került S-P algoritmus az ANDI futtatásai során hatékony eszköznek bizonyult mind az átviteli függvény, mind pedig az állapotegyenletrendszer előállításánál, így az ANDI 1990. februárjától új funkcióval kibővítve került alkalmazásra a BME-n, az oktatásban.

IRODALOM

- [1] Somogyi Gábor: Diszkrét idejű hálózatok számítógépes analízise Híradástechnika 1990.3. szám
- [2] Sannuti P.-Puri N.N.: Symbolic Network Analysis. An algebraic formulation. IEEE Trans. on Circ. and Syst. 1980. aug.
- [3] Vutályos András: Diszkrét hálózatok stabilitása Magyar elektronika 1988. április, 58-61. oldal
- [4] Knuth D.E.: A számítógépprogramozás művészete 3. kötet (Keresés és rendezés) 25-33. oldal Műszaki Könyvkiadó, Budapest 1988.

Azon irodalmakat, amelyekre jelen cikk nem, de e cikk első része hivatkozik, [1] irodalomjegyzéke tartalmazza.

Lapunk példányonként megvásárolható:
az V., Váci utca 10. és
az V., Bajcsy-Zsilinszky út 76. szám alatti
hírlapboltban

Кешшеяк, П.:

Надежность софтвера

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1990. Nr. 4.

Целью продемонстрирования модели по надежности софтвера является то, что для анализа надежности систем с микропроцессорным управлением она обеспечила полезное, формирующее кругозор, вспомогательное средство. Модель рассматривает функциональную окрыжность программного пакета софтвера в качестве многомерного состояния, в котором в процессе матобеспечения совместно со скрывающимися в нем источниками отказов, являются "прозрачным", и становятся легко понимаемыми. Внутри, так называемого, горизонта тестирования ядро пространства состояния не имеет источников отказа софтвера. Следующий наружный пояс пространства состояния, который располагается между горизонтом тестирования и горизонтом развития, нагружен сравнительно малым источником отказов софтвера, а в периферийном самом наружном поясе – кроме горизонта развития – характерным является состояние "черной коробки", в которой сосредоточиваются множество неизвестных источников отказов софтвера.

Надь, Л.:

Расчёт полосовых фильтров со ставками на пластмассовом металлизированном диэлектрике

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1990. Nr. 4.

В статье описан простой метод расчёта фильтров, построенных со ставками на пластмассом металлизированном диэлектрике. Параметры металлической ленты плоскости Е определяются по результатам измерений параметров S. Полиномы, входящие в программе ЭВМ получаются с регрессивным анализом. В статье представляются результаты измерения реализованного фильтра.

Вертеши М. – Ацел Ю.:

Потери микреленточных линий питания с многослойным металлическим покрытием.

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1990. Nr. 4.

В статье рассматривается проведение испытания на повышение потери микреленточных линий питания с многослойным металлическим покрытием, в зависимости от показателей нижнего (прилипающего) металлического слоя. Повышение потери в зависимости от удельного сопротивления прилипающего слоя, имеет максимальное значение (которое находится в пределах 5-15 мкОм/см). Согласно этому, в интересах достояния малого значения потери, удельное сопротивление прилипающего слоя следует выбрать выше 50 мкОм/см при хорошо изготавливаемой самой меньшей толщине слоя.

Шомоди, Г.:

Анализ сетей дискретного времени II.

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1990. Nr. 4.

Статья описывает алгоритм Саннуги-Пури, являющийся эффективным средством полужимволического анализа сетей дискретного времени. Автор доказывает, что алгоритм, кроме представления уравнения системы, пригоден и для построения уравнения состояний этих сетей. Автор рассматривает также новые виды услуг программ анализа сетей, описанных в более ранних статьях.

Kesselyák, P.:

Zuverlässigkeit der Software

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. Nr. 4.

Der Zweck des Vorgezeigten Zuverlässigkeitsmodells ist die Gewährleistung eines Hilfsmittels, das zur Analyse der Zuverlässigkeit der mit Mikroprozessor gesteuerten Systeme nützlich und für

die Formung der Anschauungsweise geeignet ist. Das Modell behandelt die funktionelle Umgebung des Programmpakets, als einen Zustandsraum mehrerer Dimensionen, in dem die Softwareprozesse, zusammen mit den innerlich verborgenen Fehlerquellen "durchsichtig", leicht verständlich werden. Innerhalb des sogenannten Testhorizonts ist der Kern des Zustandsraumes frei von Fehlerquellen. Die nächste äussere Zone des Zustandsraumes, die sich zwischen dem Testhorizont und Entwicklungshorizont befindet, ist durch verhältnismässig wenigen Software-Fehlerquellen belastet, während in der äussersten peripheralen Zone des funktionellen Zustandsraumes (ausserhalb des Entwicklungshorizonts) ist der Zustand "schwarze Schachtel" charakteristisch und voll mit unbekannten Software-Fehlerquellen.

Dr. Nagy, L.:

Zum Entwurf von Bandpassfiltern mit Metalleinsätzen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. Nr. 4.

Dieser Artikel zeigt eine einfache Methode für die Dimensionierung von Filtern mit Metalleinsätzen. Die Kennwerte des Metallbandes in der E-Ebene werden aus S-Parameter-Messungen bestimmt. Die im Rechnerprogramm verwendeten Polynome erhält Regressionsanalyse. Zum Schluß werden Meßergebnisse eines realisierten Filters gezeigt.

M. Vértessy, - J. Aczél

Verlust der mehrschichtig metallisierten Mikroband-Speiseleitungen.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. Nr. 4.

Die Verfasser dieses Artikels haben im Forschungsinstitut für Fernmeldetechnik TÁKI und im Funktechnischen Betrieb REMIX die Verlustzunahme der mehrschichtig metallisierten Mikroband-Speiseleitungen in der Funktion von Eigenschaften der unteren/haftenden/ Metallschicht geprüft. Die Verlustzunahme hat in der Funktion vom spezifischen Widerstand der haftenden Schicht ein Maximum, dessen Wert zwischen 5-15 $\mu \Omega \text{ cm}$ liegt. Dementsprechend muss man den spezifischen Widerstand der haftenden Schicht, bei einer technologisch noch gut realisierbaren kleinsten Schichtdicke, um 50 $\mu \Omega \text{ cm}$ höher wählen.

Somogyi, G.:

Computer - Analyse zeitdiskreter Netze II.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. Nr. 4.

Der Beitrag legt das Sannuti-Puri-Algorithmus als ein wirksame Mittel der semi-symbolischen Analyse zeitdiskreter Netze dar. Der Verfasser führt vor, dass das Algorithmus ausser der Erzeugung der Systemgleichung auch für die Erzeugung der Zustandsgleichung diesen Netze anwendbar ist. Der Verfasser beschäftigt auch mit den neuen Dienstleitungen seines Netzanalyseprogramms, das in einen früheren Beitrag schon dargelegt wurde.

Kesselyák, P.:

THE RELIABILITY OF THE SOFTWARE

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. No. 4.

The introduced demonstrative SW reliability model is aimed at stimulating a suitable way of thinking when SW reliability of microprocessor controlled systems is analyzed. The model interprets the operating environment of a program package as a multidimensional space of states in which SW processes and bugs become "transparent" and easily understandable. The kernel of the operating environment - lying within so called test horizon - is absolutely free of SW bugs. The next belt of space stretches up to the so called design horizon with few residual SW bugs, while the outer periphery of the operating environment beyond the design horizon is a "black box" loaded with SW bugs.

Dr. Nagy, L.:

On design of bandpass filters with metal insert

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. No. 4.

In this paper a simple design method of metal insert type filters is shown. The parameters of the E-plane metal strip have been derived from measured S-parameters. The polynomial formulas included in a computer program are based on regression analysis. At last the measured performances of a realized filter are presented.

Vértesy, M - Aczél, J.:

Loss of Multiplated Microstrip Feeders

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. No. 4.

Increase in the loss of multiplated microstrip feeders has been tested as a function of the properties of the lower (adhesive) metal layer. Increase in the loss has a maximum as a function of the specific resistance of the adhesive layer (its value is between 5 and 15 μ Ohmcm). Accordingly for the sake of the achievement of suitable low loss the specific resistance of the adhesive layer should be selected higher than 50 μ Ohmcm with the thinnest layer to be technically well-realized.

Somogyi, G.:

Computer aided analysis of discrete time networks II.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. No. 4.

The paper presents the Sannuti-Puri algorithm as an effective tool for semi-symbolic analysis of discrete time networks. The author verifies, that this algorithm is suitable for generating as well as the equation of state of these networks in addition to the generation of the system equation. The author also deals with the new facilities of his network analyzer program presented in an earlier paper.

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Dr. Tófalvi Gyula. Szerkesztőségünk címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6-8. 1055. Telefon: 153-10-27. Kiadja a DELTA Szaklapkiadó és Műszaki Szolgáltató leányvállalat. Budapest, Közraktár u. 4., 1093. Telefon: 117-52-00. Felelős kiadó: Budai Ferenc főigazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzle-teiben 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, posta-fiók 149. és a Magyar Média, 1392 Budapest, Pf. 279.86 - 253.

HUISSN 0018 - 2028

index: 25 375

Ára: 30 Ft