



HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA

XLI. évfolyam
BUDAPEST

1990

2

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

XLI. évfolyam, 1990. 2. szám

Felelős szerkesztő:

DR. TÓFALVI GYULA

Szerkeszti a szerkesztőbizottság

A szerkesztőbizottság elnöke:

HORVÁTH IMRE

Szerkesztők:

ANGYAL LÁSZLÓ

DR. FLESCSI 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, Sztaiics 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. Vértesy 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, Márik 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. 2. szám

ROVATOK

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

ROVATGAZDÁK

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

ROVATTÁRSÁK

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

TARTALOM

MOI NÁR BÉLA: ER 256 TPV elektronikus rural végközpont.....	33
Beszámoló az NSZK-beli Erlangenben megrendezett URSI-ISSSE'89 konfe- renciáról (Kolumbán G.).....	51
Jelek és Rendszerek konferencia Brightonban (Dr. Kóczy T. L.)	52
DR. VARGA IMRE: Adaptív digitális szűrés II.....	53
PHAM TH HUONG: Adaptív kiegyenlítési eljárás rádiócsatornán történő adatátvitelre	59
Tartalmi összefoglalások.....	63

ER256 TPV elektronikus rurál végközpont *

MOLNÁR BÉLA
BHG Fejlesztési Intézet

ÖSSZEFOGLALÁS

A BHG Híradástechnikai Vállalat az elmúlt évek során kidolgozta a 200-1000 előfizetői vonal bekötésére alkalmas ER256 típusú TPV elektronikus rurál végközpontot. Ehhez felhasználta az eddig összesen mintegy félmillió mellékállomási vonalkapacitásban legyártott és üzembehelyezett EPEX rendszer alközpontjainak kidolgozásánál elért eredményeit, illetve ezek üzemeltetéséből nyert széleskörű tapasztalatait. Ebben a cikkben - a jellegzetes rendszer-technikai és áramköri megoldásokon túl - közreadjuk azokat a szempontokat is, melyek az egyes megoldások kiválasztását motiválták. Együttal példát adunk arra, hogy egy folyamatos gyártmány-fejlesztésnél hogyan lehet igazodni a technika általános fejlődéséhez a berendezések egyes részegységeinek fejlesztésénél úgy, hogy az új részegységek a korábbiakkal teljes mértékig felülről kompatibilisek legyenek. Az ER256 e tekintetben - megtartva az EP512 alapvető rendszertechnika jellemzőit - vezérlőrendszerében jelent előrelépést; amennyiben a korábbi miniprocesszorra alapozott vezérlőrendszer egy mikroprocesszorra alapozott vezérlőrendszerrel került kiváltásra.

1. BEVEZETÉS

A BHG Híradástechnikai Vállalat a 60-as években korszerűnek számító, elektronikusan vezérelt crossbar rurál központrendszer (ECR rendszer) fejlesztett ki. Ezek a központok a Magyar Posta területén egészen napjainkig működtek, illetve működnek. A vállalat 1968-ban stratégiai megfontolásból - saját fejlesztőkapacitását alközpontok kidolgozására koncentrált - az LM Ericsson cégtől licencet vásárolt a nyilvános postai hálózatokban alkalmazható AR [2] központokra; köztük rurál hálózatokban felhasználható ARK511 és ARK522 központokra is. Saját, önálló alközponti fejlesztési projektjének keretében időközben kidolgozta az EPEX rendszert, amely 4-6000 mellékállomás kapacitástartományban a legkülönbözőbb felhasználók, így a Magyar Posta előfizetőinek igényét is messzemenően kielégíti. Az EPEX rendszer EP128-as és EP512-es típusú központjaiból jelenleg már mintegy 200 ezer vonal van a Magyar Posta üzemeltetésében. Kézenfekvő volt tehát az az igény, hogy az időközben meglehetősen elavulttá vált és drága ARK511 és ARK522 típusú központok kiváltásra kerüljenek egy olyan korszerűbb típussal, amely alaprendszerében a Magyar Posta üzemeltetői által ismert, karbantartására, üzemeltetésére a Magyar Posta felkészült.



MOLNÁR BÉLA

A Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kar műszer- és szabályozástechnika szakán 1965-ben szerzett mérnöki diplomát. Munkáját a BHG-ban

kezdte, főbb témái az IT3 Rotary távválasztás, ECR típusú elektronikusan vezérelt crossbar rurál központok voltak - a kezdeti években. 1970-től foglalkozik intenzíven a tárolt programú vezérléssel ellátott telefonközpontok fejlesztésével. 1978-tól a BHG Fejlesztési Intézete Kapcsolómező fejlesztési osztályának, majd 1982-től az egyik kapcsolástechnikai fejlesztési főosztályának vezetője. Ez a főosztály fejlesztette ki a QA96/ MRK, QA512/MRK, EP128 és EP512 típusú központokat - egyéb más kapcsolástechnikai fejlesztések mellett.

Így született meg az ER256 típusú központ, amely rendszerében, az alkalmazott részegységek, alkatrész-ek tekintetében messzemenően megegyezik az EPEX rendszerrel. Természetesen a fejlesztés kapcsán új hardver, szoftver modulokat is ki kellett dolgozni. Ezek (elsősorban az új, mikroprocesszorokra alapozott vezérlőrendszer és a távfelügyelet) kialakításánál viszont alapvető szempont volt, hogy az itt elért eredmények az EPEX rendszer központjainál is hasznosíthatók legyenek.[3]

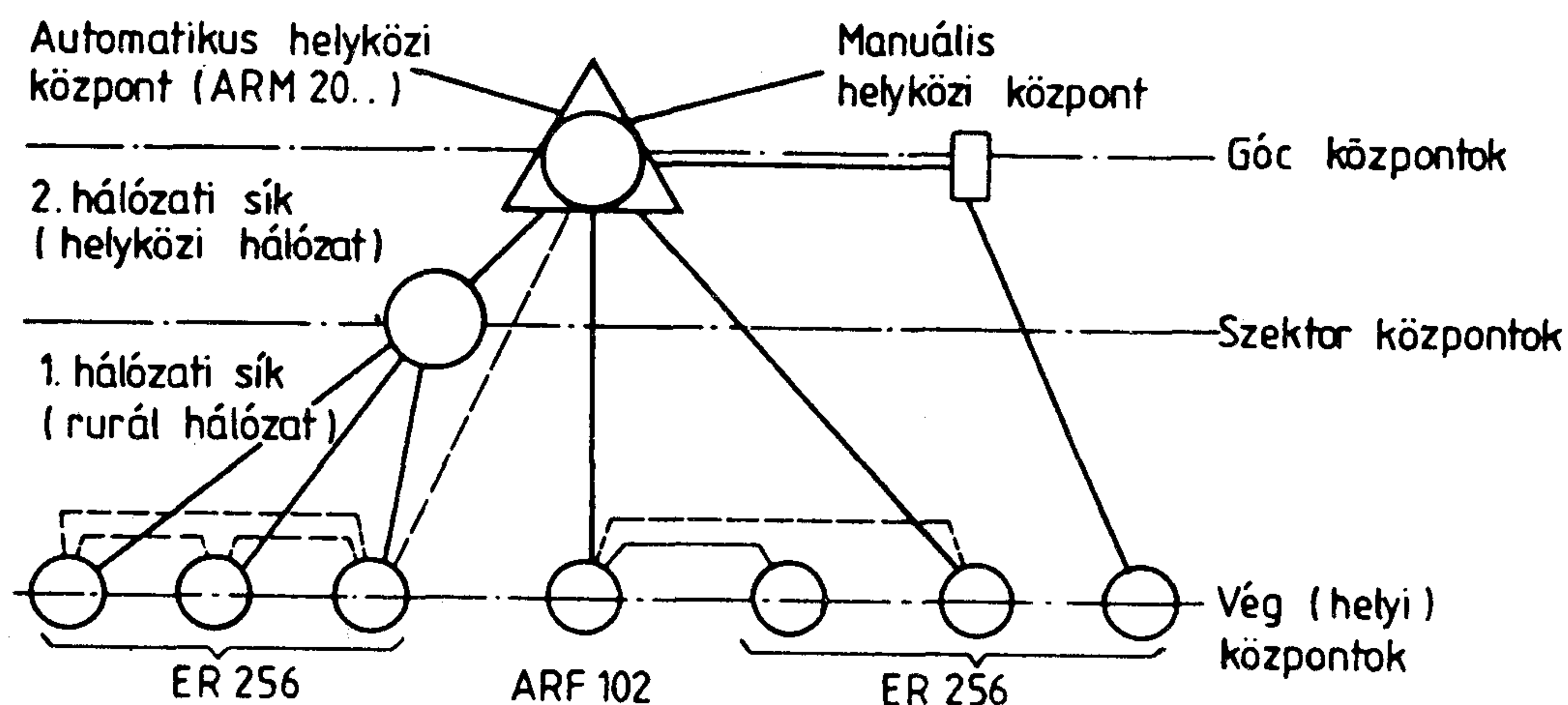
2. RENDELTETÉS ÉS FELHASZNÁLÁSI TERÜLET

Az ER256 tárolt programvezérlésű elektronikus rurál végközpont elsősorban a Magyar Posta specifikációja alapján került kifejlesztésre; 200-1000 előfizetői kapacitásra, de gazdaságosan adaptálható minden olyan hálózathoz, amely MFC R2 jelzésrendszerrel működik. Természetesen - ellentétben az ARK típusokkal - önálló "helyi" központként is felhasználható.

Rendeltetése elsősorban a korábbi ARK511 és ARK522 központok helyettesítése, oly módon, hogy ezekkel

- az előfizetők szempontjából kompatibilis módon,
- a beruházók, üzemeltetők szempontjából pedig a hálózati együttműködések, üzemviteli funkciókat változtatlanul hagyva,

* A típust BHG-HV Fejlesztési Intézete dolgozta ki, egy az OMFB-vel kötött kutatás-fejlesztési finanszírozási szerződés keretében.



H544-1a

- ezeknél gazdaságosabb megoldást biztosítson, mind a telepítés járulékos költségei, mind az üzemeltetés fajlagos költségei szempontjából.

Fentiekből következik, hogy az ER256 az ARM - vagy ezzel kompatibilis helyközi - központhoz csatlakozva biztosítja kisebb települések telefonellátását.

Az ER256 típusú központ elő van készítve manuális helyközi központról történő együttműködésre is. A manuális központról ARM vagy ezzel kompatibilis bármilyen automata helyközi központra való áttérés nem vonja maga után az ER256 hardver módosítását, csak a szoftvert kell kicserélni olyanra, amely az új automata helyközi központra való együttműködést biztosítja.

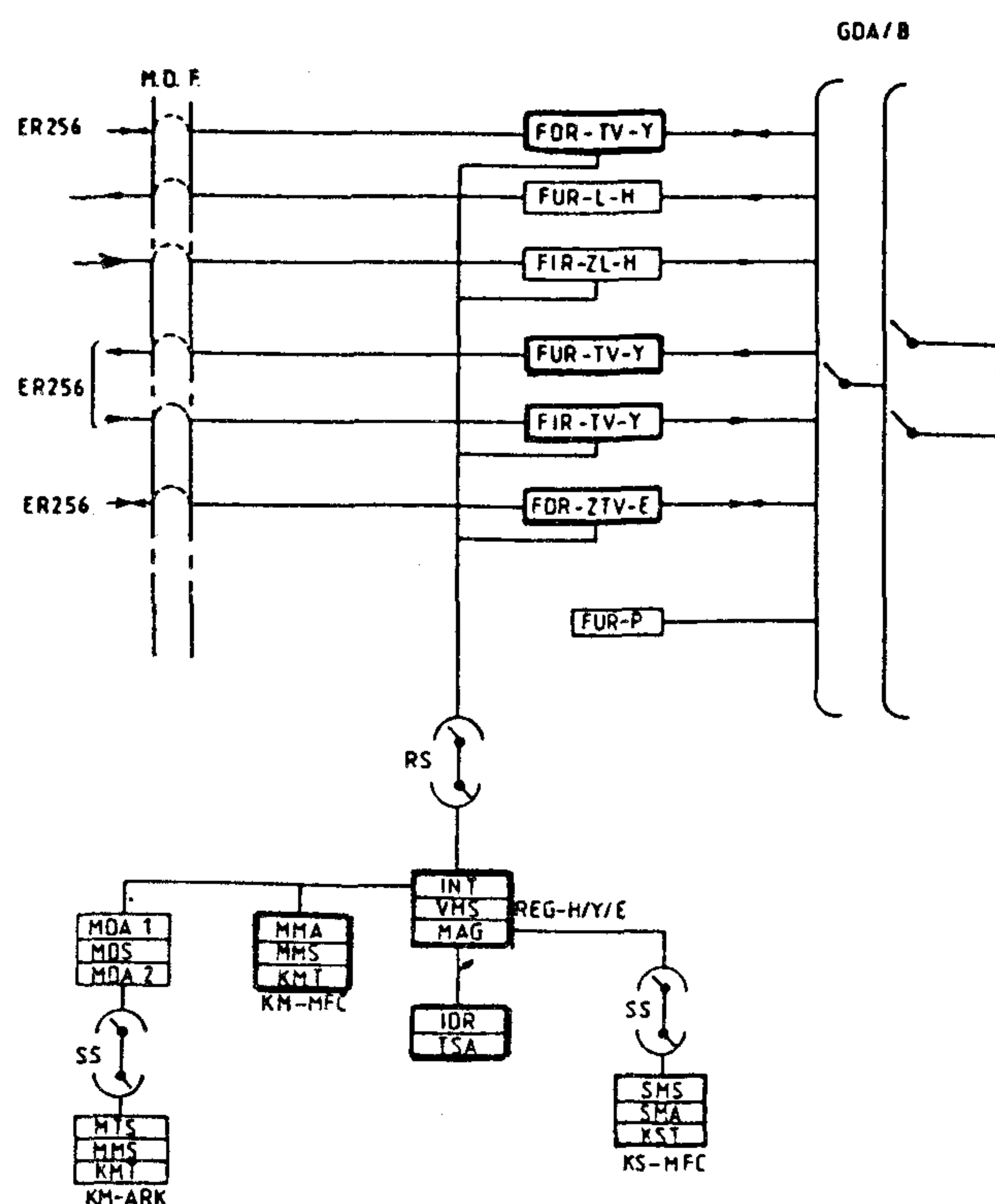
Bár a Magyar Posta rurál hálózataiban végközpontok közötti harántösszeköttetések nincsenek, az ER256 ilyenek létesítésére is elő van készítve; azaz több irány kezelésére, illetve ezek közül első, második választási irányok kijelölésére van benne lehetőség. (1.ábra)

3. Az ER256 rendszer jellemzői

Az ER256 típusú központ elektronikus, tárolt programú vezérléssel működő kapcsolóberendezés. Rendszertervezési felépítésében leginkább az EP512 központban bevált elveket [1] követi. A megvalósítás részleteiben azonban számos korszerűsítés történt.

A rendszer alapvető jellemzői az alábbiak;

- Vezérlőrendszere 8085-ös mikroprocesszorokat tartalmazó egykártyás vezérlőkből (PJM) kialakított "számítógéphálózat", amely speciálisan telefonközponti alkalmazásra került kifejlesztésre.
- Kapcsolómezeje háromfokozatú, ún. visszahurkolt szerkezetű elektronikus analóg kapcsolómező, amely csak a "beszéd"-átvitelre szolgál, és ebből a szempontból a fémes kontaktusokból kialakított

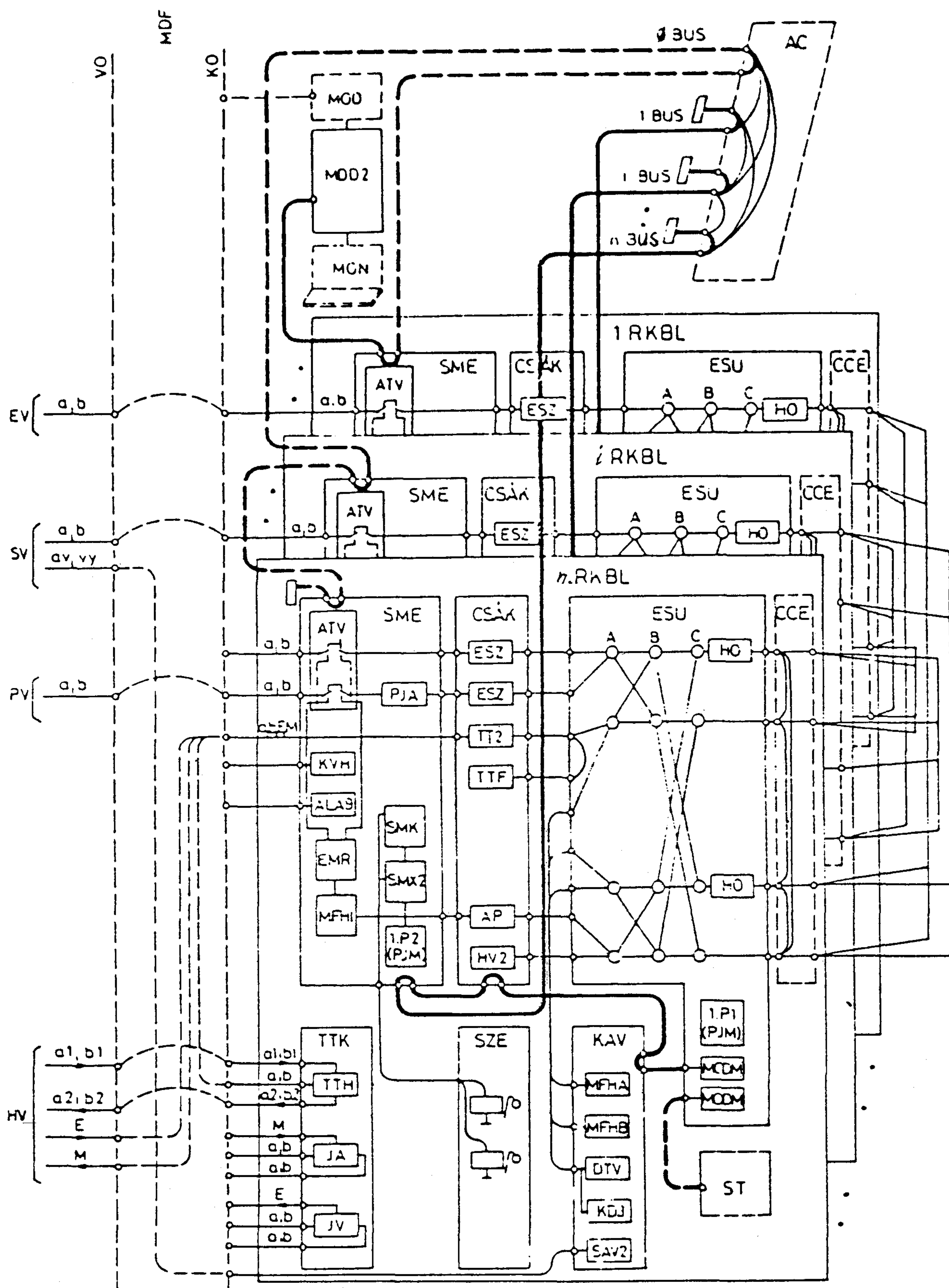


H544-1b

1.ábra. a) Az ER256 rurál végközpont felhasználási lehetőségei;
b) Az ARM központ kapcsolási vázlata, feltüntetve azon vonalsatlakozó szerelvények típusát, melyekhez az ER256 csatlakoztatható

kapcsolómezőkével azonos átviteltechnikai tulajdonságokkal rendelkeznek.

- A csatlakozó vonalak (előfizetői vonal, pénzürmés készülék vonala, trónkvonalak, ...stb.) interfészei minimális hardvert tartalmaznak; a vett jelzések kiértékelése és az adott jelzések szekvenciája szoftver úton van biztosítva.
- Az egyes interfészek közötti jelzésátvitel és/vagy jelzéstranszláció fizikailag a vezérlőrendszeren keresztül szoftver eszközökkel történik.
- Mind hardver, mind szoftver struktúrája moduláris.



EV előfizetői vonal
 SV speciális szolgálatok vonala
 PV pénzértékesítő készülék vonala
 HV helyközi (központközi) trónk.

H544-2

2. ábra. Az ER256 tömbvázlata

1.RKBL,...n.RKBL; kapcsoló alrendszerek, kapcsolóblokkok; 1.P1...n.P1, 1.P2...n.P2 processzorok (PJM típusúak) Az RKBL-ek vezérlését látják el. MDD2; üzemfelügyeleti processzor. 0,BUS... n.BUS az AC adatcserélő egységhez kapcsolódva biztosítja a processzorok egymás közötti kommunikációját. Az ESU; kapcsolómező egység, a CSÁK; csatlakozó áramköri egység, az SME; számláló és mérőegység, a KAV3; kódadó-vevők egysége alkotják az RKBL-ek szűkebb értelemben vett kapcsolástechnikai részeit. Az MDD2 üzemfelügyeleti processzor az SME egységben lévő, teszt jelfogókat tartalmazó ATV, EMR, MFHI kártyákat közvetlenül vezérli.

Ezért:

- Könnyen illeszthető az egyes felhasználók különböző követelményeihez;
- egyszerűen bővíthető;
- egyszerű a karbantartása;
- szolgáltatási köre könnyen bővíthető.

3.1 A hardver struktúra

Az ER256 tömbvázlata a 2. ábrán látható. A rendszer funkcionálisan négy fő modulból áll, úgymint:

- a vonali és jeladó-vevő interfészek (CSÁK, KAV3)
- a kapcsolómező (ESU, CCE)
- számláló és szervíz egység (SME)
- a vezérlőrendszer (max: 12 db PJM típusú processzor, MDD2 processzor, AC)

Az egységek és a teljes központ felépítésében még egy közbenső lépcső: egy alrendszer vagy "kapcsolóblokk" (RKBL) került kialakításra. Ez az alapvető kapcsolástechnikai funkciók vonatkozásában önálló működésre is képes telefonközpont rész. Egy kapcsolóblokk tipikusan 256 ívpont kapacitású -, innen az ER256 típus megnevezés is. Minden alrendszer tartalmaz két "saját" PJM típusú vezérlőt (1.P1, 1.P2, ... n.P2), melyek közül a P1 rendelkezik két MATBUS interfésszel (MODM). Ez a busz, amely a MAT processzorok [7] által vezérelt EP központokban (1;3) került alkalmazásra, összesen 12 bit egyirányú címvezetékéből (vezetékpárból) és 8 bit kétirányú adatbit továbbítására alkalmas vezetékéből (vezetékpárból) áll. Az 1.P1, 2.P1, ... pozíciókban lévő PJM-ek saját buszai (1.BUS, i.BUS, ...n.BUS). csatlakoznak az AC-modulhoz [1]. Ezekben a processzorokban a szűkebb értelemben vett hívásfeldolgozó rendszer programjai futnak. Az SME egységek az 1.P2, 2.P2, ... vezérlők révén önálló intelligenciával is el vannak látva.

A központ egyes egységei - melyek egyúttal mechanikai modulok is - magukban foglalják a másodlagos tápellátó rendszer tápegységeit (konverterek, hang- és csengető áramkörök), így a fő (primer) tápellátó rendszer felé is egységes interfész van kialakítva; minden mechanikai egység csak +-48 V-os tápellátást igényel. Ezek a mechanikai egységek teljesen vagy részben funkcionális egységek is és dugaszolható előregyártott kábelekkel csatlakoztathatók egymáshoz.

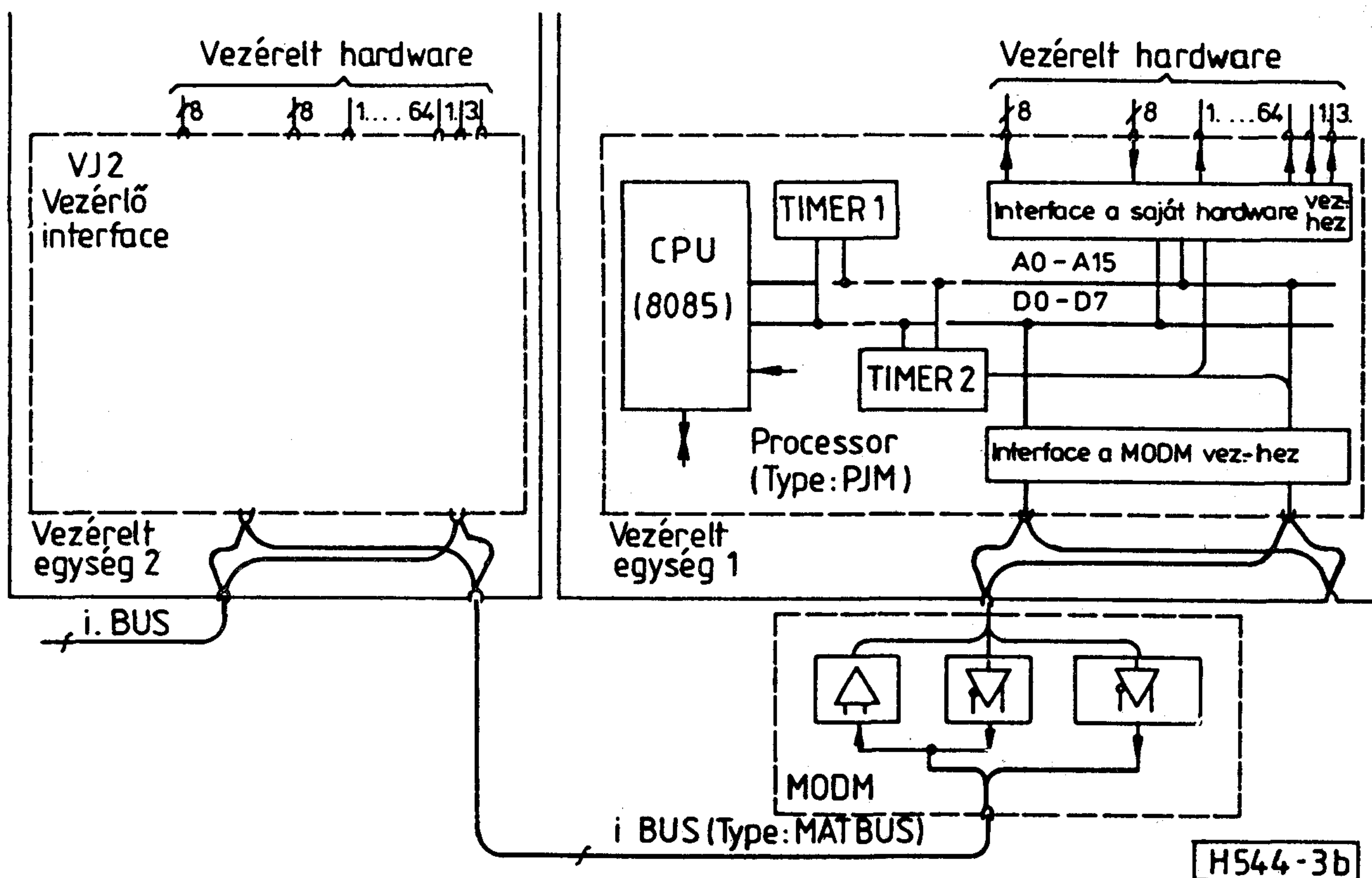
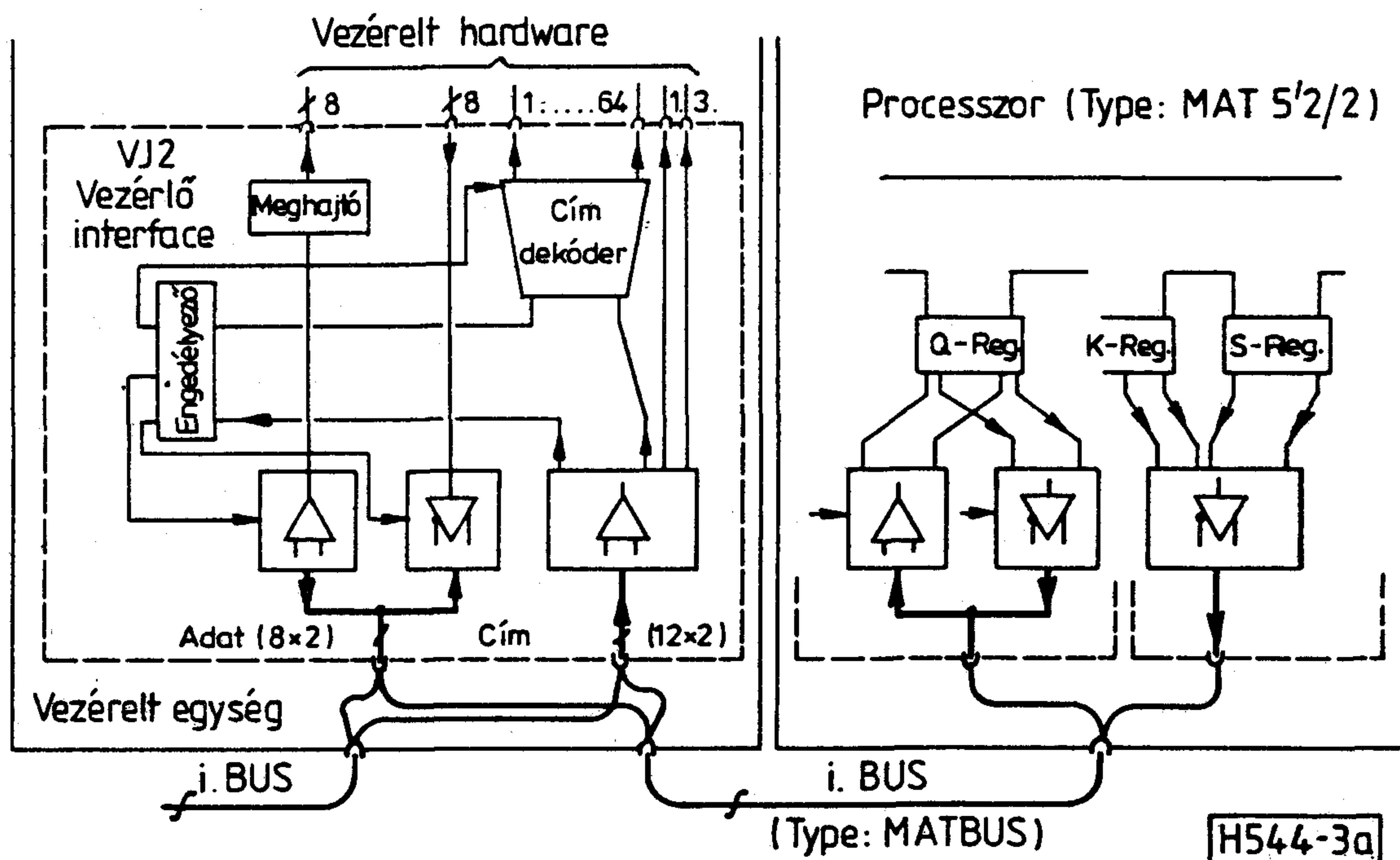
3.1.1 A vezérlőrendszer

A vezérlőrendszert (4.ábra) úgy alakítottuk ki, hogy az alábbi követelmények teljesüljenek:

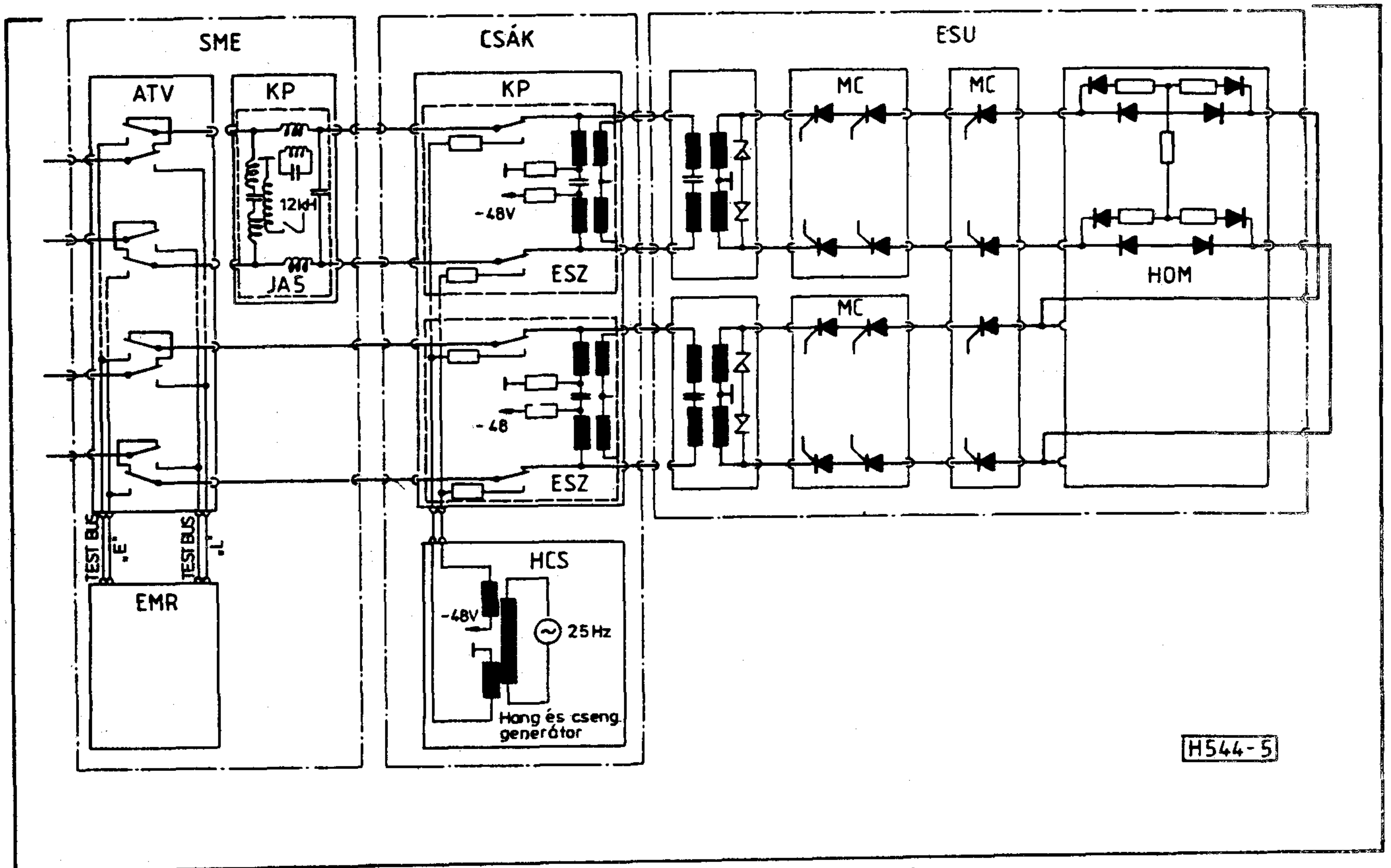
- A processzorok között a hívásfeldolgozás szempontjából nincsenek kitüntetettek.
- A processzorok számítástechnikai perifériákat (MDD2-ben lévő floppy drive és/vagy hozzacsatlakozó display, modem) és központ-hardvert (ESU, KAV3, CSÁK, SME) vezérelhetnek.
- A processzorok közötti kommunikáció eszköze (AC egység, ill. ennek funkcionális elemét képező AT nyomtatott áramköri lap) is elosztott, vagyis bármelyik két processzor közötti kommunikációhoz külön hardver áll rendelkezésre.
- A többprocesszoros rendszerben egy processzor kiesése csak a hőtáartozó hardver (i.RKBL) által érintett vonalak forgalmát bénítja meg, a többi forgalma zavartalan marad.
- Az egyes processzorok nem rendelkeznek semmilyen hardver eszközzel a többiek működésébe való fizikai beavatkozásra.

Az egyetlen nyomtatott áramköri lapon realizált PJM típusú processzorokon vegyesen futtathatók 8085 típusú mikroprocesszorokra és az EP központoknál alkalmazott MAT512/2 típusú processzorokra megírt programok, - MAT512/2 processzor által értelmezhető kódban. Ez lehetővé tette az EP alközpontokhoz kidolgozott programok object szintű átvételét. Erről a kártyán lévő speciális hardver és egy, a 8085-ös CPU-n futtatott interpreter gondoskodik. A kártyán összesen 256 kbyte memória kezelésére alkalmas hardver van, amelyből ez az interpreter 32K kapacitást igényel. További 4K memória címtartományban van elhelyezve a PJM által közvetlenül és a MODM-MATBUS-on keresztül vezérelhető összesen 4096 címen lévő olvasható/írható - letapogatható vagy működtethető - 8 bites periféria. A periféria busz (MATBUS) párhuzamos, party-line rendszerű, differenciál adóvevőkkel felépített szimmetrikus érpáron működik. A címtartomány egyik része üzemszerűen van használva (0.BUS, ...n.BUS), a másik rész a processzorokkal történő közvetlen kommunikáció lehetőségére van fenntartva, amit egy szervíztáska (ST) csatlakoztatásával lehet eszközölni.

A PJM processzor mind mechanikai kivitele, mind közvetlen periféria vezérlő interfészei tekintetében a VJ2 vezérlőinterfésszel kompatibilis [1] A MODM kártyák a MATBUS céljára alkalmazott kábel csatlakozója és a VJ2 összekapcsolását biztosító csatlakozóaljzat közé helyezhetők. (3.ábra) Így a PJM fizikailag bármelyik VJ2 helyére elhelyezhető. (Az ER256-ban ez az ESU egységben történik meg.) Az innen induló MATBUS-ra csatlakozik egy-egy RKBL kapcsolóblokk összes további kapcsolástechnikai egysége. (4.ábra)



3. ábra. EP alközpontokhoz kifejlesztett MAT512/2 típusú miniprocesszorok kiváltása az egykártyás PJM processzorral. A PJM-en megtalálhatók mindazon TTL adat-és címvezetékek, melyek a MATBUS-t illesztő VJ2 kártyán vannak. A MODM kártya a MATBUS buszmeghajtó adóvevőit tartalmazza.

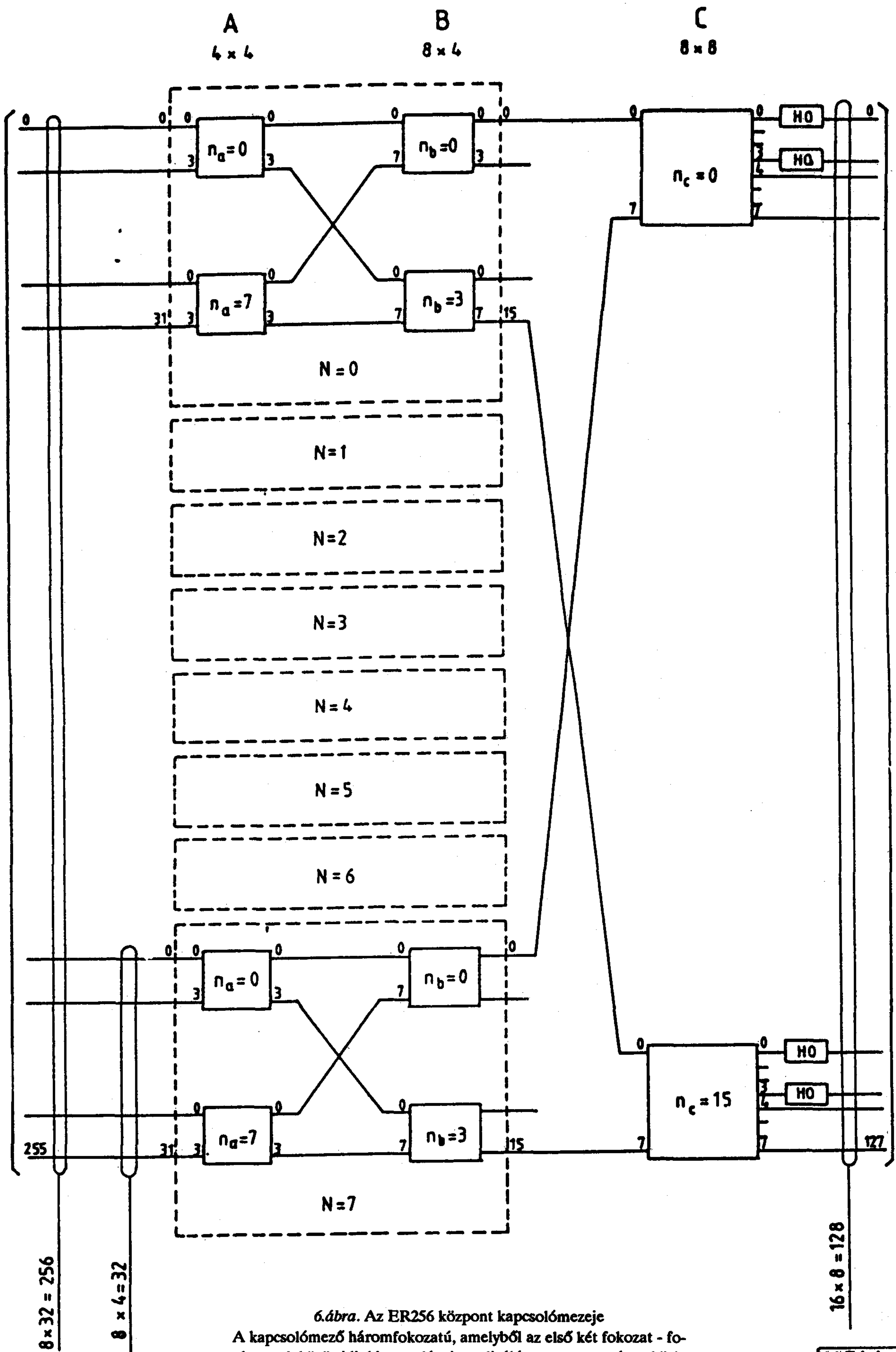


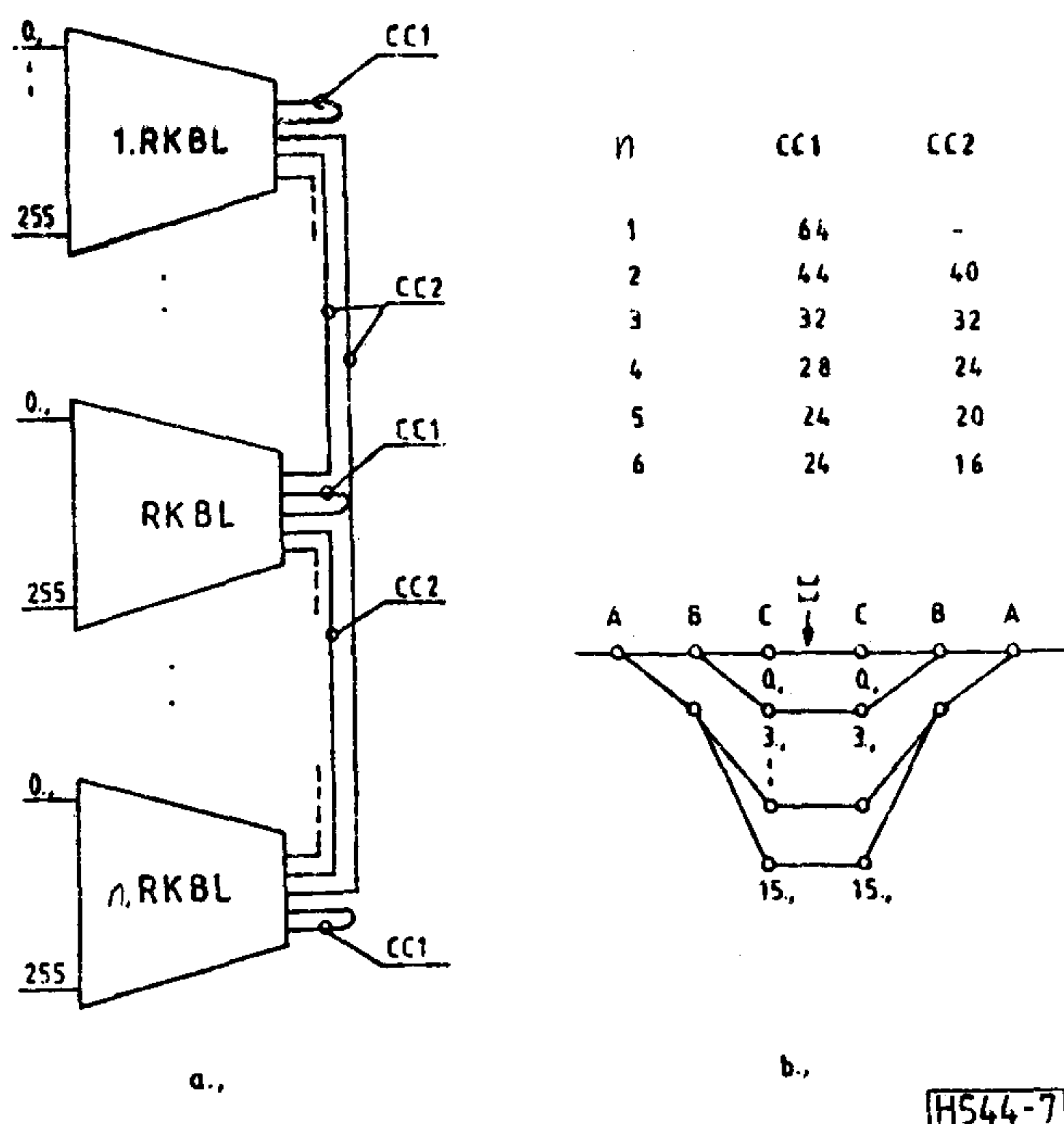
5.ábra. Az ER256-ban két távbeszélő állomás között létrehozott kapcsolásnál kialakuló beszédút. Az induktív táphidat tartalmazó előfizetői szerelvények a CSÁK egységben, a KP közös panelra szerelt fiányákokon helyezkednek el. Az SME egységben ugyancsak KP paneleken szerelt fiányákokon van realizálva a JAS 12/16 kHz-es impulzusadó, amely a pénzürmés készülékek vezérlésére szolgál. Az ATV nyomtatott áramköri lapokon helyezkednek el a teszt - jelfogók.

A vezérlőrendszer további, a szűkebb értelemben vett hívásfeldolgozást biztosító PJM processzorokkal megegyező síkon lévő eleme az MDD2 üzemfelügyeleti processzor. Ez egy ugyancsak 8085 alapú mikroprocesszoros központi egységgel (MCC3 típusú kártya) bír. Az (MCC3) egy 8 Kbytes BOOT memóriával és 64 Kbytes (8 Kbyte-onként cserélhető) EPROM ill. RAM memóriával van ellátva. A rajta lévő szegmens regiszter segítségével a PARBUS-hoz - az MDD2 belső buszához - csatlakoztatható külső címezhető memóriaterület 64 Kbyte híján 1Mbyte lehet. A PARBUS-hoz csatlakoztathatók a display és klaviatúra vezérlő kártya (DIS), EPROM memóriakártya (RE256), floppy controller kártya (FLC), amely egy floppy modult (FMD) képes vezérelni. Az MDD2 is rendelkezik MATBUS interfész kártyával. (MATM) Ugyancsak az MDD2-ben helyezhető el a modem vezérlő (ART) kártya. Opcionálisan csatlakoztatható az MDD2 PARBUS-ához, EPROM égető kártya (PRX) is.

3.1.2 A kapcsolómező

A kapcsolómező 4x4x2-es elemi mátrixokból kialakított, háromfokozatú linkkapcsolás. A beszédut a 5.ábrán látható módon épül fel. Az alkalmazott elemek szélessávú, jóminőségű átvitelt biztosítanak a két összekapcsolt vonalvégződés között, így lehetőség van beszédcsatorna feletti beszédkapcsolással parallel adatcsatornák kapcsolására is. Ez a kapcsolómező modul háromfokozatú, 256 bemenetű, 128 kimenetű szimmetrikus linkkapcsolás. (6.ábra) A 256 bemenet nyolc 32 bemenetű A-B csoportból és 16 db. 8x8-as C mátrixból áll össze. Ez egy RKBL alrendszer komplett kapcsolómezeje is. A C-C linkek alkotta kétirányú nyalábokat négyes lépésekben 16-64 között változtatva a 7. ábrán látható nyalábok kerültek "fixen" kialakításra. Itt figyelembe vettük azt is, hogy a DTMF kódvevők (KD3), valamint az MFC kódadó-vevők, (MFHA, MFHB) forgalma a saját RKBL-en belüli visszaforduló nyalábokat terheli, mivel ezek felkapcsolása az előfizetői szerelvényhez (ESZ), illetve a távhívó trónkhöz (TT2) mindig a saját kapcsolóblokkban történik.





7. ábra. Különböző kiépítettségű ER256 központok kapcsolómezeje 256 ívpontonként (tipikusan 200 előfizető) bővíthető. A bővítés a CC linkek átrendezését jelenti. (a. ábra) Végkiépítésben a b. ábrán látható gráfon kell két különböző RKBL között szabadutat keresni.

A kapcsolómező bővíthetőségének határát a 128 C ívpont határozza meg. Ezt végkiépítésként 6 irányra felosztva a visszaforduló nyaláb minimális mérete 24, a más RKBL-ek felé menő nyalábok mérete pedig 16. Ezt azt jelenti, hogy végkiépítésben a pont-pont közötti kapcsolásokhoz a 6. ábrán látható gráf alapján kell szabad utat keresni.

A fentiekből kitűnik, hogy az ER256 kapcsolómezejének nincs a fajlagos forgalom szempontjából kitüntetett ívpontja. A legkisebb belső blokkoltságból adódó veszteséget a forgalom "elkenésével" értük el; - azonos A-mátrix négy bemenete közül három mindig "kisforgalmú" (lakástelefon, kisforgalmú PBX), míg a negyedik mindig "nagyforgalmú" (nagyforgalmú PBX, trunk, kódvevő, pénzürmés készülék).

3.1.3 Vonali interfészek, kódadó-vevők

A vonali interfészek (ESZ); előfizetői szerelvény, TT2+TTK; helyközi vonalcsatlakozó) a CSÁK egységben foglalnak helyet. Az ER256-ban - a mechanikai felépítés tekintetében - az EP512 [1] azonos funkciójú egysége van alkalmazva. Változtatni csak a kábelezésen volt célszerű; éppen az előző fejezetben "nagyforgalmú"-nak jelölt áramkörök fix bekötése céljából.

Az MFC R2 regiszterközi jelzésekhez szükséges kódadó-vevők a KAV egységben kerülnek elhelyezésre. Egy-egy nyomtatott áramkörü lapon két-két MFC-A, vagy MFC-B kód adóvevő van. Ezek adórésze

EPROM memóriákban lévő PCM kódszavak 8 kHz-es olvasásával ill. ezeknek egy dekódoló kodekre való kapcsolásával állítja elő az adandó frekvencia kombinációkat. Vevő részeik vastagréteg áramkörökben realizált aktív R-C szűrőkből épülnek fel.

Ugyancsak a KAV egységben helyezhetők el a DTFM kóddal működő billentyűs készülékek kódvevői. Egy nyomtatott áramkörü lapon 4 db. kódvevő áramkör van.

A KAV egység elő van készítve egy SAV2 nyomtatott áramkörü lap befogadására is, mely 4 db. 20mA-es áramhurok interfészt tartalmaz. Alkalmazásával lehetőség nyílik a helyben végződő speciális hívószámokkal bíró "előfizetőkhöz" olyan készüléket adni, melyhez további egy érpár hozzákábelezésével, áramhurok interfészen keresztül ki lehet adni a hívó azonosítására szolgáló kódot; normálisan ennek hívószámát.

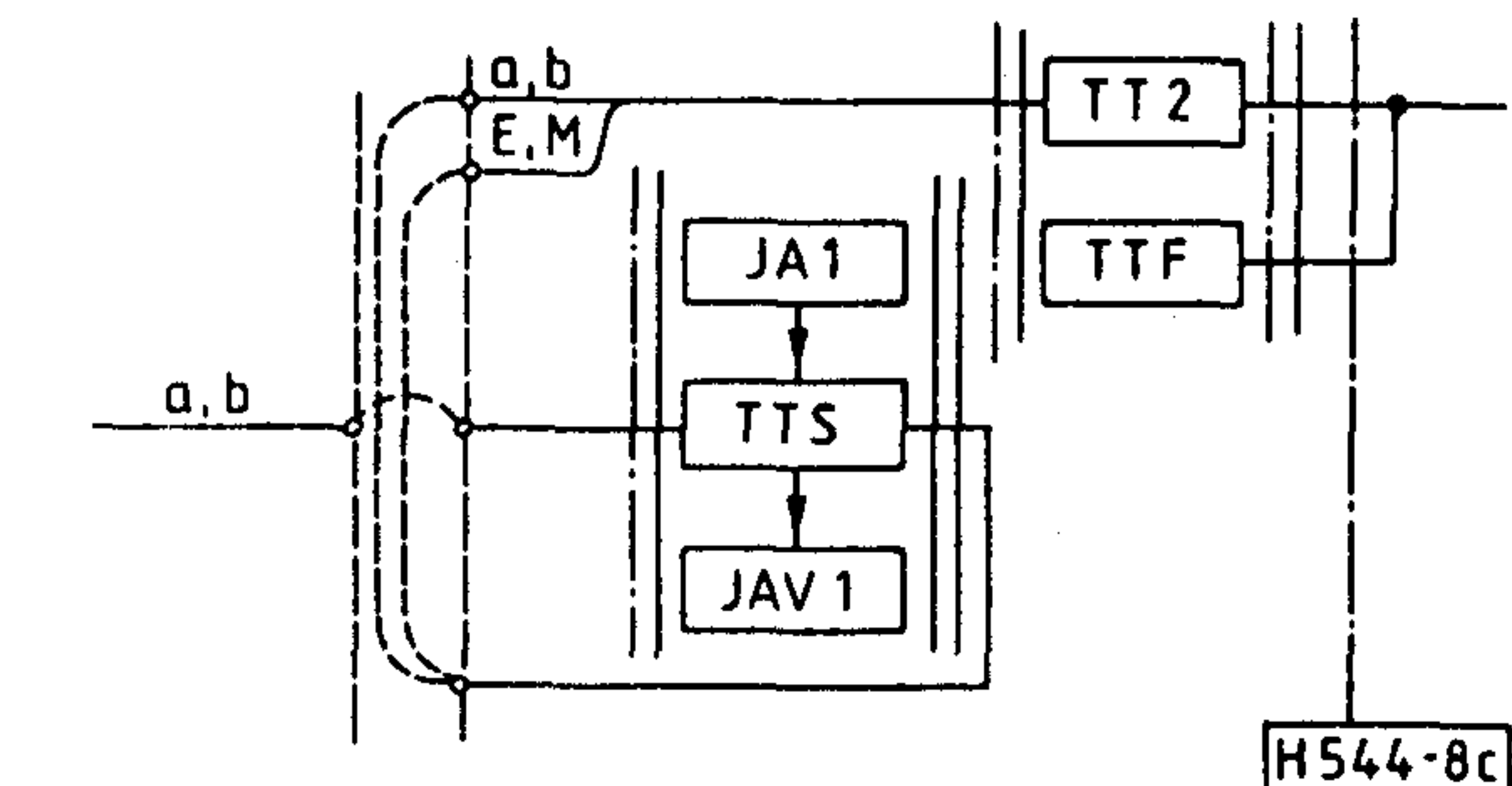
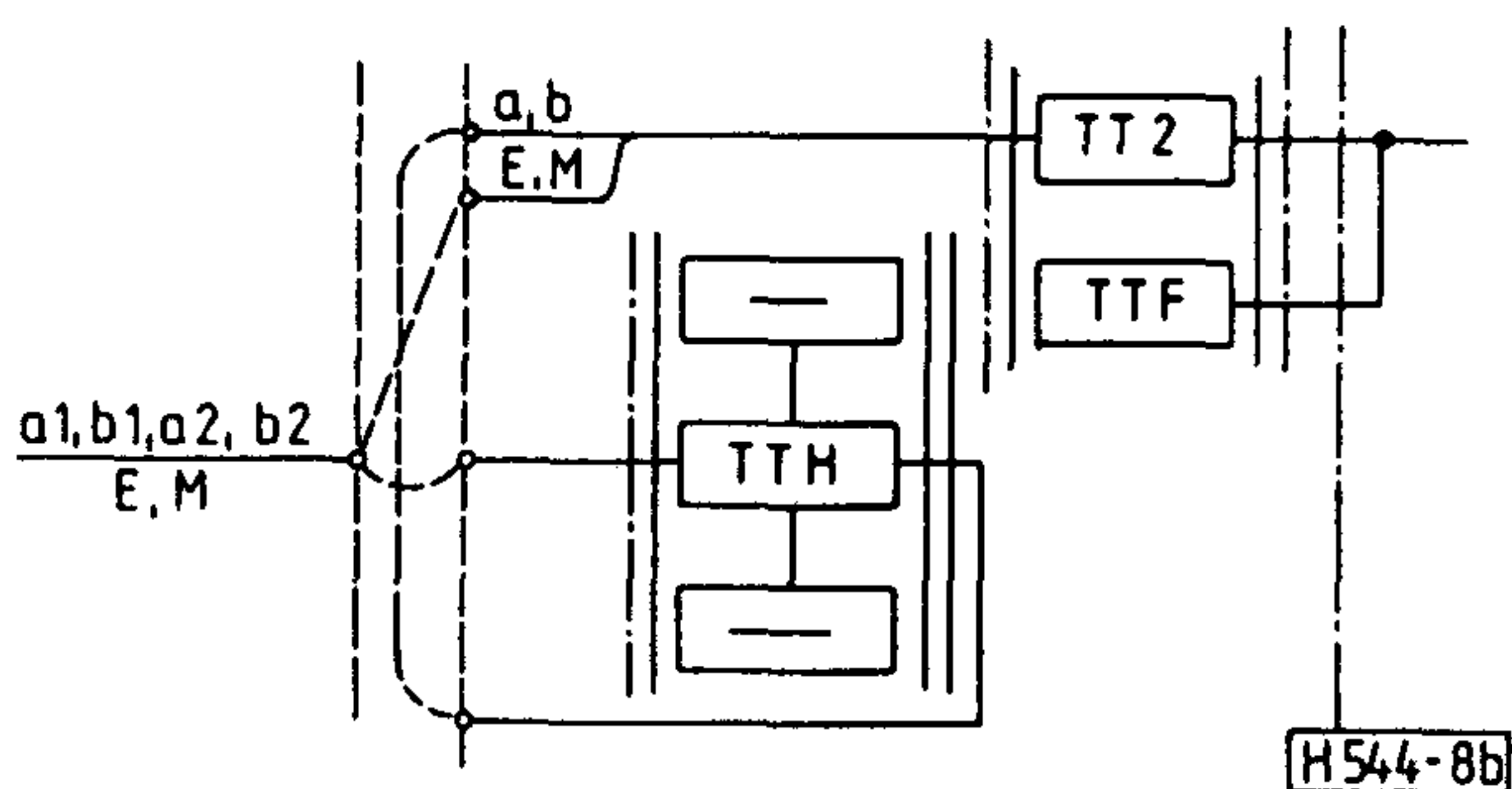
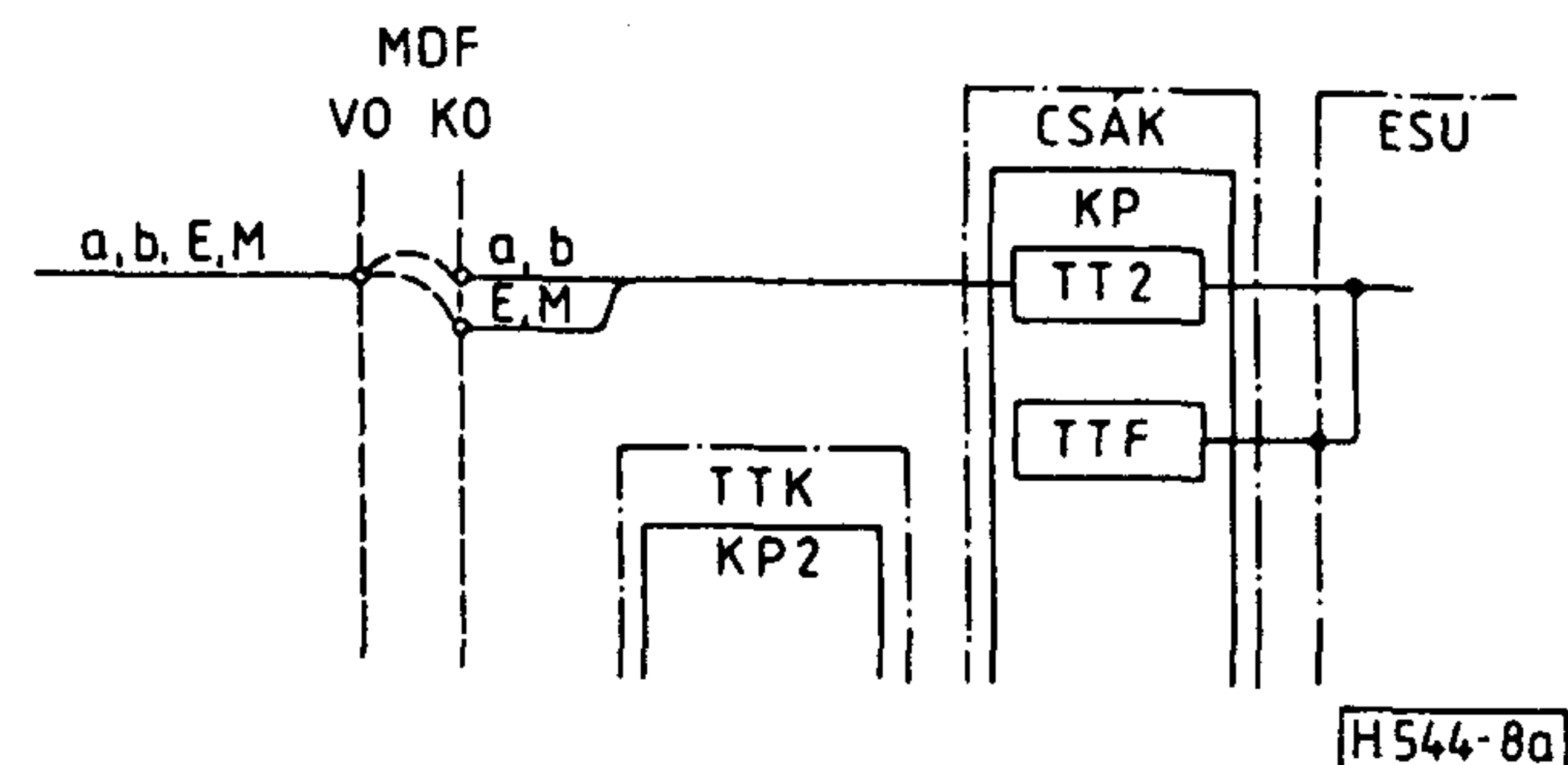
Fenti vonali és kód adóvevő interfészek biztosítják az ER256 csatlakozását a felettes ARM központhoz FDM vagy PCM berendezéseken keresztül, ha azok kéthuzalos E,M vezetékes csatornaegységgel vannak ellátva. Ha ez nem teljesül, akkor a TTK kártyarekeszt kell alkalmazni, mely az alábbi két esetre van előkészítve:

- Négyhuzalos E,M vezetékes csatornaegységgel bíró FDM vagy PCM átviteltechnikai berendezés; ekkor a TTH áramkört (4/2 huzalos hibrid) kell alkalmazni (8. ábra),
- vagy az ER256 központ kéthuzalos fizikai vonalakon csatlakozik a másik központhoz, melyen 25/100 Hz-es sávon aluli vonaljelzés átvitel van.

3.1.4 Számláló és üzemviteli egység

Az üzemviteli funkciók megvalósításához szükséges hardver modulok, részegységek, melyek határozottan megkülönböztetik a postai (nyilvános) hálózatokban történő felhasználást az alközponti (privát) felhasználástól az SME ("számláló és mérő egység") egységben találhatók. Ezek a főbb funkciókat illetően az alábbiak:

- előfizetőnként szerelt számláló jelfogók működtetése, a működtetés ellenőrzése; azaz "számláló ágak" létrehozása,
- előfizetői vonalak mérése, illetve távmérése; az ehhez szükséges tesztjelfogók, "mérő adóvevők", valamint ez utóbbiak beállításához, leolvasásához szükséges kommunikáció, (az AR rendszerben PRA, PRB-nek megfelelő, illetve a PRB-t realizáló hardver modulok)
- pénzürmés távbeszélő készülékek működtetése, illetve ellenőrzése,
- távriasztás generálása az ARM központok FIR-LT [2] áramkörei felé,
- ARM központból a TRT egységről indított távvezérelt vizsgálóhívások lebonyolításához szükséges hardver modulok.



8. ábra. A CSAK egység tömbvázlata

Az EP központokhoz kialakított közös panel a vonali interfészek négy különböző állapotának beállítását teszi lehetővé. A tranzitközpont felé menő E+M ágas trónkök számára ez kevés. Ezért a trónkök két fiányákon (TT2, TTF) kerülnek realizálásra.

Az SME egység a számlálással összefüggő funkciói úgymint;

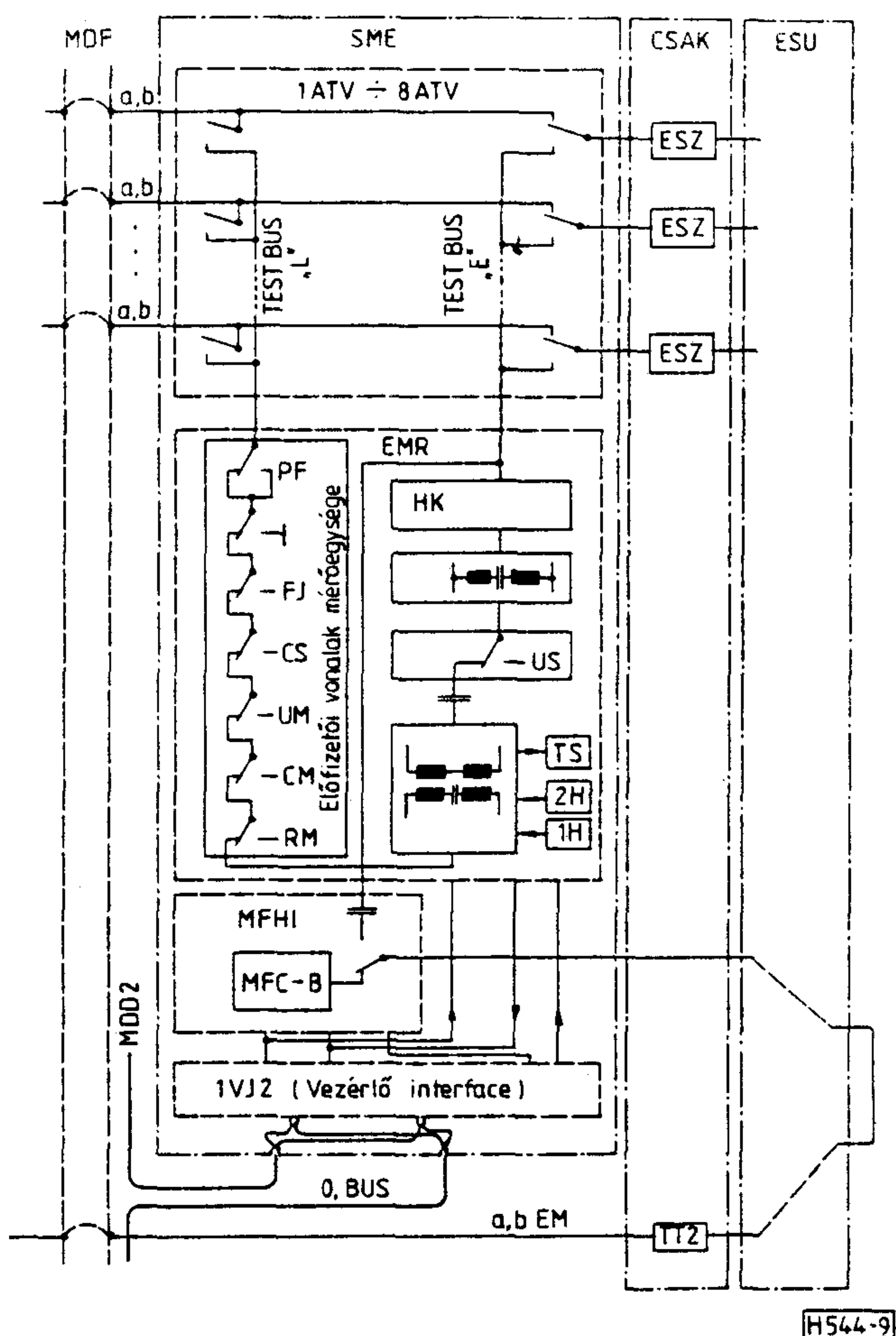
- a számláló jelfogókat működtető számlálóimpulzusok előállítása,
- a számláló jelfogók, ill. a "számláló ágak" ellenőrzése, esetleges hiba detektálása,
- a pénzbedobós távbeszélő készülékek érme bevételezésének vezérlése, ill. ezek ellenőrzése céljából önálló vezérlővel (1.P2; 2.P2;...) van ellátva. (PJM típusú processzor)

A Magyar Postánál rendszeresített TMM80 típusú pénzürmés készülék 12kHz-es impulzussal vezérelhető. A PJA5 12kHz-es impulzusokat adó áramkör - pusztán szoftver eszközökkel - felhasználható 12 kHz-es tarifaimpulzus adóként is; azaz a vonalhoz tartozó számláló jelfogókkal "parallel működtetett" áramkörként. Amennyiben ezek darabszáma (max: 22 db/RKBL) kevés, vagy a "fixen" telepített PJA5 vonalaitól különböző vonalakra szükséges ilyen áramkör,

akkor ezeket ugyancsak a TTK kártyarekeszbe lehet elhelyezni.

A távfelügyeleti funkciók egy jelentős részét az előfizetői vonalak távmérése adja. E célból az RKBL összes előfizetői szerelvénye át van vezetve az SME egységen. Az SME egységben lévő ATV kártyák tartalmazzák azokat a teszt jelfogókat, melyek az előfizetői vonalakat, ill. az előfizetői szerelvényeket a TEST BUS-okra kapcsolják. A TEST BUS-okhoz kapcsolódik az elektronikus digitális mérőfejekkel illetve "mérő adókkal" ellátott EMR kártya. (9. ábra)

Az előfizetői vonalak távméréséhez bármelyik trónáramkörön fel lehet építeni az összeköttetést (PRA hiv). A hívásfeldolgozó P1 processzor ilyen hívást egyrészt az SME egységben kommunikációs célra fenntartott MFC-B egységet tartalmazó MFHI áramkör felé kapcsol, másrészt ennek tényét közli az



9. ábra. Az ER256 távfelügyeleti funkcióinak realizálása.

A távfelügyelethez szükséges hardver modulókat az SME egység tartalmazza. Az előfizetői vonalak az ATV kártyákon lévő teszt jelfogókon keresztül kapcsolódnak a TEST BUS-okra. Az EMR kártya tartalmazza a mérőfejeket, ahol a mérés eredményei letapogathatók. Az MFHI kártya tartalmaz egy MFC-B kódadó-vevő egységet és a vonalak távméréséhez szükséges további kommunikációs áramköröket. A mérést, a mérés alatti kommunikációt (beleértve a mérendő előfizetői vonal, ill. áramkör felkapcsolását is) az MDD2 üzembelügyeleti processzor vezérli.

MDD2 üzemfelügyeleti processzorral. A továbbiakban az MFHI egységen keresztül az MDD2 átveszi a PRA-val való kommunikáció és a mérőfejek beállításával, leolvasásával kapcsolatos vezérlési funkciókat.

Ugyancsak - a távfelügyelet szerves részeként - az SME egységben helyezkedik el a KVH áramkör, amely tetszőleges négy előfizetői áramkörhöz kapcsolódva próbahívásokat képes végezni.

3.2 A szoftver struktúra

A 3.1.1 pont alatt a vezérlőrendszerrel szemben támasztott követelmények a gyakorlatban természetesen csak akkor jutnak érvényre, ha a szoftver rendszer ezt lehetővé teszi. Így a szoftver struktúra az alábbi követelményeket kell, hogy kielégítse:

- A hívásfeldolgozást végző P1 processzorok szoftver szempontból teljesen azonosak, (PJM típusú processzorok), melyekben a programok, rendszeradatok és az ívpont függő "kvázi stacioner" adatok (pl. kategóriák) is be vannak égetve EPROM-okba.
- A tarifikációt illetve ezzel összefüggő szolgáltatásokat biztosító SME egységekben lévő P2 processzorok szoftver szempontból ugyancsak azonosak, a tarifikáció vezérlését ellátó - ugyancsak "hívásfeldolgozásnak" tekintett - rendszer tehát szintén elosztott.
- A magasszintű ember-gép kapcsolatot biztosító üzemviteli és távfelügyeleti rendszert kezelő MDD2 processzorból ugyan csak 1 db-ot tartalmaz a központ, ennek meghibásodása azonban nem hat ki az előző két funkcióra.
- A processzorokban lévő supervisor vezérlése alatt egyidejűleg futhatnak karbantartási, üzemviteli, valamint hívásfeldolgozó programok.
- Az üzenetkezelő apparátus olyan, hogy a felhasználói programok nem látják az adatcserélés mechanizmusát.
- Az automatikus felügyeleti rendszer csak a saját processzoron futó szoftver működésének szabályozására képes, idegen, (más processzorokból származó) beavatkozásokkal szemben viszont védelemmel rendelkezik.

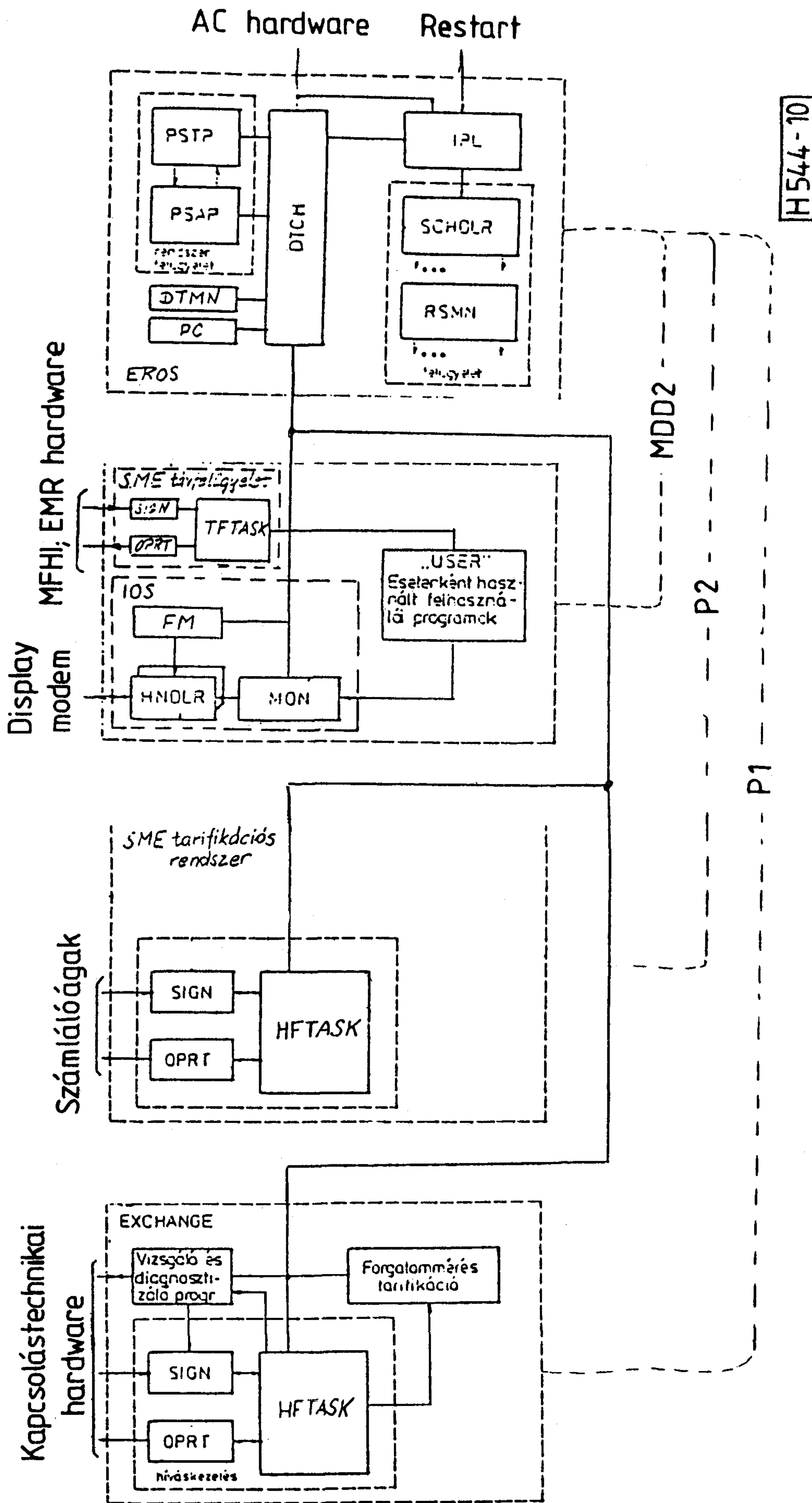
Az ER256 szoftver rendszerének struktúráját a 10. ábra segítségével követhetjük. A rendszer alapvetően öt részből áll, melyeket ill. ezek által végrehajtott feladatokat az alábbiakban foglaljuk össze:

- EROS operációs rendszer; amely mind a szűkebb értelemben vett hívásfeldolgozást végző P1, a tarifikációs funkciókat realizáló P2, és a magasszintű távfelügyeleti rendszer MDD2 típusú processzorai-
ban is azonos; az alábbi feladatokat látja el:
 - a processzorok közötti kapcsolat biztosítása (adatmozgás);
 - a processzorkonfiguráció megállapítása és biztosítása (felügyeleti rendszer);

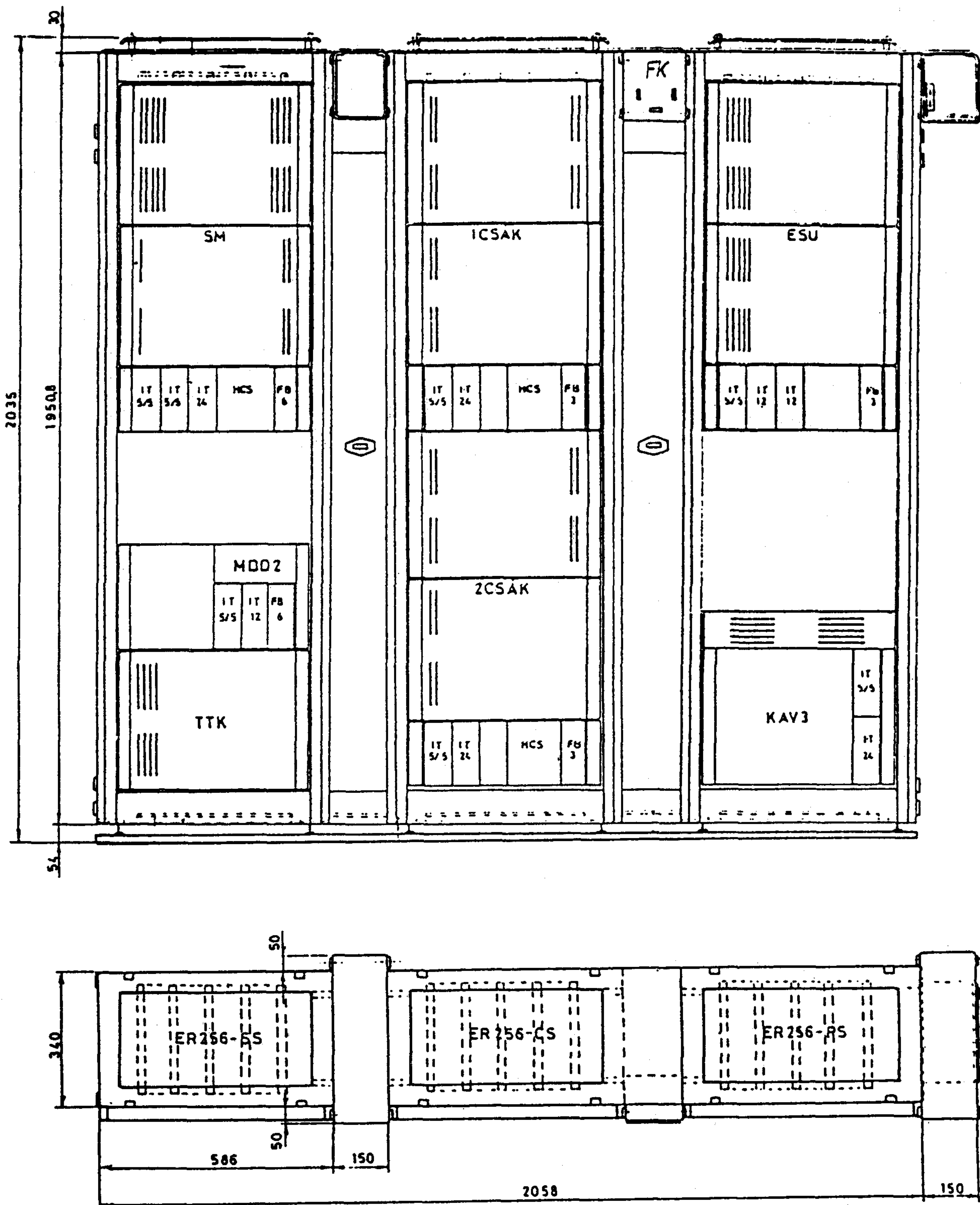
- az erőforrásokkal (hívástárak; HF TASK-ok) való gazdálkodás
- EXCHANGE hívásfeldolgozó rendszer, - amely az üzemviteli és karbantartó rendszer regionális részét is tartalmazza - feladatai:
 - a telefonos perifériák lekérdezése, ill. működtetése;
 - a hívások szervezése, lebonyolítása;
 - a központ hardver hibáinak felderítésében való részvétel (a karbantartó rendszer regionárius feladatai);
 - statisztikai feladatok ellátása (szintén regionális szinten).
- SME TARIFIKÁCIÓS rendszer, amely az SME P2 processzoraiban fut, feladatai:
 - a "telefonos" processzoroktól megkapott adatok alapján a számláló jelfogók működtetése,
 - a pénzbedobó adapterek működtetése,
 - a számláló jelfogók működtetésének ellenőrzése,
 - pénzbedobós távbeszélő állomások a-b ágainak letapogatása
- SME TÁVFELÜGYELET a távfelügyelet eszközeinek működtetését, ill. rendszerhez való illesztését végzi. E két utóbbi rész az MDD2 processzoron fut. Feladatai:
 - az előfizetői vonalak távmérésének lebonyolítása,
 - a távvezérelt KVH vezérlése,
 - az üzemvitellel kapcsolatos adatok gyűjtése, (elő)feldolgozása
- IOS számítástechnikai működtető rendszer, - amely a karbantartás, üzemvitel esetére biztosítja az ember-gép kapcsolat magasszintű eszközeinek (display, modem, ...) kezelését - feladatai:
 - a számítástechnikai perifériák lekérdezése, ill. ezek működtetése;
 - a monitor parancsok értelmezése és ezek továbbítása a végrehajtásban részt vevő programokhoz;
 - modem kezelése.

4. MECHANIKAI FELÉPÍTÉS

Amint arról a 3.1 fejezetben már szó volt, az egyes funkcionális egységek egyben mmechanikai egységek is. Ezek kereteken nyernek elhelyezést. A keretkonstrukció a budapesti Kontakta Gyár által gyártott KONTASET 30 típusú rendszer elemeiből épül fel. Az eloxált alumínium profilrudakból kialakított keret, max. teherbírása 300 kg. Alapmérete: 586x340 mm, magassága - a padló egyenlőtlenségeinek kiegyenlítésére szolgáló talpdeszkával és fedőlemezekkel együtt - 2035 mm. A keret a nemzetközileg használt 19"-os rendszernek felel meg, 40E beépíthető magassággal. A keretekre a homlokoldal felől zárható ajtó szerelhető, lehetővé téve ezzel az ER256 telepítését nem kifejezetten gépterem céljára készült helyiségben is. A központban alkalmazott kerettípusok a következők:



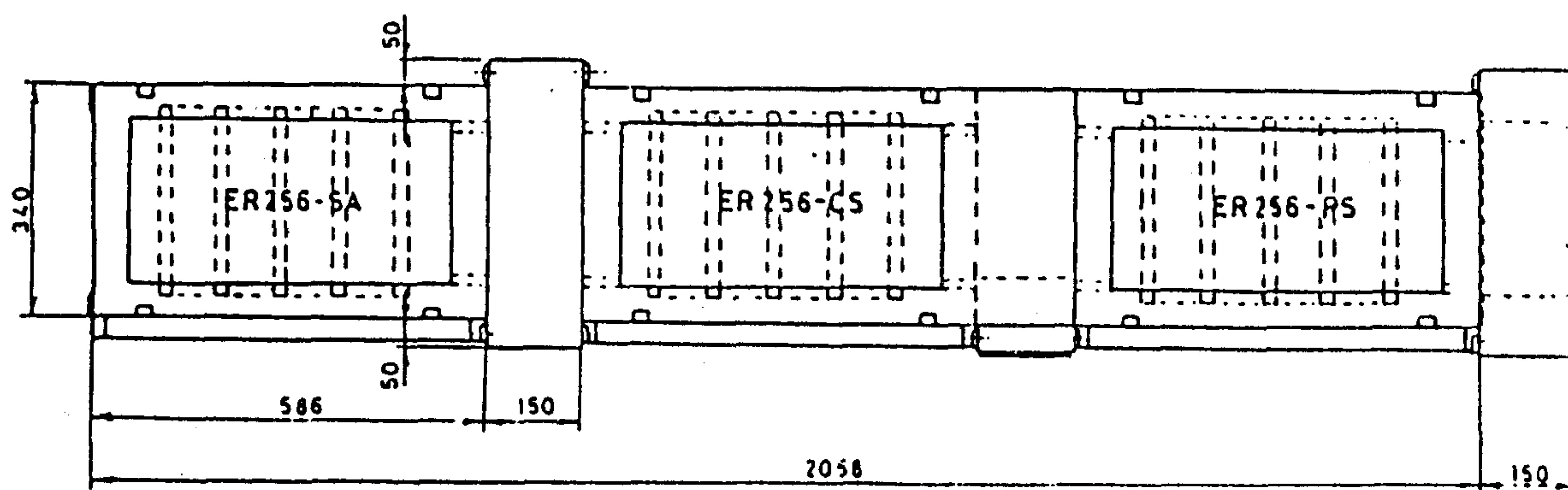
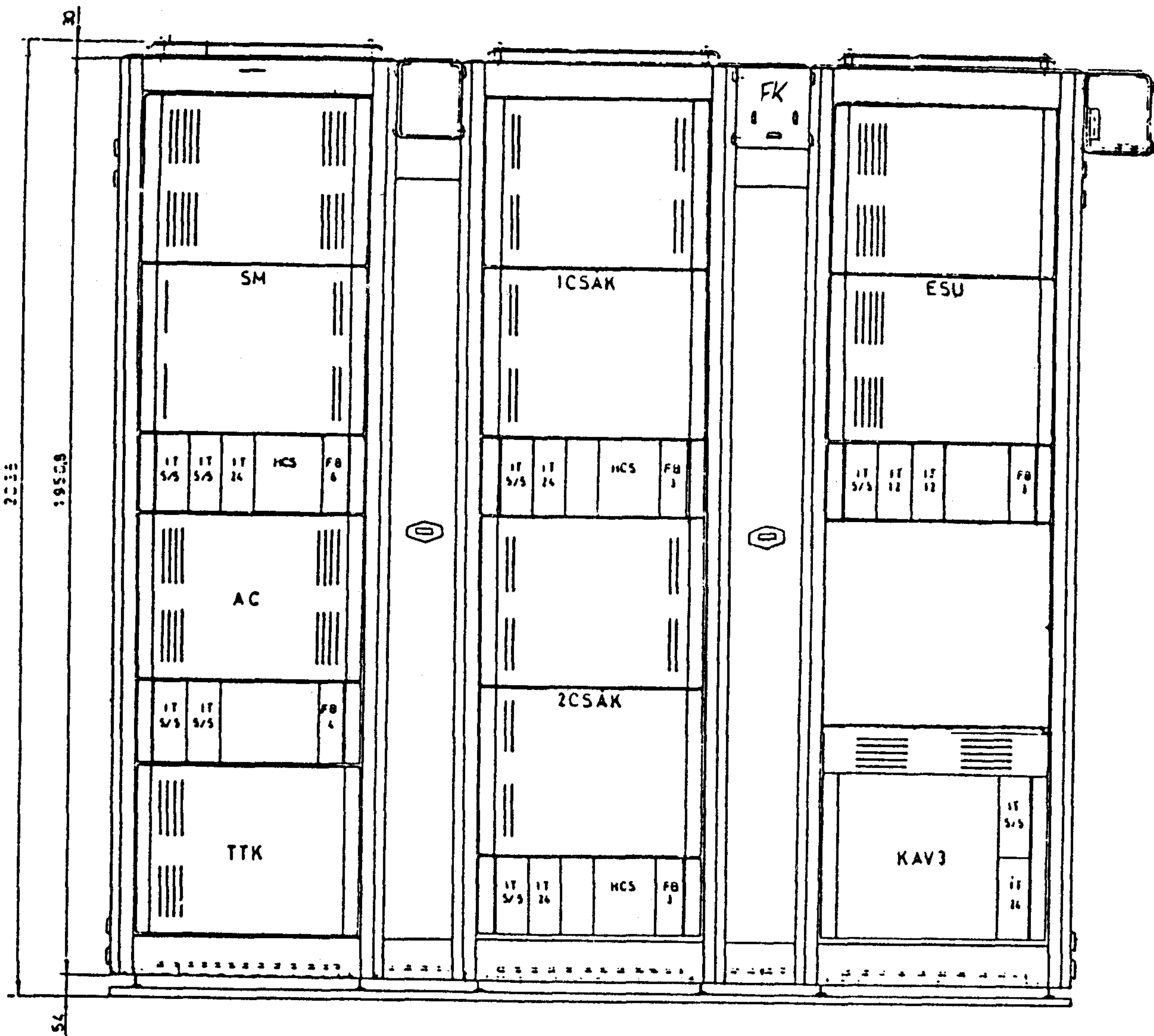
10.ábra. Az ER256 szoftver rendszerének tömbvázlata



11. ábra RKBL/256, MDD2 állványsor

Ez az állványsor szükséges minden ER256 központhoz. Ez egyben a központ alapkiépítése is. (Tipikusan 200 előfizető, 24 távhívó trónk kapacitású.) Az SS kereten helyezkedik el az MDD2 üzemfelügyeleti processzor, melyből - tekintet nélkül a kiépítésre - mindig 1 db. szükséges.

H544-11



H544-12

12.ábra. RKBL/256, A állványsor

Ebből az állványsorból 200 előfizetői kapacitásnál nagyobb kiépítettségű ER256 központhoz szükséges 1 db. Az SA kereten helyezkedik el az AC adatcserélő egység, amely biztosítja az MDD2 üzemfelügyeleti processzor és a hívásfeldolgozó processzorok közötti adatkommunikáció lehetőségét, - a végkiépítésnek megfelelő kapacitástartományig is.

- csatlakozó áramköröket (ESZ előfizetői szerelvényt és TT2 távhívó trónköt) tartalmazó keret (CS-keret),
- elektronikus kapcsolómező és processzor keret (PS-keret),
- szervíz keret, amely két változatban készül, az első változaton az MDD2 üzemfelügyeleti processzor is el van helyezve (SS-keret), a másik változaton az MDD2 processzor helyén az adatcserélő egység kerül elhelyezésre (SA-keret).

Fenti, négyféle keretből 200 előfizetői lépcsőkben bővíthető központok alakíthatók ki. (11., 12., 13. ábra)

A kereteken lévő egységekben igény szerinti darabszámban helyezhetők el a különböző nyomtatott áramköri lapok és egyéb dugaszolható részegységek. Ezek közül egyeseket az egység gyűjtő rajzszáma "hoz magával" (benne van az egység rajzszámában) mások darabszámát a központ konkrét tervezésénél kell meghatározni.

A 3.1 pontban leírt alrendszerek (kapcsolóblokkok) tulajdonképpen a szűkebb értelemben vett hívásfeldolgozás funkciói tekintetében önálló működésre képes telefonközpont részek. Ezt a mechanikai konstrukció legmagasabb szintű kialakításával szintén követjük. Egy-egy kapcsolóblokk mindig 3 keretből összeállítható keretsoron nyer elhelyezést.

A keretek közötti 150 mm-es köz egyben a keretek közötti kábelek vertikális vezetésére is szolgál. Egy keretsorban szerelt keretek közti kábelezés a keretsor alján, illetve tetején kialakított kábelcsatornában vezetett kábelekkel történik. A kábelezéshez egységesen 32x2-es érszerkezetű, végeiken dugaszokkal ellátott előregyártott kábelek kerülnek felhasználásra.

5. JELZÉSRENDSZEREK, A JELADÓ-VEVŐK PARAMÉTEREI

5.1 Jelzésrendszer az előfizetői vonalakon

Az ER256-hoz csatlakozó távbeszélő állomások (lakástelefonok, hivatali intézményi telefonok, pénzürmés készülékek végződő telefonvonalak) - továbbiakban előfizetők - kéthuzalos fizikai vonalon csatlakoznak a központhoz. Ezen vonalak legnagyobb hurokellenállása - az előfizetői készülékekkel együtt, de a táphíd nélkül - 1600 Ohm lehet. (A vonalak táplálása 2x500 Ohm-os induktív táphídról történik.)

- a vonalak minimális szigetelési ellenállása a vezetékek, valamint egy vezetékek és a föld között 20 kOhm,
- a vezetékek között megengedett kapacitás - az előfizetői készülék nélkül max. 0,5 μ F,
- a mikrofon tápáram értéke a vonalhossz függvényében változhat a 17- 50 mA-es tartományban.

A hívás a vonalhurok minimum 100 ms-os zárásával, a bontása a vonalhurok minimálisan 350 ms-os megszakításával kezdeményezhető az előfizetői készülékről.

Amennyiben az előfizető DTMF kóddal működő hívóművel ellátott készülékkel rendelkezik, úgy a központ egy, a vonalhurok rövid megszakításával adott jelzést (flash) is képes érzékelni. Ennek időtartama 100-250 ms közé kell hogy essen.

A pénzürmés távbeszélő állomások felől jövő "érme elfogyott" jelzést - amely ugyancsak hurok megszakítás - a központ akkor is képes venni, ha ennek időtartama min. 20 ms.

A hívott előfizető felé a hívást a központ csengetés adásával jelzi. A csengetőjel

- frekvenciája 25 ± 5 Hz szinuszos,
- nagysága 75 ± 15 V_{eff}
- A csengetés periodicitása 1200 ms $\pm$ 10 % jel, 3600 ms $\pm$ 10 % szünet. (A csengetés szekvenciája - szoftver úton 10 ms - os lépésekben állítható - így ettől eltérő bármilyen lehet)

Az előfizetőknek adott hangjelzések megfelelnek a CCITT Q35 ajánlásában foglaltaknak; a hangjelzések frekvenciája 425 Hz, szintje -10 dB. A hangjelzések szekvenciája 10 ms - os lépésekben szoftver úton előállítható, így az ER256-tal követni lehet az egyes nemzeti hálózatokban már kialakult szokásokat.

A DTMF kóddal működő billentyűs készülékek kódvevői a CCITT Q53 ajánlásában szereplő specifikációk szerint készültek. A jelzések minimális szintje az ER256 rendezőjén -28 dBm.

A pénzürmés készülékkel ellátott távbeszélő állomások felé az a-b ágakra adott 12 vagy 16 kHz-es rövid idejű impulzusokra a jelzés szintje a központ rendezőjén 200 ohm-os lezárással mérve: 1,5-2,4 V_{eff}.

A csatlakozó hálózat felé a CCITT MFC R2 jelzésrendszerének magyar postai változata kerül felhasználásra. Ez azt jelenti, hogy a "regiszterközi jelzések" a CCITT Narancs Könyv VI.3. kötetében szereplő Q441, Q451, Q454, Q455 ajánlásainak megfelelő MFC kódadó-vevők segítségével kerül adásra, ill. vételre, a vonaljelzések rendszere pedig alapvetően kétféle hosszúságú munkaáramú impulzusokból áll; 150 ms, 600 ms, (vagy 1500 ms) névleges érték mellett.

6. Az ER256 SZOLGÁLTATÁSAI

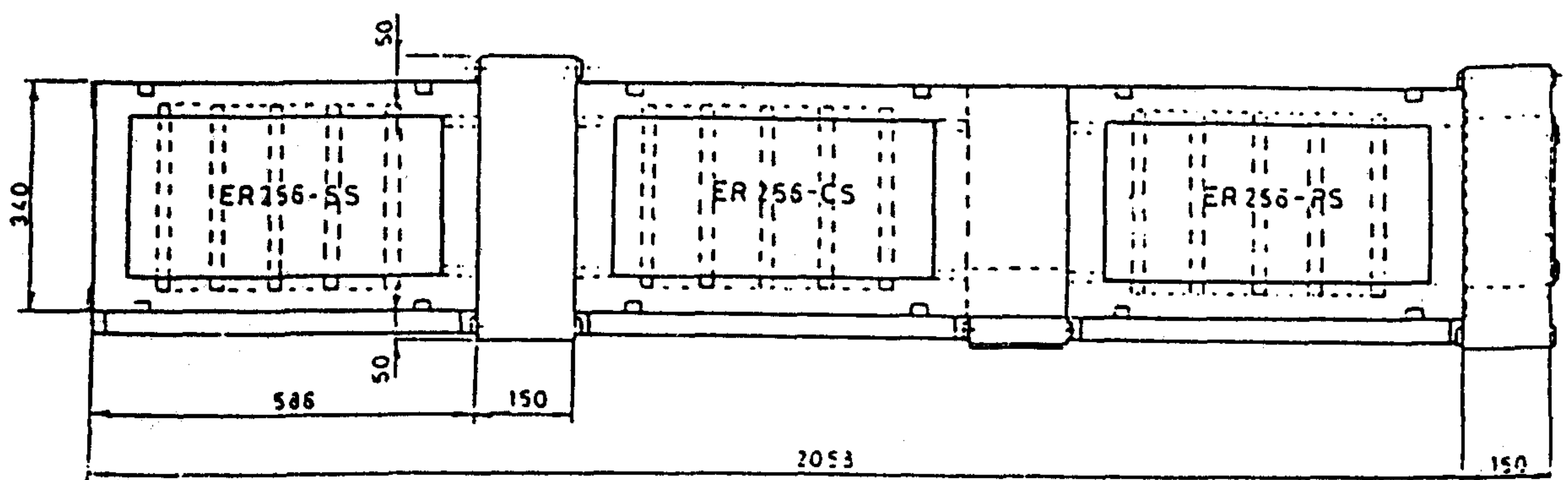
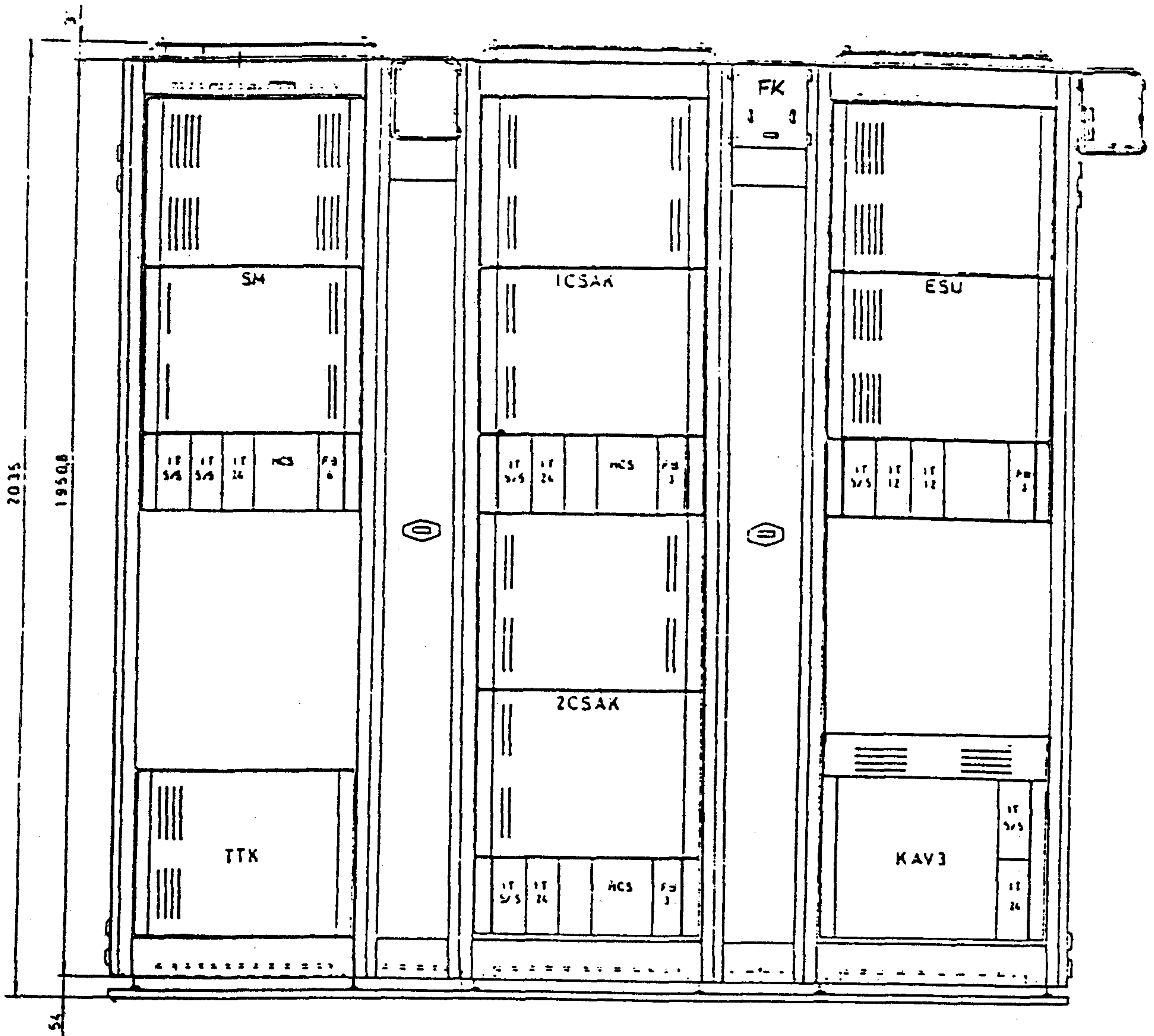
6.1 Az előfizetőknek nyújtott szolgáltatások

6.1.1 Előfizetők kategóriái

Az ER256-ban lévő előfizetők egyedileg kategorizálhatók. A kategóriák jelentése a további pontokban nyer értelmet.

A kategorizálás szempontjai és egyben lehetőségei az alábbiak:

- tárcsás/billentyűs (DTMF) készülék használata
- előfizető hívott oldali bontásra jogos (rosszakaratú hívás megfogására jogos)
- díjmentesen hívható előfizető



H544-13

13. ábra. RKBL/256 állványsor

Ez az állványsor kerül felhasználásra 400 előfizetőnél nagyobb kapacitású ER256 központokban. Az állványsoron minden olyan egység el van helyezve, amely 200 előfizetőnkénti lépésekben biztosítja a bővítést a 400-1000 előfizető kapacitástartományban.

Előfizetői hívások korlátozása a hívások hatókörét illetően, úgymint;

- mindent hívhat
- nemzetközit nem hívhat
- nemzetközit és helyközit nem hívhat
- csak központon belül hívhat
- előfizető átirányításra jogos
- PBX főszám

A hívhatóság szempontjából az előfizetőhöz nem hívható kategóriák rendelkeznek, úgymint;

- előfizető száma megváltozott
- előfizető vonala hibás
- előfizető nem bekötött
- előfizető nem jogos hívásfogadásra

6.1.2 Helyi (központon belüli) hívások

A központ előfizetői a hálózat ill. a magasabbrendű (ARM) központ igénybevétele nélkül tipikusan öt számjeggyel hívhatják egymást. (3-7 számjegyű hívószám is lehetséges)

6.1.3 Góckörzeten belüli hívások

A góckörzeten belüli hívások szintén öt számjeggyel automatikusan történnek

Ebben az esetben a központ a hálózati trónkcsatlakozón keresztül közvetlenül a hívott központ felé adja át a választási információkat.

6.1.4 Belföldi (nemzeti) távhívások; helyközi hívások

A helyközi hívások a "06" (vagy más) forgalomválasztó szám beadásával indíthatók. Ekkor az ER256 központ második tárcsahang adásával jelzi az előfizető felé, hogy készen áll a további számjegyek fogadására. A harmadik (vagy más szükséges darabszámú) számjegy beadása után a hívás a trónkcsatlakozón keresztül a felettes tranzitközpont felé indul.

6.1.5 Nemzetközi távhívások

A nemzetközi hívások a "00" (vagy más) forgalomválasztó számjegy beadásával indíthatók. Az ER256 központ második tárcsahang beadásával jelzi, hogy készen áll a további számjegyek fogadására. A központ a trónkcsatlakozón keresztül további 4 (DTMF készülék esetén a *-gal lezárt összes) számjegy után indítja el a hívást a felettes tranzitközpont felé. (Amennyiben ezt az előfizető elmulasztja, úgy a DTMF kódvevő időzítése után a választás automatikusan megindul.)

6.1.6 Hívásátirányítás

Hívásátirányítás csak központon belül lehetséges. Amennyiben az előfizető olyan helyre távozik, ahol szintén van telefon és ez ugyancsak ahhoz a központ-

hoz csatlakozik, mint a sajátja, akkor az előfizetőnek lehetősége van a saját vonalára érkező hívásokat erre a vonalra átirányítani. A hozzá érkező hívások ekkor az új helyen jelentkeznek mindaddig, amíg az előfizető az átirányítást nem törli. Ha az előfizető a készülékét átirányította egy másik hívószámra, akkor erre a tényre - minden híváskezdeményezés esetén - egy különleges (szaggatott ritmusú) tárcsahang emlékezteti. Az érkező hívások átirányítása egyébként nem zárja ki a készülékről való hívásindítás lehetőségét.

6.1.7 PBX csoportok képzése

A központ előfizetői szerelvényeit max. 30 tagú PBX csoportokba lehet sorolni. A csoport egy közös számmal, a főszámmal hívható. Amennyiben a főszám foglalt, a hívás a csoport valamelyik szabad tagját csengeti. Ez a szolgáltatás lehetővé teszi a központok csatlakoztatását az ER256 központhoz.

6.1.8 Speciális hívások

A speciális számok (02, 03, 04 stb.) hívása esetén a központ a hívást a felettes központ felé irányítja. A központ azonban arra is lehetőséget ad, hogy a speciális számok közül igény szerinteket helyben végzőtessünk (pl. helyi tűzoltóság, helyi postai bejelentő stb.). Amennyiben valamelyik speciális szám a központon belül van és foglalt, akkor a következő hívás a hívott felszabadulásáig várakozik. Amikor a hívott a kapcsolatot bontja, a várakozó hívás azonnal elkezd csengetni a hívottat. Amennyiben tehát az ER256-ban speciális hívószámok végződnek, ezek "soha nem foglalt" üzemmódúak.

6.1.9 Speciális tájékoztató hangok, "gépi üzenetek"

Az ER256-ban kétféle speciális tájékoztatás van. Amennyiben az előfizető olyan hívószámot hív, mely ki van rekesztve a hívásfogadásból (pl. nem hívható kategóriájú, vagy nem bekötött kategóriájú stb.), vagy olyan szolgáltatást kíván igénybe venni, melyre nem jogos, akkor a számjegyek beadása után speciális információs hangot (SIT) kap. Az előfizető ebből tudja, hogy nem érdemes tovább kísérleteznie; nem egyszerű foglaltságról van szó.

Amennyiben az előfizető központon kívüli hívószámot hív és nincs szabad trónk a felettes központ felé, akkor egy szövegbemondó áramkör kapcsolódik fel, mely tájékoztatja az előfizetőt a vonalak foglaltságáról.

6.1.10 Előfizetők hívott oldali bontása

Amennyiben az előfizető hívott oldali bontásra jogos kategóriával rendelkezik, akkor a kapcsolatot a hívott oldali készülékről lehet azonnal bontani. Ez célszerű pl. speciális számok esetén, így a kapcsolat akkor sem marad fenn 90 s-ig, ha a hívó fél nem bont.

6.2 A központ ill a hálózat üzemeltetőinek nyújtott szolgáltatások

6.2.1 Speciális hívások átirányítása felettes központba

Amennyiben valamelyik speciális szám a központon belül van, és üzemeltetője azt szeretné, hogy a hívás a felettes központba irányuljon (pl. postai bejelentő, ha a postahivatal már bezárt stb.), akkor elegendő a kézi-beszélőt melléteni, a készülék blokkolódása után a hívások már a felettes központba fognak futni. Ugyanez a helyzet, ha a hívott speciális szám vonala beázás, zárlat, stb. miatt válik blokkolttá.

6.2.2 Rosszakarató hívások rögzítése

Amennyiben az ER256-ban lévő hívó olyan előfizetőt hívott, amely hívott oldali bontásra jogos, akkor a hívó bontása esetén a központ a bontójelet nem küldi el a felettes központ felé. Ugyanakkor az ER256-ban lévő hívó - adatainak a központ memóriájában történő feljegyzése után - felszabadul. Ha a hívott bont, akkor a kapcsolat bomlik, ha a hívott a kapcsolatot rögzíti (egy flash-t ad, vagy egyest tárcsáz), akkor a lekövetés lehetővé válik.

6.2.3 Hívott kategóriájának kiadása

Az ER256-hoz csatlakoztatott bármely előfizető kategorizálható oly módon, hogy ne legyen hívható. (lásd 6.1.1 pont) A kategória egyben a nem hívhatóság okára is utal. Ez négyféle lehet; előfizető száma megváltozott, előfizető vonala rossz, előfizető nincs bekötve az adott hívószámra, előfizető nem jogos hívás fogadására. A négyféle kategóriának megfelelően a központ a hálózat felé különböző regiszterközi jelzéseket ad. Központon belüli hívás esetén a megkülönböztetésnek nincs jelentősége, a hívó fél az összes esetben SIT hangot kap.

6.2.4 Kódvevők kapcsolása várakozásos üzemmódban

Amennyiben hálózat felől érkező hívásnál nincs szabad MFC-B kódadó-vevő áramkör, illetve DTMF készülékről kezdeményezett hívásnál nincs szabad KD kódvevő áramkör, akkor a hívás nem végződik foglaltságban. A központ egy kívánt áramkör felszabadulásáig várakoztatja a hívást. Ez a megoldás csökkenti a sikertelen hívások számát illetve a meddő forgalmat.

6.2.5 Foglaltan való várakozás, kezelői befigyelés

A hálózat bármely pontján lévő kezelőnek lehetősége van az ER256-ban lévő foglalt előfizetőn parkírozni, szükség esetén a hívásba belépni és azt felajánlani. A kezelő a felajánlást többször megismételheti, amennyiben az szükséges. (Természetesen amennyiben az előfizető befigyelés ellen védett; "adatvég-

berendezéssel bír"- kategóriájú, úgy a befigyelés nem jöhet létre. Ezt a 6.1.1 pontban külön kategóriaként azért nem tüntettük fel, mert a Magyar Posta hálózatában ez un. hálózati kategória, és így erről a kezelő jelzést is kap, a befigyeléshez szükséges kapcsolat nem is jön létre.)

6.2.6 Vizsgáló hívások fogadása, indítása

A központ automatikus kódválaszadó és vizsgálóhívást indító áramkört tartalmaz a TRT berendezés felől érkező vizsgálóhívások fogadásához és vizsgálóhívások indításához. Az áramkör négy előre kijelölt előfizetői szerelvényre tud csatlakozni.

6.2.7 Előfizetői vonalak távmérése

Az ER256 központ távvezérelhető mérőegységet (PR-E) tartalmaz az előfizetői vonalparaméterek mérésére; a PR-A távmérő egység felől érkező hívások fogadására és a kijelölt mérések tetszőleges előfizetői vonalon való végrehajtására, az eredmény visszaküldésére. A PR-E távmérő egység ily módon lehetővé teszi előfizetői panaszbejelentés esetén a helyszínre való kiszállás nélküli hibabehatárolást, valamint a hatékony preventív karbantartást.

6.2.8 Automatikus távalarm

Távalarm rendszer segítségével az ER256 központ az általa detektált hibákat sürgősség szerinti kategóriákba tudja sorolni és a sürgősségi szintekről értesíteni tudja a felettes központban tartózkodó karbantartó személyzetet. Ezen a rendszeren keresztül tud jelzést adni arról is, hogy a központban rosszakarató hívás detektálása történt, illetve, hogy a központ a hívó felet rosszakarató hívás miatt rögzítette.

6.2.9 Forgalmérés, központi üzemfelügyelet

Az ER256 beépített forgalmmérő rendszert is tartalmaz. A forgalmmérő az események számlálását is elvégzi. Detektálja és számlálja a különböző viszonylatú hívásindításokat, a sikertelen eseteket, torlódásokat, stb. Amennyiben az MDD2 üzemfelügyeleti processzor a modem vezérlő (ART) kártyával is el van látva, úgy az általa kezelt display (MON) egy minimálisan 1200 Baud-os duplex (v. félduplex) adatcsatorna közbejöttével egy központi üzemfelügyeleti munkahelyre is telepíthető.

7. KÖSZÖNETNYILVÁNÍTÁS

A szerző köszönetét fejezi ki mind saját munkatársainak, mind a Magyar Posta azon szakértőinek, akik az ER256 kifejlesztésében tevőlegesen közreműködtek, illetve a témát magukévá téve biztosították a pro-

totípus tereppróbáihoz a feltételeket, majd ennek szakszerű vizsgálata után konstruktív javaslatokat adtak az egyes korrekciókhoz.

Nem kisebbítve mások érdemeit a szerző szükségesnek tartja személy szerint megköszönni dr. Bartolits István, Bartke Béla, dr. Darabos Zoltán, Császár Gyula, Czeglédi Jenő, Dolozselek Gyula, Farkas László, Fodor Béla Gáti István, dr. Gosztony Géza, Khek Norbert, Kovács Zoltán, Makay Attila, Mátrai Miklós, Németh Attila, dr. Rét Andrásné, Rekenyi György, Sallai Mihály, Szeleni Zoltán, Szaics Ákos, Vének István kollégáinak, dr. Buzás Ottóné, Melbinger Miklós MPK szakértőknek, valamint Ertl Béla és dr. Seres Péter PKI tud. munkatársaknak a közreműködését egyrészt a típus kidolgozásához, másrészt ezen cikk megírásához.

IRODALOM

- [1] *B. Molnár*: EP512 SPC Electronic PABX, Budavoc Telecommunication Review 85. 3., 24-36.o.
- [2] *Dr.M. Izsák (szerkesztő)*: Budavox Handbook of Telecommunication 1978.5.fejezet 404-422.o.
- [3] *Pató Lajos*: A TPV központok folyamatos korszerűsítésének szükségessége és feltételei. Híradástechnika, XXIII.évf. 11.sz. 505.o.
- [4] *dr. Lajtha György*: Távközlő hálózatok elmélete és tervezése, Műszaki Könyvkiadó, Bpest 1971.

- [5] *Makay Attila*: A TPV telefonközpontok hívásfeldolgozó rendszerének funkcionális specifikációja. Híradástechnika, XXII.évf. 5.sz. 217.o.
- [6] *Makay Attila - Hasenauer Miklós - dr. reznák Roxán*: TPV telefonközpontok hívásfeldolgozó feladatainak programozása. Híradástechnika, XXIV. évf. 1.sz.27.o.
- [7] Programozható vezérlőberendezés kis- és közepes kapacitású kapcsolórendszerekben, különösen távbeszélő központokban történő alkalmazásra. 172 445 sz. magyar szabadalom
- [8] Kapcsolási elrendezés központilag vezérelt kapcsolóberendezések, különösen távbeszélő központok számára. 174 451 sz. magyar szabadalom
- [9] Kapcsolóberendezés információforrások összekapcsolására, különösen távbeszélő központok számára. 178 906 sz. magyar szabadalom
- [10] Egy- vagy többfokozatú, tirisztorokat tartalmazó kapcsolómátrixokból kialakított csatolóutas kapcsolómező tárolt programvezérlésű kapcsolóberendezés. 183 988.sz. magyar szabadalom
- [11] DC/DC stabilizált feszültségátalakító egység. 176/793 sz. magyar szabadalom
- [12] *Molnár Béla*: EP512 TPV elektronikus alközpont. Híradástechnika, XXXVI. évf. 1985.10.sz. 433-444.o.
- [13] *Molnár Béla*: Az EP alközpont család, Híradástechnika, XXXVII.évf. 11.sz. 482-491.o.

Beszámoló

a Német Szövetségi Köztársaságbeli Erlangenben megrendezett URSI-ISSSE'89 konferenciáról

Az URSI 1987-ben Tel Avivban megrendezett közgyűlése elhatározta, hogy három évente "International Symposium on Signals, Systems and Electronics" címmel tudományos konferenciát fog szervezni. Az első ISSSE konferencia megtartására 1989. szeptember 18 és 20. között került sor a Nürnberg melletti Erlangen városában, az 1743-ban alapított Friedrich-Alexander Egyetemen. A konferencia 27 szekcióülés keretében végezte munkáját, az egyes szekciók az alábbi 6 témakörrel foglalkoztak:

- jel és információelmélet,
- rendszerelmélet,
- hírközlő berendezések és áramkörök,
- elektronikus eszközök,
- optikai hírközlés és végül
- CAD az eszközök és áramkörök tervezésében.

A konferencia széleskörű áttekintést adott a fenti témakörökben folyó kutatások legújabb eredményeiről. Hazánkat erős szakmai delegáció képviselte, a Budapesti Műszaki Egyetem és a Távközlési Kutató Intézet kiküldöttei összesen 5 előadást tartottak.

Az igen jól szervezett konferencia értékét nagymértékben emelte, hogy a nemzetközi tudományos élet kiemelkedő egyéniségei egy-egy átfogó, közel egy órási előadás keretében áttekintették a legfontosabb témakörök legújabb eredményeit. A plenáris üléseken elhangzott előadások az alábbi témakörökkel foglalkoztak:

- hullámszűrők (A. Fettweiss)
- beszédfelismerés (L.R. Rabiner)
- digitális képfeldolgozás (M. Kunt)
- tervezés hullámfüggvények segítségével (H. Sakaki)
- a többszörös hozzárés elvi kérdései (Csibi S.)
- integrált áramkörök tervezése (C. Trullemans)

A konferencia egykötetes kiadványa megtalálható a Távközlési Kutató Intézet műszaki könyvtárában.

Kolumbán Géza

Jelek és Rendszerek konferencia Brightonban

1989. július 12. és 14. között került megrendezésre Brightonban, a Brighton Polytechnicon (a Brightoni Műegyetem) az AMSE (Association for the Advancement of Modelling and Simulation Techniques in Enterprises, azaz a modellezési és szimulációs eljárások ipari alkalmazásának előmozdítására alakult nemzetközi társaság) Jelek és Rendszerek konferenciája, melyen – a HTE jóvoltából – lehetőségem nyílt a részvételre és előadás tartására. Az AMSE központja a franciaországi Tassin-la-Demi-Lune-ban van, elnöke a szintén francia Prof. G. Mesnard.

A konferencia célkitűzése az volt, hogy a korszerű jel- és adatfeldolgozási eljárások, valamint a rendszerek analízise és szintézise területeken adjon lehetőségeket a legújabb kutatási és alkalmazási eredmények ismertetésére, véleménycserére. A benyújtott előadások közül több mint 300-at fogadott el a programbizottság, a nagy szám és a széles témakör miatt számos párhuzamos szekció (ún. "csoport") szervezése volt szükséges.

A "0. csoport" szorosan összetartozó tematikával rendelkezett, ez volt a fuzzy jelek és rendszerek szimpózium, melyet a terület nemzetközileg ismert egyénisége, a román Prof. H.N. Teodorescu szervezett és elnökölt volna – igen sajnálatos, hogy a szimpózium elnöke (feltehetően az ismert politikai helyzet miatt) nem jelenhetett meg személyesen a konferencián. A szimpózium keretében tartottam meg (japán társszerzőkkel közös) előadásomat, melynek témája a a fuzzy számítógép egyik építőkövével, a fuzzy JK tárolóval kapcsolatos matematikai megfontolások, valamint a Japánban már több változatban labormodell szinten működő áramkör egy lehetséges alkalmazásának vizsgálata volt, ez utóbbi az adaptív eljárások megvalósításában. A fuzzy szimpózium további témái közül néhány jelentősebb: fuzzy folyamatirányítási algoritmusok, képfelismerési eljárások és alkalmazások, informatikai folyamatok irányítása, gépi következtetések modelljei, lineáris rendszerek, automaták és formális nyelvek fuzzy általánosításai, szakértő rendszerek. E témák közül egyébként a fuzzy irányítás és szakértő rendszerek több száz valódi alkalmazási eredménnyel szerepel már, az előállítók elsősorban japán és amerikai cégek – mindkét országban komoly állami támogatással folynak a kutatások (pl. a NASA-ban is).

Az "1. csoport" tematikájában szintén elméleti problémák szerepeltek, ez a szekció a matematikai eljárások és jelfeldolgozás nevet viselte, a három ülésen matematikai eredmények (differenciálegyenletek, Laplace transzformációval kapcsolatos kutatások, Fourier-transzformáció, stb.), jelfeldolgozás (ezen belül elsősorban digitális jelfeldolgozás és egyes kódokkal kapcsolatos problémák), valamint jel- és képfelismerés (beleértve a beszédfelismerést és beszéd-szintézist, karakterfelismerést és textúrafelismerést is) szerepeltek.

A "2. csoport" témáit a rendszeranalízis és irányítás adta, melyen belül azonban számos elektronikai rendszerrel kapcsolatos identifikációs kérdés is szerepelt, így pl. a PLL identifikáció.

A "3. csoport" az informatikai rendszerek címet viselte, ennek első alszekciója a számítógép hardver és szoftver témákat, a második pedig a mesterséges intelligencia alkalmazásokat, a szakértő rendszereket és a tudásbázis kezelést, valamint a CAD/CAM fogta össze. E két ülés tartalmazta a legtöbb előadást, egyenként csaknem 20-at. Nagyon érdekes volt az a tény, hogy számos területen a szakértő rendszerek igen intenzíven törnek előre s

ezeknek alkalmazása, illetve az egyes szakmákban felmerülő különböző specialitásoknak megfelelő elméleti megközelítések át-meg átszöttek az egész konferenciát. Szoros kapcsolatok látszanak egyébként a fuzzy jellegű pontatlanság kezelésével is. Mint igen érdekes előadást kiemelem Dr. A. Luk (Hongkong) ezirányú kutatásait. Szintén több szekcióban feltűntek, de elsősorban itt szerepeltek a neurális hálózatokkal megvalósított algoritmusok, illetve e ma nagyon népszerű párhuzamos számítási rendszerek megvalósításának kérdései is.

A "4. csoport" témája a műszaki fizikai és elektronikai kérdéseket fogta össze, ezen belül nagyobb súllyal szerepeltek a VLSI technológiák egyes egyes problémái (itt is említettek szakértő rendszereket) és egyes optikai távközléssel kapcsolatos előadások.

Az "5., 6. és 7. csoport" az erősáramú rendszereket, gépészeti rendszereket – ezen belül a robotokat – és az energetikai témákat fogta össze. Végül a kémiai, biológiai és orvostudományi alkalmazások a "8. csoportban", a társadalmi és üzemszervezési témájú előadások pedig a "9. csoportban" kerültek előadásra.

A konferenciát magas szakmai színvonal jellemezte, az előadások többsége érdekes és újszerű eredményeket taglalt – ezzel a jó színvonallal kissé komikus ellentétet alkotott a bohém, széteső szervezés (hibás időpontok a nyomtatott programban, állandó átcsoportosítások az alszekciókon, sőt csoportokon belül is, technikai gondok, szervezők megtalálhatatlansága), mely talán azal is összefüggött, hogy a szervezést csaknem teljes egészében az AMSE titkárság végezte, s a helyi (angol) résztvevőket – úgy tűnt – szinte semmibe sem vonták be. Sajnos, a konferencia idején semmilyen kiadvány nem volt készen, bár a néhány oldalas előadáskivonatokat jóelőre meg kellett küldeni a programbizottságnak a referálás érdekében.

Feltűnő volt, hogy a nemzetközi konferenciáknál szokásosnál is nemzetközibb volt a részvétel, szép számmal szerepeltek a kelet-európai országok és a fejlődő országok is az előadások szerzői között. Ennek dokumentálására lássuk a résztvevő országok névsorát: Algéria, Bahrein, Brazília, Bulgária*, Csehszlovákia, Egyesült Királyság*, Egyiptom*, Finnország, Franciaország*, Görögország, India*, Irak, Hongkong, Japán, Jordánia, Jugoszlávia, Kanada*, Kína*, Lengyelország*, Líbia, Magyarország, Nigéria*, NSzK*, Olaszország*, Omán, Pakisztán, Portugália, Románia*, Spanyolország, Szaudarábia, SzU, Taivan, Törökország*, Tunézia, USA, Vietnam, tehát összesen 36 ország (a *-gal jelöltek a tudományos programbizottságban is részt vettek). Szintén érdekes tény, hogy sok volt a nemzetközi együttműködésben létrehozott előadás, pl. Lengyelország – USA – Kanada, Jugoszlávia – USA, Olaszország – Lengyelország, Anglia – Egyiptom, Olaszország – Egyiptom, stb.

Egészében az volt a benyomásom, hogy a jövőben is érdemes lesz az AMSE konferenciáit figyelemmel kísérni, széles tematikája a HTE mellett legalább 4-5 más MTESz tagegyesülethez is rendel egy-egy szekciót, s talán valamilyen egyesületi vagy MTESz-szintű kapcsolatteremtés is célszerű volna – pl. egy esetleges későbbi magyarországi szervezést is fel lehetne ajánlani.

Dr. Kóczy T. László
* BME HEI

Adaptív digitális szűrés II.

DR. VARGA IMRE

BME Híradástechnikai Elektronika Intézet

ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk második és befejező része a FIR szűrőkre a legkisebb négyzetek módszerén alapuló rekurzív algoritmusokat mutatja be részletesen, külön figyelmet fordítva az $O(N)$ számításigényű gyors változatokra. Végül az adaptív IIR szűrők problémáit tekinti át

5. Legkisebb négyzetek módszere: az RLS (recursive least-squares) algoritmus

A Wiener- és Kalman-szűrővel szemben az optimális lineáris becslő problémáját nem csak stochasztikus, hanem determinisztikus koncepció alapján is meg lehet közelíteni. A regressziós feladatot már Gauss megfogalmazta; ez az 1. ábra adaptív FIR szűrőjénél azt jelenti, hogy az n számú $d_1, d_2, \dots, d_n$ értéket kívánjuk legkisebb négyzetes hibával előállítani n számú adott bemeneti érték lineáris kombinációjaként, melyek a FIR szűrőben mint $x_1, x_2, \dots, x_n$ jelvektorok szerepelnek [6]:

$$e_k = d_k - y_k = d_k - h_n^T x_k, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (5-1)$$

$$J(h_n) = \sum_{k=1}^n \lambda^{n-k} e_k^2 \rightarrow \min \quad (5-2)$$

ahol λ exponenciális súlyozó tényező, $0 < \lambda \leq 1$. Az n hosszú ablakhoz tartozó h_n szűrővektor az (5-2) feltételnek megfelelően, a

$$\Phi_n h_n = \Theta_n \quad (5-3)$$

determinisztikus normálegyenlet megoldása, ahol

$$\Phi_n = \sum_{k=1}^n \lambda^{n-k} x_k x_k^T \quad (5-4)$$

a determinisztikus korrelációs mátrix és

$$\Theta_n = \sum_{k=1}^n \lambda^{n-k} x_k d_k \quad (5-5)$$

a determinisztikus keresztkorrelációs vektor a d és x bemenet között. Ez a két mennyiség könnyen számolható rekurzívan, ha (5-4)-ben és (5-5)-ben az összeg n -edik tagját leválasztjuk:



DR. VARGA IMRE

BME Villamosmérnöki Karán végzett 1982-ben. 1982–1984 között a BME Elméleti Villamosságtan Tanszéken volt tudományos továbbképzési ösztöndíjas, a hálózatielmélet témakörén belül lineáris hálózatok érzékenység- és toleranciaproblémáival foglalkozott. 1984-ben műszer- és irányítástechnikai szakmérnöki és egyetemi doktori oklevelet szerzett. 1984 óta a BME Híradástechnikai Elektronika Intézetben dolgozik. Jelenlegi fő érdeklődési területe a digitális jelfeldolgozás, adaptív szűrés.

$$\Phi_n = \lambda \Phi_{n-1} + x_n x_n^T \quad (5-6)$$

$$\Theta_n = \lambda \Theta_{n-1} + x_n d_n \quad (5-7)$$

Az optimális h_n szűrővektor rekurzív számításához (5-3) megoldásra van szükség, vagyis nem elegendő a rekurziót Φ_n -re felírni, hanem Φ_n^{-1} -re is szükséges. Ezt az

$$A = B^{-1} + C D^{-1} C^T \quad (5-8)$$

$$A^{-1} = B - B C (D + C^T B C)^{-1} C^T B$$

mátrixinverziós (Sherman-Morrison) lemma segítségével tehetjük meg, ahol

$$\begin{aligned} A &= \Phi_n \\ B^{-1} &= \lambda \Phi_{n-1}^{-1} \\ C &= x_n \\ D &= 1. \end{aligned} \quad (5-9)$$

Így az adódik, hogy

$$\Phi_n^{-1} = \lambda^{-1} \Phi_{n-1}^{-1} - k_n x_n^T \Phi_{n-1}^{-1}, \quad (5-10)$$

ahol

$$k_n = \Phi_n^{-1} x_n = \frac{\lambda^{-1} \Phi_{n-1}^{-1} x_n}{1 + \lambda^{-1} x_n^T \Phi_{n-1}^{-1} x_n} \quad (5-11)$$

az ún. erősítésvektor.

Ha az (5-3) egyenletből kifejezett h_n -be behelyettesítjük az (5-7) egyenletet, majd felhasználjuk az (5-10) és (5-11) rekurziót, akkor a szűrővektor rekurzív becslésére a

$$h_n = h_{n-1} + k_n a_n$$

$$a_n = d_n - h_{n-1}^T x_n \quad (5-12)$$

egyenlet adódik, α_n itt az a priori (adaptálás előtti, előző h_{n-1} -ből számolt) hibát jelenti. Az exponenciálisan súlyozott RLS algoritmust az (5-10), (5-11) (5-12) egyenletek összessége alkotja. Inicializálásként $h_0 = 0$ és $\Phi_0^{-1} = \delta^{-1}I$ szokás választani, ahol δ kis pozitív szám ($10^{-3} \dots 10^{-6}$), I az egységmátrix.

Az RLS algoritmus lényeges tulajdonsága, hogy $\lambda = 1$ esetén teljesül az ortogonalitás elve. Beszorozva ugyanis (5-1) mindkét oldalát x_k -val és összegezve $k = 1, \dots, n$ -re

$$\sum_{k=1}^n x_k x_k^T h_n = \sum_{k=1}^n x_k d_k - \sum_{k=1}^n x_k e_k$$

felhasználva továbbá az (5-3), (5-4) és (5-5) összefüggéseket,

$$\sum_{k=1}^n x_k e_k = 0$$

adódik, ami azt jelenti, hogy az optimumhoz tartozó hibák ortogonálisak a bemeneti jelvektorokra. Beszorozva mindkét oldalt h_n^T -vel,

$$\sum_{k=1}^n h_n^T x_k e_k = \sum_{k=1}^n y_k e_k = 0$$

adódik, tehát a szűrő kimenete, vagyis a d_k mennyiségek becsült értékei ortogonálisak az e_k hibákra. Azért nevezik az (5-3) egyenletet normálegyenletnek, mert a négyzetes hibaösszeg akkor a legkisebb, ha a hiba merőleges a kimeneti becslőre.

Az RLS algoritmus n adott számhoz – származzék az determinisztikus függvényből vagy stochasztikus folyamatból – legkisebb négyzetes hiba értelemben rendel egy optimális h_n vektort. Digitális jelfeldolgozás esetén a mintavételezés révén egy időben soros bemeneti adatfolyam áll rendelkezésre s ezért egy rekurzív algoritmus előnyös, mely ha n adatra ismert az optimális h_n becslő, $(n+1)$ adatra ennek felhasználásával határozza meg h_{n+1} -et.

Az RLS algoritmus főbb tulajdonságai az alábbiak:

1. Annak ellenére, hogy az RLS-probléma megfogalmazásában nem szerepel várható érték, felvethető a kérdés, a véges számú adatra optimalizáló algoritmus milyen becslőt állít elő, ha $n \rightarrow \infty$. Belátható, hogy $\lambda = 1$ esetén (végtelen memória) az RLS algoritmus a Wiener-optimumhoz tart. Nincs maradékhiba s ennek az az oka, hogy az RLS algoritmus nem alkalmaz közelítést.

2. Az algoritmus $\lambda = 1$ esetén a hiba sok szűrőre átlagolt négyzetes átlagában tipikusan egy nagyságrenddel gyorsabban konvergál, mint az LMS algoritmus (l. a 2. ábrát).

3. A konvergencia sebessége nem függ a korrelációs mátrix kondicionáltságától, a legnagyobb és legkisebb sajátérték arányától, mert maga a mátrix szerepel a rekurzióban.

4. Az algoritmus $\lambda = 1$ esetén minden addigi információt felhasználva állítja elő a becslőt, végtelen memóriájú: ez a választás stacionárius jeleknél célszerű, $\lambda < 1$ esetén véges memóriájú, exponenciálisan felejtő: ez a választás nemstacionárius esetben célszerű.

5. Az LMS algoritmusénál lényegesen kedvezőbb konvergenciatulajdonságok ára a lényegesen nagyobb, $O(N^2)$ számításigény a mátrix-vektor szorzások miatt.

6. Numerikus stabilitás. Az LMS algoritmus tárgyalásánál vázolt problémákon kívül itt az is előfordulhat, hogy az akkumulálódó hibák hatására a korrelációs mátrix szingulárisává válik, az algoritmus leáll, vagy erősen rosszul kondicionálttá válik, ami lerontja a pontosságot [3].

7. Az inicializálási fázisban a δI mátrix torzítja a h_n becslőt, belátható viszont, hogy $n \rightarrow \infty$ esetén a torzítás nullához tart. Ezek szerint az együttható hiba átlagban konvergens.

Miután az RLS és a Kalman-algoritmust leíró bizonyos egyenletek azonosak, felvethető a kérdés, mi a kapcsolat közöttük. Az RLS feladat megfogalmazása determinisztikus: véges adatra optimalizál; a Kalman szűrőé stochasztikus: már kiinduláskor stochasztikus jeleket kezel. A Kalman-algoritmus speciális esete – FIR szűrő statikus közegben – megegyezik az RLS algoritmussal, ha $\lambda = 1$, így a (4-25)–(4-28) egyenleteknek az (5-10)–(5-12) egyenletek felelnek meg. A nemstacionárius esetben Q_v leírt közelítésével kapott Kalman-algoritmus pedig az exponenciálisan felejtő RLS algoritmussal azonos ($\lambda = (1+q)^{-1}$), a (4-35)–(4-38) egyenleteknek az (5-10)–(5-12) egyenletek felelnek meg.

6. Gyors és $O(N)$ számításigényű algoritmusok

Az adaptív FIR szűrők második generációját azok az algoritmusok jelentik, melyek a Kalman ill. RLS algoritmusokkal matematikailag azonosak és így azoknak megfelelő kedvező konvergenciatulajdonságokkal, pontos beállással és az LMS algoritmuséhoz közelálló számításigénnyel rendelkeznek. Az első ilyen algoritmus, az ún. fast Kalman vagy fast RLS (FRLS) algoritmus [6] a bemeneti soros adatfolyam időbeli „eltolhatóságát” kihasználva, a Kalman-erősítést nem a mátrix-vektor szorzásokon keresztül adaptálja, hanem közvetlenül. Ennek a módszernek a fő hátránya a numerikus instabilitás véges szóhosszúságú megvalósítás esetén, melyet csak dupla pontosság alkalmazásával lehetett kiküszöbölni. Ez azonban gyakorlati feladatoknál nem járható út. Számításigénye $10N$ (szorzások, osztások száma).

A második algoritmus az FAEST (Fast A posteriori Error Sequential Technique) nevet kapta [2], mely a számításigényt tovább csökkenti $7N$ -re. Ezt részletebben ismertetjük.

Az RLS algoritmus levezetésénél láttuk, hogy a szűrő együtthatóvektorának adaptációját leíró egyenlet

korrekciós tagja a Kalman-erősítés és az a priori hiba szorzata. Hasonlóképpen értelmezhető egy olyan w erősítésvektor, mely az a posteriori hibával

$$\epsilon_N(n) = d(n) - h_N^T(n) x_N(n) \quad (6-1)$$

szorozva adja az adaptációs rekurziót:

$$h_N(n+1) = h_N(n) + w_N(n+1) \epsilon_N(n+1). \quad (6-2)$$

(A vektorok indexe a szűrő hossza, zárójelben az időpont áll.) Az RLS algoritmushoz hasonlóan az erősítésvektor kielégíti a

$$\Phi_N(n) w_N(n+1) = x_N(n+1) \quad (6-3)$$

determinisztikus normálegyenletet, ahol

$$\Phi_N(n) = \sum_{i=N}^n x_N(n) x_N^T(n) \quad (6-4)$$

a determinisztikus korrelációs mátrix. Az FAEST algoritmus a bemeneti adatfolyam eltolhatóságát használja ki és a

$$\Phi_N(n-1) w_N(n) = x_N(n)$$

$$\Phi_N(n) w_N(n+1) = x_N(n+1) \quad (6-5)$$

$$\Phi_{N+1}(n) w_{N+1}(n+1) = x_{N+1}(n+1)$$

egyenletekből $w_N(n)$ ismeretében $w_N(n+1)$ -et határozza meg rekurzíve. Miután

$$\Phi_{N+1}(n) = \begin{bmatrix} r_{ON}^T(n) & r_{N(n-1)}^T \\ r_N^T(n) & R_N(n-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_N(n-1) & r_N^b(n) \\ r_N^{bT}(n) & r_{on}^b(n) \end{bmatrix} \quad (6-6)$$

alakban particionálható, inverzét a particionált mátrixok invertálási szabálya szerint ki lehet fejezni. Ezt behelyettesítve a

$$w_{N+1}(n+1) = \Phi_{N+1}^{-1}(n+1) x_{N+1}(n+1) \quad (6-7)$$

egyenletbe, rekurziót kapunk az együttthatóvektorra:

$$w_{N+1}(n+1) = \begin{bmatrix} w_N(n+1) \\ 0 \end{bmatrix} - \frac{e_N^b(n+1)}{\alpha_N^b(n)} \begin{bmatrix} b_N(n) \\ 1 \end{bmatrix} \quad (6-8)$$

illetve

$$w_{N+1}(n+1) = \begin{bmatrix} 0 \\ w_N(n) \end{bmatrix} - \frac{e_N^f(n+1)}{\alpha_N^f(n)} \begin{bmatrix} 1 \\ a_N(n) \end{bmatrix} \quad (6-9)$$

ahol

$$\alpha_N^f(n) = r_{ON}^f(n) + a_N^T(n) r_N^f(n), \quad r_{ON}^f(n) = \sum_{i=N}^n x^2(i) \quad (6-10)$$

$$\alpha_N^b(n) = r_{ON}^b(n) + b_N^T(n) r_N^b(n), \quad r_{ON}^b(n) = \sum_{i=N}^n x^2(i-N)$$

$$e_N^f(n+1) = x(n+1) - a_N^T(n) x_N(n) \quad (6-11)$$

$$e_N^b(n+1) = x(n+1-N) - b_N^T(n) x_N(n+1).$$

Az a és b vektor interpretálható, mint egy forward ill. egy backward prediktor együttthatóvektorai, melyek normálegyenlete

$$\Phi_N(n-1) a_N(n) = r_N^f(n), \quad r_N^f(n) = \sum_{i=N}^n x_N(i-1) x(i) \quad (6-12)$$

$$\Phi_N(n) b_N(n) = r_N^b(n), \quad r_N^b(n) = \sum_{i=N}^n x_N(i) x(i-N)$$

Így tehát $w_N(n)$ ismeretében először $w_{N+1}(n+1)$ -et tudjuk kiszámítani, majd ebből $w_N(n+1)$ -et. A h együttthatók adaptálásához még az $\epsilon_N(n+1)$ a posteriori hibára kell rekurziót találnunk, továbbá ez az n -edik időpontban ismeretlen. Először az

$$e_N(n+1) = d(n+1) - h_N^T(n) x_N(n+1) \quad (6-13)$$

a priori és az $\epsilon_N(n+1)$ a posteriori hiba kapcsolatát írjuk fel. Az adaptációs egyenletek a w^* Kalman-erősítéssel és az e a priori hibával

$$\Phi_N(n) w_N^*(n) = x_N(n) \quad (6-14)$$

$$h_N(n+1) = h_N(n) + w_N^*(n+1) e_N(n+1) \quad (6-15)$$

alakúak. Írjuk fel a mátrixinverziós lemmával

$$\Phi_N^{-1}(n+1) = \Phi_N^{-1}(n) - w_N(n+1) w_N^T(n+1) / \alpha_N(n+1) \quad (6-16)$$

$$\alpha_N(n+1) = 1 - x_N^T(n+1) w_N(n+1), \quad (6-17)$$

majd figyelembe véve (6-3)-at és (6-16)-ot

$$w_N^*(n+1) = \Phi_N^{-1}(n+1) x_N(n+1)$$

adódik. (6-1) és (6-17) alapján

$$e_N(n+1) = e_N(n+1) / \alpha_N(n+1). \quad (6-18)$$

Az a posteriori hiba rekurzióját most α_N rekurziójára vezettük vissza. Ezt azonban könnyen meg tudjuk adni, hiszen (6-9), (6-11) és (6-17) felhasználásával

$$\alpha_{N+1}(n+1) = \alpha_N(n) + \frac{e_N^f(n+1)}{\alpha_N^f(n)} e_N^f(n+1) \quad (6-19)$$

adódik, de (6-8) és (6-11) miatt

$$\alpha_N(n+1) = \alpha_{N+1}(n+1) + \frac{e_N^b(n+1)}{\alpha_N^b(n)} e_N^b(n+1) \quad (6-21)$$

Ez azt jelenti, hogy $\alpha_N(n)$ ismeretében először $\alpha_{N+1}(n+1)$ számolható (6-20); majd $\alpha_N(n+1)$ (6-21). A forward és backward prediktor rekurziói hasonló gondolatmenettel adódnak, a (6-11) egyenleteken kívül

$$\begin{aligned} \alpha_N(n+1) &= \alpha_N(n) + w_N(n) e_N^f(n+1) / \alpha_N(n) \\ \alpha_N^f(n+1) &= \alpha_N^f(n) + (e_N^f(n+1))^2 / \alpha_N(n) \end{aligned} \quad (6-22)$$

$$b_N(n+1) = b_N(n) + w_N(n+1) e_N^b(n+1) / \alpha_N(n+1)$$

$$\alpha_N^b(n+1) = \alpha_N^b(n) + (e_N^b(n+1))^2 / \alpha_N(n+1)$$

Az FAEST algoritmust a (6-2), (6-8), (6-9), (6-11), (6-13), (6-19), (6-20), (6-21) és (6-22) egyenletek összessége alkotja. Az algoritmussal kapcsolatban az a tapasztalat, hogy hosszú idejű numerikus stabilitása sokszor nem kedvező, divergenssé válik a $t=N$ időpontban illetve több ezer vagy tízezer iteráció után [2], [3]. Ezen periodikus újrainicializálással lehet segíteni (l. alább).

A gyors RLS algoritmusok harmadik képviselője az FTF (Fast Transversal Filters) algoritmus [4]. Ennek legegyszerűbb, normalizálatlan változata lényegében azonos az FAEST-vel, számításigényük is azonos. A kvázinormalizált ill., normalizált változatok a stabilitás növelését célozzák, de számításigényük is nagyobb. Az FTF algoritmusok a legkisebb négyzetes hibájú becslő előállításához – az RLS algoritmushoz hasonlóan – nem alkalmaznak közelítést. Az FTF algoritmus legfeljebb négy FIR szűrőt tartalmaz, melyek bemenete közösen az x jelet fogadja. Az első szűrő forward prediktor, a második backward prediktor, a harmadik a Kalman-erősítést számítja, végül a negyedik szűrő a „tényleges” szűrő, mely a kívánt kimenetet állítja elő. Mind a négy szűrő két üzemmódban működik: szűrés és adaptáció.

Az inicializálási periódusra, mely az $1 \leq n \leq N+1$ intervallumot foglalja magában (N a szűrő hossza), külön algoritmus vonatkozik. A tapasztalat azt mutatja, hogy az FTF algoritmusok hosszú idejű numerikus stabilitása nem kielégítő az esetek nagy hányadában [3]. A problémát jelentősen enyhíti a periodikus újrainicializálás technikája [4]. A periodikusan végrehajtott inicializálási szakaszok alatt az adaptációról egy LMS algoritmus gondoskodik, mely tapasztalat szerint nem rontja el az adaptációt az inicializálási szakasz rövidsége miatt.

A gyors RLS algoritmusok hosszúidejű numerikus problémái további tökéletesítés szükségességét bizonyítják, hogy mire a jelfeldolgozó eszközök sebessége eléri azt a szintet, mely ezen bonyolultabb algoritmusok implementálásához szükséges, már e szempontból is kielégítő adaptív FIR szűrő algoritmus

álljon rendelkezésre. Ez ma még nyitott kérdés; pl. az FTF algoritmus stabilitását redundanciával, $9N$ számításigénnyel jelentősen javítani lehet.

7. Adaptív IIR szűrők

Az adaptív FIR szűrés problémája – mint az előző pontokban leírtakból kitűnik – matematikailag jól kezelhető és áttekinthető algoritmusokra vezet. Ha azonban sok együtthatóra van szükség, akkor a számításigény már igen jelentőssé válik. Ez tipikusan az adaptív szűrő rendszer-identifikáció és inverz modellezés alkalmazásában fordul elő, amikor az identifikálandó rendszer végtelen ill. véges impulzusválaszú. Ilyenkor az adaptív IIR szűrők lényegesen előnyösebbek lehetnek, mert sokkal kisebb fokszámmal és ezáltal számításigénnyel pontosabb modellezést tesznek lehetővé, főként nagy pólusjóságú esetben.

Az IIR szűrők rekurzív jellege ugyanakkor néhány olyan nehézséget vet fel, melyek a FIR szűrőknél nem merültek fel. Ezek az alábbiak. Az IIR szűrők a FIR struktúrával ellentétben nem strukturálisan stabilak, vagyis nem stabilak az együtthatók bármely értéke mellett, ezért vagy gondoskodni kell a stabilitás folyamatos (literációkénti) ellenőrzéséről, vagy az algoritmusnak biztosítania kell a stabilitást. A második probléma abban áll, hogy az IIR szűrő számláló és nevező együtthatóira felírt átlagos négyzetes hibafelület multimodális lehet, ezért gondoskodni kell arról, hogy az algoritmus a globális optimumhoz konvergáljon. További problémát jelent az a tény, hogy a gradiens kifejezése lényegesen bonyolultabb, továbbá jelentősen megnehezíti a konvergenciaanalízist az, hogy a nagy jóságú pólusok nagy időállandókat jelentenek.

Az adaptív IIR szűrők egyik csoportja a gradiens-módszeren alapszik [5], [9]. Az IIR szűrőt leíró differenciaegyenlet

$$y_n = \sum_{i=1}^N a_i y_{n-1} + \sum_{i=0}^M b_i x_{n-1}, \quad (7-1)$$

így az átlagos négyzetes hibát

$$J_n = \frac{1}{2} E \{ e_n^2 \} = \frac{1}{2} E \{ (d_n - y_n)^2 \} \quad (7-2)$$

minimalizáló együtthatókra a gradiensmódszer

$$\begin{aligned} \hat{a}_{n+1} &= \hat{a}_n - \mu_n \nabla_a J_n \\ \hat{b}_{n+1} &= \hat{b}_n - \mu_n \nabla_b J_n \end{aligned} \quad (7-3)$$

alakú, ahol

$$\nabla_c J_n = -E \{ e_n \nabla_c y_n \}, \quad (7-4)$$

a ∇_c a c szerinti gradienst jelöli (c itt a vagy b). Ha az a és b együtthatókat összefoglaljuk egy

$h = [a \ b]^T$ (7-5)
vektorba, akkor (7-1) szerint rekurzív megadható

$$\nabla_h y_n = x_n + \sum_{i=1}^N a_i \nabla_h y_{n-1} \quad (7-6)$$

ahol

$$x_n = [y_{n-1} \dots y_{n-N} \ x_n \dots x_{n-M}]^T. \quad (7-7)$$

A gradienst az LMS algoritmushoz hasonlóan közelíthetjük, ha a jelek statisztikái a priori ismeretlenek:

$$\nabla_h J_n \approx -e_n \nabla_h y_n \quad (7-8)$$

így tehát

$$h_{n+1} = h_n + \mu_n e_n \nabla_h y_n \quad (7-9)$$

$$y_n = h_n^T x_n \quad (7-10)$$

és mivel (7-6)-ban a helyett csak a_n ismert, újabb közelítés szükséges:

$$\nabla_h y_n = x_n + \sum_{i=1}^N a_{ni} y_{n-i} \quad (7-11)$$

A gradiens típusú algoritmust IIR szűrőkre a (7-9) – (7-11) egyenletek adják meg. A két közelítés ellensúlyozásaképp μ_n -et igen kicsire kell választani, hogy h_n elég lassan változzon és így elég közel kerülhessen a megoldáshoz. Ez a módszer nem garantálja a globális optimumhoz történő konvergenciát. Vizsgálatok szerint az unimodalitást úgy lehet valószínűsíteni, hogy a szűrő „elégséges fokszerű”, vagyis fokszáma nagyobb vagy egyenlő a modellezendő rendszer (ismeretlen) fokszámanál [5], [9]. Mivel azonban a túlparaméterezés is rejt veszélyeket magában, összességében azt állíthatjuk, hogy a foksám megválasztása igen kritikus.

Az algoritmus $O(N^2)$ bonyolultságát a gradiens további közelítésével lehet $O(N)$ -re csökkenteni [5]:

$$\nabla_h y_n \approx x_n \quad (7-12)$$

Az ún. Feintuch-algoritmus a (7-9), (7-10), (7-12) egyenletek összessége, mely teljesen hasonló az LMS algoritmushoz. Ez a módszer további egyszerű, megbízható algoritmusok kidolgozására inspirálta a kutatókat.

Az adaptív IIR szűrők másik csoportja a nemlineáris stabilitáselméletben gyökerezik. A HARF és SHARF (Simple Hyperstable Recursive Filter) algoritmusoknak [5], [9] a Feintuch-algoritmus speciális esete. Adaptív IIR szűrő kidolgozására más út is

kínálkozik, mint pl. az állapotváltozós módszer, a racionális törtfüggvény együtthatóit megelőzően az impulzusválasz együtthatóinak adaptálására stb. Kísérletek irányultak a direkt struktúrától eltérő (párhuzamos, kaszkád, rács) struktúra esetleges előnyeinek kihasználására. Ezek a vizsgálatok még nem tekinthetők lezártnak s remélhető, hogy minden szempontból megfelelő IIR algoritmushoz vezetnek.

Összegezés

Az adaptív szűrők a jelfeldolgozás, a szabályozástechnika egyre fontosabb eszközeivé válnak. Ezt alapvetően a jelfeldolgozás technológiájának döntő fejlődése tette lehetővé.

A stochasztikus approximáció és az LMS-algoritmus legegyszerűbb módszereit sikeresen alkalmazták különböző gyakorlati jelfeldolgozási feladatok megoldására. A gyors RLS és Kalman algoritmusok – melyek lényegesen kedvezőbb konvergenciatulajdonságokkal rendelkeznek szintén $O(N)$ számításigény mellett – a második generációt képviselik, implementálásukhoz a mai élenjáró technológiára van szükség (lebegőpontos, nagysebességű VLSI jelfeldolgozó processzor). Az adaptív IIR szűrők speciális feladatokra jól kidolgozottak, de a stabilitást és a globális optimumhoz történő konvergenciát általános esetben biztosító algoritmus még kutatás tárgya. Érdekes perspektívát nyújthatnak a nemlineáris adaptív szűrők, az eddig kidolgozottak számításigénye túl nagy.

IRODALOM

- [1] Caraiscos, C. – Liu, B.: A roundoff error analysis of the LMS adaptive algorithm. IEEE Trans. ASSP, vol. ASSP-32, No. 1, Feb. 1984, pp. 34–41.
- [2] Carayannis, G. – Manolakis, D. G. – Kalouptsidis, N.: A fast sequential algorithm for adaptive filtering. IEEE Trans. ASSP, vol. ASSP-31, No. 6, Dec. 1983, pp. 1394–1402.
- [3] Cioffi, J. M.: Limited-precision effects in adaptive filtering. IEEE Trans. CAS, vol. CAS-34, No. 7, July 1987, pp. 821–833.
- [4] Cioffi, J. M. – Kailath, T.: Fast, recursive-least-squares transversal filters for adaptive filtering. IEEE Trans. ASSP, vol. ASSP-32, No. 2, Apr. 1984, pp. 304–337.
- [5] Cowan, C. F. N. – Grant, P. M.: Adaptive filters. Prentice-Hall, Engl. Cliffs, N.J., 1985.
- [6] Haykin, S.: Adaptive filter theory. Prentice-Hall, Engl. Cliffs, N.J., 1986.
- [7] Narayan, S. S. – Peterson, A. M. – Narashimha, M. J.: Transform domain LMS algorithm. IEEE Trans. ASSP, vol. ASSP-31, No. 3, June 1983, pp. 609–614.
- [8] Robbins, H. – Monro, S.: A stochastic approximation method. Ann. Math. Statis., vol. 22., 1951, pp. 400–407.
- [9] Treichler, J. R. – Johnson, C. R. – Larimore, M. G.: Theory and design of adaptive filters. J. Wiley, N. Y., 1987.
- [10] Widrow, B. – Stearns, S.: Adaptive signal processing. Prentice-Hall, Eng. Cliffs, N.J., 1985.



BERUHÁZÁS HELYETT – KÖLCSÖNÖZZÖN MŰSZERT



csak egy telefon: 181-0903

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

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

ÁLL AZ ÖN RENDELKEZÉSÉRE.

Fogyóanyag, tartozék-pótlás ugyancsak forintért!

LÍZING LEHETŐSÉG: egyes műszer vagy számítógép típusokra!

SZAKTANÁCSADÁS – HÁZHOZZÁLLÍTÁS – BEMUTATÁS!

KÉRJE INGYENES KÖLCSÖNMŰSZER KATALÓGUSUNKAT!

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



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

Adaptív kiegyenlítési eljárás rádiócsatornán történő adatátvitelre

PHAM THI HUONG

BME Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék

ÖSSZEFOGLALÁS

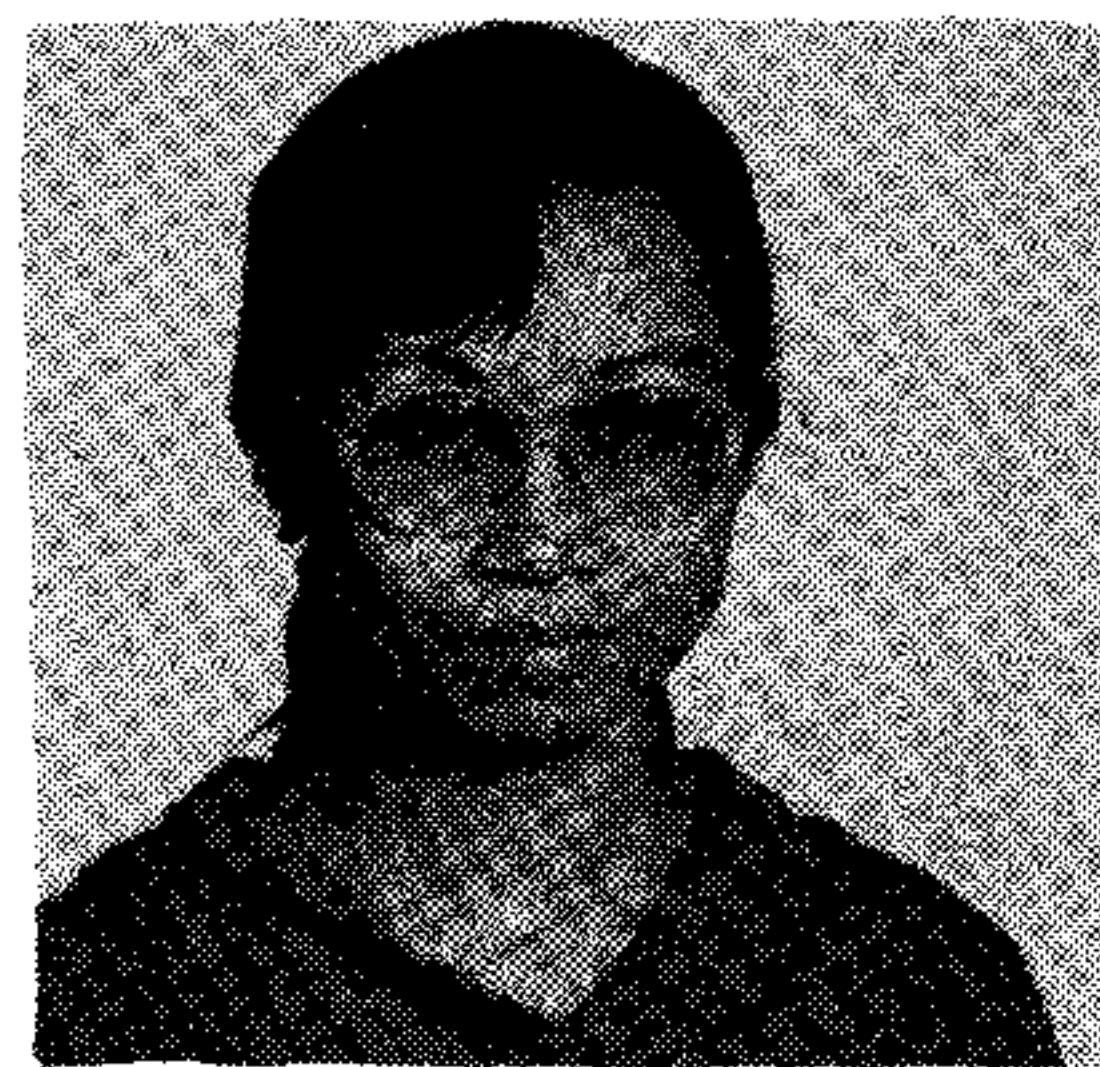
A rövidhullámú rádiócsatornákon 1200 bit/s vagy ennél nagyobb sebességű adatátvitel ki van téve káros hatásoknak mint például különböző lineáris torzítás, gyors csatornaváltozás és különböző fading. Ebben a cikkben a döntésvisszacsatolt kiegyenlítővel foglalkozunk, amellyel kiegészítve a vevő alkalmas lesz megbízható vételre. A cikk a legkisebb átlag négyzetes (Least Mean Square) kiegyenlítő működését tárgyalja többutas, fadinges csatornákon, levezetve egy zárt formulát a stabil működés feltételére. Továbbá a cikk összehasonlítja a legkisebb átlag négyzetes (LMS) és rekurzív legkisebb négyzetes (Recursive Least Square, RLS) kiegyenlítő működését e csatornákon és új kiegyenlítési eljárást javasol, mely kihasználja az RLS kiegyenlítő gyors konvergálását és az LMS kiegyenlítő jó stabilitási tulajdonságát, az eredményeket egy többutas, számítógépszimulált csatornán való futással támasztja alá.

I. Bevezetés

A rádiócsatorna rövid- és ultrarövidhullámú sávja újabban az érdeklődés középpontjába került, mint nagy távolságú digitális adatátviteli lehetőség, miután a VLSI technológia fejlődése lehetővé teszi a megbízható, nem túl bonyolult és nem túl drága modemek tervezését. A rövidhullámú csatornán azonban több torzításfajta lép fel, elsősorban a többutas hullámterjedés miatt. A többutas terjedés úgy fogható fel, mint egy átvitel több, különböző relatív amplitudóval és késleltetési idővel rendelkező csatornák egy csoportja. Ez az átviteli közeg okozza többek között a szelektív fadinget, a Doppler fadinget, a Doppler eltolódást és szimbólumközi interferenciát. Kézenfekvő, hogy a rövidhullámú sávon (továbbiakban RH) modemekben valamilyen kiegyenlítési eljárást kell alkalmazni, mely ki tudja küszöbölni -vagy legalább csökkenteni a fenti csatornajelenségeket.

A csatorna frekvenciaszelektivitása miatt valamilyen nemlineáris eljárást érdemes alkalmaznunk mint döntés-visszacsatolt kiegyenlítést vagy maximum likelyhood becslést (MLSE, vagy más néven Viterbi algoritmus). A hatékonysága ellenére a MLSE vevő bonyolultsága korlátozza az alkalmazását, ráadásul az összehasonlító tanulmányok a tényleges RH rádiócsatornán nem mutatták ki az MLSE vevő lényeges felsőbbbőségét a döntésvisszacsatolt kiegyenlítőhöz képest [1]. Az utóbbiaknak mérsékelt bonyolultsága és jó csatorna-követési képessége indokolja alkalmazását az idődiszperzív többutas csatornán, mint például az RH csatorna.

Ismert, hogy a legkisebb négyzetes hibafüggvényen alapuló adaptív jelfeldolgozó algoritmusok (angolul



PHAM THI HUONG

1961-ben született. 1985-ben szerezte meg a villamosmérnöki oklevelet a Műszaki Egyetem Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszékén 1987-től ösztöndíjas aspiráns. Érdeklődési köre a digitális adatátvitel és jelfeldolgozás, hírközlési, hullámterjedési elmélet.

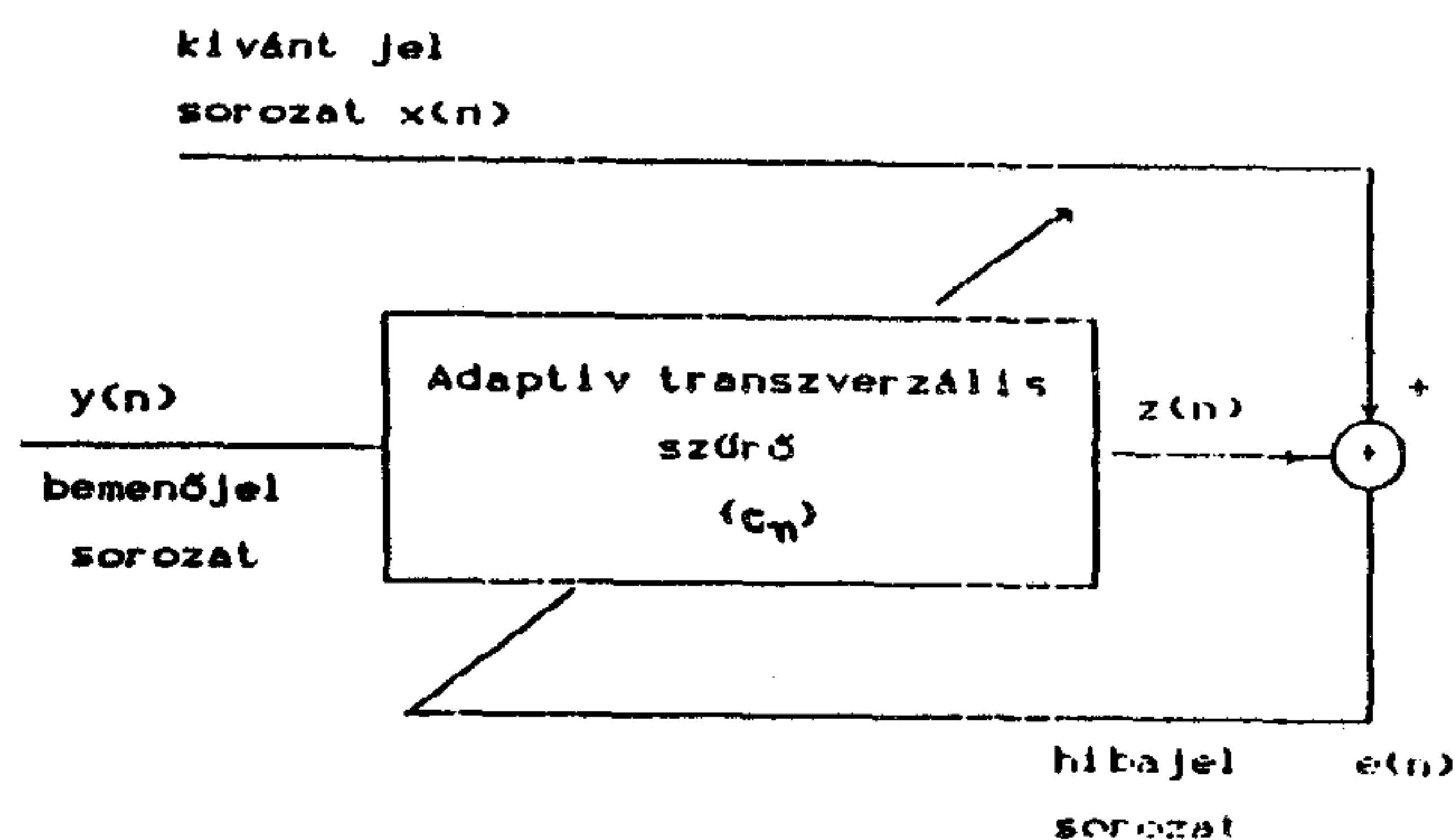
Least Squared) nagyon gyorsan konvergálnak és kitűnő a követési képességük egy ismeretlen, időben változó vektorokhoz. Ezen algoritmusok stacionárius állapotbeli viselkedésének részletes analízise található Eleftheriou és Falconer munkáiban [1, 2, 6]. A legkisebb átlagnégyzetes hibájú algoritmusok (angolul Least Mean Squared) konvergálási sebessége pedig lassú, különösen ha nagy a bemeneti kovarianciamátrix sajátértékeinek szórása [3, 4], azonban jó a stabilitási tulajdonságuk. Az alkalmazásuk azokon a csatornákon, ahol a csatornaváltozás lassú a jelsebességhez képest, a kielégítő határfokuk és egyszerű kivitelezhetőségük miatt indokolt. Gitlin [6] levezette a stabil működésük feltételét időinvariáns csatornákra.

Ez a cikk megpróbálja az LMS kiegyenlítő viselkedésének idődiszperzív csatornákon, a tranziens működés analízisének alapos megértését adni, megadja a stabil működési feltételt ezekre a csatornákra. Továbbá egyszerű és hatékony eljárást tartalmaz adaptív kiegyenlítésre viszonylag lassan változó csatornákon történő rövid üzenetek átvitelére.

A cikk felépítése a következő. A II. fejezet röviden leírja az LMS kiegyenlítő alapját, a viselkedését az időinvariáns csatornán. A III. fejezet megtárgyalja a tranziens viselkedését időben változó csatornán, levezetve stabil működés feltételét erre a csatornára. A IV. fejezetben kerül sor az RLS kiegyenlítő előnyeinek és hátrányainak tárgyalására, majd ezek után ismertet egy új eljárást, mely kihasználja az RLS algoritmus gyors konvergáltságát és az LMS jó stabilitási tulajdonságát. Az V. fejezet a számítógépes szimulációval kapott kísérleti eredményeket tartalmazza.

II. Az LMS kiegyenlítő és becslési hibája

Ebben a fejezetben röviden leírom az LMS adaptív probléma alapját. Az 1. ábra mutatja az általános adaptív szűrő struktúráját. Itt a szűrő transzverzális elrendezésű, a késleltető elemek száma N , így N dimenziójú vektor lesz y , a késleltető vonalban tárolt minták



1. ábra. Adaptív szűrő rendszer

H577-1

vektora, és c , a kiegyenlítő megcsapolásainak vektora x_n az ún. kívánt impulzusválasz. A kiegyenlítő kimenete a k -adik időpontban $z_k = y_k^T \cdot c_k$ (T jelöli a vektor transzponálását), amely eltérhet az ideális kimenettől, x_n -től. A hibajel:

$$e_k = y_k^T \cdot c_k - x_k$$

Az LMS adaptáló algoritmus c változtatásával minimalizálja az átlag-négyzetes hibát:

$$\epsilon_k = M[|y_k^T \cdot c_k - x_k|^2] \quad (1)$$

ahol M jelöli az átlagolást az x_n sorozaton keresztül.

Az adaptálási algoritmus a legnagyobb meredekség módszerével számítva:

$$c_{k+1} = c_k - \Delta \cdot \frac{\partial \epsilon_k}{\partial c_k}$$

ahol Δ az algoritmus léptéke. Az ún. legkisebb átlag-négyzetes gradiens algoritmust kapjuk, ha helyettesítjük a determinisztikus gradienst annak torzítatlan, de zajos becslésével, $y_k(y_k^T \cdot c_k - x_k)$ -vel. Így a c_k vektort szabályozzuk a következő szerint:

$$c_{k+1} = c_k - \Delta y_k^T (y_k^T \cdot c_k - x_k) = c_k - \Delta y_k e_k \quad (2)$$

Az LMS algoritmus átlag négyzeteshibája (1. kifejezés) két fő forrásból jön létre. Az első hibaforrás a gradiens becslésének hibájára vonatkozik. Ezt a hibát "becslési hibának" hívjuk és abból adódik, hogy a kiszámított megcsapolási vektor eltér az optimális értéktől. A másik hibaforrás a nemstacionárius jelek szűrésére vonatkozik. Ezt a hibát "késési hibának" hívjuk és az okozza, hogy az adaptív rendszer igyekszik követni a bemenő jel változását. A harmadik hibaforrás, mely a véges pontosságú számításokból adódik a digitális szűrőknél, – ellentétben a rekurzív algoritmusokkal – az LMS szűrőnél nem számottevő, így itt nem kell figyelembe venni [2].

Ha kivonjuk (2) kifejezés mindkét oldalából c_{opt} -t, azt kapjuk:

$$(c_{k+1} - c_{opt}) = (I - \Delta y_k y_k^T)(c_k - c_{opt}) - \Delta y_k e_{kopt} \quad (3)$$

ahol I az egységmátrix,

$$e_{kopt} = y_k^T c_{opt} - x_k$$

Ebből kiindulva Gitlin [5] független y_k feltételezésével a következő rekurzív összefüggést kapta az átlag-négyzetes hibára:

$$\epsilon_{\Delta k+1} = [1 - 2\Delta\lambda + \Delta^2 N \rho \lambda^{-2}] \epsilon_{\Delta k} + \Delta^2 \epsilon_{min} N \rho \lambda^{-2} \quad (4)$$

ahol λ a kovarianciamátrix átlag sajátértéke, ami megegyezik az átlagjeltelejesítménnyel a kiegyenlítő bemenetén és $\zeta = \lambda_{max}/\lambda$. Ebből a kifejezésből azt látjuk, hogy az LMS algoritmus konvergál, ha első tag szorzó tényezőjének abszolút értéke kisebb egynél, vagyis:

$$0 < \Delta < \frac{2}{N \rho \lambda}$$

Ez az LMS algoritmus stabil működésének feltétele az idővariáns csatornán, amivel Qureshinél [3] is találkozhatunk.

III. Az LMS kiegyenlítő csatornakövetési képessége

Ezek után megvizsgáltam az LMS algoritmus viselkedését abban az esetben, amikor a csatorna paramétereit időben változnak, így $c_{opt} = A^{-1}v$ is. Az előző fejezetben a 3. kifejezést csak akkor kapjuk, ha a bal oldalon szereplő $k+1$ -edik időponthoz tartozó c_{opt} egyenlő a jobb oldalon szereplő k -adik időhöz tartozó c_{opt} -tal. Így (5) kifejezésbeli konvergálási feltétel is csak az idővariáns csatornára érvényes. Az időben változó csatornán ez a feltétel drasztikusan megváltozik, a felső határ csökken, az alsó határ pedig nő.

Az algoritmus csatornakövetési képességét a késési hiba határozza meg:

$$\epsilon_{késés} = M[(c_k - c_{opt}(k))^T A^{-1} (c_k - c_{opt}(k))]$$

Ha ismerjük $c_{opt}(k)$ pontos időfüggvényét, ki tudjuk számítani a késési hibát is. Itt azonban általánosan csak a stabil feltételt vezessük le az időben változó csatornára.

A c_{opt} változásától származó négyzetes maradékhibat egy iterációra a következőképpen számíthatjuk:

$$e_k = [c_{opt}(k+1) - c_{opt}(k)]^T A^{-1} [c_{opt}(k+1) - c_{opt}(k)]$$

és nevezzük e_{max} -nak a legnagyobb e_k -t, vagyis a csatorna leggyorsabb változása által okozott hibát. (4) egyenlet szerint egy iteráció alatt a maradék négyzetes hiba $\epsilon_{\Delta k} - \epsilon_{\Delta k+1} = [2\Delta\lambda - \Delta^2 N \zeta \lambda^{-2}] \epsilon_{\Delta k} - \Delta^2 \epsilon_{min} N \zeta \lambda^{-2}$ -t változik. Az algoritmus konvergálási feltétele így:

$$\epsilon_{\Delta k} - \epsilon_{\Delta k+1} > e_{max}$$

Ha elhanyagoljuk az optimális beállítás esetén nyert négyzetes hibát $\epsilon_{\min}$ -ot és legyen α egyenlő $\epsilon_{\max} / \epsilon_{\Delta k}$ -val (α pozitív), akkor:

$$2\Delta\lambda \mid \Delta^2 N \zeta \lambda^{-2} > \alpha$$

Ennek megoldása pedig:

$$\frac{1 - \sqrt{1 - \alpha N \rho}}{N \rho \lambda} < \Delta < \frac{1 + \sqrt{1 - \alpha N \rho}}{N \rho \lambda} \quad (6)$$

Tehát az idődiszperzív csatorna esetén a (5) konvergálási feltétel a fenti kifejezésre módosul, ahol α egy csatornafüggő paraméter.

IV. Az RLS kiegyenlítő konvergálási sebessége

Most nézzük a rekurzív legkisebb négyzetes hibájú algoritmus viselkedését az idődiszperzív csatornán.

A legkisebb négyzetes hibájú algoritmus minimalizálja a következő függvényt:

$$z_n = \sum_{k=0}^n \omega^{n-k} |x_k - y_k^T \cdot c_n|^2 \quad (7)$$

ahol ω pozitív és kisebb egynél, amelyet az algoritmus csatornakövetési képessége miatt vezetünk be és exponenciális tényezőnek hívjuk.

Mint látjuk [6]-ban, az RLS algoritmusok konvergálása nagyon gyors. Független bemenő jel feltételezésével N iteráció után (N a transzverzális szűrő hossza) a c megcsapolási vektor eléri az optimális értékét. A csatorna változásainak követési képessége is kitűnő. Az átlag négyzetes hiba egy geometriai sor szerint konvergál, melynek időállandója nem függ a kovarianciamátrix sajátértékeitől és egyenlő az algoritmus "memóriájával", $1/(1-\omega)$ értékeivel [2].

Az RLS algoritmus hátránya a számítási bonyolultság. Itt $N \times N$ mátrix elemeit kell számítani és tárolni, így az iterációként szükséges számítások száma arányos N^2 -tel. Azonkívül a digitális alkalmazásnál a véges pontosságú számítások miatt gyakran instabil, különösen amikor az exponenciális tényező ω kisebb 1-nél (pl. $\omega = 0,9$) [2, 3]. Ilyen szempontból a legkisebb átlag négyzetes algoritmus (LMS) nagyon stabil, viszont ez az algoritmus nagyon lassan konvergál, különösen, ha ζ sokkal nagyobb 1-nél, így a csatorna változásainak követési képessége korlátozott [1]. Az LMS algoritmus az optimális Δ léptékkel sem konvergál olyan gyorsan, mint legkisebb négyzetes algoritmus. Az előbb tárgyalt indokok miatt a kísérletekben együtt kerül sor az LMS és az RLS algoritmus alkalmazására úgy, hogy kihasználhatóbbá válik az RLS algoritmus gyorsan konvergáló tulajdonsága és az LMS algoritmus jó stabilitása.

A beállításnál az RLS algoritmussal számítjuk ki az optimális megcsapolási vektort c_{opt} , majd N iteráció után (N a kiegyenlítő hossza), amikor $c = c_{\text{opt}}$ [6], akkor áttérünk az LMS algoritmusra. Az RLS algoritmus

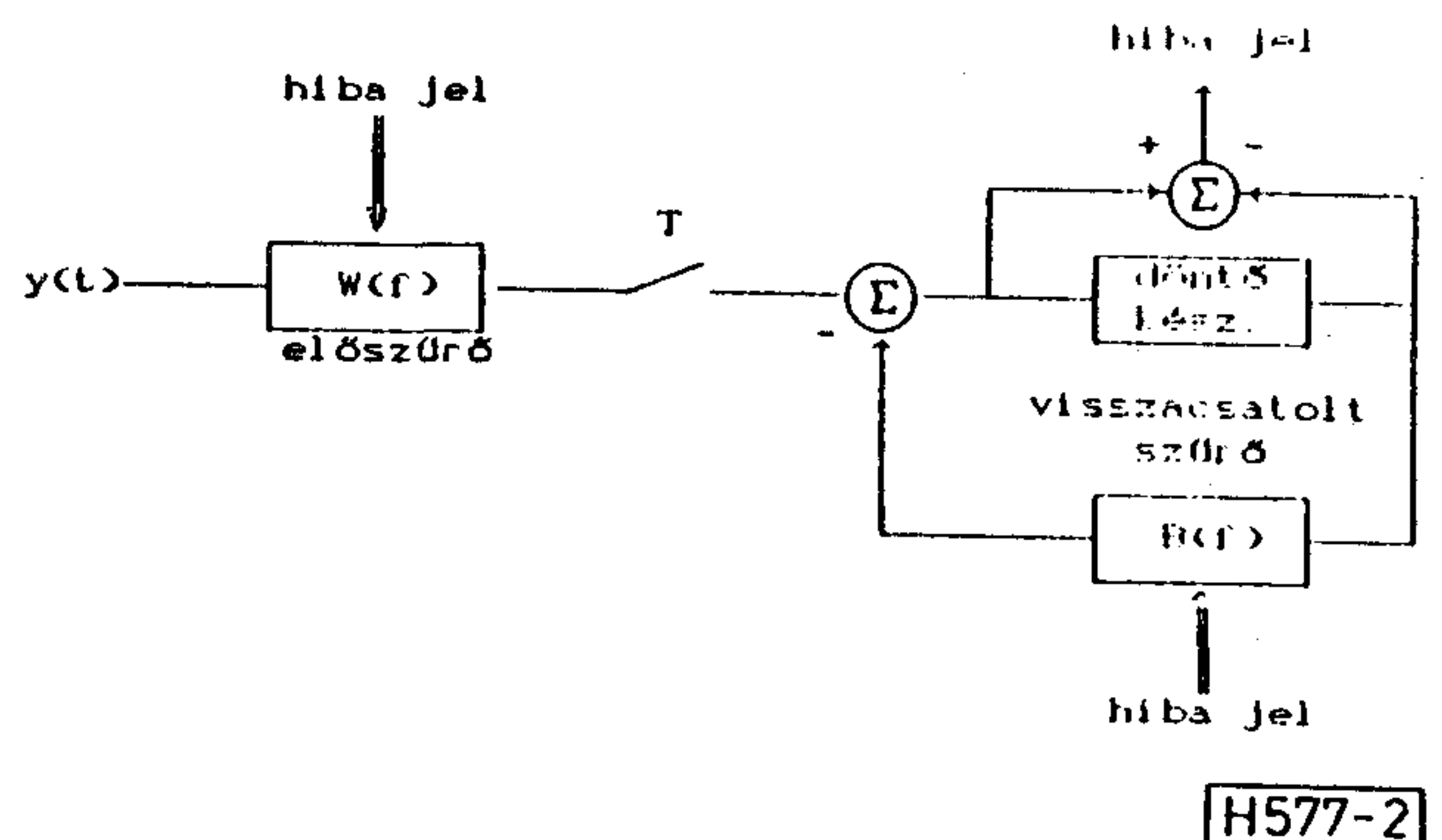
alatt $\omega = 1$ -t használjuk, hiszen a beállításnál a csatornakövetési szempont nem fontos. Az átkapcsolás után az LMS algoritmusnál a Δ lépték hatása a konvergálási sebességre már nem olyan kritikus mint a hagyományos LMS-nél, hiszen akkorra a beállítás már megtörtént.

Ilyen módon egy olyan algoritmust kapunk, amely gyorsan konvergál és stabil. A számítási igény az RLS algoritmushoz képest szintén lecsökken.

A következő fejezetben azt fogjuk látni a kísérletekben, hogy az átkapcsolás zökkenőmentesen megy végbe, nem okoz semmilyen instabilitást.

V. Szimulációs eredmények

A fenti fejezetekben leírt elmélet számítógépes szimulációval lett tesztelve. A vizsgált adaptív szűrő egy döntésvisszacsatolt transzverzális szűrő, melynek struktúráját a 2. ábrán láthatjuk. Ha az előszűrő megcsapolásai éppen szimbólumidejű távolságra vannak egymástól, akkor szinkron előszűrőről beszélünk, ha ennél kisebb a távolság (pl. $T/2$) akkor felosztott előszűrőről beszélünk. A kísérletben mind szinkron előszűrőjű, mind $T/2$ felosztott előszűrőjű változatnál a mintavételezési frekvencia 1200 Hz, a $T/2$ szűrőnél



2. ábra. Döntés-visszacsatolt szűrő

pedig 2400 Hz. A szűrő hossza $N=8$ (az előszűrő és visszacsatolt szűrő hossza egyaránt 4).

Az RH csatorna alapsávú ekvivalense egy késleltető vonallal modellezhető, melynek megcsapolási tényezői időben változnak. A kísérletben kétutas modellt használtam, az egyik út állandó amplitúdójú, a másik szinusz-négyzet függvényrel változik (használt fading-frekvencia 0,5 Hz). A késleltetési idő a két út között valamint a fadingmélység változik. A fadinges csatorna időfüggvénye a következő:

$$f(t) = b_1 + b_2[1 - c \sin^2(2\pi f_{\text{fad}} t - \tau)]$$

ahol b_1 és b_2 a két út amplitúdója,

c és τ a második út fading mélysége és késleltetési ideje,

és a fading frekvenciája $f_{\text{fad}} = 0,5$ Hz.

A szűrő bemenő jelét úgy kaptam, hogy egy tetszőleges karaktorsorozat ASCII kódjának QAM modulált jele a művonalon lett továbbítva. A kapott jelhez továbbá nulla várható értékű Gauss zajt adunk (a hasz-

nált jel-zaj viszony 10 dB), az így kapott jel a szűrő bemenetét szolgálja.

Az értékeléshez az egyes iteráció négyzetes hibáját rögzítettem és rajzoltattam ki.

A. Az LMS kiegyenlítő csatorna-követési képessége

Az LMS adaptálási algoritmust használva különböző algoritmusi léptékekkel azt tapasztaltam, hogy a csatorna-követési képesség szorosan függ az algoritmusi léptéktől, a kiegyenlítő nem stabil nagyon kis algoritmusi léptéknél. Kis algoritmusi léptékekkel a kiegyenlítő csatorna-követési képessége csökken, a megcsapolási tényező vektora mintegy "lemerad" az optimális értékektől. Ezt bizonyítja a (6) kifejezés helyességét a (5)-sel szemben. A (6) kifejezésben szereplő α mennyiséget sajnos nem tudtam meghatározni, így a $\Delta_{\max}$ és $\Delta_{\min}$ határértékeket csak kísérletezéssel tudtam meghatározni.

1. táblázat

LMS kiegyenlítő léptékének határai

Csatorna	szinkron		T/2	
	$\delta_{\min}$	$\delta_{\max}$	$\delta_{\min}$	$\delta_{\max}$
$c=0.3, \tau=0.125T$	0.02	0.1	0.01	0.55
$c=0.3, \tau=0.25T$	0.02	0.1	0.01	0.06
$c=0.3, \tau=0.5T$	0.02	0.1	0.01	0.06
$c=0.3, \tau=1.0T$	0.02	0.1	0.01	0.055
$c=0.6, \tau=1.0T$	0.02	0.09	0.02	0.05
$c=0.99, \tau=1.0T$	0.025	0.08	0.025	0.045

Az 1. táblázatban feltüntettem néhány jellegzetes kísérleti csatorna minimális és maximális megengedett léptékeit mind szinkron, mind T/2 felosztott előszűrő-jű kiegyenlítőre. A táblázatban szereplő τ a késleltetési idő T szimbólumidőben kifejezve, c a fadingmélység.

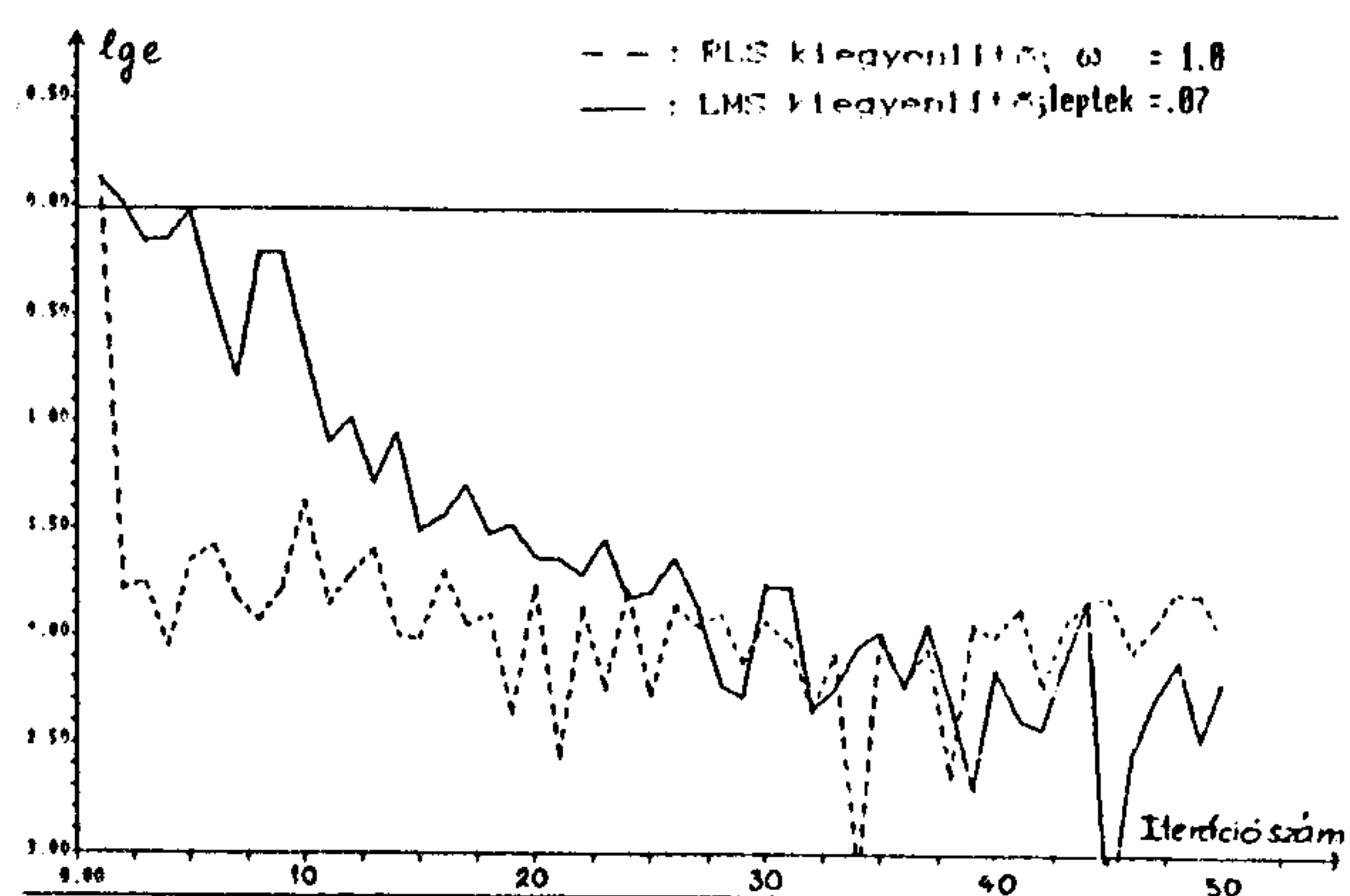
A táblázatból a következőket figyelhetjük meg: az algoritmusi lépték határértékei nem változnak (vagy kevésbé változnak) a késleltetési idővel, viszont változik jelentősen a fadingmélységgel, vagyis a csatorna változási sebességgel (azonos fadingfrekvenciánál minél nagyobb a fadingmélység, annál nagyobb a csatornaváltozás bizonyos idő alatt). Ez szintén (6) kifejezés helyességére enged következtetni, hiszen α arányos a csatorna változásával.

A kísérleti futtatásnál azt figyeltük még, hogy a legyorsabb kezdeti beállást eredményező algoritmusi

lépték kb. $\Delta_{\text{közép}} = \frac{\Delta_{\max} + \Delta_{\min}}{2}$ -nél található, ami a (6)

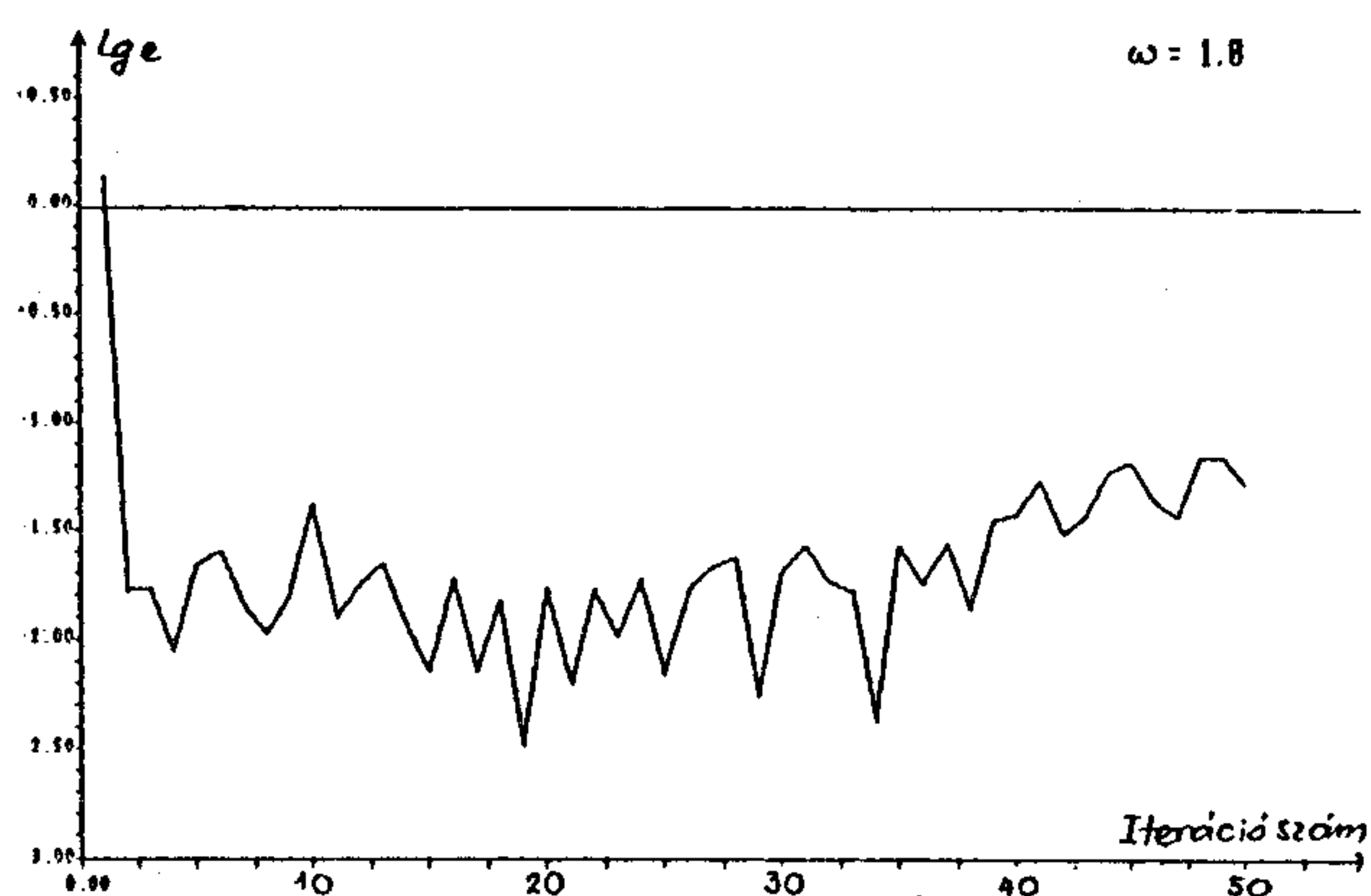
kifejezés szerint egyenlő $1/N$ ζ értékével.

A programot a nem fadinges csatornán is lefuttattam. Érdekes megfigyelni, hogy az LMS kiegyenlítő a fadinges közegben jobban működik, mint a nemfadinges közegben.



H577-3

3. ábra. Az LMS és RLS kiegyenlítő összehasonlítása konvergálási szempontból



H577-4

4. ábra. Az RLS kiegyenlítő divergálása ($\tau=0.5, c=0.99$)

2. táblázat

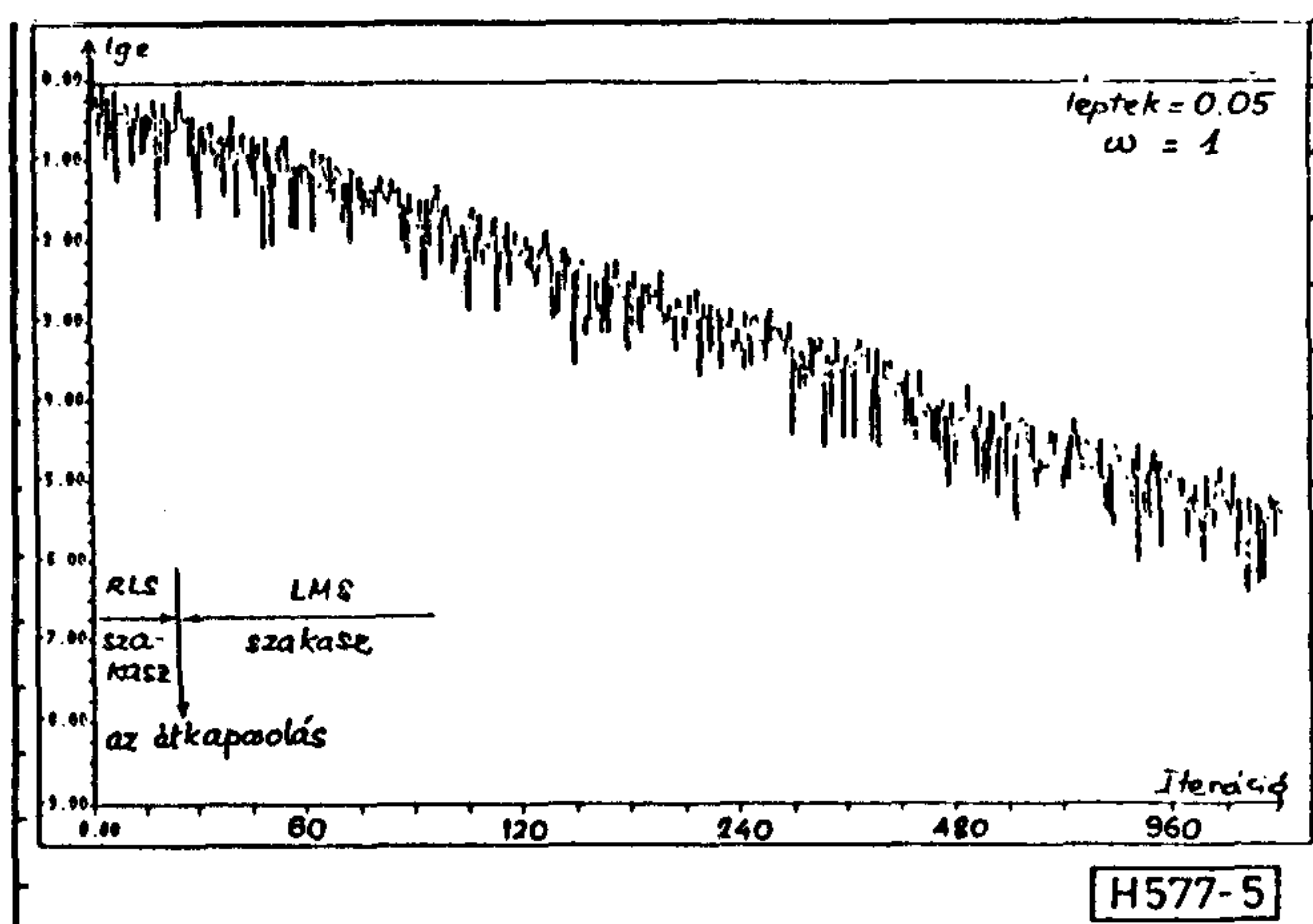
RLS-LMS kiegyenlítő léptékhatárai és átlag négyzetes hibái

Csatorna	$\delta_{\min}$	$\delta_{\max}$ ($\delta_{\min}$)	$\epsilon_{\text{át}}$ ($\delta_{\max}$)	$\epsilon_{\text{át}}$ ($\delta_{\text{közép}}$)	$\epsilon_{\text{át}}$
$c=0.3, \tau=0.125T$	0.005	0.1	0.58	0.63	0.56
$c=0.3, \tau=0.25T$	0.005	0.08	0.89	0.55	0.51
$c=0.3, \tau=0.5T$	0.005	0.04	0.56	0.55	0.55
$c=0.3, \tau=1.0T$	0.01	0.04	0.55	0.54	0.54
$c=0.6, \tau=1.0T$	0.01	0.04	0.55	0.54	0.54
$c=0.99, \tau=1.0T$	0.01	0.04	0.55	0.55	0.54

B. Az RLS algoritmussal induló LMS kiegyenlítési eljárás

Itt leírt kísérletekben megvizsgáltam a 4. fejezetben leírt eljárás felsőbbbségét az LMS és RLS algoritmus-hoz képest. A két algoritmust együtt alkalmazó eljárást a továbbiakban RLS-LMS eljárásnak fogom hívni.

A 3. ábrán összehasonlítottam a leggyorsabban beálló LMS és RLS kiegyenlítő maradék négyzetes hiba görbéjének a konvergálását ugyan azon a csatornán ($\tau=0.125T, c=0.3$), a vízszintes tengely az iterációk



5. ábra. Az RLS-LMS kiegyenlítő viselkedése fadings csatornán ($\tau = 12.5\%T$, $c = 0.3$, $\mu = 0.05$)

számát mutatja. Az ábrán azt látjuk, hogy míg az RLSDS kiegyenlítő 4-5. iteráció után beáll (az előszűrő hossza 4), addig az LMS kiegyenlítő kb. 30. iterációnál áll be.

Viszont a rekurzív kiegyenlítőknek nagyon rossz a stabilitása. Egy idő múlva a négyzetes hiba görbéje kezd divergálni, különösen, ha nagy a futási időkülönbség a két út között. A 4. ábra mutat egy ilyen görbét az RLS kiegyenlítőnél ($\tau = 0.5$, $c = 0.99$). Ez a divergálás a véges pontosságú számításokból adódhat [1] (a programokban 16 bites lebegő pontosságú számábrázolást használtam).

Tehát a rekurzív kiegyenlítők nagyon gyorsan konvergálnak (a konvergálási idő körülbelül a kiegyenlítő előszűrőjének a feltöltési ideje) de nagyon rossz a stabilitása. Az LMS kiegyenlítőnek pedig jó a stabilitása de lassan konvergál.

Az RLS-LMS eljárás megvalósításánál $n = 8$ iterációnál történik az átkapcsolás. Az eljárás stabilitásának

megállapítása végett megvizsgáltam az első 16 lépés négyzetes hibáját valamint kiszámítottam ezeknek az átlagát. Az eljárás szintén különböző Δ léptékekkel történik. A 2. táblázatban feltüntettem a szinkron kiegyenlítővel kapcsolatos eredményeket: különböző csatornára kapott $\Delta_{\max}$, $D_{\min}$, $D_{\text{közép}}$ értékeket, ezekhez tartozó $\epsilon_{\text{átlag}}$ -ot az első 16 lépés után.

A táblázatból a következőt figyelhetjük meg: a Δ lépték változtatásával az LMS szakaszban nem kapunk javulást a beállítás szempontjából. Ez érthető is, mivel az RLS szakaszban a kiegyenlítő lényegében már beáll. Ennél az eljárásnál a csatorna követési szempont a fontosabb a Δ beállításnál. Az 5. ábra egy teljes futtatás hibagörbéjét tartalmazza ($\tau = 5T$, $c = 0.99$). Az ábrán látszik, hogy nincs instabilitás az átkapcsolásnál, a beállítás pedig már az RLS szakaszban megtörtént.

IRODALOM

- [1] E. Eleftheriou-D. Falconer: Adaptive Equalization Techniques for HF Channels, IEEE Jour. on Sel. Areas in Commun., vol. SAC-5, Feb. 1987, pp. 238-246.
- [2] E. Eleftheriou-D. Falconer: Tracking Property and Steady State Performance of RLS Adaptive Filter Algorithms, IEEE Trans on Acoust., Speech and Sig. Proc., vol. ASSP-34, Oct. 1986, pp. 1097-1110.
- [3] Sahid U. H. Qureshi: Adaptive Equalization, Proceeding of IEEE, vol. 73, Sept. 1985. pp. 1349-1387.
- [4] G. Ungerboeck: Theory on The Speed of Communication, IBM Journal Res. Devel., vol. 16, Nov. 1972. pp. 546-555.
- [5] R. D. Gitlin-S. B. Weinstein: On the Required Tap Weight Precision for Digitally-Implemented Adaptive Equalizer, Bell Syst. Tech J., vol. 58, Feb. 1979, pp. 301-321.
- [6] M. S. Mueller: On the Rapid Initial Convergence of Least Square Equalizer Adjustment Algorithms, Bell Syst. Tech. J., vol. 60, Dec 1981, pp. 2345-2358.

СОДЕРЖАНИЕ

INHALT

CONTENTS

Молнар, Б:

Электронная сельская оконечная станция типа ER 256 с занимаемым программным управлением

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1990 №2

Предприятие Техники Связи БХГ в течение прошедших лет разработало электронную сельскую оконечную телефонную станцию с записанным программным управлением типа ER 256, которая способна для включения 200 - 1000 абонентских линий. В этой разработке использовало результаты разработки, т. е. накопленные обширные опыты по эксплуатации УАТС системы ЕРЕХ, которая изготовлена и пущена в эксплуатацию с номерной емкостью около полмиллиона абонентских линий.

В данной статье - помимо характерных решений по системно-технике и схем - излагаем также и те точки зрения, которые мотивировали выбор отдельных решений. Одновременно приводим пример для того, что при непрерывном совершенствовании изделия каким образом можно стыковаться к общему развитию техники при разработке наших отдельных составных частей оборудования с учетом того, чтобы разработанные составные части сверху являлись бы полностью совместимыми по сравнению с предыдущими. С этой точки зрения станция типа ER 256 сохраняет свои основные характеристики по системно-технике станции ER 512, означает продвижение вперед в отношении своей системы управления, поскольку ранняя система управления обоснованная на микропроцессорах заменяется системой управления, опирающейся на одном микропроцессоре.

Д-р Варга, И.:

Адаптивные цифровые фильтры II.
HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1990 №2

В второй и закончивательной части статьи рассматриваются алгоритмы для ФИР фильтров основанные на методе меньших квадратов, с специальным вниманием О (N) скорым вариантам. В заключение проблемы адаптивных ИИР фильтров описываются.

Пхан Тхи Хуанг:

Адаптивный уравнивающий способ для передачи данных по каналу радиосвязи
HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1990 №2

Передача данных со скоростью 1200 бит/с или выше по радиоканалам коротких волн, подвергается вредным воздействиям как например, различные линейные искажения, быстрое изменение канала, различные замирания. Статья занимается с корректором обратной связи вынесения решений, с которым дополняя устройство приема, оно становится пригодным для обеспечения надежного приема.

Статья рассматривает работу корректоров наименьшего средне-квадратичного значения (Least Mean Square) по многозвенным каналам замирания, выводя одну замкнутую формулу по условиям стабильной работы. Далее, статья сопоставляет работу корректоров в наименьшего средне-квадратичного значения (LMS) и рекурсивно наименьшего средне-квадратичного значения (Recursive Least Square, RLS) по радиоканалам коротких волн и рекомендует новый метод уравнивания, который учитывает быструю конвергенцию корректора и хорошую способность стабилизации корректора LMS. Полученные результаты подтверждаются путем пробега их по симулированному на ЭВМ каналу.

Molnár, B.:

Elektronisches Rural-Endfernsprechamt, mit gespeicherter Programmsteuerung, Typ ER 256

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. No. 2.

Die Firma BHG Fernmeldetechnische Werke entwickelte in den letzten Jahren das elektronische Rural-Fernsprechamt mit gespeicherter Programmsteuerung, Typ ER 256. Dieser Amt ist zur Errichtung von 200-1000 Teilnehmeranschlüssen geeignet. Dazu benutzte die Firma die erreichten Ergebnisse bei der Ausarbeitung der Nebenstellenanlagen des bisher ungefähr in einer halben Million Linienkapazität gefertigten und in Betrieb gesetzten Epex-Systems. Es wurden auch die von der Inbetriebhaltung dieser Nebenstellenanlage erhaltenen vielseitigen Erfahrungen in Betracht genommen. In diesem Artikel werden - ausser den charakteristischen systemtechnischen- und Stromkreislösungen- auch diejenigen Standpunkte veröffentlicht, welche die Bestimmung der einzelnen Lösungen motivieren. Es wird zugleich ein Beispiel dazu gegeben, wie man sich bei einer kontinuierlichen Produktentwicklung, - an allgemeinen Entwicklung der Technik orientieren kann; und zwar am Gebiet der Entwicklung von einzelnen Baugruppen der Anlagen, mit der Zielsetzung, dass die neuen Baugruppen mit den Früheren vom oben vollkommen kompatibel sein sollen. In dieser Hinsicht bedeutet die Anlage ER 256- beinhaltend die grundsätzlichen systemtechnischen Charakteristiken von EP 512- einen Fortschritt in ihrem Steuerungssystem. Nämlich das auf miniprozessor basierte frühere Steuerungssystem wurde mit einem auf Mikroprozessor basierten Steuerungssystem ersetzt.

Dr. Varga I.:

Adaptive digitale Filterung II.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. No. 2.

Der zweite und letzte Teil des Artikels behandelt rekursive Algorithmen für FIR Filter, die auf dem least-squares Prinzip basieren und widmet einen speziellen Kapitel für die schnellen Algorithmen mit $O(N)$ Rechenaufwand. Abschliessend werden die typischen Probleme der adaptiven IIR Filter betrachtet.

Pham Thi Huong:

Adaptives Ausgleichverfahren zur Datenübertragung durch Rundfunkkanal

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. No. 2.

Die Datenübertragung durch Kurzwellen-Rundfunkkanäle mit 1200 bit/s, oder mit noch höheren Geschwindigkeiten, ist vielen schädlichen Einwirkungen ausgesetzt, wie z.B. verschiedene Linearverzerrungen, schnelle Kanalveränderungen, sowie verschiedene Fadings. In diesem Artikel wird die für Entscheidung rückgekoppelte Ausgleichvorrichtung erörtert. Mit Ergänzung dieser Vorrichtung wird der Empfänger zum zuverlässigen Empfang geeignet sein. Der Artikel befasst sich mit dem Betrieb der Ausgleichvorrich-

tungen kleinsten Durchschnittquadrats Least Mean Square/ über mehrwegigen Kanäle mit Fading. Dazu wird eine Formel für die Bedingungen eines stabilen Betriebs abgeleitet. Desweiteren vergleicht der Artikel den Betrieb der Ausgleichvorrichtungen kleinsten Durchschnittquadrats /LMS/ und den Betrieb der Ausgleichvorrichtungen kleinsten Rekursivquadrats /Recursive Least Square, RLS/ und empfiehlt ein neues Ausgleichverfahren, welches die schnelle Konvergierung der LRS Ausgleichvorrichtung und die gute Stabilitätsbedingungen der LMS Ausgleichvorrichtung ausnutzt. Die Ergebnisse werden mit einem Gang über einen mehrwegigen computersimulierten Kanal bestätigt.

Molnár, B.:

ER256 SPC Electronic Rural Terminal Exchange

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. No. 2.

In the last years BHG Telecommunication Works have developed the SPC electronic rural terminal exchange of type ER256 suitable for the connection of 200-1000 subscriber lines. Results achieved during the development of the PABXs of the EPEX System produced and installed in a capacity of about half million extensions or the wide ranging experiences gained from their operation are applied for this work. In this article - in addition to the characteristic structural and circuit solution - also the standpoints are described which have motivated the selection of the given solutions. At the same time an example is given, how should be guided by the development of the individual sub-units of the equipment in such a way that the new units should be upper compatible to the previous ones totally. In this respect the ER256 - maintaining the basic structure of PABX EP512 - has been stepped forward in its control system, namely the previous control system based on a miniprocessor has been changed to a control system based on a microprocessor.

Dr. Varga I.:

Adaptive digital filtering II.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. No. 2.

The second and last part of the paper presents recursive algorithms for FIR filters based on the least-squares principle and pays special attention to the $O(N)$ fast versions. Finally, the paper deals with the typical problems of adaptive IIR filters.

Pham Thi Huong:

Adaptive Compensating Process for Data-transmission on Radio Channel

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1990. No. 2.

Data-transmission of speed 1200 bit/sec or higher is subjected to harmful effects on the short-wave radio channel, as for example the different linear distortions, quick channel changing and different fading effects. In this article the decision feed-back equalizer is discussed. If the receiver is completed with this unit, then it will be suitable for the reliable reception. This article deals with the operation of the Least Mean Square (RMS) Equalizers on multi-way channels with fading and a closed formula is derived for the conditions of the stable operation. In addition the operations of the LMS and the Recursive Least Square (RLS) equalizers are compared on these channels in the article, and a new compensating process is advised which utilizes the quick convergence of the RLS equalizer and the good stability of the LMS equalizer; results are supported by a running on a multipath, computer simulated channel.

HÍRADÁSTECHNIKA

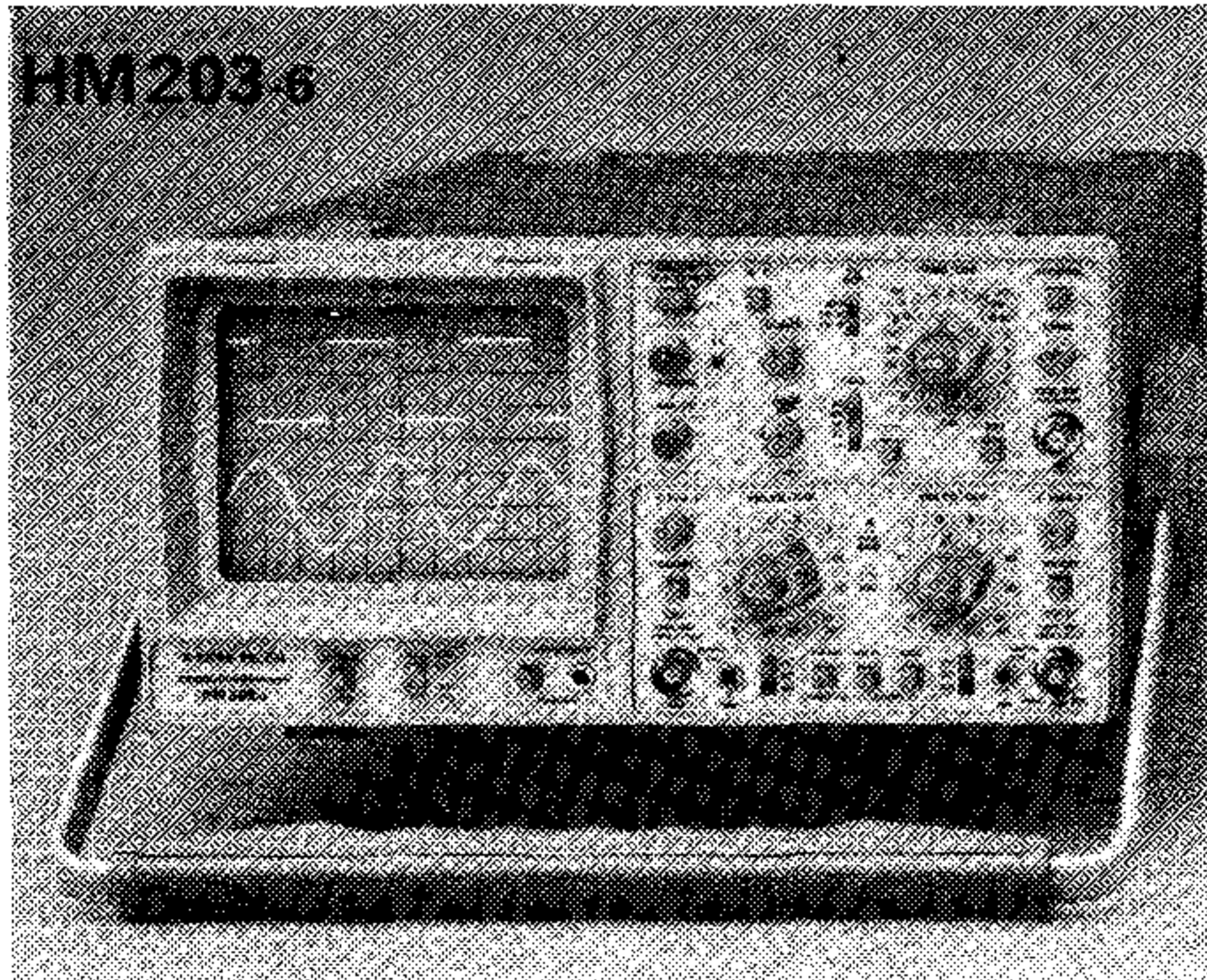
A szerkesztésért felelős: Dr. Tófalvi Gyula. Szerkesztőségünk címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6-8. 1055. Telefon: 153-10-27. Kiadja a DELTA Szaklapkiadó és Műszaki Szolgáltató leányvállalat. Budapest, Közraktár u. 4., 1093. Telefon: 117-52-00. Felelős kiadó: Budai Ferenc főigazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Hírlapelőfizetési és Lapellátási irodánál (HELIR, Budapest, József Nádor tér 1. 1900.) közvetlenül, vagy postautalványon, valamint átutalással a HELIR 215 - 96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 180,-Ft, egész évre 360,-Ft. Egyes szám ára 30,-Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: a "KULTÚRA" Külkereskedelmi Vállalat, H - 1389 Budapest, postafiók 149. és a Magyar Média, 1392 Budapest, Pf. 279.86 - 253.

Ára: 30 Ft

HAMEG
INSTRUMENTS®

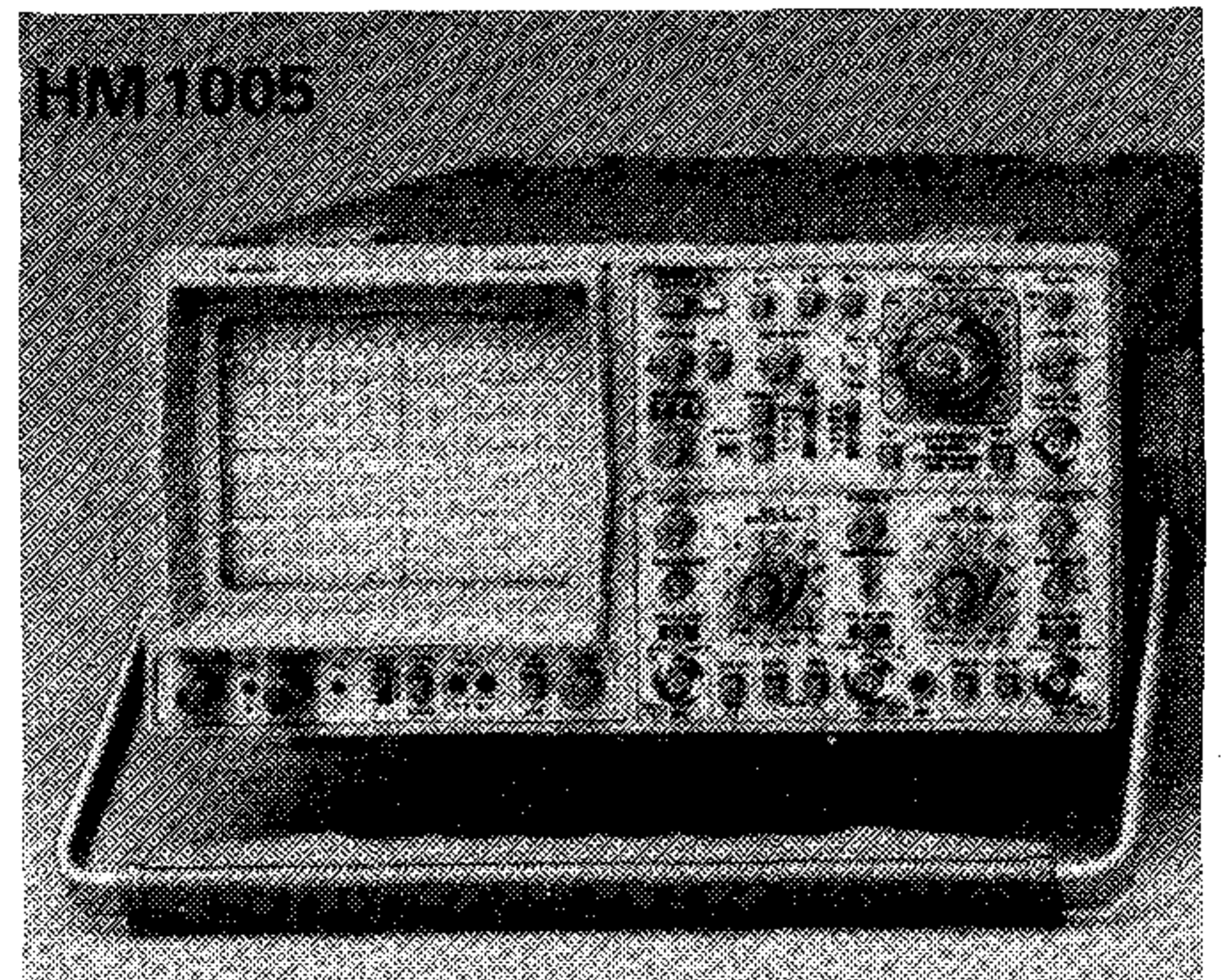
SZERVIZKER
PARI
ÉS
KERESKEDELMI
KISSZÖVETKEZET
Budaörsi út 1.,
Somogyi B. u. 40.

HAMEG
INSTRUMENTS®



OSZCILLOSZKÓP

20 MHz-es, 2 csatornás,
5 mV/div. érzékenységű,
49 750,- Ft + ÁFA.



OSZCILLOSZKÓP

100 MHz-es, 3 csatornás,
1 mV/div. érzékenységű,
134 570,- Ft + ÁFA.



HAMEG „MODULAR SYSTEM 8000”

elemeiből gazdaságosan, az
igényeknek megfelelő
flexibilis mérőtorony
állítható össze.

TARTOZÉKOK

Hz 20-tól Hz 96-ig
a mérésekhez szükséges
mérőzsinórok és
csatlakozók széles
választékát tartalmazza.

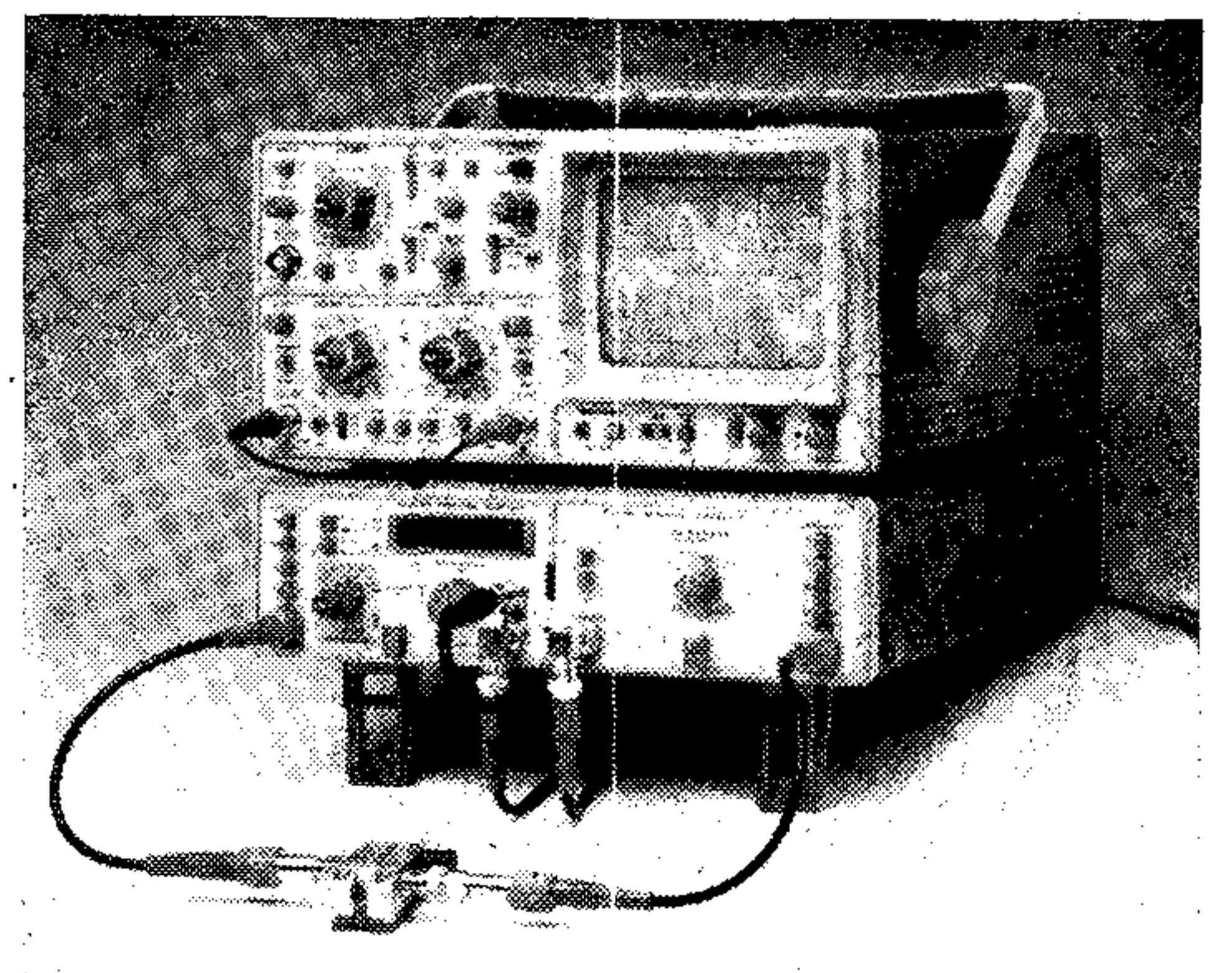
MAGYARORSZÁGI
FORGALMAZÓ

VEVŐSZOLGÁLAT
MÁRKASZERVIZ

STANDARD
TÍPUSOK
RANGARBÓL

MEGRENDELÉS
TELEFON: 133-3289
TELEFAX: 133-8420
TELEFON: 133-9158

**24 hónap
garancia**



HAMEG „MODULAR SYSTEM 8000”

Spektrumanalizátor és
tracking generátor
elemeiből összeállított
szelektív wobbler,
0,5–500 MHz-ig.

HAMEG „MODULAR SYSTEM 8100”

elemei professzionális
igényeket kielégítő,
számítógépes vezérlési és
adatkiolvasási lehetőséggel
rendelkező műszerekből áll.

– **SZERVIZKER** –