

HB1423

# HÍRADÁSTECHNIKA

XLII. ÉVFOLYAM

1991. JÚNIUS

## DIGITÁLIS JELFELDOLGOZÁS

A digitális jelfeldolgozás szakterületei .....	Simonyi E.	1
Digitális rezonátoros szűrők és transzformációk kapcsolatrendszere .....	Péceli G.	2
Beszéditkosítás analóg telefoncsatornán digitális jelfeldolgozási módszerekkel .....	Marx F.	10
DMS-10 rendszerismertető .....	Istvánffy M.	16

### Termékek – Szolgáltatások

FFT spektrumanalizátor .....	PONT Manufacturing Co.	24
------------------------------	------------------------	----

### Gazdaság – Kutatás – Oktatás

A koreai távközlés fejlődése .....	C. H. Park	28
Az európai elektronikai ipar az 1990-es években .....	M. Ojala	31
Változások a BME Villamosmérnöki Karán a matematika tárgy oktatásában .....	Recski A.	35
Tempus programok a mikroelektronika-oktatás továbbfejlesztésére .....	Kerecsenné Rencz M.	36

### Hírek – Események

Új vegyes vállalat a Hewlett–Packard Controll Kft. ....		38
Kontrax a telekommunikációban .....		38
Tender a digitális gerinchálózat megvalósítására .....		38
A HTE közgyűlésről .....		39
Könyvismertetés .....		39

# HÍRADÁSTECHNIKA

## A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

Felelős szerkesztő

BARANYI ANDRÁS

Rovatvezetők

KORMÁNY TERÉZ  
PRÓNAY GÁBOR  
SOMOGYI ANDRÁS

Szerkesztők

BARTOLITS ISTVÁN  
ELEKES JÓZSEF  
LADVÁNSZKY JÁNOS  
FÖLDVÁRINÉ OROSZ JÚLIANNA  
ANTALNÉ ZÁKONYI MAGDOLNA

Munkatársak

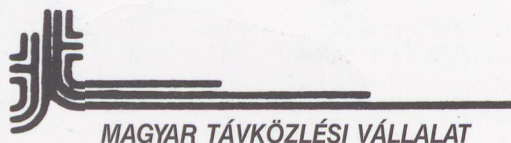
ANGYAL LÁSZLÓ  
VÉGH GABRIELLA

Szerkesztőbizottság

TÓFALVI GYULA  
elnök

BERCELI TIBOR  
FRAJKA BÉLA  
FRIGYES ISTVÁN  
GORDOS GÉZA  
MOJZES IMRE  
PAP LÁSZLÓ  
SALLAI GYULA

### SZPONZOROK



Szerkesztőség

Budapest II., Gábor Áron u. 65.

Postacím

Budapest Pf. 15. 1525

Telefon: 135-1097

115-4294

Telefax: 135-5560

Előfizetési díj

Hazai előfizetők részére

1 évre 2900,— Ft, egyes számok 360,— Ft

HTE egyéni tagjai részére

1 évre 480,— Ft, egyes számok 60,— Ft

Külföldi előfizetők részére

1 évre 6 angol szám 60 USD, 12 szám 90 USD, egyes számok 15 USD

HÍRADÁSTECHNIKA megjelenik havonta váltakozva magyar és angol nyelven. Kiadja az Eötvös Loránd Fizikai Társulat, Budapest II., Fő u. 68. 1027

Telefon: 201-8682. Felelős kiadó Láng Klára. Készült a HUNGAPRINT nyomdában. Szövegszedés, képfelbontás: DIAMANT KFT

A lap példányonként megvásárolható a nagyobb könyvesboltokban és a kiadónál.

HU ISSN 0018-2028

# A DIGITÁLIS JELFELDOLGOZÁS SZAKTERÜLETEI

A nemzetközi szakirodalmat jól reprezentáló konferenciák [1], [2], [3] anyagának statisztikus kiértékelésével a digitális jelfeldolgozás (a DSP) fő trendjeit és szakterületeinek súlyarányát mutatja be ez a bevezető cikk. Ezzel mintegy elhelyezi a jelen lapszám anyagát, ill. körvonalazza, hogy mivel érdemes foglalkozni a DSP-n belül.

A digitális jelfeldolgozás a DSP processzorok új generációinak megjelenésével napi alkalmazásokra támaszkodó, „befutott” tudományág lett. A technológia fejlődésével párhuzamosan azonban az elméleti megalapozó kutatások köre is egyre bővül és lassan azt is vitatni kell, hogy mi az, ami a jelfeldolgozás körén kívül esik. Ezt tisztázandó, az IEEE ICASSP konferenciák négykötetes anyagaira támaszkodva a legfontosabb tématerületeket vesszük sorra százalékos súlyarányaikkal egyetemben.

500–600 kiválasztott és rendezett élvonalbeli cikket tekintve a DSP mintavételes jellemzőjének, az alábbi fő területek különböztethetők meg (a feltüntetett %-os értékek a DSP-n belüli súlyértékeket adják):

A:	Audio	3%
D:	Digital Signal Processing	20%
E:	Spectral Estimation	12%
M:	Multidimensional Signal Processing	20%
S:	Speech Processing	28%
U:	Underwater Signal Processing	10%
V:	VLSI	7%

ahol a témaazonosító betűkódok általánosan elfogadottnak tekinthetők.

A jelen szám az *E* jelű spektrumbecslés témaköréhez kapcsolódó, ipari referenciákkal is rendelkező hazai kutatásokat célozta meg. A korábbi hazai erőfeszítések az *A* és *D* kódjelű területekre koncentráltak. A jelentős *S* témakörbe tartozó jelenlegi erőfeszítésekről a Híradástechnika egy célszámot kíván megjelentetni 1992-ben. Az *M* kódjelű területnek még nincs igazi hazai referenciája, *U* és *V* kódjelű területek hazai művelése pedig egyelőre nem igazán lehetséges.

Az egyes tématerületek jellemző csoportjait az alábbiakban foglaljuk össze. A %-os megoszlási arányok ezúttal a tématerületen belüli fontosságra jellemzők.

## A: Audio témakör

Audio & Acoustics	50%
Sound Control & Acoustic Techniques	50%

A témakör visszaszorult, de a zenével és a halláskárosodással kapcsolatos folyamatos kutatások miatt ez átmenetinek tekinthető.

## D: Digital Signal Processing témakör

Digital Filter Theory & Design	25%
Adaptive Filtering	25%
Hardware & Software for Algorithms & Transforms	30%
DSP Applications	20%

Ez a klasszikus tématerület őrzi helyét és folyamatosan új algoritmusokat és transzformációkat keres a tökéletesedő software-hardware környezethez.

## E: Spectral Estimation témakör

System Identification, Deconvolution, Radar	30%
Spectral & Signal Estimation	70%

Erős terület, amely azonban a speciális célú felhasználások miatt fokozatosan kiszorul a polgári DSP területéről.

## M: Multidimensional Signal Processing témakör

Image Analysis & Synthesis	35%
Image Coding	35%
Multidimensional DSP Theory	30%

A beszédfeldolgozás mellé a képfeldolgozás biztos befutóként felzárkózik és az algoritmusok kiterjesztése többdimenziósra is folyamatos feladat.

## S: Speech Processing témakör

Utterance Recognition	20%
Speech Coding	20%
Speech Analysis & Synthesis	20%
Speech Recognition	20%
Hardware & Software	20%

Elméleti eredmények és kísérleti rendszerek széles választéka fonódik össze ebben a témakörben. A hozzájárulások nem csak a legszélesebb együttműködést mutatják be, de a késhegyre menő küzdelmet is, amely erre a témakörre különösen jellemző.

## U: Underwater Signal Processing témakör

Array Processing	40%
Sonar/Radar Detection & Estimation	60%

Az itt található eredmények valószínűleg „nem férnek bele” a speciális célkonferenciákba.

## V: VLSI témakör

Processors & Applications	50%
Architectures & Implementation	50%

A DSP általános témakörén belül nyilvánvalóan azért nem kap ez a terület nagyobb hangsúlyt, mert az évenkénti csúcstechnológiai konferenciákon [4] ezt a tématerületet felhasználva lehet a leglátványosabb eredményeket elérni.

A bemutatott értékelés bizonyos értelemben orientálhatja a jövő kutatóit tématerületük, ill. szakáguk kiválasztásában. Az is nyilvánvaló, hogy a hazai viszonylatban le nem fedett területek jó lehetőségeket nyújtanak a nemzetközi szinthez való gyors zárkózásra, ill. az esetleges könnyebb kiugrára.

SIMONYI ERNŐ

## IRODALOM

- [1] Proc. ICASSP-89, IEEE, Glasgow, 1989
- [2] Proc. ICASSP-90, IEEE, Albuquerque, USA, 1990
- [3] Proc. ICASSP-91, IEEE, Toronto, 1991
- [4] Proc. ICSSC-89, IEEE, New York, 1989



**Simonyi Ernő**

1945. aug. 22-én született Budapesten. A BME Villamosmérnöki Kara Híradástechnika Szakán a Mikrohullámú Ágazatot végezte el 1968-ban. Ettől kezdve a Távközlési Kutató Intézetben dolgozik — jelenleg igazgatói besorolásban. 1974-ben egyetemi doktori, 1980-ban kandidátusi fokozatot szerzett. 1977–78-ban vendégkutatóként a UCLA (University of California, Los Angeles) egyetemen dolgozott. 1985-től speciális, komplex rendszerek menedzselési feladatainak irányítója. 1984-től a Budapesti Műszaki Egyetem címzetes egyetemi docense.

# DIGITÁLIS REZONÁTOROS SZŰRŐK ÉS TRANSZFORMÁCIÓK KAPCSOLATRENDSZERE

PÉCELI GÁBOR

BME MŰSZER- ÉS MÉRÉSTECHNIKA TANSZÉK  
1111 BUDAPEST, MŰEGYETEM RKP. 1–3.

A cikk egy rezonátorokból felépülő digitális jelfeldolgozási struktúrát mutat be, amely jól hasznosítható rekurzív transzformációk, továbbá véges és végtelen impulzusválaszú (FIR és IIR) szűrők megvalósítására. Ez a struktúra strukturális kötöttségei révén, paramétereinek megfelelő beállítása mellett, kielégíti az „ortogonális” struktúrára [1] vonatkozó globális feltételeket, ezáltal rendelkezik mindazok kedvező tulajdonságaival, azaz a kedvező kivezérrelhetőséggel, a határciklusok elnyomásának képességével, és a viszonylag alacsony szintű kerekítési zajjal.

## 1. BEVEZETÉS

Az utóbbi két évtized során Európában elsősorban Fettweis és munkatársai, az Egyesült Államokban pedig Vaidyanathan és Mitra, továbbá sokan mások munkássága révén nyilvánvalóvá váltak azok a kritériumok, amelyek alapján az egyes digitális jelfeldolgozó struktúrák eléggé egyértelműen minősíthetővé, ill. összehasonlíthatóvá váltak (lásd pl. [1], [2]). Ebben a cikkben egy olyan struktúrát mutatunk be, amely a kritériumok alapján a legjobb tulajdonságokat felmutató struktúrák közé ajánlható, és amely sokirányú felhasználhatósága, és nagyfokú regularitása miatt szóba jöhet jelfeldolgozási célú VLSI eszközök kialakításánál is. Ez a struktúra leginkább azzal jellemezhető, hogy a feldolgozandó jelet komponensekre, tipikusan rekurzív transzformációként felfogható módon ortogonális jelkomponensekre bontja, majd ezeket a komponenseket módosítva, belőlük újabb jeleket „szintetizálva” hozzuk létre a jelfeldolgozás eredményét. Külső megjelenési formáját tekintve ez a struktúra digitális rezonátorok teljesen szabályos párhuzamos kapcsolása egy közös, valamennyi rezonátorra ható visszacsatolással kiegészítve. A struktúra talán legszemléletesebb származtatási módja a megfigyelő elmélethez kötődik [3], és amelyet eredetileg Hostetter ajánlott diszkrét transzformációk rekurzív megvalósítására [4]. Ennek az az alap gondolata, hogy képzeljük el az éppen feldolgozandó jelünket generáló rendszert, építsük fel annak egy lehetséges (koncepcionális) modelljét, és a jelfeldolgozási eljárást ezen koncepcionális modell megfigyelőjeként fogalmazzuk meg [5].

Ha a konkrét jelfeldolgozási feladat a diszkrét Fourier transzformáció, akkor a koncepcionális modell egy lehetséges változata harmonikus oszcillátorokból, és ezek jelét lineárisan kombinálól hálózatból épül fel. Ilyenkor a megfigyelőnek a lineáris kombináció súlytényezőit (azaz a Fourier együtthatókat) kell meghatározni. Ezt az egész problémakört — kibővítve lényegében tetszőleges rekurzív transzformáció esetére — a cikk második része mutatja be.

A digitális rezonátoros szűrők legfontosabb osztálya a diszkrét Fourier transzformációt közvetlen módon megvalósítani képes megfigyelő struktúrán alapszik. Ha ezt a megfigyelő struktúrát kiegészítjük egy kimeneti lineáris kombinációt előállító résszel, akkor — megfelelő paraméterbeállításokkal — tetszőleges, FIR- és IIR-szűrő megvalósítására alkalmassá válik. Ezzel a kérdéskörrel a cikk

harmadik része foglalkozik. Ugyanitt kerül bemutatásra az is, hogy milyen feltételek teljesülése esetén érhetjük el a realizálás során a legjobb minőségi jellemzőket.

A digitális rezonátoros szűrők alkalmasnak mutatkoznak adaptív szűrők hatékony megvalósítására is. Ezeket a kérdéseket a cikk negyedik része elemzi.

## 2. DISZKRÉT TRANSZFORMÁCIÓK REKURZÍV MEGVALÓSÍTÁSA

A digitális rezonátoros szűrők származtatásának talán legszemléletesebb módja a megfigyelő elmélet [3] fogalomkörére épül. Az alábbiakban ezt a diszkrét transzformációkhoz kapcsolódóan mutatjuk be.

A megfigyelők olyan rendszerek, amelyek egy másik rendszer állapotváltozóinak, vagy azokból származtatott mennyiségeknek a meghatározására szolgálnak [3], azaz végső soron egy mérési eljárást valósítanak meg. Lineáris, és időben diszkrét modellekre szorítkozva a megfigyelt rendszer egy  $N$ -edrendű, homogén, lineáris rendszer, melynek állapotváltozós leírása

$$\begin{aligned}x_{k+1} &= Ax_k \\ y_k &= Cx_k,\end{aligned}\quad (1)$$

ahol  $x_k$  az állapotvektor,  $y_k$  a kimenőjel vektor  $k$ -adik időpillanatbeli értékét jelöli,  $A$  az állapotátmenet mátrix,  $C$  pedig a „kicsatolás” mátrixa. A megfigyelő, amely képes követni a mérendő rendszer állapotát, vagy annak lineáris transzformáltját, a következő — ugyancsak „állapotváltozós” — összefüggéssel jellemezhető

$$z_{k+1} = Fz_k + Hx_k \quad (2)$$

ahol a bemenőjel a mérendő rendszer állapotvektora. Könnyen belátható [3], hogy ha létezik egy olyan  $T$  transzformáció, amelyre

$$TA - FT = H, \quad (3)$$

akkor a megfigyelő a mérendő rendszer állapotváltozóinak  $Tx_k$  ( $k \geq 0$ ) transzformáltját adja, ha  $z_0 = Tx_0$ . A gyakorlatban ritkán van arra lehetőség, hogy a megfigyelő bemenőjele a mérendő rendszer állapotvektora legyen, egyszerűen azért, mert az állapothoz nem férünk hozzá. Ezért megfigyelőként a

$$z_{k+1} = Fz_k + Gy_k \quad (4)$$

összefüggéssel jellemezhető rendszert használjuk, azaz a mérendő rendszer kimenőjele lesz a megfigyelő bemenőjele. Az (1), (2), (4) összefüggések összevetésével  $H = GC$ . A gyakorlat szempontjából sokszor az a lénye-

ges, hogy a megfigyelő a teljes állapotvektort egy az egyben kövesse, azaz  $T=I$  ( $I$  az egységmátrix) legyen. Ilyenkor a (3) összefüggés szerinti kötés

$$F=A-H=A-GC \quad (5)$$

alakra hozható, azaz a megfigyelőt leíró egyenlet

$$z_{k+1}=(A-GC)z_k+Gy_k=Az_k+G(y_k-Cz_k). \quad (6)$$

Ha a mérendő rendszer teljesen megfigyelhető [6], akkor a  $G$  mátrix alkalmas megválasztásával tetszőleges dinamikájú megfigyelő létrehozható. A gyakorlatban a megfigyelő sajátértékeit az egységugarú körön belülré választjuk annak érdekében, hogy konvergáljon a megfigyelt rendszer állapotához, sőt a megfigyelő sajátértékeit közelebb helyezzük az origóhoz, mint ahogyan a megfigyelt rendszer sajátértékei elhelyezkednek, hogy a konvergencia gyorsabb legyen, mint a rendszer egyéb változásai. A megfigyelő követési hibája (1) és (6) alapján

$$\begin{aligned} x_{k+1}-z_{k+1} &= (A-GC)(x_k-z_k) = F(x_k-z_k) = \\ &= F^{k+1}(x_0-z_0). \end{aligned} \quad (7)$$

A továbbiakban fontos szerephez jutnak azok a megfigyelők, amelyek véges számú lépésben konvergálnak. Ennek feltétele (7) alapján az, hogy az  $F=A-GC$  mátrix nilpotens legyen [7], azaz valamennyi sajátértéke nullával legyen egyenlő. Ez a feltétel egyenértékű azzal a követelménnyel, hogy a megfigyelő véges impulzusválaszú (FIR) legyen, azaz átviteli függvényének pólusai az origóban helyezkedjenek el.

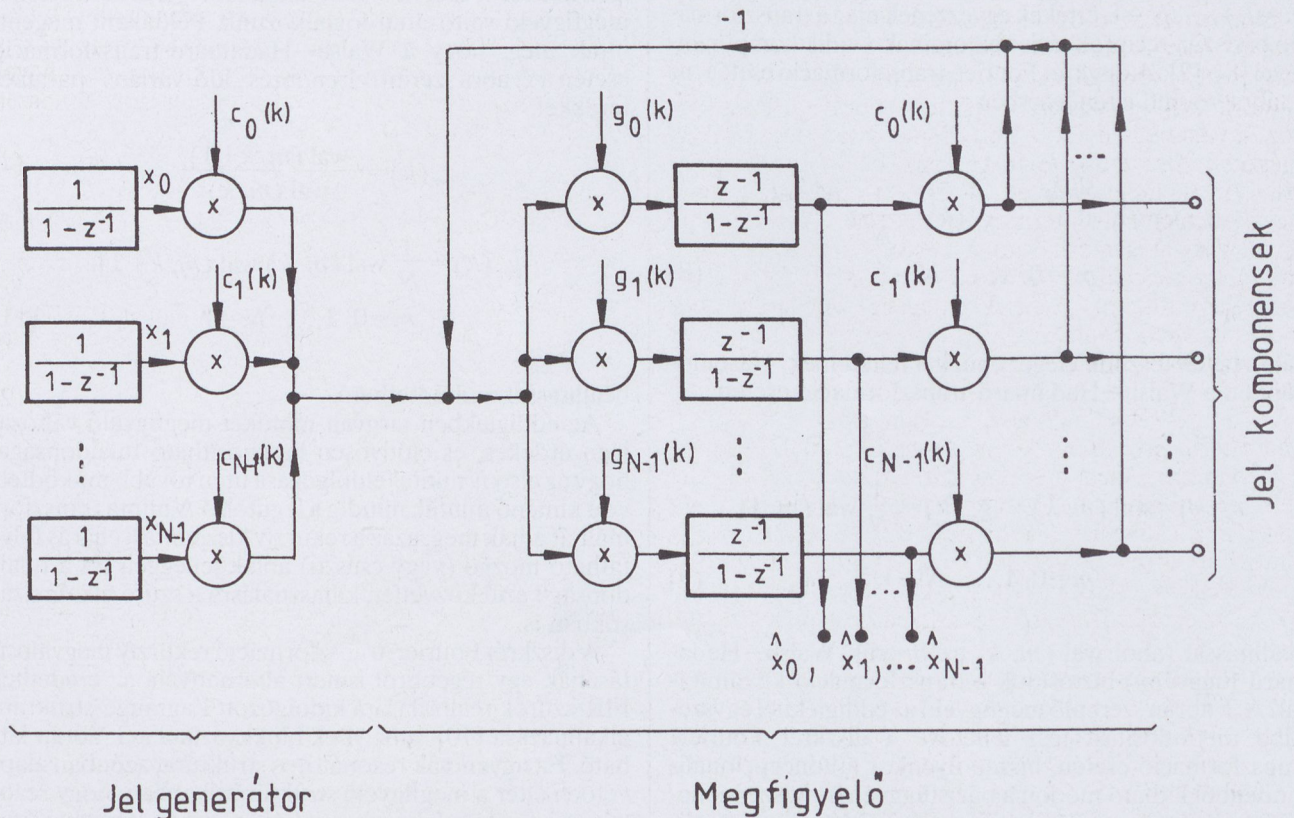
Az eddigiek alapján jól látható, hogy a megfigyelőket jelfeldolgozási feladatra úgy tudjuk felhasználni, hogy először

- elkészítjük a feldolgozandó jelet létrehozó rendszer koncepcionális modelljét, mégpedig úgy, hogy a kiértékelés során meghatározandó paraméterek, vagy jelkomponensek a koncepcionális modell állapotváltozóival legyenek (lehetőség szerint lineáris) kapcsolatban, majd

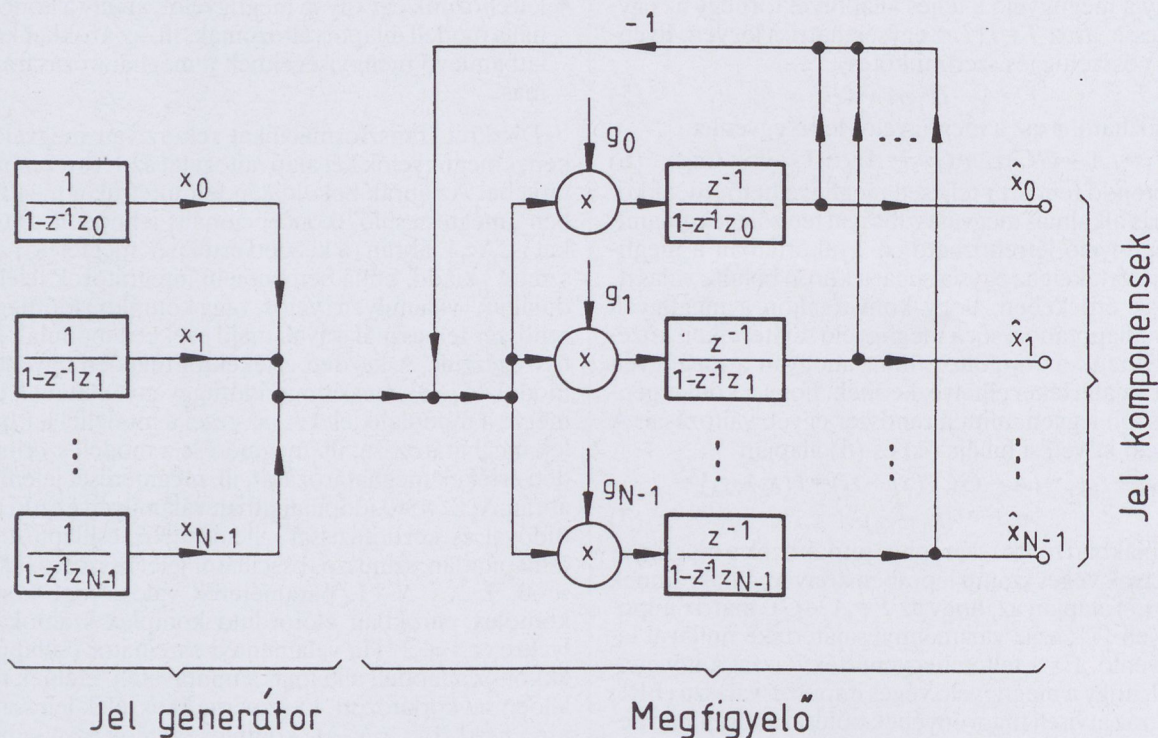
- létrehozunk egy olyan megfigyelőt, amely a koncepcionális modell állapotváltozóinak, ill. az azokkal kapcsolatban lévő mennyiségeknek a meghatározására alkalmas.

Diszkrét transzformációkat rekurzívan megvalósítani képes megfigyelők két alapváltozatát az 1. és a 2. ábra mutatja be. Az ábrák bal oldalán feltüntetettük a megfigyelőben „megtettesülő” koncepcionális jelmodell változatokat is. Az 1. ábrán (a kezdeti értékek megfelelő) „egyen szintet” kiadó, nulla bemenőjelű integrátorok jelét „moduláljuk” valamilyen (valós, vagy komplex) időfüggvényrendszer felhasználásával, majd ezeket a modulált jeleket összegezzük. A kezdeti értékektől függően ugyanazok a moduláló jelek más és más időfüggvényt állítanak elő. Ismerve a moduláló jeleket, az ezzel a modellel leírható jelek meghatározása, ill. megmérése a modell szerinti kezdeti értékek meghatározását, ill. megmérését jelenti. A 2. ábrán  $N$ , az  $n=0$  időpillanatban valamilyen kezdő amplitúdóval és kezdőfázissal jellemezhető, csillapított, vagy csillapítatlan, szinuszos oszcillátor jelét összegezzük. A  $z_n$ ,  $n=0, 1, \dots, N-1$ , paraméterek valós, vagy konjugált komplex párokban előforduló komplex számok, amelyekre  $|z_n| \leq 1$ . Ha valamennyi oszcillátor csillapítatlan, akkor ez a modell alkalmas a mintavételi tételnek megfelelően sávkorlátozott, kváziperiodikus jelek leírására. Ha a  $z_n$ ,  $n=0, 1, \dots, N-1$ , komplex számok az  $N$ -edik egységgyökök, akkor ez a modell a mintavételi tételnek megfelelően sávkorlátozott, periodikus jeleket írja le. Ilyenkor a kezdeti amplitúdó, és a kezdeti fázis éppen a periodikus jelet megadó komplex Fourier-sor „szabad” paramétereit.

A diszkrét transzformációk a vizsgált jel  $N$  mintájához  $N$  adatból álló „transzformáltat” rendelnek. Ez a hozzárendelés az eddigiek alapján úgy interpretálható, mint egy  $N$  elemű súlyozó együttható készlet, amely meghatározza,



1. ábra. A koncepcionális jel modell, és a hozzá tartozó megfigyelő



2. ábra. Egy másik koncepcionális jel modell, és a hozzá tartozó megfigyelő

hogy  $N$  különböző, előre rögzített, egyenként  $N$  mintából álló bázisrendszerre alapozva milyen súlyozó tényezők alkalmazásával állítható elő a bemeneti sorozat. A mérendő jelből regisztrált  $N$  mintához tartozó transzformáltat a koncepcionális modell állapotváltozóinak meghatározása révén tudjuk megkapni. Ez a feladat  $N$  lépésben konvergáló megfigyelővel oldható meg. Az 1. ábra szerinti megfigyelő esetén ehhez az kell, hogy az ott szereplő  $\{c_m(k)\}$  és  $\{g_m(k)\}$ ,  $m=0, 1, \dots, N-1$ , értékek egyezzenek meg a transzformáció bázis, ill. reciprok bázis vektorainak  $k$ -adik komponensével [8], [9]. A diszkrét Fourier-transzformáció esetén, az 1. ábra szerinti elrendezésben

$$c_m(k) = e^{j \frac{2\pi}{N} mk}, \quad g_m(k) = \frac{1}{N} e^{j \frac{2\pi}{N} mk},$$

$$m=0, 1, \dots, N-1 \quad (8)$$

választással teszünk eleget ennek a feltételnek. Hasonlóképpen a Walsh—Hadamard-transzformáció esetén

$$c_m(k) = \text{wal}(m, k), \quad g_m(k) = \frac{1}{N} \text{wal}(m, k),$$

$$m=0, 1, \dots, N-1 \quad (9)$$

beállítással (ahol  $\text{wal}(m, k)$  az  $m$ -edik Walsh—Hadamard-függvény) biztosítjuk a transzformáció kiszámítását. A 2. ábrán szereplő megfigyelő az eddigieknél egyszerűbb megvalósítást tesz lehetővé a diszkrét Fourier-transzformáció esetén, hiszen ilyenkor a koncepcionális modellből látható módon a bázisfüggvényrendszer generálása alkalmas számú oszcillátor működése révén realizálódik. A szükséges paraméter-beállítás

$$z_m = e^{j \frac{2\pi}{N} m}, \quad g_m = \frac{1}{N} z_m = \frac{1}{N} e^{j \frac{2\pi}{N} m},$$

$$m=0, 1, \dots, N-1 \quad (10)$$

Jól látható, hogy ebben az esetben a  $k$  diszkrét időváltozótól független paraméterekhez jutottunk. Ez sok esetben igen kedvező, ezért a továbbiakban főleg a 2. ábra szerinti megfigyelő változattal foglalkozunk. Példaként megemlítjük még, hogy a Walsh—Hadamard-transzformáció esetén a 2. ábra szerinti elrendezés „idő-variáns” paraméterekkel,

$$z_m(k) = \frac{\text{wal}(m, k+1)}{\text{wal}(m, k)},$$

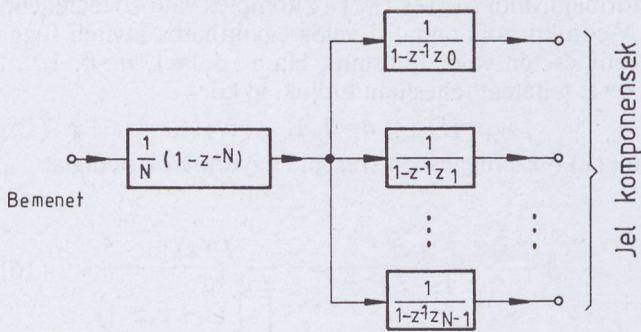
$$g_m(k) = \frac{1}{N} \text{wal}(m, k) \text{wal}(m, k+1),$$

$$m=0, 1, \dots, N-1 \quad (11)$$

beállítással működtethető.

Az eddigiekben tárgyalt mindkét megfigyelő változat igen érdekes, és előnyösen használható tulajdonsága, hogy az első  $N$  minta feldolgozása után tovább működtetve a kimenő minták mindig a legutolsó  $N$  minta transzformáltját adják meg, azaz a rekurzív kiszámítási eljárás folytatható mozgó (vagy csúszó) ablak jelleggel. Ez a tulajdonság kerül közvetlen kihasználásra a szűrő alkalmazásokban is.

A diszkrét Fourier-transzformáció rekurzív megvalósításának egy régebről ismert alternatívája az eredetileg FIR-szűrők realizálására kidolgozott Lagrange-struktúra alkalmazása [10], amelynek blokkvázlata a 3. ábrán látható. Ez ugyancsak rezonátoros struktúra, azonban alapvetően eltér a megfigyelő struktúrától abban, hogy rezonátorai nincsenek benne egy közös, mint a következő fejezetben látni fogjuk, nagyon „jótékony” hatású vissza-



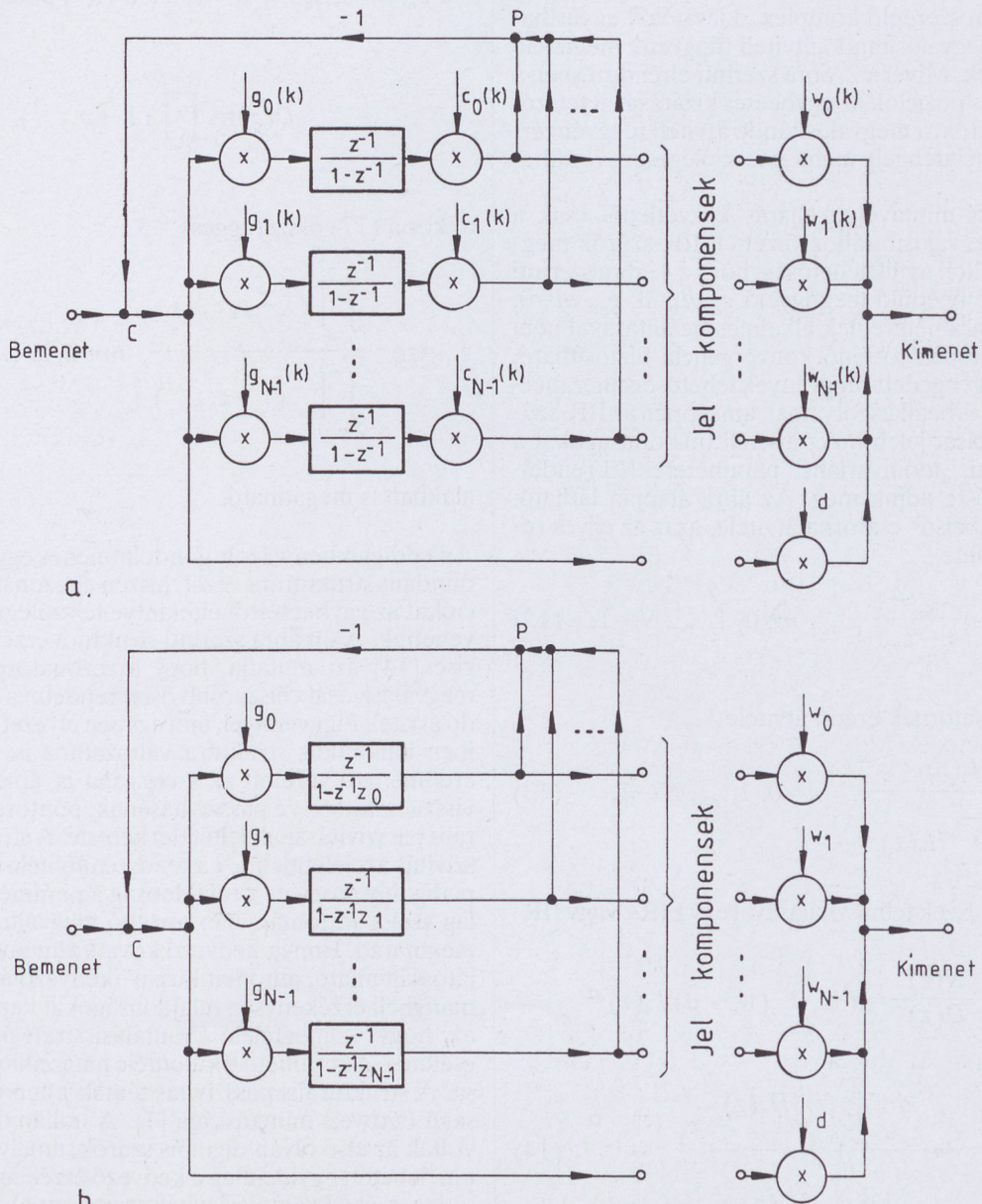
3. ábra. A Lagrange-struktúrán alapuló diszkrét Fourier-transzformáció blokkvázlata

csatolásban. A Lagrange-struktúra gyakorlati megvalósítása szempontjából kedvezőtlen, mert a rezonátorok elvileg is a stabilitás határán működő eszközök, így minden realizációs hiba súlyos stabilitási problémára vezethet. A korszerű jelfeldolgozó eszközök megjelenésével az érdeklődés a Lagrange-struktúra iránt ismét megnőtt, és jelen-

tős sikerek születtek konkrét alkalmazások keretében [11], [12]. A 2. ábrán látható megfigyelő származtatható a Lagrange-struktúra átalakításával is [13], és ezáltal a rekurzív transzformációk kérdésköre teljesen egységes keretbe helyezhető.

### 3. DIGITÁLIS REZONÁTOROS SZŰRŐK

Ebben a szakaszban a diszkrét transzformációk rekurzív megvalósítására alkalmas, „belsejében” rezonátorokat tartalmazó struktúrára alapozva FIR- és IIR-szűrő realizálási formákat mutatunk be. A közös struktúra megtarthatósága érdekében a lehetséges kiegészítések közül csak azt az esetet tárgyaljuk, amelyben a szűrő kimenet a transzformációs kimenetek lineáris kombinációjaként áll elő (4. ábra). Ez a megközelítés lényegében a digitális jelfeldolgozás irodalmából jól ismert frekvencia-mintavételi eljárás alkalmas általánosítása. Az eredeti frekvencia-mintavételi eljárás a Lagrange-struktúrára került kidolgozásra, de széles körű alkalmazására a Lagrange-struktúra kedvezőtlen tulajdonságai miatt nem került sor.



4. ábra. Rezonátor alapú digitális szűrő struktúrák

A rezonátorok — mint építőelemek — alkalmazásának felvetéséhez másféleképpen is el lehet jutni. Egy viszonylag szemléletes interpretációhoz jutunk a visszacsatolás-elmélet eredményeinek felhasználásával. Ezek szerint, ha egy, vagy több rezonátort — például a 4. ábrán látható módon — egy közös visszacsatolás hatása alá helyezünk, akkor alapvetően annak köszönhetően, hogy a rezonátor pólus frekvenciákon, és azok közvetlen környezetében a visszacsatolt rendszer hurokerősítése igen nagy, a vonatkozó rezonátor kimenete és a bemenet közötti átvitel az elrendezés paramétereitől gyakorlatilag függetlenül nagyon közel esik az egységhez. A diszkrét transzformációk rekurzív megvalósításánál éppen ezt használjuk ki, de ez a körülmény, legalábbis a rezonátor pólus frekvenciák közvetlen környezetében kedvező érzékenység tulajdonságokat is jelent.

A frekvencia-mintavételi eljárás alap gondolata az, hogy mivel a Lagrange-interpolációnak megfelelően a rezonátor pólus frekvenciákon a transzformációs kimenetek közül egyre vonatkozóan egységnyi, a többire vonatkozóan nulla az átvitel, a szűrő kívánt átvitele felépíthető interpoláció jelleggel, a rezonátor pólus frekvenciákra, mint alappontokra illeszkedően. Ennek az felel meg, hogy a 4. ábrán szereplő komplex „kicsatoló” együtthatók ( $d=0$ ) a megvalósítandó átviteli függvény megfelelő értékei legyenek. Mivel a 2. ábra szerinti elrendezésben a rezonátor pólus pozíciók az egybeesés kizárásával tetszőlegesen felvehetők, a megvalósítandó átviteli függvényértékek a frekvenciatengely mentén tetszőlegesen rögzíthetők.

A frekvencia-mintavételi eljárás közvetlenül csak a FIR-szűrők megvalósításához vezet el. IIR-szűrők megvalósítására azáltal nyílik lehetőség, hogy a 4. ábra szerinti elrendezésekbe beépülő megfigyelő  $g_m(k)$ , ill.  $g_m$ ,  $m=0, 1, \dots, N-1$ , paramétereinek alkalmas beállításával nem csak véges lépésben történő konvergencia biztosítható, hanem — a megengedett függvények lehetőségeihez mérten — tetszőleges beállási folyamat, ami éppen az IIR-szűrők megvalósítását jelenti. Az átviteli tulajdonságokat a 4b ábra szerinti, „időinvariáns” paraméterekkel rendelkező elrendezésre adjuk meg. Az ábra alapján látható, hogy minden „belső” csatorna átvitele, azaz az egyes rezonátorok átvitele

$$H_n(z) = \frac{g_n z^{-1}}{1 - z_n z^{-1}}, \quad n=0, 1, \dots, N-1, \quad (12)$$

míg az egyes csatornák eredő átvitele

$$T_n(z) = \frac{H_n(z)}{1 + \sum_{n=0}^{N-1} H_n(z)}, \quad n=0, 1, \dots, N-1, \quad (13)$$

alakban írható. Ezek felhasználásával egy FIR-, vagy IIR-szűrő átvitele

$$\begin{aligned} H(z) &= \frac{N(z)}{D(z)} = d + \sum_{n=0}^{N-1} (w_n - d) T_n(z) = \\ &= \frac{d + \sum_{n=0}^{N-1} w_n H_n(z)}{1 + \sum_{n=0}^{N-1} H_n(z)} \end{aligned} \quad (14)$$

formájú, ahol  $N(z)$  és  $D(z)$  a  $z$  komplex változó legfeljebb  $N$ -edfokú polinomja,  $d$  valós együtthatós átviteli függvény esetén valós konstans. Ha a  $|z_n|=1$ ,  $n=0, 1, \dots, n=N-1$ , feltételeit teljesíteni tudjuk, akkor

$$w_n = H(z_n), \quad n=0, 1, \dots, N-1, \quad (15)$$

a (12) összefüggésben szereplő együtthatók pedig az

$$1 + \sum_{n=0}^{N-1} \frac{g_n z^{-1}}{1 - z_n z^{-1}} = \frac{D(z)}{\prod_{n=0}^{N-1} (1 - z_n z^{-1})} \quad (16)$$

összefüggésből a részlettöltre bontás szokásos módszerével

$$g_m = z_m \frac{D(z_m)}{\prod_{n=0, n \neq m}^{N-1} (1 - z_n z_m^{-1})}, \quad m=0, 1, \dots, N-1. \quad (17)$$

Ha  $p_n$ ,  $n=0, 1, \dots, N-1$ , jelöli  $H(z)$  pólusait, azaz

$$D(z) = \prod_{n=0}^{N-1} (1 - p_n z^{-1}), \quad (18)$$

akkor a (17) összefüggés

$$g_m = z_m \frac{\prod_{n=0}^{N-1} (1 - p_n z_m^{-1})}{\prod_{n=0, n \neq m}^{N-1} (1 - z_n z_m^{-1})}, \quad m=0, 1, \dots, N-1, \quad (19)$$

alakban is megadható.

Az eddigiekben vázolt gondolatmenet egyértelműen redundáns struktúrára vezet, hiszen a rezonátorpólus-pozíciókat az egybeeséstől eltekintve tetszőlegesen, előre felvehetjük. A 4b ábra szerinti struktúra érzékenység analízise [14] azt mutatja, hogy a rezonátorpólus-pozíciók megválasztását célszerűbb összerendelni a megvalósítandó átviteli függvénnyel, ami egyben elvezet a paraméterekben kanonikus struktúra változathoz is. Ugyanerre az eredményre vezetett az a vizsgálat is, amely a struktúra visszacsatolt része passzivitásának, pontosabban strukturális passzivitásának feltételét kereste. A strukturális passzivitás azt jelenti, hogy a rendszer átvitele korlátos, mégpedig úgy, hogy ez a tulajdonság a paraméterek viszonylag széles tartományban történő megváltozása esetén is megmarad. Ennek kedvező következménye, hogy a korlátosság miatt „automatikusan” kedvező áteresztő tartománybeli érzékenység tulajdonságokat kapunk, valamint az, hogy — megfelelő kvantálási stratégia alkalmazása esetén — elkerülhető a különféle határciklusok kialakulása. A strukturális passzivitás témakörben úttörő jelentőségű Fettweis munkássága [1]. A hullámdigitális szűrők voltak az első olyan digitális szűrők, amelyekről bizonyítani lehetett egyidejűleg a kedvező érzékenység tulajdonságokat, és a kvantálási hibák szempontjából igen előnyös viselkedést.



A 4b ábrán látható elrendezés strukturális passzivitásának feltételét a visszacsatolt rész vizsgálatából származtathatjuk. Ehhez írjuk fel a bemenet, és az ábrán látható  $P$  összegzőpont (mint kimenet) közötti átvitelt:

$$H_p(z) = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} H_n(z)}{1 + \sum_{n=0}^{N-1} H_n(z)} \quad (20)$$

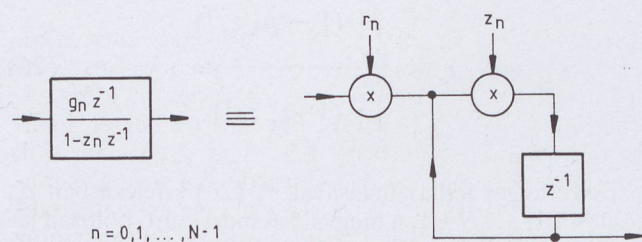
Azért ezt az átviteli függvényt vizsgáljuk, mert a visszacsatolt rendszer szempontjából ez kritikus. A jelkomponenseket megadó kimenetek „kicsatolásoknak” tekinthetők, amelyek már nem befolyásolják a hurok viselkedését. A (20) összefüggéssel adott  $H_p(z)$  átviteli függvény esetében annak feltétele, hogy az átvitel abszolút értéke ne legyen nagyobb egynél

$$\operatorname{Re} \sum_{n=0}^{N-1} H_n(z) \geq -\frac{1}{2} \quad (21)$$

Érdekes sajáttság, hogy ez a feltétel minden frekvencián teljesíthető, ha

$$|z_n| = 1, \operatorname{Im} \left[ \frac{g_n}{z_n} \right] = 0, \sum_{n=0}^{N-1} \operatorname{Re} \left[ \frac{g_n}{z_n} \right] = \sum_{n=0}^{N-1} r_n \leq 1, \quad (22)$$

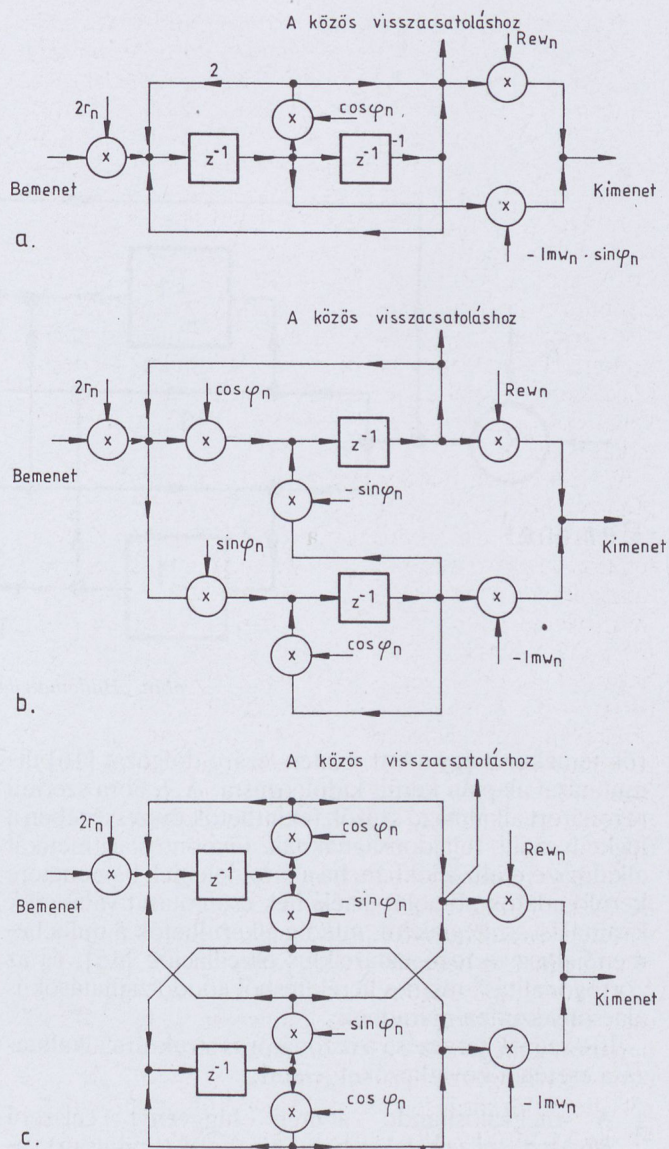
$n=0, 1, \dots, N-1$ . Ezek szerint, ha a (22) feltétel első két összefüggését valamilyen „strukturális” eszközzel teljesíteni tudjuk, akkor a paraméterek megválasztását közvetlenül érintő harmadik egyenlőtlenség teljesítése marad még hátra. Az egyes rezonátorokra egy ilyen „strukturális” kötés az 5. ábra szerinti módon valósítható meg. Az



5. ábra. „Strukturális” kötés megvalósítása rezonátorokban

ábra jobb oldalán látható változat (egyelőre még komplex formában) szolgál a továbbiak alapjául. Itt  $|z_n| = 1$  teljesítése mellett  $r_n$  valós voltát kell hangsúlyoznunk. A gyakorlati megvalósítás során a komplex együtthatós elsőfokú rezonátor blokkokat konjugált komplex páronként egy-egy másodfokú, valós együtthatós rezonátor blokkal helyettesíthetjük. A 6. ábrán három ilyen másodfokú alaptagot mutatunk be. Mindegyiknél a megvalósított átvitel

$$G_n(z) = w_n H_n(z) + w_n^* H_n^*(z), \quad n = 0, 1, \dots, \operatorname{int} \left[ \frac{N}{2} \right] - 1 \quad (23)$$



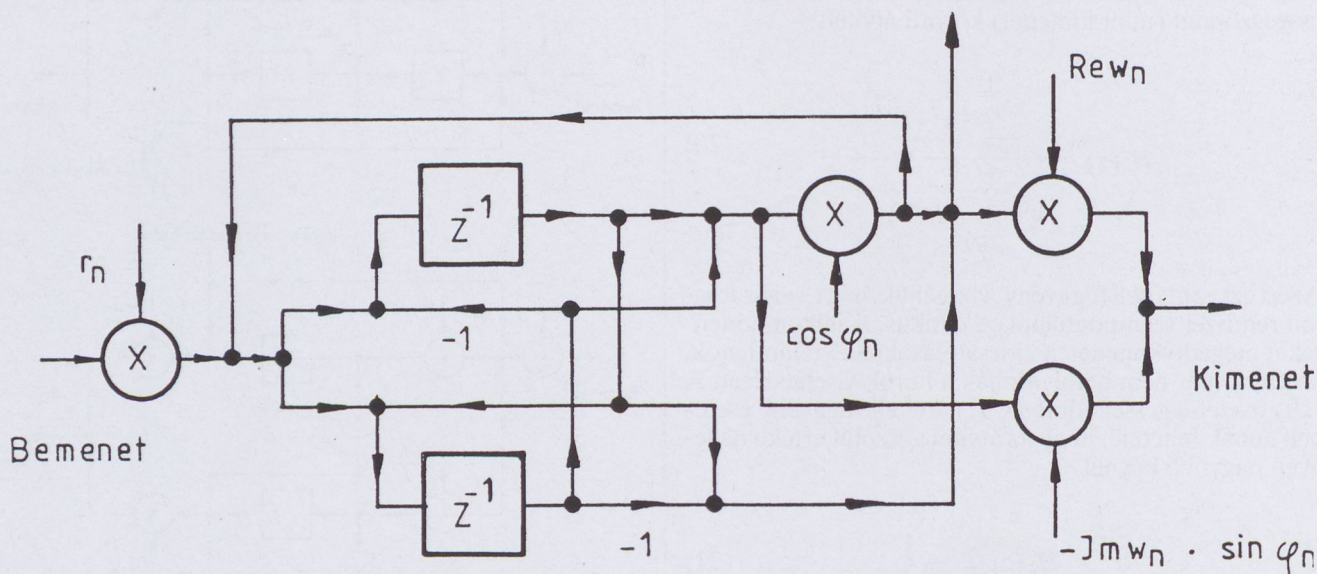
6. ábra. Másodfokú rezonátor alaptagok

ahol „\*” a komplex konjugáltat jelöli. Az ábrán elvégeztük a

$$\operatorname{Re} z_n = \cos \phi_n, \operatorname{Im} z_n = \sin \phi_n, \quad n = 0, 1, \dots, \operatorname{int} \left[ \frac{N}{2} \right] - 1 \quad (24)$$

helyettesítést. A 6a ábra szerinti elrendezés nagyon egyszerű, de nem őrizte meg két állapotátrolójára, ill. állapotváltozójára vonatkozóan a kedvező viselkedést garantáló tulajdonságokat, a kvantálási hatásokkal szembeni passzivitást. Ehhez az kell, hogy az állapotváltozókra vonatkozóan minden (megfelelő stratégia szerinti) kvantálás energiacsökkenést eredményezzen, ami az állapotváltozók ortogonalitása esetén mindig teljesül. A 6b és 6c ábrákon az ortogonalitás teljesül, de  $|z_n| = 1$  nem. A  $\cos \phi_n$  és a  $\sin \phi_n$  paramétereket úgy kell kvantálni, hogy négyzetösszegük egynél nagyobb ne legyen. A  $|z_n| = 1$  feltétel, és az „ortogonalitás” egyidejű teljesülését a 7. ábrán látható elrendezés biztosítja. Ez az elrendezés a hullámdigitális szű-

## A közös visszacsatoláshoz



7. ábra. „Hullámdigitális” másodfokú rezonátor

rők témakörét egy adott szinten lezáró dolgozat [16] útmutatásai alapján került kidolgozásra. A 7. ábra szerinti rezonátort alkalmazó szűrők tekinthetők összességében a legkedvezőbb tulajdonságúaknak. Fixpontos aritmetikát alkalmazó realizációkban, ha a tárolóelemek bemenetére kerülő adatok abszolút értékének csoknitását választjuk kvantálási stratégiaként, mindig elkerülhetők a nulla bemenőjelhez tartozó határciklus oszcillációk [15], és az „ortogonalitás” miatt a kerekítésből adódó zajhatások is alacsony szinten maradnak.

IIR-szűrők tervezése a rezonátoros struktúra alkalmazása esetén a következőket jelenti:

1. A megvalósítandó átviteli függvényt célszerű  $H(z) = d + H'(z)$  alakra bontani, ahol  $d$  (tipikusan) valós konstans,  $H'(z)$  pedig egy olyan racionális törtfüggvény, amelynek van egy origóbeli zérusa. A továbbiakban ez utóbbi  $H'(z)$  átviteli függvény realizálásával foglalkozunk.
2. El kell döntenünk, hogy a struktúrát milyen formában használjuk. Az egyik lehetőség az, amikor a visszacsatolt hurokra értelmezett  $H_p(z)$  függvény [lásd (20)] mindentáteresztő hálózatfüggvény. Ilyenkor a  $H'(z)$  átviteli függvénynek legfeljebb  $N-1$  nemzérus pólusa, ill. zérusa lehet, és van egy origóbeli zérusa. (Ez utóbbi a késleltető elemek előtti pontokról történő, megfelelő kicsatolással elkerülhető.) A másik lehetőség az, amikor a  $H_p(z)$  függvény nem mindentáteresztő, amikor is a  $H'(z)$  átviteli függvény legfeljebb  $N-1$  nullától különböző zérussal, ill. legfeljebb  $N$  nullától különböző pólussal adható meg. Ha az első változat mellett döntünk, akkor arra nyílik lehetőségünk, hogy ortogonális realizációt alkalmazzunk, de ez redundáns lehet, ha a  $H'(z)$  átviteli függvény nevező polinomjának fokszáma nagyobb, vagy egyenlő, mint a számláló polinom fokszáma.
3. A  $H'(z)$  átviteli függvény  $D(z)$  nevező polinomjából kiindulva meg kell határozni a

$$D(z) \pm z^{-(N-M)} D^+(z) \quad (25)$$

polinom gyökeket. A (25) összefüggésben  $M$  a  $D(z)$  polinom fokszámát jelöli,  $D^+(z)$  pedig egy olyan polinom, amelynek gyökei a  $D(z)$  polinom gyökeinek az egység-sugarú körre vonatkoztatott tükörképei. A (25) polinom gyökei éppen az ismeretlen rezonátor pólus pozíciókat adják meg [17]. Valójában két rezonátor pólus készletet kapunk, amelyek közül, ha  $H_p(z)$  mindentáteresztő hálózatfüggvény, akkor a két megoldás egyenértékű, ellenkező esetben az egyik készletre  $|H_p(z)| \leq 1$ , a másikra  $|H_p(z)| \geq 1$  feltétel fog teljesülni. Ez utóbbiak közül az első változat kedvezőbb.

4. A rezonátor pólus pozíciók birtokában meghatározhatók az  $r_n$ ,  $n=0, 1, \dots, N-1$ , értékek az

$$r_n = \frac{\prod_{m=0}^{N-1} (1 - p_m z_n^{-1})}{\prod_{m=0, m \neq n} (1 - z_m z_n^{-1})} \quad (26)$$

összefüggés felhasználásával. A (26) kifejezésben  $p_n$ ,  $n=0, 1, \dots, N-1$ , a megvalósítandó szűrő pólusait jelöli. Az előző pontban foglaltak értelmében két  $\{r_n\}$  készlet határozható meg.

5. A rezonátor pozíciók birtokában meghatározhatók a  $w_n$ ,  $n=0, 1, \dots, N-1$  kicsatoló együtthatók a

$$w_n = H'(z_n) \quad (27)$$

összefüggés alapján. Ezek az együtthatók általában komplexek, azaz a valós és a képzetes résznek megfelelő komponenseket egyaránt meg kell valósítanunk. Természetesen ezekből az együtthatókból is két készlet határozható meg.

6. A két lehetséges paraméterkészletből ki kell választani a kedvezőbbet, és ahhoz tartozóan meg kell határozni a megvalósításnál használt elrendezés jellemzőit. Ez az elrendezés valós rezonátor pólusokhoz elsőfokú, komplexekhez másodfokú rezonátor alaptagokat tartalmaz.

## 4. ADAPTÍV SZŰRŐK MEGVALÓSÍTÁSA

A digitális rezonátoros szűrők adaptív szűrési feladatra elsősorban annak kapcsán merülnek fel, hogy az utóbbi néhány évben többen is jelentős eredményeket értek el transzformált jeltartománybeli adaptív szűrés alkalmazásával. Bitmead és Anderson [18] a frekvenciamintavételi eljárás alap gondolatából indultak el, többen mások a gyors transzformációs algoritmusok alkalmazása kapcsán jutottak ilyen gondolatra. A legutóbbi kutatások eredményei alapján ma már tudjuk [19] a kedvező tulajdonságok magyarázatát, és az alkalmazás feltételeit. Egyértelműen kimutatható, hogy az ortogonális komponensekre bontás, majd az ezt követő (adaptív) jel-szintézis kedvező konvergencia tulajdonságot biztosít, ill. bizonyos vonatkozásokban látványosan csökkenti az adaptívan beállítandó egységek bonyolultságát [18].

## IRODALOM

- [1] A. Fettweis, „Wave Digital Filters: Theory and Practice”, *Proc. of the IEEE*, Vol. 74, No. 2, pp. 270–327, Febr. 1986.
- [2] P. P. Vaidyanathan, „A Unified Approach to Orthogonal Digital Filters and Wave Digital Filters, Based on the LBR Two-Pair Extraction”, *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol. CAS–32, No. 7, pp. 673–686, July 1985.
- [3] D. G. Luenberger, „An Introduction to Observers”, *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol. AC–16, No. 6, pp. 596–602, Dec. 1971.
- [4] G. H. Hostetter, „Recursive Discrete Fourier Transformation”, *IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. ASSP–28, No. 2, pp. 183–190, April 1980.
- [5] Péceli G., „Rekurzív jelfeldolgozó eljárások származtatása a megfigyelő-elmélet alapján”, *Mérés és Automatika*, 33. évf., 7. szám, 269–273. old., 1985. július.
- [6] B. D. O. Anderson and J. B. Moore, „Optimal Filtering”, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1979.
- [7] Rózsa Pál, „Lineáris algebra és alkalmazásai”, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1974.
- [8] G. Péceli, „A Common Structure for Recursive Discrete Transforms”, *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol. CAS–33, No. 10, pp. 1035–1036, Oct. 1986.
- [9] Péceli G., Fehér B. és Nagy F., „Diszkrét transzformációk rekurzív megvalósítása”, *Mérés és Automatika*, 34. évf. 8. sz. 323–326. old. 1986.
- [10] Simonyi Ernő, „Digitális szűrők. A digitális jelfeldolgozás alapjai”, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1984.

A rezonátoros struktúra jól használhatónak bizonyult neurális hálózattal megvalósított adaptivitás mellett is [20].

## ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk egy nagyfokú párhuzamosságot mutató, sok szempontból kedvező tulajdonságú szűrőstruktúrát mutatott be, amely felveszi a versenyt az irodalomban legkedvezőbbnek ítélt struktúrákkal, és emellett alapkoncepciójából adódóan közvetlenül alkalmas diszkrét transzformációk rekurzív megvalósítására. Ez utóbbi tulajdonsága alkalmassá teszi transzformált tartománybeli adaptív szűrés céljaira is. A struktúra adaptív IIR-szűrőként történő alkalmazásokra az eddigi vizsgálatok szerint ugyancsak ígéretesnek mutatkozik, a kutatás a stabilitás és a konvergencia tulajdonságok elemzésénél tart.

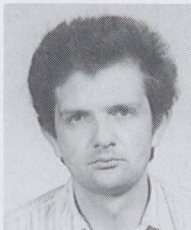
- [11] Dudás József, „A momentán Fourier transzformáció”, Egyetemi doktori értekezés. Budapest, 1986.
- [12] J. Dudás and E. Simonyi, „On the Recursive Momentary Fourier Transform”, *Proceedings of the Eight Colloquium on Microwave Communication*, August 25–29, 1986, Budapest, Hungary, pp. 95–96.
- [13] Péceli G., „Rekurzív jelfeldolgozó eljárások vizsgálata”. Kandidátusi értekezés. Budapest, 1985.
- [14] G. Péceli, „Sensitivity Properties of Resonator-Based Digital Filters”, *IEEE Trans. on Circuits & Systems*, Vol. CAS–35, No. 9, pp. 1195–1197.
- [15] G. Péceli, „Resonator-Based Digital Filters”, *IEEE Trans. on Circuits & Systems*, Vol. CAS–36, No. 1, pp. 156–159, Jan. 1989.
- [16] A. Fettweis, „Network-Theory Approach to Designing Lossless (Orthogonal) Digital Filter Structures”, *Proc. of the 1987 Int. Symp. on Circuits and Systems*, pp. 154–156. (CH2394–5/87)
- [17] Péceli G., „Valós idejű jelkiértékelés mérési eljárásokban”. Akadémiai doktori értekezés. Budapest, 1988.
- [18] R. R. Bitmead and B. D. O. Anderson, „Adaptive Frequency Sampling Filters”, *IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. ASSP–29, pp. 684–693, June 1981.
- [19] D. F. Marshall, W. K. Jenkins and J. J. Murphy, „The Use of Orthogonal Transforms for Improving Performance of Adaptive Filters”, *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol. CAS–36, pp. 474–484, April 1989.
- [20] J. Sztipanovits, „Adaptive Processing with Neural Network Controlled Resonator-Banks”, *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol. 37, No. 11, pp. 1436–1440, Nov. 1990.

# RESONATOR-BASED DIGITAL FILTERS AND SIGNAL TRANSFORMERS

G. PÉCELI

DEPARTMENT OF MEASUREMENT AND INSTRUMENT ENGINEERING  
TECHNICAL UNIVERSITY OF BUDAPEST, BUDAPEST H–1521

The paper presents a resonator-based signal processing structure, which can be efficiently utilized for the recursive implementation of discrete transformations, and for that of FIR and IIR filters. It is structurally passive and can suppress all zero-input limit cycles, and if rounding is applied provides minimum roundoff noise. These properties are due to the fact that this structure generates its output as a linear combination of orthogonal signal components, thus internally implementing an orthogonal realization of a lossless transfer function.



**Péceli Gábor**

villamosmérnöki oklevelét 1974-ben a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán, Műszer- és Irányítástechnika Szakon szerzte meg. Végzése után a BME Műszer- és Méréstechnika Tanszékére került. Egyetemi doktori értekezését 1977-ben, kandidátusi értekezését 1985-ben, majd akadémiai doktori értekezését 1988-ban digitális jelfeldolgozás témakörben készítette el. Oktatási munkája el-

sősorban az Elektronikus műszerek c. tárgyhoz kapcsolódik, de közreműködik az Elektronikus áramkörök, és a Méréstechnika tárgyak oktatásában is. Fő érdeklődési területei: digitális jelfeldolgozás, komplex rendszerek mérés-technikája, intelligens folyamatfelügyeleti rendszerek.

# BESZÉDTITKOSÍTÁS ANALÓG TELEFONCSATORNÁN DIGITÁLIS JELFELDOLGOZÁSI MÓDSZEREKKEL

MARX FERENC

TÁVKÖZLÉSI KUTATÓ INTÉZET  
1525 BUDAPEST, PF. 15

Egy TMS32010  $\mu$ P alapú beszédtitkosító berendezés tervezési lépéseit ismertetjük, mely illeszkedik a ma még többségben lévő analóg telefoncsatornákhöz. A digitális szűrésre és DFT-re épülő algoritmus jó beszédminőséget nyújt az elsősorban polgári területeken megfelelő titkossági fok mellett.

## 1. BEVEZETÉS

Napjaink jellemzője, hogy az ember információáradatban él. A megjelenő nagy mennyiségű adat egy része komoly értéket képvisel. Jó példa erre a tőzsdei információk, vagy hogy pl. személyekről rögzített egészségügyi adatok milyen értéket képviselnek egy biztosítótársaság számára. Indokolt tehát az információ védelme, és mint a fenti példák is mutatják, nemcsak a katonai szervezetekben.

Az információ egyik megjelenési formája a diszkrét adatok (tipikusan bináris formában tárolt, ill. továbbított számok) halmaza. Az utóbbi évtizedekben nagy erőfeszítések történtek olyan algoritmusok kifejlesztésére, melyek alkalmasak a diszkrét adatok hatékony védelmére. Algoritmikus adatvédelem alatt többnyire egy olyan titkos információval („kulccsal”) paraméterezett, szigorúan nemlineáris transzformáció alkalmazását értjük, melynek inverz párja a titkos kulcs ismeretében hiányában csak elfogadhatatlanul nagy költségek árán vagy csak túl hosszú idő alatt található meg. Ezek a transzformációk matematikailag jól leírhatók, de a matematika ide kapcsolódó ága, a számítástechnikai komplexitás tudománya még viszonylag fiatal, s ezért a transzformációk biztonságára nem tud bizonyításokat adni. Ezt a biztonságot a néhány évtizedes tapasztalatokra, a sikertelen megfejtési kísérletekre alapozzák.

Az információ egy másik megjelenési formája a legrégebb információhordozó közeg: az emberi beszéd. Indokolt tehát a beszéd védelmével is foglalkozni.

Ha a jövőt nézzük, az integrált szolgáltatású hálózatok, a digitális rádió, televízió és hangrögzítés terjedésével az analóg beszédátvitel idővel valószínűleg kiszorul az alkalmazásokból, és így megszűnik az analóg beszédtitkosítás iránti igény is. A PCM jellel kódolt beszéd ugyanis titkosítási szempontból számsorozatként kezelhető és adattitkosító eljárásokkal védhető.

Amíg azonban léteznek analóg telefon- és rádiócsatornák, léteznek és igény van analóg beszédtitkosítási eljárások alkalmazására is. E cikkben egy beszédtitkosító berendezést mutatunk be, mely illeszkedik a 4 kHz sávszélességű analóg telefoncsatornához.

## 2. AZ ANALÓG CSATORNÁHOZ ILLESZKEDŐ BESZÉDTITKOSÍTÓ ELJÁRÁSOK

A beszédtitkosítás több évtizedes múltra tekinthet vissza [1]. Az analóg jelfeldolgozási technikával megvalósított készülékek kivétel nélkül valamilyen keverést (permutációt) alkalmaztak vagy az időtartományban, vagy a frekvenciatartományban, esetleg mindkettőben egyszerre. Ezen készülékek komplexitása nem lehetett túl nagy az

áramkörü paraméterek szórása miatt, így a lehetséges permutációk száma, azaz a kulcs mérete is viszonylag kicsi volt.

A digitális jelfeldolgozás előnyeit kihasználó módszerek két csoportba oszthatók.

Az első csoport az előbbi analóg technikán alapuló ötleteket utánozza le [2], [3]. A digitális jelfeldolgozás természetesen jóval kisebb költségek mellett nagyobb bonyolultságú megoldást enged meg (pl. a sávokra bontás esetén egy nagyságrenddel több sáv használható), így a kulcs mérete is megfelelő nagyságra növelhető.

A második csoport kissé kilóg az analóg beszédtitkosítás fogalmköréből. Hogy a bevált nemlineáris adattitkosító eljárásokat alkalmazhassuk, erősen csökkenteni kell a csatornazaj hatását. Használjuk tehát az analóg telefoncsatornát digitális adatcsatornának! A szokásos maximális adatsebesség kb. 2400 bps, e felett erősen megnövekednek a modem költségei vagy a hibaarány nő meg elfogadhatatlanul nagy értékre. A beszéd ilyen kis adatsebességre tömörítése sem triviális feladat. Az elérhető beszédminőség még alatta marad az első csoport által produkáltnak. A fejlődés azonban valószínűleg túlhaladja ezt az állapotot. A titkossági fokkal szembeni bizalmatlanság ezeket a titkosítókat nem érinti, hisz a rendszer biztonsága csak az alkalmazott adattitkosítón múlik. A rendszer maradék része pedig digitális jelfeldolgozási probléma.

## 3. A SÁVSZŰRŐ CSOPORTON ALAPULÓ BESZÉDTITKOSÍTÓ

Áttekintve az analóg jelfeldolgozási technika módszereit továbbörökítő néhány megvalósított titkosító rendszert [4], [5], [6], [7], [8]; kitűnik, hogy azok, melyek időtartományú keverést is alkalmaznak, sokkal bonyolultabbak a szimultán szinkronizáció igénye miatt. A Bell Laboratórium rendszere [8] pl. 5 sávú sávszűrőcsoport 25–25 kimenőmintáját fogja össze egy 125 elemű vektorba, s ezen végzi a permutálást. Mivel itt az adó és vevő közt mintaszintű szinkronításra van szükség, azaz a mintavételező jel fázis- és frekvenciahelyes reprodukálására, a sávszíveken továbbított pilotjeleket kell használni adaptív csatornakiégnyelés mellett. Az eredmény egy nagy mennyiségű analóg áramkörü részt és 4 digitális jelfeldolgozó processzort tartalmazó, bonyolult berendezés.

Mivel szándékunk egy egyszerűbb készülék létrehozása volt, a csak frekvenciatartományú keverés alkalmazása mellett döntöttünk.

A cél tehát egy 50–100 sávszűrőt tartalmazó szűrőcsoport tervezése, amely egyetlen digitális jelfeldolgozó processzorral megvalósítható.

A fő tervezési szempontnak az tekinthető, hogy a lehető legnagyobb számú szűrőt legyen képes a processzor egyszerre számítani.

#### 4. RÖVID IDEJŰ FOURIER-TRANSZFORMÁCIÓ

A rövid idejű Fourier-transzformáció definíciója [9] diszkrét idejű esetben:

$$X(n, \omega) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(n-m) \cdot x(m) \cdot \exp(-j\omega \cdot m), \quad 0 \leq \omega \leq 2\pi \quad (1)$$

ahol  $x(m)$  a bemenősorozat,  $h(n)$  pedig egy ablakozó-függvény. A definíció hasonló a közönséges Fourier-transzformáltéhoz, most azonban  $X(n, \omega)$  nemcsak a frekvenciának, hanem az időnek is függvénye, és rögzített  $n$ -re  $x(m)$ -nek csak a  $h(n)$  ablak által kimetszett részéről hordoz információt.

Az (1) szerinti transzformáció mintavételezhető a frekvenciatartományban ( $n$  az időindex,  $k$  a frekvenciaindex):

$$X_n(k) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(n-m) \cdot x(m) \cdot \exp(-j2\pi km/N), \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (2)$$

Ha  $h(n)$  a  $\pi/N$  sávzélességű ideális aluláteresztő szűrő súlyfüggvénye, a (2) formulát felfoghatjuk úgy, hogy az  $x(n)$  sorozatot exponenciális sorozatokkal modulálva annak spektrumát eltoljuk a nulla frekvencia felé, majd a  $h(n)$  súlyfüggvénnyel konvolválva megszűrjük. Így az  $X_n(k)$  sorozat (rögzített  $k$  mellett) az  $x(n)$  sorozat  $2\pi k/N$  középponti frekvenciával,  $2\pi/N$  sávzélességgel sáv-szűr, majd lekevert változata. Az  $X_k(n)$  sorozat tehát a  $-\pi/N, +\pi/N$  sávkorlátozott minden  $k$ -ra, így  $N$ -szere- sen decimálható.

A (2)-höz tartozó szintézisformula:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{s=-\infty}^{\infty} f(n-sN) \cdot X_k(sN) \cdot \exp(j2\pi kn/N) \quad (3)$$

ahol  $f(n)$  az  $1:N$  interpolációs szűrő súlyfüggvénye.

A (2) és (3) összefüggésekkel leírható szűrőcsoportot és szintézisoldalt az 1. ábra mutatja szemléletesen.

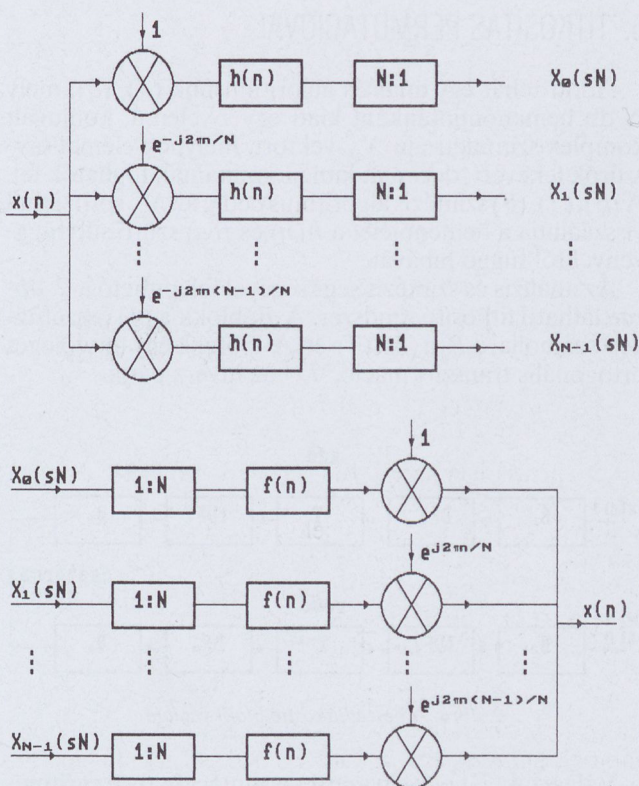
Találtunk tehát egy módszert, mely FIR-szűrők csoportját összevontan számítja, kihasználva a decimálási lehetőséget is. A (2) összefüggésből még nem látszik, hol itt a nyereség. Vegyük észre, hogy az exponenciális tényező  $N$ -re periodikus, s így a  $h(n-m) \cdot x(m)$  sorozat minden  $N$ -edik tagja ugyanazzal az értékkel szorozódik.

Összegezzük előre ezeket a tagokat az  $u_n(q)$  részsorozatokban:

$$u_n(q) = \sum_{r=-L}^{L-1} x(n+rN+q) \cdot h(-rN-q), \quad 0 \leq q \leq N-1 \quad (4)$$

s ezzel:

$$X_n(k) = \sum_{q=0}^{N-1} u_n(q) \cdot \exp(-j2\pi kq/N), \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (5)$$



1. ábra. A szűrőcsoport és szintézisoldala

Itt még azt is feltettük, hogy  $h(n)2L \cdot N$  hosszú véges sorozattal jól közelíthető.

Az (5) összefüggésben az  $u_n(q)$  véges sorozat diszkrét Fourier-transzformáltjának jól ismert definíciója tűnik fel. Ez a ma ismert gyors algoritmusok valamelyikével nagy sebességgel kiértékelhető.

A (3) szintézis formula át alakítható úgy [10], hogy az inverz diszkrét Fourier-transzformáció megjelenjen:

$$y_{rN}(i) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{sN}(k) \cdot \exp(j2\pi ki/N) \quad (6)$$

$$v_n(i) = \begin{cases} y_{sN}(i) & \text{ha } n = sN \quad s = 1, 2, \dots \\ 0 & \text{ha } n \neq sN \end{cases} \quad (7)$$

$$x(n) = \sum_{m=n-LN}^{n+LN-1} v_m(n) \cdot f(n-m) \quad (8)$$

Észre kell még vennünk, hogy az 1. ábra  $N$  darab sáv-szűrője a  $0-2\pi$  digitális frekvenciatartományt fedi le, s így pl.

$$X_1(sN) = X_{N-1}^*(sN)$$

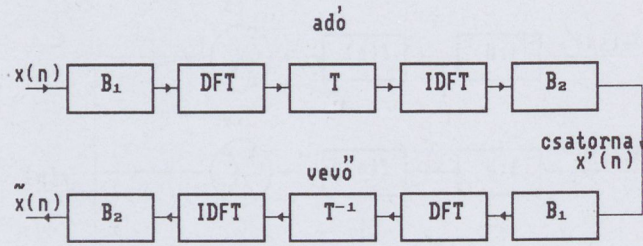
stb., azaz az  $X(sN)$  kimenőjel-vektor konjugált-komplex szimmetriájú. Ez a kétszeres redundancia adja, hogy az  $N$  elemű  $X(sN)$  kimenet csak  $N/2$  valós frekvenciasávról nyújt információt.

A (4), (5) összefüggésekkel leírt szűrőcsoport  $N=128$  esetén (64 szűrő) kb. 20-szoros számítási nyereséget ad az IIR direkt, ill. kaskád fastruktúrával szemben, annak ellenére, hogy FIR szűrőkre épül, s így lineáris fázisú is lehet.

## 5. TITKOSÍTÁS PERMUTÁCIÓVAL

Adott tehát egy analízis algoritmusunk (4), (5), mely  $N$  db bemenőmintánként kiad egy  $N$  elemű, konjugált komplex szimmetriájú  $X_{sN}$  vektort, melynek elemei sáv-szűrők lekevert, decimált kimenőmintáinak foghatók fel. A (6), (7), (8) szintézis algoritmus pedig az  $X_{sN}$  sorozatból visszaállítja a bemenőjelet a  $h(n)$  és  $f(n)$  szűrő súlyfüggvényektől függő hibával.

Az analízis és szintézis segítségével felépíthető a 2. ábrán látható titkosító rendszer. A  $B_1$  blokk a (4) összefüggést számolja, a  $B_2$  a (6), (7)-et. A  $T$  blokk egy tetszőleges ortogonális transzformáció,  $T^{-1}$  az inverz párja.



2. ábra. A beszédtitkosító blokkvázlata

Válasszuk  $T$ -t egy egyszerű permutációnak, ez aritmetikai műveletek helyett csak adatmozgatásokat igényel. Tetszőleges permutációt egy olyan mátrixszal való szorzással írhatunk le, mely minden sorában és oszlopában csak egy egyest tartalmaz, a többi eleme zéró. A mi  $T$  transzformációnknak azonban meg kell őriznie  $X_{sN}$  szimmetriáját, hogy a szintézis oldal valós kimenetű legyen. Még egy megkötésünk van  $T$ -re. A szokásos 8 kHz-es mintavételi frekvencia mellett  $X_{sN}$  fele a 0–4 kHz sávot írja le. A telefoncsatorna azonban 0,3 kHz alatt és 3,4 kHz felett nagy csillapítású, így az ennek megfelelő pozíciókra nem kerülhetnek más pozíciókból  $X_{sN}$  komponensek, mert a vevő nem tudná reprodukálni azokat. A két megkötésnek megfelelő legegyszerűbb mátrix a következő:

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \left[ \begin{array}{c} \tilde{P} \\ \vdots \\ \vdots \end{array} \right] & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & \left[ \begin{array}{c} \tilde{P}^\perp \\ \vdots \\ \vdots \end{array} \right] \end{bmatrix}$$

$\tilde{P}^\perp$  a  $\tilde{P}$  a főátlóra merőleges tengelyre vett tükrözése;

$$\tilde{P} = \begin{bmatrix} I_{n_1} & 0 & 0 \\ 0 & P & 0 \\ 0 & 0 & I_{n_2} \end{bmatrix} \quad \text{ahol:} \\ n_1 = f_L \cdot N / f_s \\ n_2 = N / 2 - f_H \cdot N / f_s \\ f_L \text{ és } f_H \text{ a beszéd-sáv} \\ \text{alsó és felső határa}$$

Persze tényleges mátrixszorzás nem történik, az  $I$  egységmátrix részek azt fejezik ki, hogy a megfelelő komponenseket a helyükön hagyjuk, a  $P$  részekhez tartozókat más helyre tesszük.

A decimálásból adódóan előfordulhat, hogy a vevő nem az  $X(sN)$  vektorokat számolja ki, hanem az  $X(sN+r)$ eket ( $r < N$ ), az adó és vevő közötti  $r$  mintányi csúszás miatt. Felvetődik, hogy milyen hibát okozhat ez a

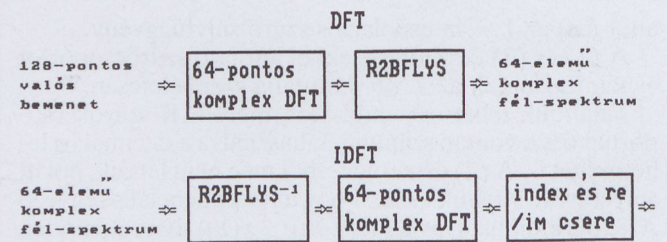
jelenség. A mintavételezési tétel szerint az  $X(sN+r)$  vektorsorozat éppúgy helyesen írja le a szűrőkimeneteket, mint az  $X(sN)$ , csupán egy lineáris fázishibát okoz a csúszás. A vevőben a  $T^{-1}$  transzformáció ezt a lineáris fázishibát egy „véletlenszerű” fázishibává torzítja. Az emberi hallás azonban nem érzékeny a fázishibára, a beszédminőség szubjektív megítélését ez a jelenség alig befolyásolja.

## 6. A DFT ALGORITMUS

A (4), (5) összefüggésekkel leírt analízis és a (6), (7), (8) szintézis legműveletigényesebb részének a DFT és IDFT számítása tűnik, ezért ezt kell gyorsra készíteni. Az algoritmustervezés során azonban néhány ellentmondó követelmény jelentkezett.

A végrehajtási sebességet, mint fő szempontot figyelembe véve a kiterített kódú programozás jöhet szóba, a program terjedelme viszont nagyon nagy. Mivel a kiterített kód a szorzókat rögzítetten tartalmazza, az inverz transzformációhoz külön programot kellene írni, s a terjedelem így még duplázódna is. A duplázódást elkerülhetjük, ha figyelembe vesszük, hogy a DFT és IDFT egy konstans szorzótól eltekintve ugyanazt a ponthalmazt állítja elő, csak tükrözött indexeléssel. Ez persze csak azokra az algoritmusokra igaz, amelyek teljesen általánosan egy komplex pontsorozat transzformáltját számítják. Az (5) összefüggésben azonban valós sorozat DFT-je szerepel, (6)-ban pedig valós kimenetű IDFT. Az ezt kihasználó közel kétszeres sebességű algoritmuspár már nem felcserélhető egymással.

Az  $N=128$  választás mellett a 3. ábrán látható kompromisszum született. Látható, hogy a DFT és IDFT is ugyanazt a 64 pontos komplex bemenetű DFT rutint használja, így ez lehet kiterített kódú. Az R2BFLYS blokk lényegében egy radix-2-es pillangókat számító programhurok, ennek inverzét tartalmazza az IDFT első blokkja. A két részt külön-külön kell elkészíteni, de ezek a hurok használata miatt kis terjedelműek.



3. ábra. A DFT és IDFT rutinok blokkvázlata

A fenti felbontást az teszi lehetővé, hogy az  $N$  pontos DFT számítható 2 db  $N/2$  pontos DFT-vel és egy radix-2 pillangósort tartalmazó résszel. A 2 db  $N/2$  pontos valós bemenetű DFT-t pedig egyetlen  $N/2$  pontos komplex bemenetű DFT eredményéből gyorsan kiszámíthatjuk.

A 64 pontos komplex DFT algoritmus kiválasztásakor figyelembe vettük, hogy az összeadás és szorzás végrehajtása a modern digitális jelfeldolgozó processzorokon közel azonos időigényű, így nem kell ragaszkodni kis multiplikatív számítási komplexitású algoritmusokhoz. A Winograd-algoritmus [11] pl. másfélszer akkora adattárterületet igényel, mint a bemenő adatok helyigénye, és sok az adatmozgatás. Így a hagyományos Cooley–Tukey-algoritmus radix-4-es, időben decimált változata túnt optimálisnak. A gyakrabban használt radix-2-hez viszonyítva

csupán háromnegyedszer annyi szorzást, feleannyi adatmozgatást igényel, és számítási pontosság szempontjából is kedvezőbb.

## 7. PERMUTÁCIÓ

A szűrőcsoport analízis-szintézis része összeállt, már csak a permutáció hiányzik a titkosításhoz. Már utaltunk rá, hogy a permutációs mátrixot csak a formalizmus kedvéért vezettük be, igazi mátrix-vektor szorzás nem történik. Az említett konjugált-komplex szimmetria megtartására sem kell ügyelnünk, hiszen a megvalósított analízis-program csak a szimmetrikus spektrum alsó felét adja eredményül, a szintézisprogram is ebből indul ki.

Az analízis által előállított  $X_{sN}(k)$  vektor elemeit az adatmemóriában kapjuk meg. Hogy ne legyen szükség kiegészítő adattároló helyre, a vektor elemeit helyben, láncolt mozgatóssal keverjük össze. Ez azt jelenti, hogy mielőtt egy elemet az új helyére tennénk, az azon a helyen lévő régi elemet kiemeljük a helyéről, majd a keverést ezzel az elemmel folytatjuk tovább. Egy ilyen láncolt keverés jól leírható egy táblázattal, mely a 0–63 indexeket tartalmazza a mozgatóssoknak megfelelő sorrendben. Így pl. a 7, 13, 2, ..., 37, 5 tábla a  $7 \rightarrow 13 \rightarrow 2 \rightarrow \dots \rightarrow 37 \rightarrow 5 \rightarrow 7$  indexmozgásokat írja le. Ugyanakkor ennek a táblának a fordított irányú kiolvasása az inverz permutációt írja le:  $5 \rightarrow 37 \rightarrow \dots \rightarrow 2 \rightarrow 13 \rightarrow 7 \rightarrow 5$ . A permutáció változtatása tehát azonos azzal a feladattal, hogy egy táblázatot töltsünk ki a 0–63 intervallumból vett véletlenszámokkal, úgy, hogy minden szám csak egyszer forduljon elő.

Szükségünk van tehát egy véletlenszám-generátorra, amely egy adott titkosító kulccsal paraméterezhető számsorozatot generál.

## 8. VÉLETLENSZÁM-GENERÁLÁS

Álvéletlenszám-generátorok szokásos megvalósítása egy visszacsatolt siftregiszter, mely a regiszter tartalmát egy Galoise-test feletti polinomnak tekintve azt elosztja egy primpolinommal, sorban generálva a mező feletti polinomokat. A visszacsatolást az adott primpolinom határozza meg. A regiszter tartalmát lépésről lépésre bináris számnak tekintve egy álvéletlenszám-sorozatot kapunk, melyet egyértelműen jellemez a kezdőérték és az adott primpolinom. A sorozat maximális periódusú, azaz minden lehetséges értéket tartalmaz (a nullát kivéve), mielőtt ismétlődés történne.

Ez a véletlenszám-generátor titkosítási szempontból két hátránnyal is rendelkezik. Az egyik, hogy a megadandó titkosító kulcs a primpolinom, és ilyen viszonylag kevés van az összes lehetséges polinomok számához viszonyítva. Ha a siftregiszter, pl. 16 bites, csak minden harminckettedik 16 bites szám reprezentál primpolinomot. Ha a generátornak nem ilyen számot adunk meg, a sorozat nem maximális periódusú lesz, sőt igen rövid is lehet a ciklusa.

A másik nagyobb probléma az, hogy pl. 16 bites esetben bár a periódus 65535, már 32 db egymásutáni sorozatelemből viszonylag gyorsan kiszámítható a kezdőérték és a visszacsatolás módja [1].

Titkosítási szempontból is jól működő véletlenszám-generátort ad egy visszacsatolt blokkrejtvé eljárás. Blokkrejtvé alatt olyan algoritmikus adatvédelmi eljárást értünk, amely a bemeneten állandó hosszúságú adatvektorokat fogad, és azokat egy titkos kulcstól függő transzformációnak veti alá, általában hossztartó módon. Ezt a blokkrejtvét visszacsatolva, és egy megegyezés szerinti bemenőer-

tekkal inicializálva egy, a titkosító kulcstól függő számsorozatot kapunk. A számsorozat általában nagy periodicitású, és hosszabb részsorozataiból sem reprodukálható elfogadhatóan rövid idő alatt.

Blokktitkosítóként a DES-t (Data Encryption Standard) választottuk, amely ugyan majdnem két évtizede vált az USA adattitkosító szabványává, azonban egy beszedtitkosító háttérben működve még elfogadható biztonságot nyújt. Főleg kisebb számításigénye miatt esett rá a választás.

A DES algoritmust visszacsatolva (mely 64 bites blokkokkal dolgozik) és pl. 0 bemenőértékkel indítva egy 64 bites számokból álló sorozatot ad, melyet a 64 bites kulcs egyértelműen jellemez. A 64 bites számokat a 0–63 tartományba konvertáljuk, oly módon, hogy 6 bites darabjait bitenként moduló 2 összeadjuk. A kapott számokkal feltölthetjük a keverést leíró táblát, az ismétlődő számokat természetesen eldobjuk. Az így kapott táblát egyértelműen jellemzi a 64 bites kulcs.

## 9. IDŐVARIÁNS-KEVERÉS

Az eddig leírt rendszer egy titkos kulcstól függő, időinvariáns frekvenciatartományú keverést végez. A titkosság fokának növelése céljából azonban célszerű a keverést idővariánssá tenni. Ez alapvetően kétféleképpen képzelhető el. Az egyik módszer szerint a keverési táblát nem hirtelen cseréljük ki egy másikra, hanem csak lassan változtatjuk. Így pl. az  $X_k(sN)$  és az  $X_k(sN+N)$  időben egymást követő vektorok permutációs tábláját úgy származtatjuk egymásból, hogy a korábbiiban megcseréljük két index sorrendjét. Ez viszonylag lassú idővariáns viselkedést okoz, hiszen a két tábla használata között  $N=128$  mintányi idő (16 msec) telik el, és a két tábla 63-ból csak 3 spektrummintát helyez át eltérő helyre. Azt, hogy melyik két indexet cseréljük fel az egyes lépésekben, eldönthetjük a véletlenszám-generátor segítségével. Ha a véletlenszám  $k$ , akkor cseréljük fel az indextábla  $k$ -adik és  $(k+1)$  mod 64-edik elemét.

Ha meggondoljuk, hogy a rendszer nagyon hosszú FIR szűrőkkel való szűrést végez, a csak lassú idővariancia szükségesnek is tűnik. Egy táblacseré hatása az interpolációs szűrő  $4N$  hossza miatt csak  $4N$  mintányi idő alatt stabilizálódik teljesen a kimeneten, és a vevőoldal is elnyújtja további  $4N$  időre. Minimálfázisú szűrő használata miatt a helyzet a gyakorlatban kedvezőbb, kb.  $N-2N$  mintának megfelelő idő múlva a vevő is már a megváltozott keverést érzékeli.

Bár az adó és vevő is egyszerre változtatja a keverést, az időtartományú „elkenődés” hibát okoz. Ez a vevőoldali kimeneten füttyszerű hangzás formájában jelentkezik. A tábla lassú változtatása esetén hatása majdnem észrevehetetlen.

Optimális esetben lassú csere esetén is  $N/2$  csere után teljesen megváltozik a tábla. A gyakorlatban azonban ennek többszöröse szükséges ahhoz is, hogy a tábla nagy része megváltozzon. Ez másodperc nagyságrendű időt jelent.

Ha véletlenszerűen sorsolunk ki egy 64 bites kulcsot, a generált permutációs tábla leírhat „gyenge keverést” is. Ez alatt azt értjük, hogy túl sok spektrummintát hagy az eredeti helyéhez közel, főleg a nagy energiájúak közül. Hatása az lehet, hogy a titkosított beszéd egy része esetleg érthető. Bár a gyenge keverések száma kicsi az összes keveréséhez képest, ez a nem kívánt jelenség is indokolja a változó keverés alkalmazását. Kicsi a valószínűsége, hogy

egy permutációs szekvenciában több gyenge keverés is előforduljon. A lassú táblacsere azonban nem oldja meg teljesen a gondot. Egy gyenge keverést leíró tábla csak egy-két másodperc alatt változik meg teljesen, lehetővé téve esetleg több szó megértését is. Titkosítási szempontból a megoldás a tábla gyakori, hirtelen, teljes cseréje.

A hirtelen csere előtérbe hozza a FIR szűrők energiaelkenő hatása miatti gondokat. A spektrumvektoronkénti teljes csere szóba sem jöhet, nem tud kialakulni stacioner állapot, a vevőoldali kimeneten túl gyakran jelentkezik zavaró hangzás. Tapasztalatunk szerint a stacioner szakaszok hosszát legalább  $8 \cdot N$ -re (128 msec) kell növelni.

A tábla teljes cseréje történhetne az újragenerálásával. Ehhez azonban jóval több, mint 64 db véletlenszám kell, az ismétlődő értékek eldobása miatt. Egy táblagenerálás végülis tizedmásodpercnyi időigényű, ami a kezdő inicializáláskor megengedhető, a valós idejű működés közben azonban nem. Azt az áthidaló megoldást választottuk, hogy csak egyetlen véletlenszám generálódik, és ezzel maszkoljuk bitenkénti kizáró-vagy művelettel az index-táblát. Mivel a tábla 64 különböző értéket tartalmaz, ezekből az ugyanazzal a véletlenszámmal vett kizáró-vagy művelet 64 különböző értéket fog előállítani, azaz egy új permutációs táblát.

A módszer hátránya, hogy így csak egy, a kulcstól függő, 64 táblából álló halmazból választunk újra és újra. Ha azonban kombináljuk a lassú táblacsérével, akkor ez a halmaz néhány másodperc múlva már másik 64 táblát fog tartalmazni. A megvalósított rendszerben csak a lassú táblacsere módosítja ténylegesen a táblát, a maszkolással kapott értékeket nem írjuk vissza a táblába, csak felhasználjuk az aktuális permutációhoz.

Most térjünk vissza a már említett problémához, hogy a 0–0,3 kHz és 3,4–4 kHz-es sávokat ki kell hagyni a keverésből. Ezeknek a sávoknak a 0–5 és 54–63 indextartományok felelnek meg. Nem változó tábla esetén egyszerűen ki kellene hagyni ezeket az indexértékeket a táblából. A kizáró-vagy művelet azonban erre a táblára is adhatna olyan új idexeket, melyek a tiltott tartományba esnek. Ezért megtartjuk a 64 elemű tábla ötletét, és a maszkolással kapott aktuális indexek közül egyszerűen figyelmen kívül hagyjuk a nemkívánatos értékűeket. Így a tiltott sávokba biztosan nem kerülnek át máshonnan fontos spektrumkomponensek, s nem vesznek el az átvitel során.

Mivel a tiltott sávokat a keverés nem érinti, azokat a biztonság kedvéért ki kell törölni.

A hirtelen táblacsere a vevőoldali beszédérthetőséget nem csökkenti jelentősen, de hatása jól érzékelhető. A táblacsere időpontjaiban füttyyszerű hang hallható, ha a beszédenergia éppen nagy, és az új csere egy még a régi módon kevert nagy energiájú komponens tévesen, kis energiájú frekvencia környezetbe helyez vissza. Hasonló hatás az adaptív zajsűrűség spektrumkivonást alkalmazó módszerénél lép fel. Innen kölcsönözve az ötletet [12], a vevőben megpróbáltuk a környezetükből túlságosan kiemelkedő spektrumvonalakat a környezetük szintjére simítani. Itt kompromisszumot kell találni arra, hogy mit tekintünk túl nagy kiemelkedésnek. A két szélsőséges esetet véve: vagy teljesen eltűnnek a füttyök, de torzul a beszéd is, vagy nincs semmi hatása a simításnak. Azt tapasztaltuk, hogy férfi beszélő esetén lehet találni jó kompromisszumot és érdemes alkalmazni a módszert, női beszélő esetén azonban általában nem. Ennek a [12]-ben is említett jelenségnek az a magyarázata, hogy a magasabb női hangszínek a frekvenciatartományban ritkásabban elhelyezkedő, közel vonalas spektrum felel meg, amelynek a mi rendszerünk nagyobb felbontású, s így előfordulhatnak normálisan is egyedi kiemelkedések.

## 10. SZINKRONIZÁLÁS

Az időben változó permutáció miatt szükség van bizonyos szinkronitás biztosítására az adó és vevő között, mivel minden pillanatban ugyanazt az indexsort kell használniuk a keverésre, ill. visszakeverésre. A szinkronitás megkívánt mértéke nem túl szoros, hiszen a keverésváltás is elnyúlik  $N-2N$  mintaidőre a kimenőjelben. Ha 16 msec elcsúszást engedünk meg, és az adó és vevő időalapját 5 értékes jegyre azonosra állítjuk, az elcsúszás kb. fél óra alatt halmozódhat fel a pontos szinkronról indulva. Ez az újraszinkronizálás nélküli maximális beszélgetési időt korlátozza.

Kísérleteink is azt mutatták, hogy elég egyszer szinkronizálni, ha a szokásos beszélgetési időt tételezzük fel. Azt a megoldást választottuk, hogy az adó induláskor egy kb. 2 kHz-es szinuszcsoportot ad ki, majd rögtön utána egy 1,5 kHz-es csoportot. Ehhez az adó szintézis rutinját használjuk, a megfelelő spektrumkomponens nagyra állítva, a többit törölve. A vevő figyelő állapotból indulva megnézi, melyik a maximális energiájú spektrumkomponens. Ha ez több időkereten keresztül a 2 kHz-es vonal, a vevő úgy dönt, hogy a szinkronizálás megtörtént. A tényleges szinkronidőpontnak azonban azt tekintjük, amikor az 1,5 kHz-es vonal energiája először lesz nagyobb, mint a 2 kHz-es vonalé. Ez a szinkronizációs eljárás mindenképpen nagy  $N$  mintányi bizonytalanságot, hiszen a spektrumvektorokat csak ilyen gyakorisággal értékeli ki a vevő. Kérdés, hogy érdemes-e ennél pontosabban szinkronizálni az említett energiaszétkenődés ellenére. Tapasztalatunk szerint nem nagyon csökken a zavar a kimeneten, ha pontosabb a szinkronizáció.

## 11. MINŐSÍTÉS

Míg egy adattitkosító eljárást csak az minősít, hogy pl. mekkora a műveletigénye egy üzenet megfejtésének a kulcs ismerete hiányában, addig egy analóg beszédtitkosítót három oldalról is jellemezhetünk: mennyi információ maradt a titkosított beszédben (mekkora a „maradék érthetőség”), mekkora a megfejtés várható időigénye a kulcs hiányában, és milyen minőségű a vételi oldalon visszakapott beszéd.

Az átviteli csatornán áthaladó, titkosító keveréssel kapott jel információtartalmát objektíven meghatározni nehéz. A szakirodalom a maradék-érthetőség tesztet alkalmazza ennek eldöntésére [2], és az eredményt az érthetőség felülről való becsülésének tekinti.

A teszt lényege a következő. Magnókazettára felvettük az 1–10 számok magyarul, folyamatosan kimondott négyes csoportjait (pl. hét-öt-tíz-egy). Ez elég jól modellezi a szótagközi koartikulációt. Az összesen 100 db számot tartalmazó szövegben minden érték azonos számban, tízszer fordult elő.

Ezután a szöveget a titkosító rendszerrel átalakítva az eredményt szintén magnóra vettük. A tesztelésben részt vevő személyekkel közöltük, hogy mit fognak hallani és felkértük őket, a szöveget hallgatva írják le a számjegyekre vonatkozó tippjeiket. Egy helyet se hagyjanak üresen, ha nem értik a szöveget, tippeljenek vakon.

Mivel a tíz különböző szám egyenletesen fordul elő, a teljesen véletlenszerűen végzett tippelés eredményének várható értéke 10%.

A kiértékelés 7–19% közti érthetőséget mutatott, 13,4% átlaggal, 4,8% szórás mellett. Ez az eredmény az analóg beszédtitkosítók körében jónak számít, ennél bonyolultabb rendszerek adtak sokkal rosszabb értéket is



[3]. Igaz, a különböző nyelveken végzett tesztek eredmények összehasonlíthatósága nem egyértelmű.

A megfejtés várható idő- és műveletigényét csak becsülni lehet, és ez a becslés is elég durva. A szakirodalom általában még becsléseket sem ad az analóg beszédtitkosítók megfejthetőségére.

Abból indulhatunk ki, hogy egy optimális visszafejtési stratégia először a legnagyobb energiájú sávoknak próbálja megkeresni az eredeti helyét. Tapasztalatunk szerint legalább 5 sávot vissza kell keverni a helyére, hogy legalább részben érthető beszédet kapjunk.

A másik feltételezés, hogy legalább 1 másodpercnyi beszéd meghallgatása szükséges ahhoz, hogy eldönthessük, sikerült-e a helyére tenni a sávokat.

A legnagyobb energiájú 5 sávnak (mivel csak a középső 48 sávból kerülhetnek ki)  $48!/(48-5)! \approx 2 \cdot 10^8$ -féleképpen variálhatjuk a helyét. Az 1 másodpercnyi beszéd szegmensben 8-szor cseréljük a permutációt, de ezek, mint korábban láttuk, nem függetlenek egymástól: 64 permutáció közül sorsolja ki a titkosító. Így az adódik, hogy az 1 másodperces szegmens visszafejtéséhez  $2 \cdot 10^8 \cdot 64^7 \approx 9 \cdot 10^{20}$  permutációt kell legrosszabb esetben végigpróbálni, azaz  $9 \cdot 10^{20}$  másodperc  $\approx 2,8 \cdot 10^{13}$  év szükséges hozzá. Ekkor azonban a kulcsot még nem ismerjük, hiszen ahhoz minden sáv helyét meg kellett volna találni.

Egy másik lehetőség, hogy a teljes kulcsteret vizsgáljuk végig. Ez  $2^{64} \approx 1,8 \cdot 10^{19}$  kísérlet, azaz kb. ugyanannyi időt igényel, mint az előbbi stratégia.

## IRODALOM

- [1] Diffie, W. and Hellman, M.: „Privacy and authentication: an introduction to cryptography”, *Proc. of IEEE*, vol. 67., no. 3., pp. 397–427, March 1979
- [2] Lee, L. S., Chou, G. C. and Chang, C. S.: „A new frequency domain speech scrambling system which does not require frame synchronization”, *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 32, no. 4, pp. 444–456, Apr. 1984
- [3] Cox, R. V. and Bock, D. E.: „The analog voice privacy system”, *ICASSP*, Tokyo, pp. 341–344, 1986
- [4] Weinstein, S. B.: „Sampling-based techniques for voice scrambling”, *Int. Conf. on Comm.*, Seattle, pp. 16. 2. 1. – 16. 2. 6. 1980
- [5] Jayant, N. S. and McDermot, B. J.: „Analog scramblers for speech based on sequential permutations in time and frequency”, *BSTJ*, vol. 62, no. 1, pp. 25–46, Jan. 1983
- [6] Chou, G. and Lee, L.: „A new efficient and practical DFT scrambling system for secure speech communications”, *Nat. Telcomm. Conf.*, New Orleans, pp. E8. 5. 1.– E8. 5. 5, 1981

A fenti gondolatmenet durva, és nem vesz figyelembe sok olyan tényezőt, amely a visszafejtő dolgot könnyítheti, pl. hogy az 5 sáv valószínűleg az alacsonyabb frekvenciák felé fog elhelyezkedni.

Felmerül azonban egy másik kérdés: mennyire számítható a fejtés. A számítógép feladata ugyanis az lenne, hogy egy jelszegmensről biztosan eldöntse, vajon az legalább részben helyesen lett-e visszakeverve, vagy sem. A beszédfeldolgozás rokon feladatai a beszédfelismerés és a beszéd-detektálás, de mindkettő egy a priori ismeretpre alapoz, hogy ti. a vizsgált jel biztosan tartalmaz egzakt emberi beszédet. Így ezek a módszerek a visszafejtés ellenőrzésére nem alkalmasak. Hogy mennyire hatékony új módszerek találhatók az ellenőrzés feladatára, arra nehéz válaszolni.

A visszaalakított beszéd minőségét a beszéd-tömörítés területéről kölcsönzött módszerekkel tesztelhetnénk. A jobb minőséget nyújtó tömörítők azonban általában zaj jellegű hibát produkálnak, s pl. a korrelált zajjal terhelt referenciajeles összehasonlítás alkalmas ennek közel objektív mérésére.

A beszédtitkosítónk azonban nem elsősorban zajos kimenőjelet ad, hanem visszhangos, „hordószerű” hangzást produkál. Ez a fajta torzítás elsősorban a beszélő-felismerhetőséget befolyásolja. Oka az, hogy a sávszűrők holtávokat hagynak az átlapolódás elkerülésére. A megoldás hosszabb, meredekebb levágású szűrő alkalmazása lenne.

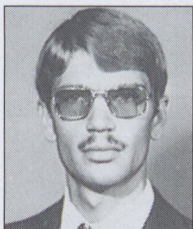
- [7] Lee, L. S. and Chou, G. C.: „A general theory for asynchronous speech encryption techniques”, *IEEE Jnl on SAC*, vol. 4, no. 2, pp. 280–286, March 1986
- [8] Cox, R. V. at al.: „The analog voice privacy system”, *AT&T Tech. Jnl.*, vol. 66, no. 1, pp. 119–131, Jan. 1987
- [9] Allen, J. B. and Rabiner, L. R.: „A unified theory of short-time Fourier analysis and synthesis”, *Proc. of IEEE*, vol. 65, no. 11, pp. 1558–1564, Nov. 1977
- [10] Portnoff, M. R.: „Time-frequency representation of digital signals and systems based on short-time Fourier analysis”, *IEEE Trans. ASSP*, vol. 28, no. 1, pp. 55–69, Febr. 1980
- [11] Nussbaumer, H. J.: „Fast Fourier transform and convolution algorithms”, Springer-Verlag, Berlin, 1981
- [12] Sondhi, M., Schmidt, C. and Rabiner, L.: „Improving the quality of a noisy speech signal”, *BSTJ*, vol. 60, no. 8, pp. 1843–1859, Oct. 1981

# SPEECH ENCRYPTION VIA ANALOG TELEPHONE CHANNELS

F. MARX

RESEARCH INSTITUTE FOR TELECOMMUNICATIONS  
BUDAPEST, P.O.B. 15, H-1525

A single board speech encryption system was developed using a TMS32010 DSP processor. The algorithm is based on digital filtering and DFT, offering an acceptable speech quality and security.



Marx Ferenc

1987-ben szerzett villamosmérnöki oklevelet a Budapesti Műszaki Egyetemen, majd ugyanitt szakmérnöki oklevelet 1989-ben. 1990-ben védte meg egyetemi doktori disszertációját a beszédtitkosítás témakörében. Jelenleg a Távközlési Kutató Intézet munkatársa, ahol digitális jelfeldolgozással, beszédfeldolgozással foglalkozik.

# DMS-10 RENDSZERISMERTETŐ

ISTVÁNFFY MIKLÓS

BHG FEJLESZTÉSI INTÉZET  
1509 BUDAPEST, PF. 2.

A cikk a Northern Telecom DMS-10 központcsaládját mutatja be. Áttekintést ad a központ felépítéséről, alkalmazási és kiépítési lehetőségeiről, valamint ismerteti a rendszer által nyújtott szolgáltatásokat, beleértve a karbantartást és az üzemeltetést is.

## 1. BEVEZETÉS

A DMS-10 a Northern Telecom rurál hálózati alkalmazásokhoz kifejlesztett digitális központcsaládjá. Jelenleg több mint 20 országban 3000-nél is több DMS-10 központot helyeztek már üzembe. A rendszert létezése több mint 10 éve alatt folyamatosan továbbfejlesztették; a folyamat ma is tart. Az első berendezések elkészülte óta számos új szolgáltatás, új hálózati interfész készült a rendszerhez. Jelentősen nőtt a kapacitástartomány, az új szoftver változatokkal pedig egyre rugalmasabb hálózatok kiépítése vált lehetővé rendkívül gazdaságos módon.

A DMS-10 család napjaink csúcstechnológiáját nyújtja a távközlési vállalatoknak azzal a rendkívüli lehetőséggel, hogy a jövő hálózati követelményeihez való továbbfejlődés biztosított. A jövőbeni új szolgáltatások beépíthetők a már üzembe helyezett központokba is.

## 2. A KÖZPONT FELÉPÍTÉSE

A DMS-10 egy tárolt program vezérlésű digitális távbeszélő központ, amely helyi és/vagy tranzit alkalmazásokra készült vidéki és elővárosi hálózatokhoz. A rendszer moduláris felépítésű, rugalmasan bővíthető. Nagy teljesítményű ember-gép interfészek biztosítják a hatékony igazgatási és karbantartási munkát.

Helyi központ esetén 12 000 előfizetői vonal és 1500 trónk a maximális kiépítése. Tranzitközpontként 3600 trónkvonalat képes kezelni.

A központhoz főállomások, ikerállomások, pénzbedobós készülékek és alközpontok csatlakoztathatók.

A trónkőkön DTMF, MFC/R2, No. 5 jelzésrendszerek alkalmazhatók. A trónkőből 63 egyenként 255 tagú trónkcsoporthoz alkotható.

A számozási rendszer rugalmas: 4, 5, 6 vagy 7 jegyű hívószámok lehetségesek.

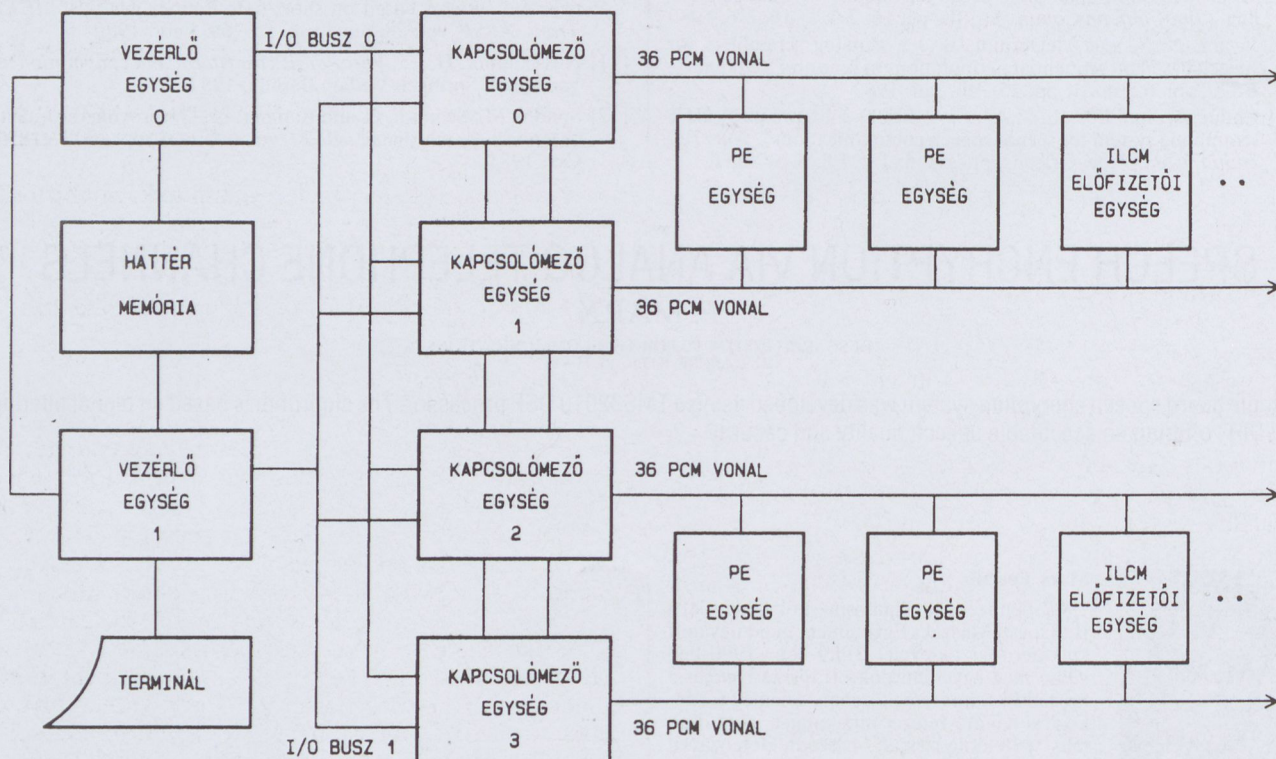
A központ fő építőelemei:

- vezérlő,
- kapcsolómező,
- perifériaegységek (ILCE, PE) lásd 1. ábra.

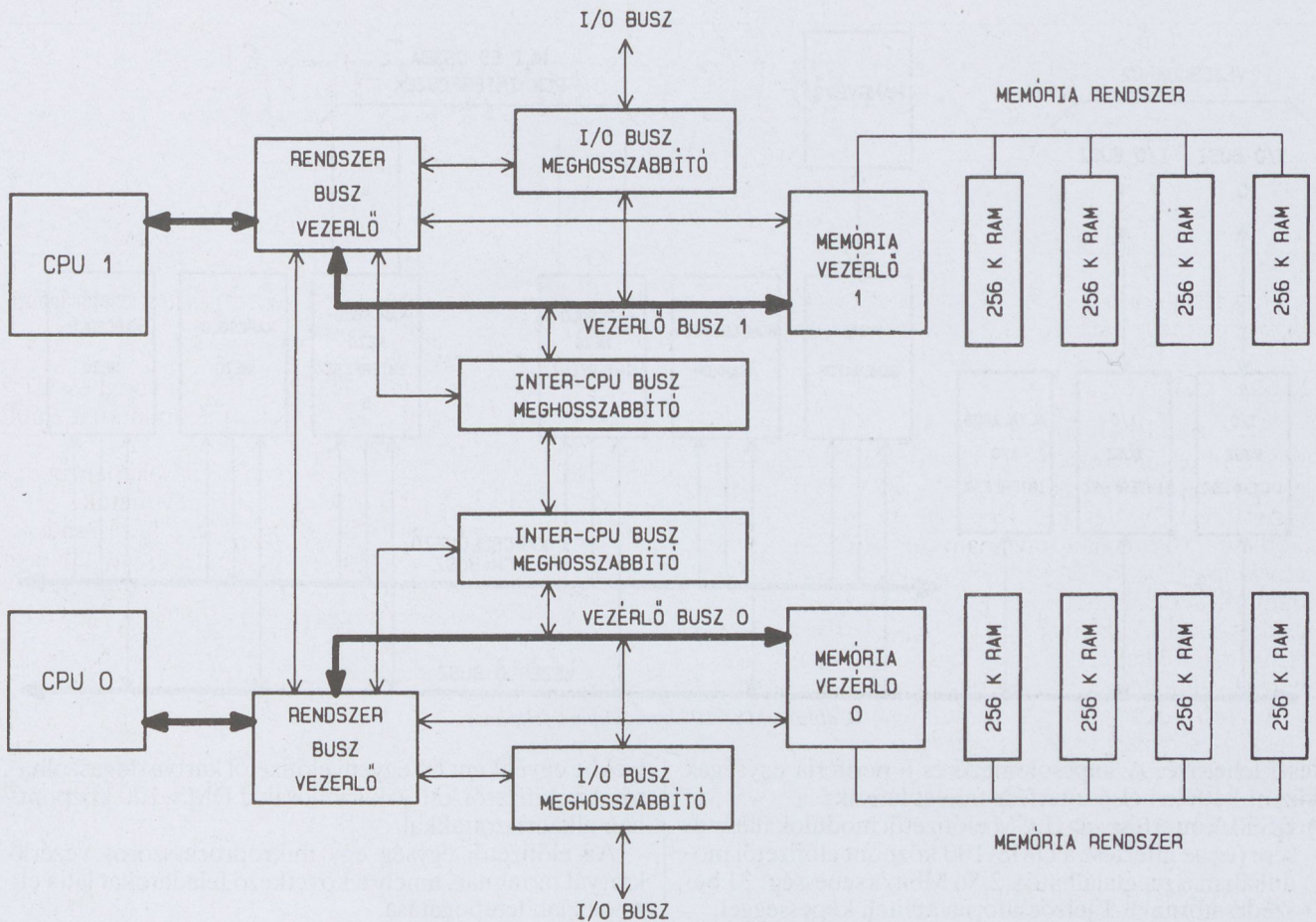
A három fő egység jól definiált belső interfészekkel rendelkezik, ami biztosítja a rendszer rugalmas bővíthetőségét és a továbbfejlesztés lehetőségét.

### 2.1. Vezérlő

A központ vezérlő modulja duplikált: mindkét modul tartalmaz CPU-t, memóriát és I/O interfészt. A vezérlők közül az egyik az aktív, míg a másik „forró” tartalékként áll készenlétben, hogy hiba esetén átvegye a vezérlést. Az átkapcsolás semmi zavart nem okoz a fennálló hívásokban, mivel a tartalék vezérlő az aktívval párhuzamosan



1. ábra. DMS-10 blokkvázlat



2. ábra. A DMS-10 buszrendszere

működik. Valamennyi program és a központ adatai egy mágnesszalagegységen vannak tárolva, amely az IOI egységen keresztül érhető el. A DMS-10 vezérlő rendszerének vázlatát a 2. ábra mutatja. Egy vezérlő modul egy teljes kártyarekeszt foglal el — a vezérlő modulok a központ CE-03 nevű keretében kerülnek elhelyezésre.

A vezérlő három fő részből áll:

- CPU,
- memória rendszer,
- input/output rendszer.

A CPU egy olyan mikroprogramozható speciális célprocesszor, amelyet kifejezetten távbeszélő központban való alkalmazásra fejlesztettek ki. Lényegében a CPU a memóriában tárolt programok által vezérelt aritmetikai és logikai műveleteket végzi el. A memória három területre osztható fel:

- programtár: magas szintű nyelven írt utasításokat tartalmaz, melyeket a CPU lefordít és végrehajt;
- adattár: a központ rendszer- és helyszíntől függő adatait tartalmazza;
- hívástár: a folyamatban levő hívások adatainak tárolására szolgál. A hívástár első 1k szavas része a CPU-ban található gyors RAM.

A memória 64k szavas szegmensekre van felosztva. Ezek közül az egyik ilyen szegmens tartalékként szolgál: a programtár, az adattár vagy a hívástár bármelyik meghibásodott 64k szavas szegmensét helyettesítheti.

A vezérlő input/output rendszere számos I/O eszköz kezelését biztosítja:

- soros interfész: adatterminálokhoz (képernyő + klaviatúra) üzemviteli, karbantartási munkahelyekhez;
- mágnesszalagegység-vezérlő: mágnesszalagegységek

illesztésére, melyek adat- és programbetöltéshez, illetve számlázási információ tárolására szolgálnak;

- adatkapcsolat-vezérlő: analóg és digitális átviteli rendszerekhez csatlakozó adat interfészek a DMS-10 góckörzeten belüli adat kommunikációhoz (lásd 7. fejezet);
- merevlemez meghajtó interfész: a vezérlőkeret IOI rekeszében levő eszközhöz.

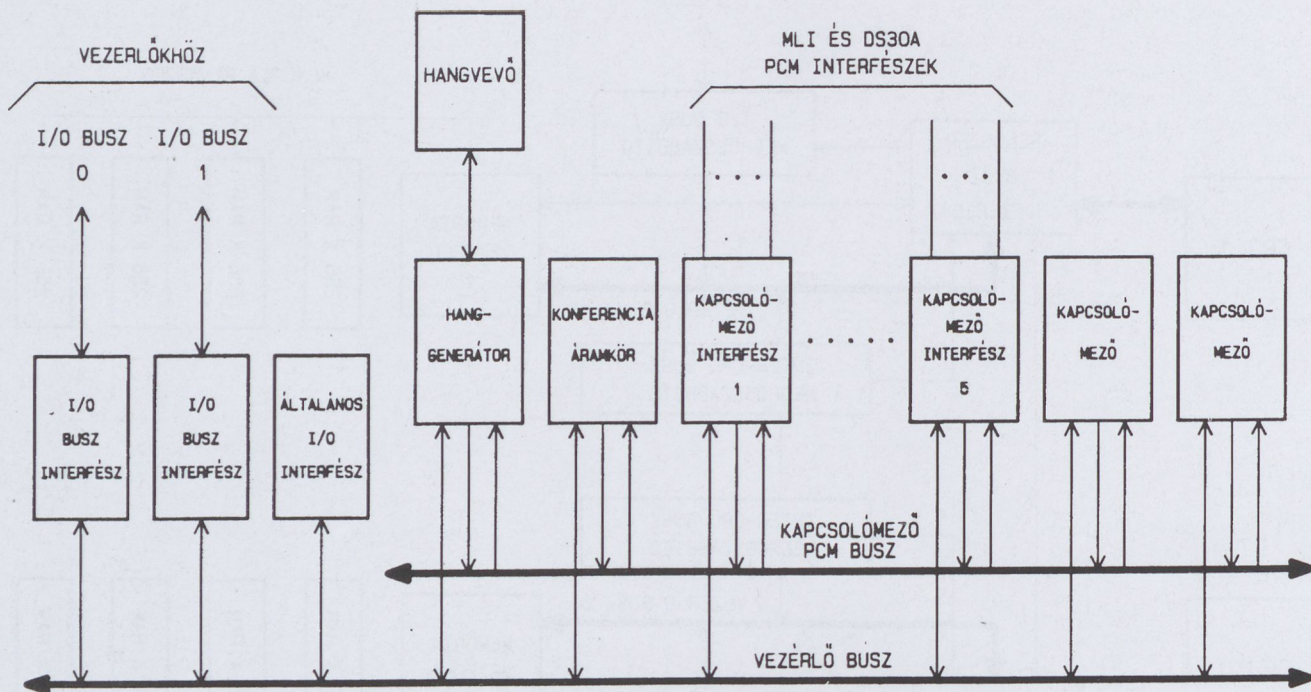
A vezérlő részegységei között, valamint a vezérlő és a központ többi egységei között egy buszrendszer teremt kapcsolatot (lásd 2. ábra):

- a control busz a CPU-n belüli kommunikációt biztosítja, és a CPU-t összeköti a memóriával;
- az inter-CPU busz a két vezérlő modul (aktív és tartalék) közötti kapcsolatot biztosítja;
- az I/O busz a vezérlőt a kapcsolómezőhöz illeszti.

## 2.2. Kapcsolómező

A kapcsolómező egység a bemenetére érkező időmultiplex vonalak időrései között hoz létre kapcsolatot tér- és időfokozati kapcsolóelemeivel. Ezen fő funkciója mellett interfész felületet biztosít a periféria egységek és a vezérlő közötti jelzési üzenetek számára. A kapcsolómező egység tartalmazza a központ hanggenerátorait és a konferencia áramkört. Az egység blokkvázlata a 3. ábrán látható.

A DMS-10-ben egy külön keret (CE-01) szolgál a kapcsolómező elhelyezésére. A keretben maximum 4 kártyarekeszt helyezhetők el. A kártyarekeszek páronként terhelésmegosztásban egymás tartalékai. Egy ilyen párt hívunk kapcsolómező modulnak, amely 2560 csatorna kapcsolására alkalmas. A teljes kiépítésű kapcsolómező 2 modult (4 kártyarekeszt) tartalmaz, ami 5120 csatorna kezelését



3. ábra. DMS-10 kapcsolómező felépítése

teszi lehetővé. A kapcsolómező és a periféria egységek között kétféle belső interfész felület létezik:

- DS30A interfész: az ILCM előfizetői modulok illesztésére (ez az interfész a DMS-100 központ előfizetői moduljában is megtalálható). 2,56 Mbit/s sebesség; 31 beszédcsatorna + 1 jelzőcsatorna átviteli képességgel;
- MLI (Multiplex Loop) interfész: a PE trónkvonali modulok illesztésére. 2,048 Mbit/s sebesség; 30 beszédcsatorna + 2 jelzőcsatorna átviteli képességgel.

Egy kapcsolómező kártyarekeszben 5 pozíció van a fenti interfészek elhelyezésére. Egy-egy kártya 8 interfész áramkört tartalmaz, így a kapcsolómező minden kártyarekeszéhez maximum 40 PCM multiplex csatlakozhat. Ezek közül 36 használható periféria egységek (ILCE, PE) csatlakoztatására, a többi hanggenerátorok és konferencia áramkörök számára van fenntartva.

A konferencia áramkörök egyenként 10 db hármas konferenciát képesek létrehozni.

A hanggenerátorok az igazgatások előírásainak megfelelő frekvenciájú és szintű hangok PCM mintáit tárolják. Ezek a hangminták a vezérlőből is áttölthetők a generátorba, azaz szoftver úton módosítható egy igazgatás „hang terve”.

### 2.3. Periféria egységek

A DMS-10 központ periféria egységei a központhoz csatlakozó vonalak és trónkók illesztését végzik. Kétféle periféria egysége van a rendszernek:

- ILCE (International Line Concentrating Equipment): előfizetői vonalakhoz;
- PE (Peripheral Equipment): analóg és digitális trónkökhöz.

*ILCE* — előfizetői egység

Az ILCE a DMS-10 központ előfizetői kerete. Felépítése és interfésze hasonló a DMS-100 központ előfizetői keretéhez. Egy előfizetői keret (1280 vonal) két előfizetői modul (ILCM) tartalmaz. A modul két előfizetői egységből — kártyarekeszből (ILCA) — áll, melyek egymás tartalék párijai tápfeszültség és vezérlés szempontjából. A kártyarekeszek 5 előfizetői fiókot tartalmaznak, ame-

lyekbe egyenként 64 egyéni előfizetői kártya dugaszolható. Az előfizetői kártyák azonosak a DMS-100 központban alkalmazottakkal.

Az előfizetői egység egy mikroprocesszoros vezérlő kártyát tartalmaz, amely a következő feladatokat látja el:

- vonalak letapogatása,
- csengetés vezérlése,
- üzenetcsere a központi vezérlővel,
- előfeldolgozás,
- az egység vezérlése.

A kapcsolómezőből érkező DS30A multiplex vonalakat illesztő kártya egy időkapcsolót is tartalmaz, amely lehetővé teszi, hogy bármely bejövő és kimenő link bármely időre bármelyik előfizetői kártyához felkapcsolható legyen az előfizetői modulon, azaz két társelőfizetői egységen belül. Ez az interfész kártya max. 3 DS30A vonallal csatlakozik a kapcsolómezőhöz, de a társegységek a párujra csatlakozó linkeket is képesek fogadni. Ilyen módon, ha egy előfizetői egységben a vezérlő meghibásodik, vagy DS30A linkjei nem üzemképesek, a társelőfizetői egység át tudja venni a vezérlést csökkentett forgalmi átteresztőképességgel.

Minden előfizetői vonalhoz saját előfizetői kártya tartozik, amely egycsatornás kodek áramkört tartalmaz. Az előfizetői kártya teszt jelfogói biztosítják mind az előfizetői szerelvény, mind az előfizetői vonal tesztelésének lehetőségét.

*PE* — trónkó illesztő egység

A periféria keretekben elhelyezett periféria egységek illesztik az analóg és a digitális trónköket, valamint ezek tartalmazzák a központ egyéb fontos áramköreit:

- DTMF vevők,
- MFC/R2 adók, vevők,
- teszt áramkörök,
- digitális szövegbemondók,
- speciális áramkörök (pl. kezelő).

Az analóg trónkóillesztők és az egyéb áramkörök elhelyezésére szolgáló PE egységek (kártyarekeszek) az előfizetői egységhez hasonlóan szintén páronként egymás tartalékai. Egy PE egység egy MLI 2,048 Mbit/s-os belső PCM busszal csatlakozik a kapcsolómezőhöz, és maxi-

mum 26 analóg trónkhöz tartozó kártya (13 db) helyezhető el benne. Az egység többi áramköri pozícióiba dugaszolhatók a teszt áramkörök, a DTMF vevők, az MFC adók és vevők, a szövegbemondók. A DMS-10 központ többféle típusú analóg trónk illesztésére van felkészítve:

- kéthuzalos trónk,
- kéthuzalos trónk E/M ágakkal,
- négyhuzalos trónk E/M ágakkal folyamatos jelzésekkel,
- négyhuzalos trónk E/M ágakkal impulzus jelzésekkel.

Az egységbe helyezhető teszt áramkörök fémes hozzáférést biztosítanak a trónkökhöz, valamint az előfizetői keretekben levő előfizetői szerelvényekhez és az előfizetői vonalakhoz.

A perifériaegységek egy külön változata a DCM (Digital Carrier Module) digitális trónk modul, amely 8 db 30/32 csatornás primer PCM átviteli rendszerhez (CCITT G.703, G.732) illeszti a DMS-10 központot. Az interfészek jelenleg a 16. időrészben történő csatornához rendelt jelzésrendszer kezelését támogatják.

## 2.4. Szoftver rendszer

A központ programrendszere három különböző szintű programnyelven íródott: SL-1, SESS és Microcode. Az SL-1 egy ALGOL-hoz hasonló magas szintű nyelv, melyet a Bell Northern Research Limited fejlesztett ki. A SESS (Small Electronic Switching System) egy közbelső szintű stack nyelv. Az SL-1-ben írt programokat a fordító SESS utasításokra fordítja le. Ez a nyelv stack orientált, memóriával takarékos utasításokat tartalmaz. A CPU a Microcode nevű mikroutasítások alapján működik, így a SESS kódokat Microcode-ra kell lefordítani a végrehajtáshoz. A legkritikusabb real-time feldolgozást

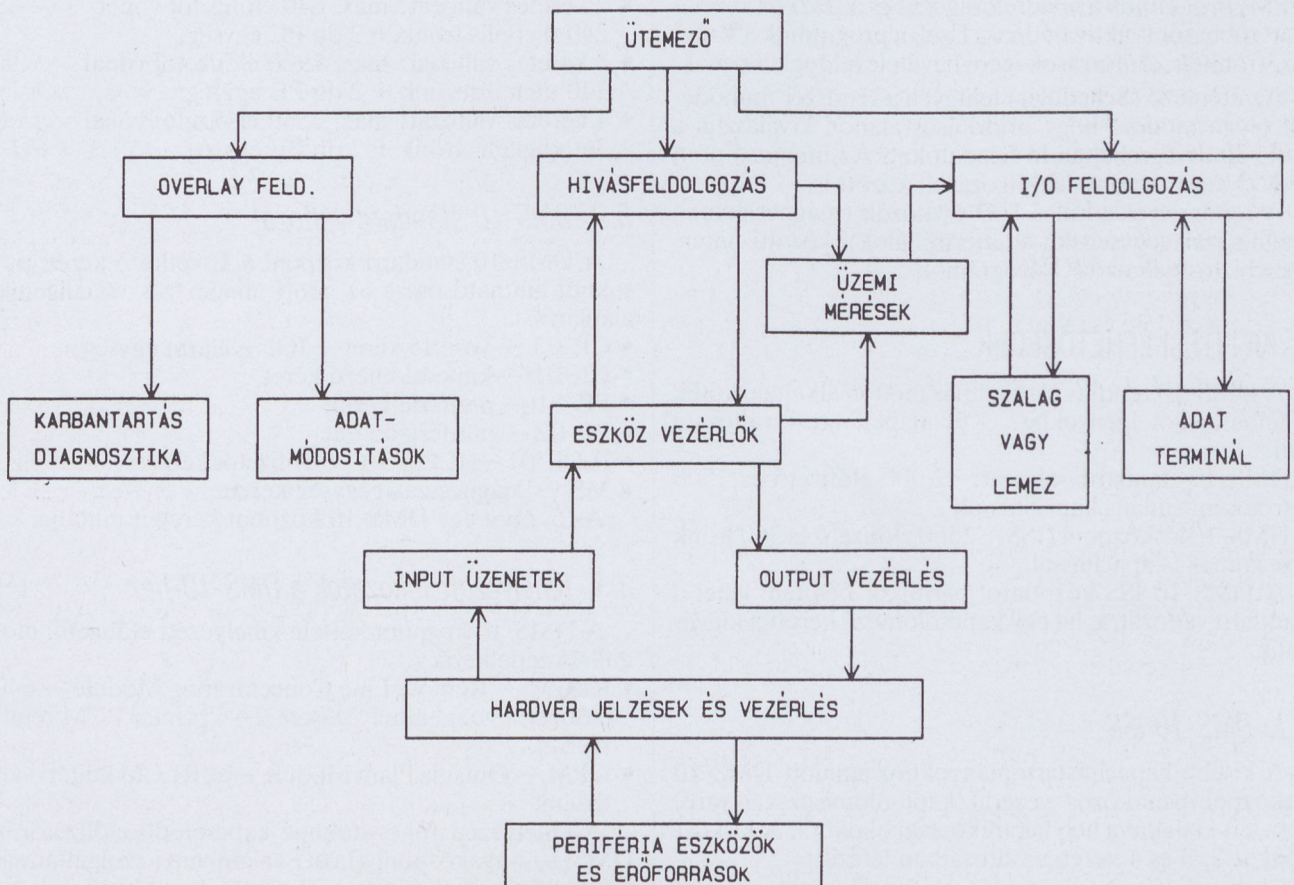
igénylő programok közvetlenül Microcode-ban készültek.

A memória programtár részében a programok SESS kódban vannak tárolva. A központ programjainak azon része, amely nem szükséges a rutinszerű működéshez, nincs állandóan a programtárban, hanem lemezzel vagy szalagról lehet behívni. Ezeket a programokat overlay programoknak nevezzük; számukra a programtár egy része ún. overlay területként fenn van tartva. Ide tölthetők be az éppen futtatni kívánt overlay programok: egyidejűleg két overlay program futtatható. Ebbe a kategóriába tartoznak pl. az adatmódosítási utasítások, a karbantartási programok.

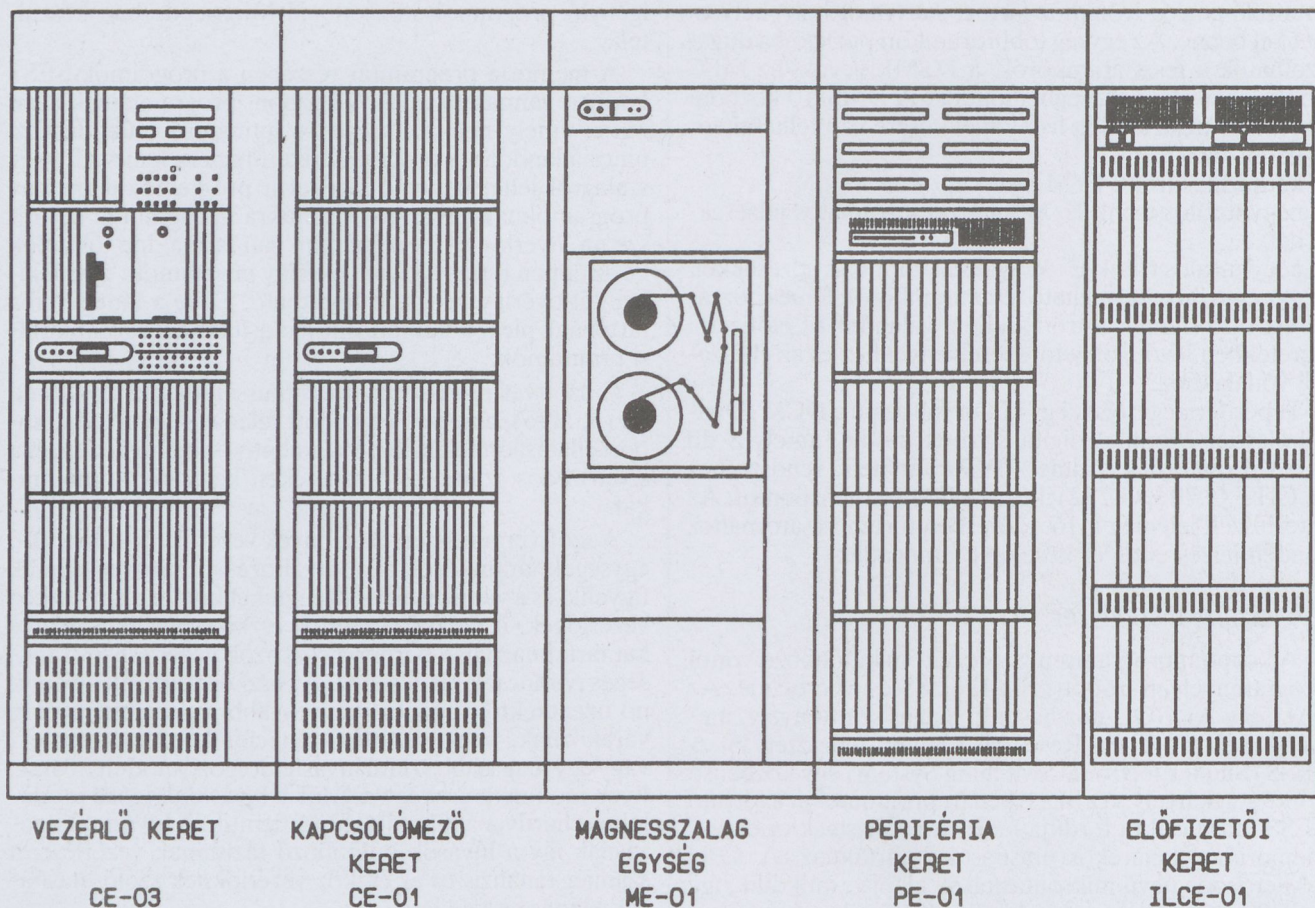
A szoftver rendszer hierarchikus modulokra osztható fel (4. ábra), amelyek egy adott feladat vagy feladatcsoport ellátásáért felelősek. Valamennyi szint független, és a szomszédos szintekkel üzenetekkel keresztül kommunikál.

A szoftver rendszert események vezérlik. A különböző egységek, áramkörök állapotváltozásait hardver elemek figyelik, és a változásokról üzeneteket küldenek az eszköz vezérlőnek. Az eszköz vezérlők eszköz specifikus adatokat tartalmaznak a periféria eszközök vezérléséhez szükséges parancsok kiadásához. Az eszköz vezérlők a bemenő üzenetektől függően vagy további más eseményekre várakoznak, vagy vezérlési funkciót kezdeményeznek, vagy egy magasabb szintű hívásfeldolgozó modult hívnak. Ilyen módon az eszköz vezérlők a hívásfeldolgozó modulokat a hardver állapotától függetlenül. A hívásfeldolgozásnak így a hívások különböző fázisainak vezérlése, a számjegyanalízis és az eszköz vezérlőknek szóló utasítások kiadása a feladata.

Az üzemi mérések (Operational Measurements —



4. ábra. DMS-10 szoftver rendszer struktúrája



5. ábra. DMS-10 központ keretei

OPM) programok a hívásfeldolgozás és az eszköz kezelés alatt többször is aktiválódnak. Ezek a programok a vonalak, trónkok, erőforrások igénybevételével foglalkoznak.

Az ütemező (Scheduler) felügyeli a rendszer működését olyan módon, hogy prioritásos alapon kiválasztja a CPU által végrehajtandó feladatokat. Az ütemező dönt az I/O vagy overlay feldolgozások között is.

A rendszer és a külső I/O eszközök (mágneslemez-, mágnesszalagegységek, adatterminálok) közötti interfészt biztosítják az I/O programok.

### 3. KIÉPÍTÉSI LEHETŐSÉGEK

A DMS-10 rendkívül rugalmas módon alkalmazkodik a felhasználói igényekhez. Két alapkiépítési változata van:

- DMS-10 standard változat: 12 000 előfizető és 1500 trónk maximális kapacitással;
- DMS-10 kisközpont (ISS): 2560 előfizető és 360 trónk maximális kapacitással.

A DMS-10 ISS központot bármikor bővíteni lehet a standard változatra, ha egy kapcsolómező kerettel kiegészítik.

#### 3.1. DMS-10 ISS

A kisebb kapacitástartományokhoz ajánlott DMS-10 kisközpontban közös vezérlő/kapcsolómező kártyarekesz lett kialakítva helytakarékosági okokból. A kisközpont 1, 2, 3 és 4 keretes változatban létezik:

- 1 keretes változat: max. 256 előfizetői vonal 1 db PE egység;

- 2 keretes változat: max. 640 előfizetői vonal 240 digitális trónk + 2 db PE egység;
- 3 keretes változat: max. 1920 előfizetői vonal 240 digitális trónk + 2 db PE egység;
- 4 keretes változat: max. 2560 előfizetői vonal 360 digitális trónk + 2 db PE egység.

#### 3.2. DMS-10 standard változat

A DMS-10 standard központ a következő kerettípusokból állítható össze az adott alkalmazás vonaligénye alapján:

- CE-03 — vezérlő keret + IOI + alarm egység,
- CE-01 — kapcsolómező keret,
- PE-01 — periféria keret,
- PE-02 — periféria keret,
- ILCE-01 — ILCE-10 — előfizetői keretek,
- ME — mágnesszalagegység kerete.

Az 5. ábra egy DMS-10 központ kereteit mutatja.

#### 3.3. Kihelyezett fokozatok a DMS-10-hez

A DMS-10 központ kétféle kihelyezett előfizetői modullal rendelkezik:

- RLCM — Remote Line Concentrating Module — 640 előfizetői vonal kihelyezésére 2–4 primer PCM rendszerrel.
- OPM — Outside Plant Module — az RLCM kültéri változata.

A kihelyezett fokozatokhoz kapcsolódó előfizetők a DMS-10 anyaközpont (host) valamennyi szolgáltatását igénybe vehetik. Két opcionális szolgáltatás kapható a kihelyezett egységekhez:

- **ESA** — Emergency Stand-Alone — ez a programcso- mag a kihelyezett fokozaton belüli alapszolgáltatásokat biztosítja abban az esetben, ha az anyaközponttal megszakad az összeköttetés.
- **Intrawitching** — ez az opció azt teszi lehetővé, hogy a fokozaton belül maradó hívások az egységen belül kapcsolódnak össze, és csak a hívás felépülési és bontási fázisában foglalnak le csatornát a host felé menő PCM lin- keken.

### 3.4. DMS-10 konténerek

A DMS-10 konténerek széles választéka áll az igazga- tások rendelkezésére távközlési szolgálatok sürgős, ideig- lenes vagy akár tartós biztosításához. Két fő változata van:

- **trailer változat:** négyféle hosszúságú konténer a kiépí- téstől függően;
- **konténer változat:** három azonos konténerrel lehet a maximális 12 000 ívpontos központot kialakítani.

Valamennyi konténeres változat tartalmazza a légkon- dicionálást, AC tápfeszültség elosztót, mennyezeti világí- tást, szellőzőnyílásokat, vészvilágítást, tűzoltókészüléket, standard kábelezést a falakban és a padló alatt, valamint két zárható bejárati ajtót.

## 4. SZOLGÁLTATÁSOK

A DMS-10 központ igen hosszú szolgáltatási listával rendelkezik. A szolgáltatások a következő csoportokra oszthatók:

- előfizetői szolgáltatások,
- trónk szolgáltatások,
- rendszer szolgáltatások,
- karbantartási szolgáltatások,
- szolgáltatások az igazgatásnak.

A közeli jövőben a szolgáltatások listáját a CCITT No.7 jelzésrendszere, valamint az alapsebességű ISDN hozzáférés (basic rate access) fogja bővíteni.

## 5. ÜZEMELTETÉS

A DMS-10 rendszer programjai rendkívül fejlett üze- meltetési szolgáltatásokat biztosítanak az igazgatások- nak. A központ igazgatási (adminisztrációs) rendszere három fő részből áll:

- díjszámlálás,
- üzemi mérések,
- adatmódosítási utasítások (Data Modification Order).

### 5.1. Díjszámlálás

A DMS-10 a következő díjszámlálási funkciókat kínálja:

- **LCDR** — Local Call Detail Recording helyi hívások adatainak részletes feljegyzése;
- **LAMA** — Local Automatic Message Accounting helyi automatikus hívásadat feljegyzés: kimenő hívások adatainak részletes feljegyzése;
- **CAMA** — Centralized Automatic Message Accounting központosított automatikus hívásadat feljegyzés: bejövő hívásokhoz tartozó részletes hívásadatok begyűjtése az érintett központoktól.

A fenti funkciók alkalmazása esetén szükség van a DMS- 10 központban egy AMA mágnesszalagegységre azt az ese- tet kivéve, ha a központ a DMS-10 körzet (cluster) szatelit központjaként üzemel, lásd 7. fejezet.

A számlázás kétféle módon történhet:

- **szoftver regiszter feljegyzések:** ez az előfizetőkhöz tarto- zó tarifaimpulzusok összegzett számát mutatja;
- **részletes hívásadatok:** tartalmazza minden hívásra vonat- kozóan a hívó és a hívott előfizető számát, a hívás idő- pontját és tartamát. Elkülöníthetők a helyi, helyközi és nemzetközi hívások.

## 5.2. Üzemi mérések

Az üzemi mérések a DMS-10 olyan rezidens program- jai, amelyek a rendszer és a szolgálat minőségét figyelik. Ezek közül néhány funkció:

- a rendszer jellemzőinek naponkénti számítása;
- karbantartó programok futtatása kisforgalmú idősza- kokban;
- forgalmi viszonyok mérése;
- forgalom mérés egyedi vonalakon és trónkokon;
- mérési eredmények CCS-ben vagy Erlangban.

Az üzemi mérések eredményei többek között arra is felhasználhatók, hogy meghatározzák a szükséges egysé- gek számát adott minőségű szolgálat ellátásához.

## 5.3. Adatmódosítási utasítások (DMO)

Az adatmódosítási utasítások segítségével lehet a köz- pont adatait módosítani. Két csoportja létezik:

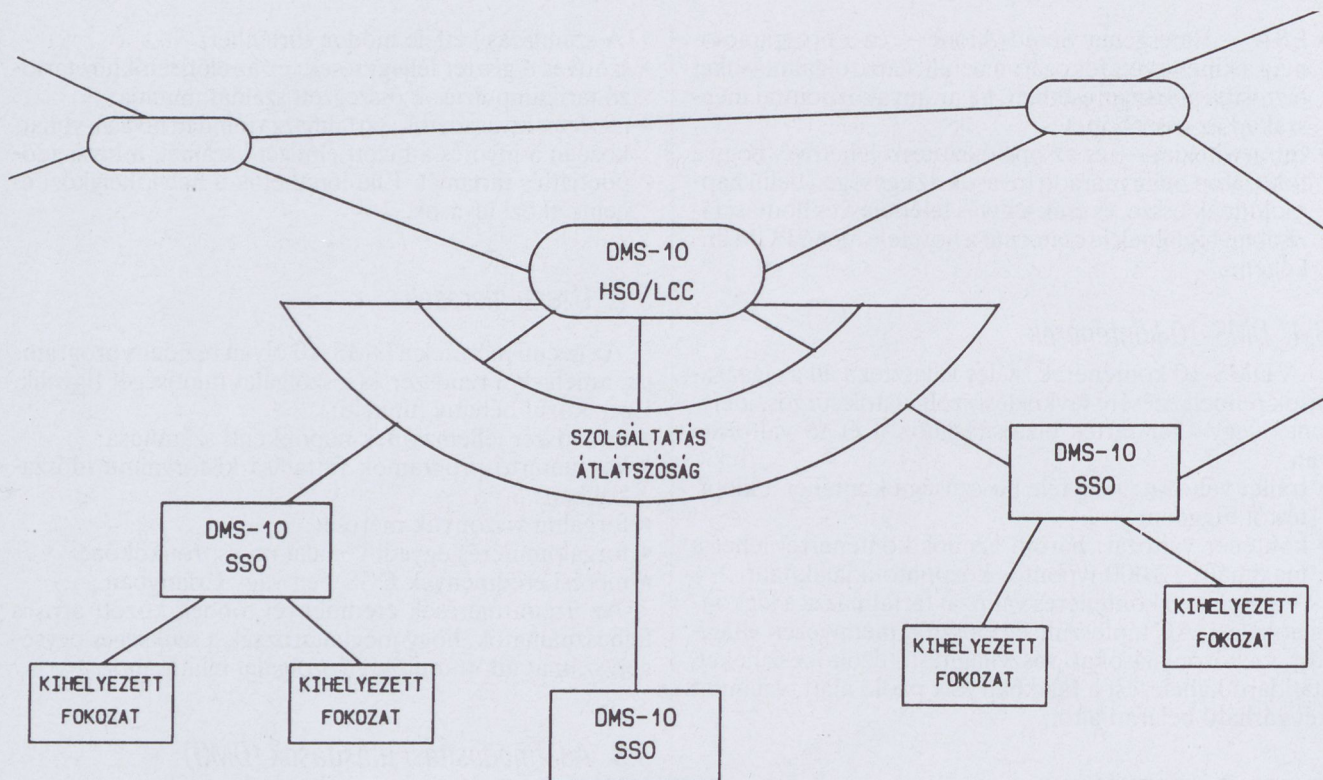
- A központ kiépítése megváltozik, ezért újra definiálni kell a rendszer hardver tartalmát és a kapcsolási para- métereket.
- **Módosítás a kapcsolási tervben,** ami a translációs és jo- gossági adatok, trónkok, trónk csoportok meghatáro- zását és a hívószámok kiosztását tartalmazza. Megvál- toztathatók a tarifarendszer adatai is.

Az adatmódosításokat I/O terminálokról lehet elvé- gezni overlay programok segítségével. Az adatmódosítás automatikusan létrehozza a központ memóriájában a szükséges módosításokat. Mivel a központra vonatkozó adatok szalagon vagy lemezen is tárolva vannak, a beren- dezés adatainak kiírató programjával a szalagot vagy a le- mezt is naprakész állapotba kell hozni.

## 6. KARBANTARTÁS

A DMS-10 központ felügyelet nélkül is működhet, ezért tervezésében különös gondot fordítottak a nagy megbízhatóságra. A központ automatikus hibaészlelési és behatárolási funkciókkal rendelkezik. A rendszer fel- ügyeleti munkahelye (ami lehet egy központi helyen is) jelentést küld a hibakiértékelés eredményéről és a hibael- hárítás módjáról. A nagy megbízhatóságot a tartalékolási rendszer, valamint a beépített diagnosztikai programok biztosítják. Ezek a programok a rendszer legtöbb funkci- óját automatikusan ellenőrzik és eldöntik, hogy az egysé- gek helyesen működnek-e vagy sem; hiba esetén pedig át- kapcsolnak a tartalék egységekre. Ezután a hibát kiváltó ok jelentés formájában megjelenik a helyi vagy távoli riasztá- si rendszerben.

A DMS-10-ben a manuális karbantartó tevékenység szinte csupán a hibás egységek kicserélésére, kijavítására korlátozódik. Megelőző karbantartást csak a karbantar- tási terminálok, a mágnesszalag- és mágneslemez-egysé- gek, valamint a mechanikus szövegbemondó egységek igényelnek.



6. ábra. DMS-10 körzet

A DMS-10-ben a következő egységek tartalékolnak:

- CPU,
- memória,
- CPU és kapcsolómező közötti vezérlő vezetékek,
- kapcsolómező (terhelésmegosztásos tartalékolás),
- kapcsolómező és periféria egységek közötti PCM vonalak,
- periféria egységek tápegységei,
- csengetőgenerátorok.

A DMS-10 diagnosztikai programjai két csoportba oszthatók:

- szabadon futó programok: üzeneteket jelenítenek meg a karbantartási terminálon. A személyzet ezekkel a programokkal nem tud kommunikálni. A programok ütemezése a központ konfigurációs adatai között kerül meghatározásra;
- interaktív programok: lehetőséget biztosítanak a karbantartó személyzetnek a rendszerrel való kommunikálásra a terminálokon keresztül. Ezek a programok rendszerint a szabadon futó programok által észlelt hibák elhárításánál használatosak.

## 7. ALKALMAZÁSOK

A DMS-10 központcsalád számos alkalmazásban felhasználható. Rugalmassága lehetővé teszi, hogy túl a hagyományos rurál és elővárosi végközpont alkalmazásokon tranzitközpontként, göckörzetek építőelemeiként és kihelyezett fokozatként is felhasználható legyen. A DMS-10 kiválóan alkalmas régi elektromechanikus központok kiváltására, hiszen helyigénye lényegesen kisebb korábbi generációs elődeinél, így új épület, helyiség kialakítása megtakarítható vagy jelentősen csökkenthető. Hagyományos központok DMS-10 digitális központra való kiváltása megteremti annak lehetőségét, hogy az előfizetők belépjenek az Integrált Digitális Hálózatba (IDN) vagy az Integrált Szolgáltatású Digitális Hálózatba (ISDN), ahol végpontok közötti digitális összeköttetésre van szükség.

Bizonyos esetekben, amikor egy hagyományos központot csupán korszerű szolgáltatásokat is nyújtó fokozatokkal kívánunk bővíteni, de a régi központot nem váltják ki, a DMS-10 ideális megoldást nyújt. A DMS-10 a régi központ mellé telepíthető, és a hozzá csatlakozó vonalakon az előfizetők a rendszer korszerű kényelmi szolgáltatásait igénybe vehetik.

A DMS-10 kihelyezett fokozatok anyaközpontjaként (host) is képes üzemelni, amivel a szolgáltatásai akár 160 km-re a központtól is igénybe vehetők.

A DMS-10 göckörzeti (cluster) koncepciót a 6. ábra mutatja. A hálózat önálló DMS-10 központokból épül fel, melyek közül az egyik anyaközpontnak (Host Switching Office = HSO) van kijelölve, a többiek pedig szatelit központok (Satellite Switching Office = SSO). Valamennyi SSO egy-egy külön adatvonallal kapcsolódik a hosthoz, melynek interfész kártyái a DMS-10 vezérlő I/O buszához csatlakoznak. Ez az összeköttetés történhet analóg vonalon (2400 – 9600 Baud) vagy egy digitális trónk valamelyik 64 kbit/s-os csatornáján. A körzetet érintő valamennyi karbantartási, igazgatási és díjszámlálási funkció az anyaközpontba van koncentrálva, a hívásfeldolgozás és a kapcsolás viszont a szatelit központokban történik. A körzetben telepíthető SSO-k számát a HSO által kezelt üzenetek száma korlátozza. Alap esetben 8 SSO-t képes egy HSO kiszolgálni úgy, hogy a körzetben a vonalak száma nem több 17 500-nál. Olyan helyeken, ahol ez nem elegendő, a nagy körzeti vezérlő (Large Cluster Controller = LCC) alkalmazása a megoldás. Ennek alkalmazásával már 16 szatelit központ 50 000 vonala alkothat egy körzetet a host-tal közösen. Az LCC egy olyan HSO (anyaközpont), amely saját hívásfeldolgozási feladatokkal nem foglalkozik — nem csatlakoznak rá előfizetők és trónkok — teljes vezérlési kapacitása a körzet irányítására szolgál. Az LCC így pusztán egy DMS-10 vezérlőből, két kártyarekesz I/O interfészből és a mágneslemez- vagy mágnesszalagegységből áll. Mivel az LCC kapcsolási pontként nem üzemel, bármelyik kapcsoló- vagy karban-



tartó központban elhelyezhető. A hálózat megbízhatóságát tovább növeli az a szolgáltatás, hogy a HSO — SSO adatvonal hibája esetén akár 5 napra vonatkozó számlázási adatokat is képesek a szatelit központok tárolni. Az adatkapcsolat helyreállása után a pufferelt számlainformációk átkerülnek az anyaközpontra.

A DMS-10 egyik hazánkban eddig nem alkalmazott szolgáltatása az ún. centrex szolgáltatás, a Meridian Digital Centrex.

A centrex szolgáltatással rendelkező előfizetői csoportok a DMS-10-en belül egy-egy virtuális alközpontot alkotnak, saját belső számozással. Külön kód tárcsázásával lehet csak csoporton kívüli hívásokat kezdeményezni. A DMS-10-hez kétféle centrex programcsomag kapható:

- 255 előfizetői csoport hozható létre egyenként 6 vonallal,
- 64 előfizetői csoport hozható létre, melyekhez tetszőleges kombinációban 3000 vonal rendelhető.

## DMS-10 SYSTEM OVERVIEW

ISTVÁNFFY, M.

BHG DEVELOPMENT INSTITUTE  
BUDAPEST, P.O.B. 2, H-1509

The paper introduces the DMS-10 family of Northern Telecom. It gives an overview of the system, describes the possible configurations, applications and features supported by the system including maintenance, operation and administration.



**Istvánffy Miklós**

A Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kar Híradástechnika szakán végzett 1980-ban. Azóta a BHG Fejlesztési Intézet digitális kapcsolástechnikai fejlesztéseiben vesz részt.

## FFT SPEKTRUMANALIZÁTOR OLCSÓN VÉGEZHETŐ MÉRÉSEKHEZ PSA-100

### Alkalmazások

- Rezgésmérések
- Akusztikus mérések
- Elektroakusztikus mérések
- Üzemi mérések (pl. szűrő behangolás)
- Rádió spektrum megfigyelés nagy felbontóképességgel
- Oktatás

### Főbb jellemzők

- 400 vonalas felbontás
- 1/3 és 1/1 oktávós analízis, keskenysávú analízis
- Autokorreláció és cepstrum
- Valódi effektív értéket mérő digitális voltmérő
- Zoom lehetőség
- 26,6 kHz-es felső frekvenciahatár
- 80 dB-es dinamikai tartomány
- 1 mV...31,6 V méréshatár tartomány, automatikus méréstartomány választás
- Különbéféle trigger, átlagoló, súlyozó és megjelenítő üzemmódok
- 6 kg súly, kis teljesítményfelvétel
- Opcionális járulékos kártyák, pl. GPIB, RS-232C

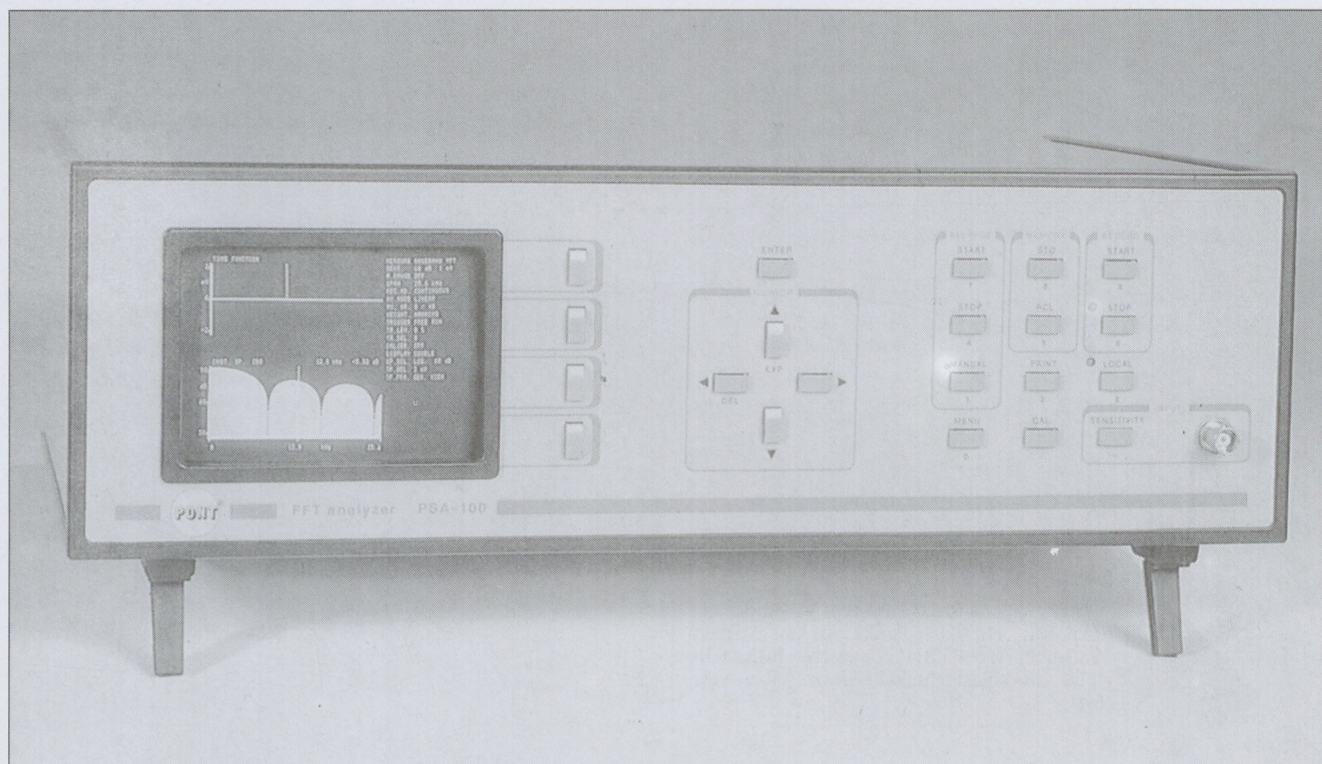
Egycsatornás, többcélú, olcsó, kis súlyú, könnyen kezelhető

A PSA-100 típusú FFT spektrumanalizátor hangfrekvenciás mérésekre szolgáló olcsó, többcélú műszer. Mikroelektronikai alkatrészek és terjedelmes belső szoftver következtében a műszer súlya csupán 6 kg, térfogata 16 dm<sup>3</sup>, és 40 W-ot fogyaszt a hálózatról. 19 collos rack-állványba is szerelhető. A PSA-100 tartalmaz egy külső fekete-fehér monitort tápláló csatlakozót és párhuzamos interface-t grafikus printer részére. Opcionális GPIB vagy RS-232C kártyákkal a műszer számítógéphez csatlakoztatható, tehát automatikus mérőrendszer részeként is működhet. A belső memória telegeppel védett, a kezelőszervek állása és a mérési eredmények tárolhatók és visszahívhatók. A memóriakapacitás növelhető opcionális memóriakártya alkalmazásával.

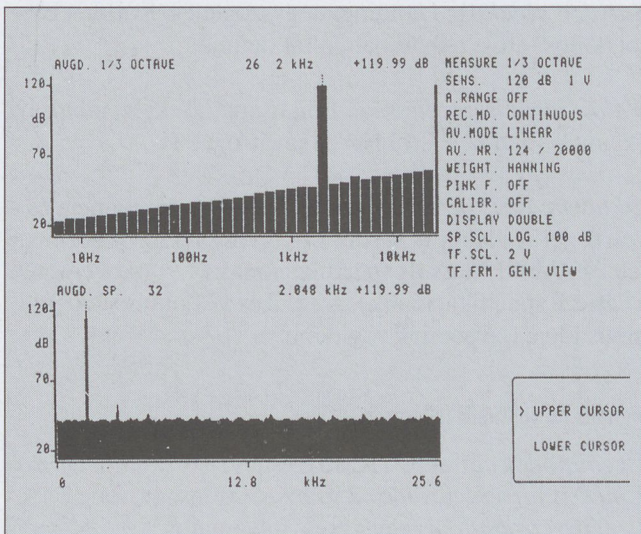
A PSA-100 három fő funkcióval rendelkezik:

- keskenysávú analízis,
- állítható relatív sávú analízis (1/3 és 1/1 oktávós),
- valódi effektív értéket mérő digitális voltmérő.

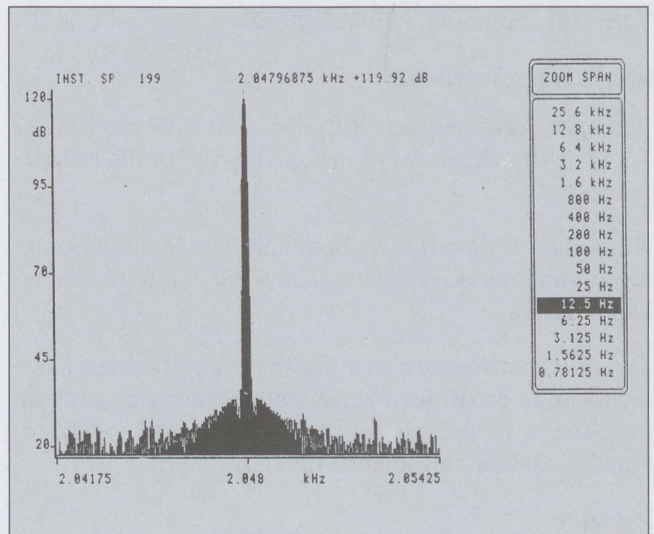
A 400 vonalas keskenysávú analízis minimális sávátfoga 12,5 Hz, maximális sávátfoga 25,6 kHz. A spektrumot 32768-szorosan zoom-olni lehet bármely vonal környezetében. Standard belső programok szolgálnak a bemenő jel autokorrelációs függvényének vagy cepstrum-ának megjelenítésére. A 25,6 kHz-es frekvenciasávban 33 szabványos 1/3 oktávós sáv és 12 szabványos 1/1 oktávós sáv jeleníthető meg. AC voltmérő üzemmódban a bemenő jel RMS vagy csúcsértéke alfanumerikus formában, volt vagy dB egységben olvasható le az ernyőről.



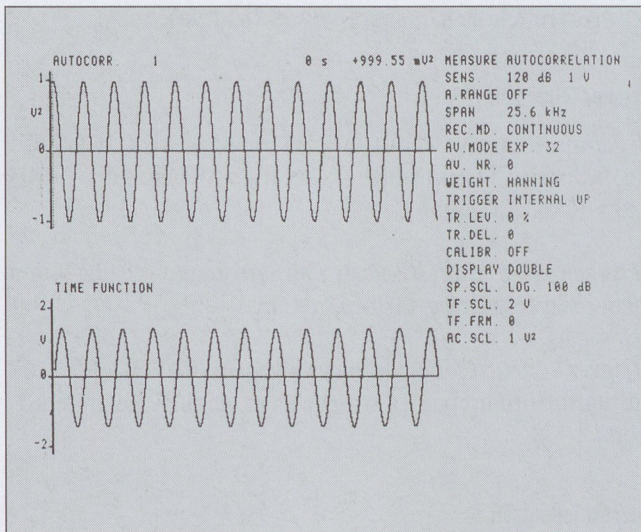
PSA-100 FFT spektrumanalizátor



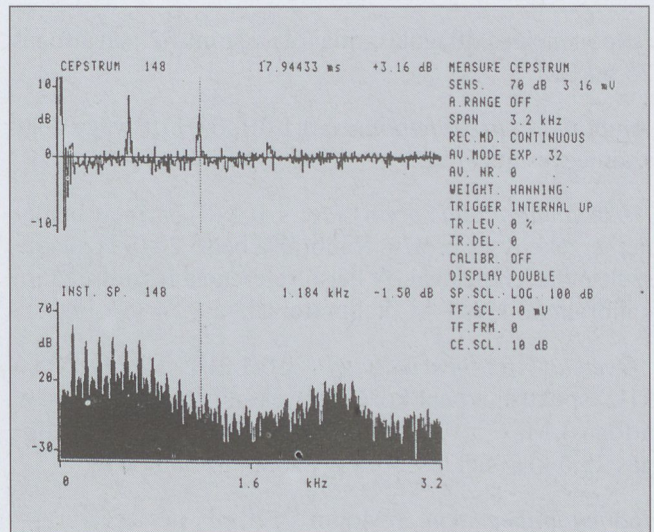
Felső kép: 1/3 oktávós spektrum  
Alsó kép: átlagolt spektrum



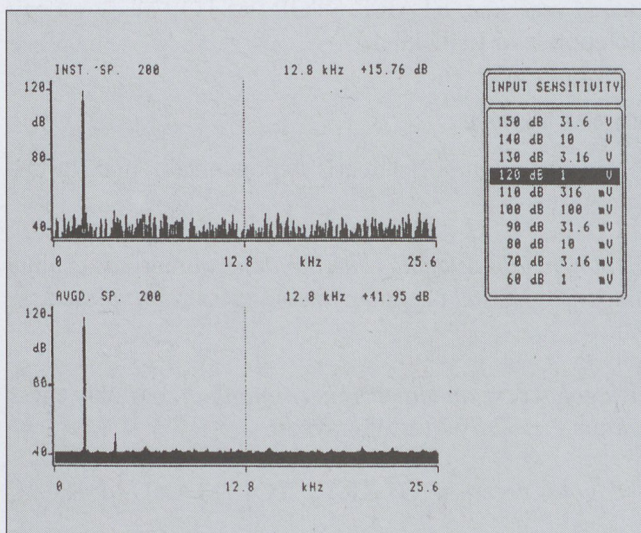
Egyetlen display: zoom spektrum



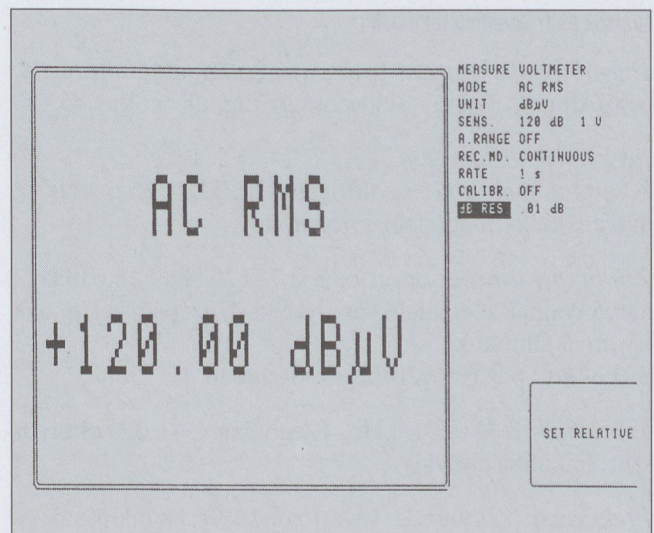
Felső kép: autokorrelációs függvény  
Alsó kép: időfüggvény



Felső kép: cepstrum  
Alsó kép: pillanatnyi spektrum



Alapsávi spektrum  
Felső kép: pillanatnyi spektrum  
Alsó kép: átlagolt spektrum



Valódi effektív értéket mérő digitális voltmérő

## PSA-100 főbb specifikációs adatai

### Input és amplitúdó jellemzők

Bemeneti érzékenység: 60 dB...150 dB méréshatár 1  $\mu$ V-ra vonatkoztatva (1 mV...31,6 V), 10 dB-es lépésekben.

*Automatikus méréshatár:* optimális bemeneti érzékenység automatikus kiválasztása, lehetőség az automatika lekapcsolására.

*Dinamikai tartomány:* nemlineáris és egyéb torzítási termékek min. 80 dB-lel a bemeneti érzékenység alatt vannak, kivéve az első spektrumvonalat. Az első spektrumvonal dinamikai tartománya tipikusan 40 dB.

### Zajszint:

max. -80 dB	80 dB fölötti	} bemeneti érzékenység esetén, 1 $\mu$ V-ra vonatkoztatva
max. -70 dB	70 dB fölötti	
max. -60 dB	60 dB fölötti	

(exponenciális átlagolás, átlagolási szám 32, sávátfogás 25,6 kHz)

*Amplitúdó kurzor felbontás:* 0,1 dB, 0,01 dB vagy négy számjegyes lineáris

*Abszolút amplitúdó pontosság:*  $\pm 0,2$  dB bármely bemeneti érzékenység esetén. Kalibrálva belső 2048 Hz-es feszültség referenciával. A belső referencia feszültség újra kalibrálható külső AC kalibrátorral.

*„Over-all” frekvenciaátvitel:*  $\pm 0,1$  dB, 10 Hz...25,6 kHz, spektrumvonal közép helyeken (25,6 kHz-es sávátfogás). Max.  $\pm 0,18$  dB zoom szűrővel (frekvencia átfogás 25,6 kHz-nél kisebb, vagy zoom üzemmód).

*Bemenőimpedancia:* 1 Mohm  $\parallel$  120 pF, névleges.

*Bemeneti csatolás:* AC. Kisfrekvenciás 3 dB-es csökkenés tipikusan max. 1,5 Hz.

### Analízis és frekvencia jellemzők

*Üzemmódok:* alapsávi spektrum, zoom, autokorreláció, cepstrum, 1/3 oktáv, teljes oktáv, digitális voltmérő.

#### Frekvenciatartomány:

*Alapsávi spektrum:* sávátfogás 12,5 Hz...25,6 kHz, 2 hatványainak megfelelő sorozatban.

*Zoom spektrum:* zoom átfogás 0,78125 Hz...25,6 kHz, 2 hatványainak megfelelő sorozatban. Középső frekvencia bárhová állítható.

*1/3 oktáv:* 6,3 Hz...20 kHz, 36 sávban.

*1/1 oktáv:* 8 Hz...16 kHz, 12 sávban ( $-3$  dB/oktávós szűrő alkalmazásával)

*Frekvencia felbontás:* sávátfogás/400 az alapsávi és zoom üzemmódban.

*Frekvencia pontosság:* a leolvasott érték 0,01%-a.

*Súlyozó ablakok:* Hanning, négyszögletes, Kaiser—Bessel, lapos tetős, felhasználó által definiált.

*Valós idejű sáv szélesség:* tipikusan 2,3 kHz, alapsávi üzemmódban és 25,6 kHz-es sávátfogással.

*Oktáv analízis:* a sáv szélesség, a közepes frekvencia és a szűrő-görbe alakja 1/3 és 1/1 oktávós sávszűrőknél megfelel az ANSI Class III specifikációnak (1/1 oktáv esetén a Class II specifikációnak). Az 1/3 és 1/1 oktáv sáv számítás ideje 0,6 sec-nál rövidebb.

### Digitális AC voltmérő jellemzők

*Üzemmódok:* effektív (RMS), csúcs

*Lineáris integrációs idő:* 250 ms, 500 ms, 1s, 2s

*Ismétlési üzemmód:* egyszeres, folyamatos

*Mértékegység:* V, dBV (1 V-ra vonatkoztatva), dB $\mu$ V (1  $\mu$ V-ra vonatkoztatva), dBm (0,775 V-ra vonatkoztatva, 1 mW 600 ohmon), dBrel (a felhasználó által választott referencia feszültségre vonatkoztatva).

### Trigger jellemzők

*Üzemmód:* szabadonfutó, belső emelkedő ág, belső eső ág, külső (TTL, impulzus), szoftver (opcionális GPIB vagy RS-232C útján).

*Trigger szint:* numerikusan állítható max.  $\pm 100\%$ -ig a bemeneti feszültség-tartományban.

*Trigger késleltetés:* numerikusan állítható  $-1023...+32\,767$  minta tartományban (a trigger és az analízis kezdete között).

### Beírási jellemzők

*Bemeneti beírási tartomány:* 1 kilószó

*Beírási idő:* 400/sávátfogás sec

*Beírási üzemmód:* folyamatos, egyszeres

*Beírás vezérlése:* START, STOP (a STOP állapotot egy előlapon lévő LED kijelzi).

### Átlagolási jellemzők

*Átlagolási üzemmód:* lineáris, exponenciális, max. tartás, min. tartás.

*Exponenciális átlagolás időállandója:* numerikusan állítható a 2...32 767 tartományba eső egész szám választásával.

*Átlagolások száma lineáris üzemmódban:* bármely egész szám a 2...32 767 tartományban.

*Átlagolás vezérlése:* START, STOP, MANUAL (kézi)

### Display jellemzők

*Display üzemmód:* egyszeres, dupla (felső+alsó kép)

**Megjelenített funkciók:** időfüggvény, pillanatnyi spektrum, átlagolt spektrum, autokorreláció, átlagolt cepstrum, kiemelt („liftered”) spektrum, pillanatnyi 1/3 oktáv, átlagolt 1/3 oktáv, pillanatnyi 1/1 oktáv, átlagolt 1/1 oktáv, voltmérő.

**Spektrum függőleges lépték:** a lineáris méréshatár az 1—2—5 sorozatnak megfelelően állítható a bemeneti érzékenység tartományában, a logaritmikus méréshatár +10...—120 dB a bemeneti érzékenység-szint környezetében. Megjelenített tartomány 20, 40, 60, 80 és 100 dB.

**Cepstrum függőleges lépték:** 1 dB...100 dB, 1—2—5 sorozatnak megfelelően állítható.

**Autokorrelációs függvény függőleges lépték:** 19 lépésben állítható a bemeneti érzékenység tartományon belül, 1—2—5 sorozatnak megfelelően.

**Időfüggvény függőleges lépték:** a lineáris mérésstartomány 9 lépésben állítható az 1—2—5 sorozatnak megfelelően.

**Időfüggvény vízszintes keret:** általános kép (minden 3-ik minta jelenik meg), 400 soronkövetkező minta jelenik meg. E keret első mintája 1-től 624-ig állítható az 1024 szóból álló bemeneti jel mentén.

**Kurzor típus:** egyszeres, harmonikus (a teljes harmonikus torzítás van megjelenítve), relatív.

**Kurzor leolvasások:** az aktuálisan megjelenített egységek X és Y értékei, elemszám.

#### Tárolási jellemzők

**Belső memória kapacitása:** 16 kbyte (pl. kb. 7 alapsávi vagy zoom spektrum). Növelhető opcionális memória

kártya alkalmazásával, amely 224 kbyte járulékos memóriát tartalmaz.

**Tárolt paraméterek:** bármelyik mért vagy számított függvény, mérési elrendezés.

#### Output jellemzők

**Digitális kimenet:** párhuzamos printer csatlakozás grafikus pont-mátrix vagy lézernyomtató vezérléséhez, video kimenet fekete-fehér monitor vezérléséhez (TTL jel, sorfrekvencia 18 432 kHz, képfrekvencia 50 Hz).

**Opcionális digitális interface:** GPIB (IEE-488) interface kártya, RS-232C interface kártya.

#### Általános jellemzők

**Környezeti hőmérséklet:** 0...55 °C

**Relatív nedvesség:** max. 95% 40 °C-nál

**Tárolási hőmérséklet:** —25...+70 °C

**Hálózati csatlakozás:** 90...250 VAC, 50/60 Hz, 60 VA max.

**Életvédelmi osztály:** IEC 348 Class I

**Súly:** kb. 6 kg

**Méret:** magasság 145 mm, szélesség 440 mm, mélység 320 mm

**Mellékelt tartozékok:** hálózati zsinór, kezelési utasítás

#### Rendelhető tartozékok:

GPIB interface kártya	PGP-100
RS-232C interface kártya	PSE-100
Memória növelő kártya	PME-100
Frekvencia etalon interface kártya	PFE-100
Rack adapter szerelvény	PRA-100

PONT Manufacturing Co.

## A KOREAI TÁVKÖZLÉS FEJLŐDÉSE\*

### 1. BEVEZETÉS

A távközlés napjainkban világszerte mélyreható változáson megy keresztül, amely az információs társadalomba való átmenetet jelenti. Szakértők előrejelzése szerint a jövőben az információ egyre növekvő szerepet fog játszani minden társadalmi és kulturális tevékenységben. Ennek megfelelően a világ minden országa erőfeszítéseket tesz, hogy megfeleljen ennek a nagy változásnak és felgyorsítsa a távközlési infrastruktúra korszerűsítését, amely az információs társadalom számára alapvető jelentőségű. Korea sem kivétel.

Ebben a cikkben röviden összegezzük a koreai távközlés korszerűsítése során összegyűlt tapasztalatainkat, a jelen helyzetet és a távközlési politika jövőbeni irányát.

### 2. A TÁVKÖZLÉSI INFRASTRUKTÚRA KORSZERŰSÍTÉSE

A koreai távközlés 1885-ben a távíró bevezetésével kezdődött meg, azonban a távközlési szektor fejlődése lassú volt, és ez más gazdasági szektorok fejlődését is lassította egészen az 1970-es évek végéig.

Az 1970-es évek végéig, a koreai távközlési hatóságok, mindössze 2840 ezer távbeszélő vonalat létesítettek, így 100 lakosra 6,3 távbeszélő vonal jutott. Az igényelt távbeszélő vonalak bevezetése több mint egy évet vett igénybe. A szolgáltatás minősége a gyakori meghibásodások és a rossz érthetőség miatt gyenge volt.

Az 1. táblázat a távbeszélő ellátottságot mutatja.

1. táblázat. Távbeszélő ellátottság. (Egység: 1000 vonal)

Év	'80	'83	'86	'89
Létesített új vonalak száma	409	1024	1572	1846
Távbeszélő vonalak száma	2835	5337	8905	13063
Előfizetők száma	2705	4810	7521	11792
Ellátottság 100-főre	6	15	22	28

Az 1980-as évekbe lépve a koreai kormány felismerte a távközlés fontosságát a nemzet fejlődésében, prioritást adott a távközlési szektor beruházásainak és ezek arányát a teljes nemzeti beruházás 3%-áról 7%-ra emelte.

A 2. táblázat a koreai tudományos és technológiai beruházások nagyságát mutatja.

A kormány ugyancsak elhatározta a távközlés irányítási rendszerének újjászervezését, hogy a beruházási alapokat a lehető legjobban kihasználhassák. Ennek megfelelően 1982-ben a távközlést, amely korábban a Hírközlési Minisztérium fennhatósága alatt állott, a koreai távközlési hatóság (KTA), mint állami szolgáltató vállalat ellenőrzése alá helyezték és megalakították a DACOM-ot (koreai adatátviteli vállalat), mint magánvállalkozást, hogy a legfontosabb adatátviteli szolgáltatásokat ellássa. Az újjászervezéssel a KTA nagymértékben kiterjesztette a távközlési szolgáltatásokat (a Hírközlési Minisztérium irá-

\* A közlemény C.H. Park (Koreai Távközlési Minisztérium) angol nyelvű cikke alapján készült

2. táblázat. A koreai tudományos és technológiai beruházások nagysága.

(Egység: milliárd \$)

Év	'86	'87	'88	'89	'90	'91	'96	2001
GDP	117	136	153	169	187	208	352	592
A magánszektor beruházásai a GNP százalékában	2,3 (2,0)	3,0 (2,2)	3,6 (2,4)	4,4 (2,6)	5,2 (2,8)	6,2 (3,0)	14,0 (4,0)	29,6 (5,0)
Az állami szektor beruházásai a teljes költségvetés százalékában	0,58 (3,1)	0,69 (3,2)	0,74 (3,3)	0,92 (3,4)	1,14 (3,7)	1,42 (4,1)	3,85 (5,8)	8,34 (6,7)

nyításával) és a DACOM ugyancsak képesnek bizonyult, rövid idő alatt az adatátviteli szolgáltatások megjavítására. A DNS szolgálat (adatátviteli hálózat szolgálat), amelyet a DACOM kezdeményezett 1984-ben, hogy a nyilvános kapcsolt adatátviteli szolgáltatásokat ellássa, 1989-ben már 7407 előfizetővel rendelkezett és a növekedés évente csaknem 100%-os. 1982 óta évente több mint egymillió vonalat létesítettek és végül Korea elérte az egy vonal per háztartás arányt és 1987-re a teljes nemzeti távbeszélőhálózat automatizálását. A távbeszélő ellátottság elmaradottságából származó problémák nagyrészt megoldódtak. 1989 végére a telefonvonalak teljes száma elérte a 13 milliót és az ellátottság 100 lakosra számítva 28 vonal volt.

### 3. KUTATÁS, FEJLESZTÉS A TÁVKÖZLÉSI SZÉKTORBAN

A koreai távközlési infrastruktúra korszerűsítése legnagyobb részben a technológia fejlesztés sikereinek, a célszerű beruházási politikának és a távközlés átszervezésének köszönhető. Az 1980-as évek első felében Korea nem rendelkezett saját technológiával és a legtöbb távközlési berendezés tekintetében, beleértve a távbeszélő központokat is, a fejlett külföldi országoktól függött. Ezért a Hírközlési Minisztérium elhatározta, hogy a KTA bevételeinek 3%-át kutatásra és fejlesztésre fordítja, hogy a távközlési technológia fejlődését támogassa.

A 3. táblázat a KTA K+F beruházásait mutatja.

3. táblázat. A KTA K+F beruházásai.

(Egység: 100 millió \$)

Év	'82	'83	'84	'85	'86	'87	'88	'89
Bevétel	13,4	15,9	19,3	22,4	27,3	29,6	34,9	42,4
K+F beruházás	0,2	0,3	0,6	0,7	0,8	1,0	1,1	1,3
%-os arány	1,7	1,9	2,9	3,0	3,0	3,5	3,0	3,2

Ezzel a technológiai beruházással a távközlés számos területén, mint a távbeszélő központok, az optikai kommunikáció és a félvezetők területén nagy sikereket értek el.

A 4. táblázat a főbb távközlési technológiákra fordított beruházásokat mutatja.

4. táblázat. A főbb távközlési technológiák beruházási terve.

(Egység: millió \$)

Év	'87	'88	'89	'90	'91	össz.
ISDN technológia	7,0	7,9	8,5	9,0	9,7	42,1
TDX-10 fejlesztése	13,9	13,9	16,7	16,7	16,7	77,9
Optikai hírközlés (fejlesztése)	5,1	6,0	6,7	7,8	8,3	33,9
Adatátviteli terminálok	2,0	3,2	3,5	3,9	4,0	16,6
Félvezetők és számítógépek	18,0	14,2	13,4	12,5	15,7	73,8
Összesen	46,0	45,2	48,8	49,9	54,4	244,3

Ezek között a TDX fejlesztése tipikus példája a sikeres technológiai fejlesztésnek. A fejlesztés kezdetén a fejlett országok számos távközlési szakembere lehetetlennek minősítette a TDX kifejlesztését és számos koreai szakember is céltalannak ítélte a beruházást. Mindazonáltal, a nagymértékű beruházás eredményeként, 1985-ben megszületett a 10 ezer vonal kapacitású TDX-1 és 1988-ra elkészült a TDX-1D 23 ezer vonalkapacitással. A 100 ezer vonalkapacitással rendelkező TDX-10 fejlesztése 1991-ben fejeződik be. A TDX fejlesztését az 5. táblázat illusztrálja.

5. táblázat. A TDX-1 távbeszélő központ-család fejlesztése.

(Egység: vonal)

	Vizsgálati periódus	TDX-1A		TDX-1B
		Nullszéria	Sorozatgyártás	
A fejlesztés időszaka	1982~1983	1984~1985	1985~1986	1986~1988
A működés kezdete	×	1986. 2 (24 000)	1987. 2 (192 000)	1989. 4 (16 000)
Üzembe helyezett vonalak száma 1989-ben	×	×	885 000	367 000

Mint hogy a TDX időosztású, elosztott vezérlésű távbeszélő központ-rendszer, kiváló tulajdonságokkal rendelkezik és rendkívül gazdaságos. 1990 márciusára a TDX-ből 2 millió vonalnyi kapacitást helyeztek üzembe, és 1990 végére Koreában összesen 2 600 000 vonal kerül üzembehelyezésre. A következő évre további 1 600 000 vonalat terveznek.

A hatodik táblázat mutatja a TDX-1A, 1B és 10 összehasonlítását.

6. táblázat. Digitális távbeszélő központ-rendszerek összehasonlítása: TDX-1A, 1B, 10.

	TDX-1A	TDX-1B	TDX-10
Kapacitás (vonal)	10 240	22 528	100 000
Kihelyezett fokozatok	512/RSS *	1024/RSS *	4096/RSAM **
Trunk vonalak	1920	3840	60000
Forgalom (Earlang)	1600	3600	26000
BHCA	100 000	220 000	1 200 000
Nyelv	Z80 ASM	Z80 ASM (680020ASM,C)	CHILL

\* Kihelyezett előfizetői kapcsoló fokozat

\*\* Kihelyezett kapcsoló modul

Az optikai hírközlés fejlesztése során 1985-ben 90 Mbit-es optikai átviteli rendszer került kidolgozásra. 1989-ben pedig 565 Mbit-es optikai átviteli rendszer. Jelenleg 2 Gbit-es optikai átviteli rendszer fejlesztésével foglalkozunk. Ami a félvezető technológiát illeti, 1988-ban 4 Mbit-es DRAM-ot fejlesztettünk ki. Jelenleg a 16 Mbit-es és 64 Mbit-es DRAM fejlesztésén dolgozunk.

#### 4. VÉGBERENDEZÉSEK

Korea távbeszélő készülék gyártása oly gyorsan fejlődött, hogy jelenleg világszerte elérte a 15%-ot (lásd 7. táblázat).

7. táblázat. A világ végberendezés piaca és Korea piaci részesedése (1988).

(Egység: 1000 készülék)

	Piac nagysága	Koreai export	Piaci részesedés (%)	Megjegyzés
Európa	38 000	2330	6,13	Vezeték nélküli készülékekkel együtt
USA	32 000	8204	25,63	
Összesen	70 000	10534	15,05	

1982-ben a Hírközlési Minisztérium úgy döntött, hogy az előfizetők bárhol megvásárolhatják készülékeiket. Korábban az előfizetők távbeszélő készülékeket csak a KTA-tól vásárolhattak. Ugyancsak 1982-ben a Hírközlési Minisztérium megnyitotta a kapcsolt nyilvános telefonhálózatot az előfizetők számára, faximile készülékek és számítógépek csatlakoztatásához. A távbeszélő készülékek gyártói erőfeszítéseket tettek a különböző előfizetői igények kielégítésére és ennek eredményeként, a távbeszélő készülék gyártás versenyképes lett. Ez a hazai piacon megteremtett versenyképesség segítette az ipart abban, hogy kilépjen a nemzetközi piacra és ott is eredményeket érjen el.

#### 5. AZ 1988-AS OLIMPIA TÁVKÖZLÉSE

Az 1988-as szöuli olimpia jó példaul szolgál a koreai távközlési fejlesztés megértéséhez. A modern olimpiák sikere, minden kétséget kizáróan, a jó távközlési hálózaton múlik. Az olimpia alatt a távközlési hálózatot kiépítettük a központi stadionhoz, az olimpiai faluhoz, a szállodákhoz és a sajtóközpontokhoz. Ennek során 40 000 távbeszélő vonalat és 27 nemzetközi TV közvetítő csatornát létesítettünk. Ugyancsak kifejlesztettünk, a játékok lebonyolítását szolgáló, olyan számítógépes rendszereket, mint a GIONS (olimpiai információs On-Line rendszer) és a WINS (széles körű információs hálózati rendszer), amelyek kifogástalan számítógépes és kommunikációs támogatást nyújtottak a játékoknak. Az 1988-as olimpiai játékokat, így módon, mint elektronikus olimpiát állítottuk a világ figyelmének középpontjába.

#### 6. A JÖVŐ POLITIKÁJA

Az Európai Közösség által kiadott „zöld könyv” előrejelzése szerint, a század végére, az emberi munkatevékenység 60%-a közvetlenül vagy közvetve a távközlési szektorhoz kapcsolódik. Távközlési szakértők számításai szerint a világ távközlési piaca 2000-ben eléri az 1500 mil-

liárd dollárt, amely 3,6-szeres növekedést jelent az 1985-ös 290 milliárd \$-hoz képest. A VAN szolgáltatások piaca 2000-re 420 milliárd \$-ra tehető, amely 9,3-szerese az 1985-ös 46 milliárd \$-nak. Ez az előrejelzés azt sugallja, hogy az 1990-es évek információs társadalma sokkal fejlettebb lesz, mint az 1980-as éveké. Annak érdekében, hogy ehhez a fejlődéshez alkalmazkodni tudjunk, az 1980-as évekhez képest, az 1990-es években jóval magasabb beruházásokat tervezünk a távközlési szektorban. Az információs társadalom felé való haladásnak köszönhetően, a fogyasztók a különböző, kiváló minőségű, ma-

gasabb rendű távközlési szolgáltatásokat igénylik. Annak érdekében, hogy ezeknek a fogyasztói igényeknek megfeleljünk, nyitottá kívánjuk tenni a jelenleg monopol helyzetű távközlési piacot a verseny elvének meghonosításával. Ezért privatizálni kívánjuk a jelenleg állami kézben lévő KTA-t. Fentiekén kívül állandó erőfeszítéseket teszünk függetlenségünk megteremtése érdekében, a fejlett távközlési technológiák területén, mint a HDTV, az automatikus fordítórendszerek, szélessávú ISDN, stb. A 8. táblázat a fejlett technológiák fejlesztési tervét mutatja be.

8. táblázat. Fejlett technológiák fejlesztési terve.

(Egység: millió \$)

Fejleszteni kívánt technológia	Fejlesztési periódus	Igényelt források							
		jelenlegi beruházás	'90	'91	'92	'93	'94	'95~2000	össz.
1. ISDN	'85~'95	27,2	8,9	14,3	20,5	23,3	23,3	30,1	120,4
2. Kapcsolás technika	'78~'96	88,4	16,0	17,5	27,9	34,8	32,0	256,6	324,8
3. Optikai hírközlés	'82~2000	9,2	6,2	10,4	11,4	11,8	12,2	32,7	84,7
4. Mesterséges intelligenciájú hálózati szolgáltatások	'88~'97	5,6	5,4	7,4	3,6	2,8	4,2	10,4	33,8
5. Távközlés elmélet	'89~2000	2,9	4,9	7,8	4,9	6,9	7,7	61,9	94,1
6. Digitális mobil hírközlés	'90~2000	1,1	11,4	15,3	17,0	15,3	13,9	71,1	144,0
7. Műholdas hírközlés	'89~2000	1,8	4,3	6,8	8,0	8,3	9,0	198,3	234,7
8. HDTV	'90~'96	—	11,1	13,9	16,7	13,9	23,3	46,4	125,3
9. CATV	'89~2000	1,6	4,0	3,5	2,1	11,1	11,1	50,0	81,8
10. Automatikus fordító rendszerek	'90~2004	0,5	1,4	4,4	5,6	5,6	5,6	55,8	78,4
11. Távközlés szabványosítása	'90~'93	1,8	6,0	5,9	7,1	1,4	—	—	20,4
Összesen		140,1	79,6	107,2	124,8	135,2	142,3	813,3	1402,4



# AZ EURÓPAI ELEKTRONIKAI IPAR AZ 1990-ES ÉVEKBEN

## 1. BEVEZETÉS

Az elmúlt években az európai elektronikai ipar meglepő struktúraváltozást élt meg. A cégátvételek, cég-egyesülések és közös vállalkozások nagy száma meglepte az érintett kormányokat. A megnyíló nemzetközi piacok és a távol-keleti áruk versenye számtalan stratégiai szövetség kialakulását eredményezte mind regionális, mind nemzetközi szinten. A japán „lézersugár” taktika hatására több hagyományos európai és amerikai iparág összeomlott. Néhány tipikus példa: videomagnetofonok, órák, audióberendezések és 35 mm-es kamerák.

Miközben az ipar ilyen irányú változásai nagy érdeklődést váltottak ki, a technológia jelentősen továbbfejlődött, aminek eredményeképp a kontinensek és az iparágak versenyképessége újradefiniálódik. A cikk kísérletet tesz az európai elektronikai ipar erős és gyenge oldalainak elemzésére és helyzetük értékelésére a legfontosabb technológiai szempontok alapján. Az értékelés négyfokozatú skálával történik az alábbiak szerint: reménytelen (\*), túlélhet (\*\*), esélyes (\*\*\*) és jó kilátások (\*\*\*\*).

## 2. HARDWARE TECHNOLÓGIA

Európa az elavult szaktudás és hiányos szakképzettség miatt sok iparágat elvesztett. A legveszélyesebb fejlemény a hiányzó technológiai bázis miatti versenyképesség-csökkenés. A fejlődés mindig ugyanazon jól ismert minta szerint történik:

- Egy már jól működő cég valamely kulcsfontosságú technológiában elveszti versenyképességét távol-keleti konkurenseivel szemben.
- Hogy továbbra is nyereséggel tudjon dolgozni, a cég kénytelen a megfelelő építőelemeket távol-keleti konkurenseitől beszerezni.
- Előbb vagy utóbb a cég nagy kísértést érez, hogy a teljes berendezést a Távol-Keleten gyártassa, ami által kereskedőcéggé válik.
- A kihasználatlan mérnökpotenciál részben elvándorol, részben pályát változtat, amivel a maradék technikai szaktudás is elveszik.
- Végül a kereskedő cég kereskedelmi képviselővé degradálódik, aminek következményeképp könnyen válik cégátvétel áldozatává. Ez egyúttal a termék- és a szervízstratégia feletti kontroll elvesztését is jelenti.

Ezért különösen fontos tudatosítani, hogy az európai ipar alapvető teljesítőképessége a hardware előállítására való képességben rejlik. Ha ezen képesség elveszik, akkor rövid időn belül minden más is.

### 2.1. Gyártástechnológia \*\*

Európa a viszonylag olcsó, jó minőségű termékeket előállító gyártástechnológiában jelentősen le van maradva. Számtalan, egymástól független döntés (pl. saját gyártást vagy beszerzést választani) a jobb minőség és a lényegesen kisebb gyártási költségek miatt oda vezet, hogy a Távol-Keleten a gyártás felfut. Ez egyúttal az európai gyártóbázis fokozatos felbomlására is vezet. A lényeges kérdések:

- A hibamentes gyártásra való törekvés;
- Igen magas minőségi követelmények: a mérhető meghibásodási arány mindössze néhány milliomod lehet;
- Az elitista gondolkodás, valamint a gyártásban való részvétel becsületének újbóli visszaállítása.

Ha Európában a gyártást — ami a költségeket és a minőséget illeti — nem lehet drámaian és gyorsan megjavítani, az európai elektronikai iparban a termelés valószínűleg ellehetetlenül.

### 2.2. Szórakoztató elektronika \*\*\*\*

A Philips (Hollandia), Thomson (Franciaország) és a Nokia (Finnország) kivételével Európa a szórakoztató elektronika világpiacán alig van képviselve. Azon két terület, amely még szilárdan európai kézben van: a színes TV gyártás és a mobil telefonok. Ma a szórakoztató elektronikai piac lényeges tényezője az elektronikai technológiának. Japán tőkét messzemenően a szórakoztató elektronika kutatására és fejlesztésére koncentrált, míg az USA főleg a katonai technológiába investált. Ennek következtében gyakorlatilag a teljes szórakoztató elektronikai ipara tönkrement. Jelenleg a haditechnikai eszközök piaca szűkülőben van, míg a szórakoztató elektronikai termékek terén konjunktúra figyelhető meg. A hagyományos TV piac jelentős változás előtt áll az új televíziós eljárások, mint az EDTV és HDTV bevezetésével. Egyéb újdonságok, mint pl. a digitális cellás hálózathoz csatlakoztatható berendezések és a CT2 mobil telefon, rendkívül gyorsan kerülnek a piacra. Ezen területeken Európának igen jó piaci esélyei vannak.

### 2.3. Mikroprocesszorok\*

Európának a mikroprocesszorok területén alig van képviselője. Nagyon valószínűtlen, hogy a nagy mikroprocesszor-cégek, mint az Intel és a Motorola, az európaiaknak lehetővé teszik a szabad hozzáférést mikroprocesszor-fejlesztésükhöz vagy IC-cellakönyvtárukhoz. Valójában kiderült, hogy mindkét cég elutasítja legújabb termékeinek, különösen egy európai cégnek való tovább-

adását. Ezért különösen nagy fontossággal bírna, hogy Európa mind saját mikroprocesszor-fejlesztéssel, mind az ahhoz tartozó chipelemekkel, és így megfelelő fejlesztési adatbankokhoz való hozzáféréssel rendelkezzen. Ezen probléma megoldására jelenleg az európai kutatási programban az ESPRIT alprogram keretében az EURORISC projekt került indításra. Azonban ez sem javít lényegesen Európa helyzetén ezen a területen.

#### 2.4. Gépkocsi-elektronika\*\*\*\*

A mai autók költségeinek mintegy 10%-a a beépített elektronikára esik. Az EGK PROMETHEUS és DRIVE kutatási programjai eredményeképp várható, hogy ezen részarány belátható időn belül eléri vagy akár meg is haladja a 20%-ot. A 16-bites mikroprocesszor-igény ebben az alkalmazásban 2000-ben elérheti akár a teljes mikroprocesszor-gyártás 20%-át. Európának az egyik oldalról az EGK kutatási programok miatt ezen a területen jók az esélyei, másrészt azonban az IC- és mikroprocesszor-technológia már említett hiányosságai miatt komoly problémái vannak.

#### 2.5. Passzívalkatrész-technológia\*\*

A passzív elemek piacát a japánok uralják, különösen az új technológiák, mint az SMD (felületszerelés) területén. Ehhez jön még, hogy az SMD beültetőautomaták legnagyobb hányada japán gyártású. Mivel a passzív alkatrészek majdnem minden elektronikai gyártmány teljes anyagköltségének több, mint 25%-át teszik ki, a teljesítőképesség ezen a területen legalább olyan fontos, mint a mikroelektronikában. Drasztikus intézkedésekre van szükség az itt még létező európai ipar életben tartására.

#### 2.6. Szilíciumtechnológia\*\*\*

Az ESPRIT-hez hasonló kutatási programok eredményeképp a kutatás területén Európának sikerült a félvezető csúcstechnológiához felzárkóznia. A MEGA- és JESSI-programokkal megkísérlik a lényegesen drágább szubmikrométeres gyártás kidolgozását. Kisebb piaci szegmensekben, mint például a nagy teljesítőképességű bipoláris technológiák esetén egyes cégek (Plessey, Siemens) jó pozíciókat foglalnak el. Európa világviszonylatban élvonalos volt az ASIC-tervezésben, azonban jelenleg teret vesz, mivel ezen elemek növekvő mértékben szabványos termékeké válnak. A legújabb hírek, amelyek szerint a Siemens és a Philips 4 Mbit-es DRAM-okat, illetve 1 Mbit-es SRAM-okat gyárt, igen biztatóak. Ugyanakkor senki nem tudja előre jelezni, hogy mikor (vagy egyáltalán valamikor) lesz ezen gyártás nyereséges.

#### 2.7. Félvezetőgyártó berendezések\*

A félvezetőgyártó berendezésszektor az európai elektronikai ipar leggyengébb pontja, mivel a legfontosabb berendezések az USA-ból és — egyre növekvő mértékben — Japánból származnak. Az a mindig fennálló veszély, hogy az amerikai és a japán berendezésgyártók európai

szállításaikat csökkenteni vagy korlátozni fogják, valószínűleg tűnik. Az amerikai VHSIC és Sematech projektek, illetve a japán vertikális integrációs programok erre világosan utalnak.

#### 2.8. Laposképernyő-technológia\*\*

Színes folyadékkristályos lapos képernyők 14 collos (1 coll ~ 2,54 cm) prototípusait már mind Európában, mind Japánban bemutatták. Ugyanakkor a jelenleg tömeggyártásban lévő legnagyobb grafikus eszközök átlója mindössze 6 coll, ami évenként 1 collal nő. Nagyon valószínű, hogy 2000 előtt a 20 coll képátmérő még nem érhető el, figyelembe véve a legnagyobb felbontás iránti igényt. Az összes ismert laposképernyő-technológia fejlődése lassúbb. Ez következik egyrészt a bonyolultságból, valamint a képernyővezérlő áramkörök és a képernyőgyártás magasabb selejtarányából. Ezért valószínűtlen, hogy a nagyméretű színes, síkképcsőves monitorok (például HDTV-hez) 2000 előtt bevezetésre kerüljenek. Kivéve talán néhány hordozható berendezésnél, ahol az ár nem játszik szerepet.

#### 2.9. Mechatronika\*\*

A mechatronika az elektronika mechanikus funkciókkal való összekapcsolásának a művészete, mint például órákban, videomagnetofonokban és nyomtatókban. Ez egy olyan terület, ahol a japán cégek az élvonalosak, messze elhagyva európai, valamint amerikai versenytársaikat. A versenyhelyzet itt Európára nézve igen fenyegető, mivel a szakismeret hiánya komolyan korlátozza az európai ipar azon képességét, hogy igényes elektronikai termékeket fejlesszen ki.

#### 2.10. Számítógépes tervezés (CAD)\*\*

A nagy európai cégek a CAD-rendszerek gyakorlott felhasználói. Hogy a kisebb cégek is belépjenek a felhasználók körébe, még nagyobb készletekre van szükség. Mindkét kör számára az alapprobléma a CAD-nak a mikroelektronikai fejlesztésben való alkalmazása. Alapvető érdek, hogy az európai ipar saját mikroelektronikai tervezési lehetőségeit növelje. A rendszertervezőknek és menedzsereknek meg kell tanulniuk, hogyan lehet a nagy bonyolultságú szubmikrométeres chipek által nyújtott új felhasználási lehetőségeket kihasználni.

#### 2.11. Optoelektronika\*\*\*

A japánok felismerték, hogy az optoelektronika egyre növekvő fontosságú terület, s fogyasztóorientált termékekre irányuló koncentrált átfogó programokat indítottak. Ezzel szemben az USA ezen ipart katonai megrendelésekkel futtatta fel. Európa pozíciója az optoelektronika területén viszonylag erős a folyamatban lévő EGK kutatási programoknak, mint például RACE és ESPRIT, valamint különböző nemzeti programoknak köszönhetően. Európa talán ki tudja ezt a helyzetét használni, hogy

egyres területeken, mint az optikai ISDN előfizetői hálózatok és helyi adathálózatok terén a világpiacon vezető helyet érjen el.

## 2.12. Mágnesárak\*

A mágneses tárákat illetően az európai kutatás a technológia és a jövőbeli felhasználás területén kielégítőnek tekinthető. A termékfejlesztés és az ipari megvalósítás ettől lényegesen el van maradva, vagy egyáltalán nem létezik. Ez a terület nyilvánvalóan a távol-keleti konkurrencia kezébe került.

## 2.13. Intelligens chip-kártyák\*\*\*\*

Kódolt kártyákat már sok ipari és kereskedelmi célra használnak. Széleskörű elterjedésük a közeljövőben több szektorban is várható: készpénzhelyettesítőként, igazolványként, biztonsági rendszerekben és az egészségügyben. Ez az elektronikai ipar számára ígéretes piac lehet, mivel potenciálisan igen nagy gyártási darabszámok érhetőek el. Ehhez jönnek még a kártyákhoz szükséges olvasóberendezések, amelyek várhatóan majdnem mindenütt telepítésre kerülnek, mint például kiskereskedelmi üzletekben vagy minden munkahelyen stb. Európának ezen a területen mintegy tízéves előnye van.

## 2.14. Optikai tárák\*\*\*

Az európai pozíció az optikai táráknál a világ fennmaradó részével összehasonlítva a világ fennmaradó részével összehasonlítva a következőképp jellemezhető:

- erős a rögzítésre szolgáló anyagoknál,
- kielégítő az optikai lemezes tárolók és tárolórendszerek esetén,
- gyenge az építőelemek területén (lézer, IC-k).

Az optikai lemezes tárolók professzionális felhasználásának piaca csak lassan nő. A Philips és a Sony most egyeztek meg egy — 5 collos, 800 Mbyte-os, cserélhető, újraírható, magnetooptikai lemezekre vonatkozó — szabványban. Az újraírható, optikai lemezeket egységesítő következő szabvány épülhet egy fázisváltós technikára. Az ilyen típusú lemezek nagy előnye, hogy a már létező CD-lejátszókkal kompatibilisek lennének. Addig is a 12 collos lemez csak archiválásra használható.

## 2.15 Elektronikus fényképezés\*

A félvezetőtechnológián alapuló fényképezőgép, amely a képet CCD érzékelőkkel veszi fel, s DRAM-ban tárolja, várhatóan a következő években kerül a kereskedelmi forgalomba. A képeket otthoni videoberendezésekkel lehet visszajátszani, vagy fotószaküzletben ki nyomtatni. Japán kétségtelenül uralni fogja ezt az óriási piacot, amely 1992—93-tól kezdődően fog felfutni.

## 3. SOFTWARE TECHNOLÓGIA

Az elkövetkező tíz évben a software technológia területén sokféle tekintetben lényeges változások várhatók,

amelyek együttesen drámai hatásúak lehetnek. Ennek ellenére forradalmi változásokkal nemigen kell számolni, mivel a software technológia fejlődése evolúciós volt. Feltehető, hogy ez a tendencia folytatódik tovább.

Mindenekelőtt a hardware változások gyors software változásokhoz fognak vezetni: például gyorsabb proceszorok és gyorsabb kommunikációs rendszerek. A felhasználóorientált integrált áramkörök (ASIC) elterjedése ki fog kezdeni egyes tradicionális software piacokat. Például várható a mai, software alapú kötött idejű operációs rendszerek kiváltása ASIC megoldásokkal. Ugyanakkor 2000-ben még milliószámra lesznek üzemben COBOL programok, amelyeket karban kell tartani. Továbbá mindig lesznek olyan felhasználási területek, amelyeknél az idő még nem érett meg arra, hogy az assembler nyelvű programozást magas szintű nyelv alkalmazásával váltsák ki.

### 3.1. Software ipar\*\*

Az USA software iparának jelenlegi uralkodó szerepe várhatóan megmarad, sőt súlya még tovább is növekedhet. A kisebb software házak száma csökkenni fog, s a professzionális software piacra való belépés drágábbá válik. A fejlődés a szabványok, a tőkeigény növekedése, a hivatalos szabályozás, valamint a munkatársak képzettségével szemben támasztott igények növekedése irányába mutat. A software szakértőkről alkotott kép változni fog: a „pinceműhely”-beli foglalatosság helyett ipari munkatevékenységgé fog válni. A software házakban megfelelő vezetési kultúra és metodika fog kialakulni. Lehetséges új egyetemi szakok és végzettségek megjelenése is, mint például software adminisztrációs menedzser. A software fejlesztés elveszti a vele kapcsolatos korábbi mítoszokat, mint „művészet” vagy „innovatív folyamat”.

### 3.2. Software igények és a termelékenység alakulása\*\*\*

A software iránti világméretű igény állandóan növekedni fog, a becslések szerint évente mintegy 20%-kal. A legnagyobb igény azon software- és hardware-szakértők iránt fog felmerülni, akik megértik mind a kérdés kereskedelmi oldalát, mind a vevők és a végfelhasználók igényeit. A nagyobb termelékenység és a megnövelt minőség iránti jelenlegi nagy kereslet a következő évtizedben is jellemző lesz. A termelékenység folytonosan nőni fog, azonban lényegesen lassabban, mint a kereslet.

### 3.3. Software szabványok és a minőség kérdése\*\*\*\*

Mind több software szabvány megjelenése várható. A vevők megkísérlik rászorítani a software előállítókat ezen normák betartására, hogy a megvásárolt rendszerek minősége kézben tartható legyen. A munkatársakra, vállalkozókra és termékekre vonatkozó hivatalos előírások a maihoz képest sokkal elterjedtebbek lesznek a nem teljesen kiforrott programok kiszűrése érdekében. A minő-

ségbiztosítás egyre nagyobb jelentőségű lesz. Az ISO 9001 és hasonló ajánlások betartását egyre nagyobb mértékben kívánják meg, sőt állami megbízásoknál talán kötelezőekké válnak.

### 3.4. Software szakemberigény\*\*

A kvalifikált software szakemberek iránti igény állandóan nőni fog, mert egyrészt a hatvanas évekbeli alacsonyabb születési számok miatt munkaerőhiánnyal kell számolni, másrészt a mai felnőtt- és továbbképzési programok nem kielégítőek a jelenlegi munkaerő megfelelő képzettségi szinten való tartására. Nagy erőfeszítésekre van szükség az oktatás és az átképzés területén. Az átképzés arra is szolgál majd, hogy mérnökökből software felhasználói specialistákat képezzenek. Az oktatás ki fog terjedni:

- az idősebb munkatársakra (lehetőség a nyugdíjkorhatár felemelése is),
- részdíós munkaerőre,
- háziasszonyokra (akik a rugalmas munkaidővel nyerhetők meg).

Az otthoni munkavégzésre több lehetőség nyílik majd.

### 3.5. Software fejlesztés\*\*\*

A software fejlesztési eljárások mind szigorúbbá válnak. A folyamat egyre gyorsuló ütemű. A fejlesztés mind tőkeigényesebb: a számítógéppel segített software fejlesztés (CASE) egyre inkább nagyfelbontású képernyővel rendelkező, költséges számítógépekre fog támaszkodni. A CASE software meglehetősen költséges. Sok új felhasználói terület fejlődését a megfelelő programok hiánya fogja hátráltatni. Új tananyagok és diplomátípusok egyre nagyobb jelentőségre tesznek szert, mint például a software mérnöki végzettség. Ez egyébként egyes amerikai egyetemeken már szokásos diszciplína. A már meglévő software adminisztrálása és karbantartása alapvető problématerületté váltik, s a CAD módszerek software fejlesztésre való felhasználását követelik meg. Ezáltal a fejlesztési módszerek lassan szabványosodnak, aminek eredményeképp a programok tárolása és karbantartása egyszerűbbé válik.

### 3.6. ASIC-technológia\*\*

A bonyolult ASIC áramkörök kifejlesztésének egyszerűbbé és hozzáférhetőbbé válásával a „beépített” kötött idejű software piaca összeomlik, mivel a jövőben az ilyen típusú programok ASIC formájában gazdaságosan, közvetlenül a hardware-be integrálhatók. Az új software fejlesztési módszerek jelentős része az ASIC fejlesztéseknél is jól felhasználható. Az új ASIC eljárások alkalmazását csak az éppen rendelkezésre álló nehézkes fejlesztési technikák és a nem megfelelő CAD eszközök korlátozzák majd.

### 3.7. Határfelületek\*\*

A számítógéprendszerek felhasználóbarát kialakítása egyre nagyobb jelentőségűvé válik. Az ember-gép határfelület ergonomikus és felhasználóbarát volta az eladók és a vevők számára fontos tényező lesz. A felhasználói határfelületek fokozatos javítása és a felhasználói szokásokhoz való igazítása a gépeket felhasználóbaráttá teszik, s így módon mintegy barátságos, szimulált intelligencia jön létre. Európa számára egyedülálló piaci lehetőség rejlik a többnyelvű, változatos kultúrájú és többféle szimbólumrendszert használó környezet számára rugalmas, alkalmazkodóképesen kialakított ember-gép határfelületek kifejlesztésében.

### 3.8. Új fejlesztések\*

A software technológia területén folyó kutatásokban szenzációs fejlemények nem várhatók. Minden olyan technológia, amely az elkövetkező tíz évben jelentős kihatással bírhat, már létezik adott felhasználási területeken. A mesterséges intelligencia jelenlegi módszerei rendszerspecifikus korlátokat állítanak fel a megoldandó feladatok bonyolultságára vonatkozóan. Ennek ellenére a szabályokon alapuló szakértői rendszerek egyre kedveltebbek lesznek egyszerűbb feladatok rutinszerű megoldására. A termelékenység növekedése várható a neurális hálózatok módszereinek a tervezési ciklus felgyorsítására való felhasználásától. Itt a géptől elvárt funkció tanulási eljárásokkal definiálható.

DR. MATTI OTALA

Prof. dr. Matti Ojala Finnországban, Svájcban és az USA-ban végezte tanulmányait, majd finn egyetemeken számítástechnikát, elektronikát és mikroelektronikát oktatott, Ipari pályafutása során különböző vezetői pozíciókban szerzett nemzetközi tapasztalatokat (Hollandia, USA, Japán). Jelenleg egy vezető finn elektronikai cégnél a tudományos és technológiai ügyekért felelős igazgató, ill. a Bosch Távközlési Csoporthoz tartozó TELENORMA cégnél a kutatásért és fejlesztésért felelős igazgatótanácsi tag.

# VÁLTOZÁSOK A BME VILLAMOSMÉRNÖKI KARÁN A MATEMATIKA TÁRGY OKTATÁSÁBAN

Az 1991—92-es tanévtől kezdve a BME Villamosmérnöki Karán a villamosmérnöki szak hallgatói számára az első 4 félévben egységes alapképzés indul. Ennek kapcsán a matematika tárgy oktatásában is változások várhatóak. Ezekről a változásokról kívánunk rövid áttekintést adni.

## 1. AZ OKTATÁS SZERKEZETE

Eddig az első 3 félévben tanítottuk a matematika tárgyat, szakonként eltérő heti óraszámban, továbbá a 4. félévben a valószínűségszámítás tárgyat heti 4 órában, az alábbiak szerint:

	1. félév (matem.)	2. félév (matem.)	3. félév (matem.)	4. félév (valsz.)
Erősáram	5+4	6+3	4+3	4
Híradástechnika	5+4	6+4	4+4	4
Mikroel. és technológia	5+4	6+4	4+3	4
Műszer- és ir.technika	5+4	6+4	4+3	4*

\* Megjegyzés: Ezen a szakon a valószínűségszámítás tárgya a 3. félévben szerepelt

A heti óraszámok ezentúl minden villamosmérnök szakos hallgató számára az alábbiak szerint alakulnak:

	1. félév	2. félév	3. félév	4. félév
Matematika	6	6	4	6
Valószínűség- számítás			4	

Látható tehát, hogy a matematika és a valószínűségszámítás tárgyak együttes óraszámja 29—31-ről 26-ra csökken. A csökkenés annál is inkább súlyosan érinti a villamosmérnökök képzését, mert ez a 26 óra a 10 félév alatti 240 órának alig 11%-át teszi ki. [A SEFI (Société Européenne pour la Formation des Ingenieurs) ajánlása szerint a mérnökképzés teljes óraszámának min. 16%-át kívánatos matematikaoktatásra fordítani.]

## 2. A TANANYAG

A lecsökkent óraszámban változatlanul tanítanunk kell az analízis klasszikus területeit (egy- és többváltozós függvények differenciál- és integrálszámítását, végtelen sorokat, differenciálegyenleteket, vektoranalízist, komplex függvénytant) és az algebrát (elsősorban lineáris algebrát és analitikus geometriát, továbbá itt adunk általános halmazelméleti megalapozást is), de ezen hagyományos területeken kívül ezentúl tanítanunk kell a diszkrét matematika elemeit is (leszámolási módszereket, gráfelméletet, algoritmus-elméletet). Előreláthatóan ezen három anyagrész részesedése a négy félévre lebontva a következőképp fog alakulni:

	1. félév	2. félév	3. félév	4. félév
Analízis	60—70%	35%	100%	50%
Algebra	30—40%	50%		
Diszkrét matem.	15%		50%	

A matematika tárgy teljes óraszámának tehát mintegy 60%-a lesz analízis, 22%-a algebra és 18%-a diszkrét matematika.

## 3. A SZÁMONKÉRÉS RENDJE

Eddig minden félévben gyakorlati jegyet is adtunk és kollokváltattunk is. A reform során megszűnik a gyakorlati jegy. Így a kollokvium minden esetben a feladatmegoldási készség ellenőrzésére is szolgálni fog. Jóllehet a csökkent óraszámú oktatásban is sort fogunk keríteni kidolgozott példák bemutatására, a hallgatókra a példamegoldó készségük fejlesztése végett sokkal több önálló munka hárul. Ezt megkönnyítendő minden félév elején a hallgatók kezébe adunk egy olyan feladatsort, mely minden, a „minimális követelményhez” tartozó példatípusból tartalmaz egy példát. Emellett az eddiginél is több konzultációs lehetőséget biztosítunk, és a kollokvium írásbeli részére való felkészítés céljából a félév első harmadának a végén „próbázarthelyit” íratunk (melynek nincs következménye, csak orientálja a hallgatót).

## 4. EGYÉB TERVEINK

Folytatni kívánjuk azt a múlt évben már elkezdett gyakorlatot, hogy a bevezető matematika tárgyat nem csak magyar, hanem angol, német és francia nyelven is meghirdetjük azoknak a hallgatóknak, akik vállalják az új anyag elsajátítása mellett az idegen nyelven való tanulás többletterhét is. (Ezt a képzési formát a magyar anyanyelvű hallgatóink számára vezettük be, nem tévesztendő össze a külföldi állampolgárságú hallgatók számára sok éve folyó „térítéses képzéssel”). A lehetőséggel már az 1990—91-es tanévben is elég sokan éltek, és várható, hogy a külföldi egyetemeken való részképzési lehetőségek bővülésével egyre többen fogják azt a jövőben is igénybe venni.

Azzal a kérdéssel is foglalkozunk, hogy a személyi számítógépek (és perspektivikusan a munkaállomások) elterjedésével az algebra és az analízis problémáit nem csak numerikus feladatként oldhatjuk meg számítógéppel, hanem szimbolikusan is. Jóllehet a rendkívül alacsony óraszámokban csak a hagyományos matematikai eredményeket, módszereket tudjuk ismertetni, keressük annak a formáját, hogy az anyagban való előrehaladás ütemével egyeztetve, korlátozott mennyiségű számítógépes gyakorlat lehetőségét is biztosítsuk hallgatóinknak.

Örömmel tettem eleget a „Híradástechnika” szerkesztőbizottsága megtisztelő felkérésének, hogy beszámoljak tanszékünk aktuális eseményeiről. Ezúton is kérek minden kollégát, hogy javaslataival, észrevételeivel segítse munkánk minél eredményesebb végzését.

DR. RECSKI ANDRÁS  
BME VILLAMOSMÉRNÖKKARI MATEMATIKA TANSZÉK

# TEMPUS PROGRAMOK A MIKROELEKTRONIKA OKTATÁS TOVÁBBFEJLESZTÉSÉRE

Az Európai Közösség TEMPUS (Trans-European Mobility Scheme for University Studies) programja a kelet- és közép-európai országok felsőoktatási intézményeinek támogatására alakult 1990-ben. Célja, hogy ezeknek az országoknak (jelenleg Magyarország, Lengyelország és Csehszlovákia jön szóba) egyetemlein és főiskoláin az oktatás színvonalát az Európai Közösségben meglévő szinthez közelítse, illetve azokkal együtt továbbfejlessze, közös tantervek és tantárgyprogramok kialakításán, oktató- és hallgatócserén, jegyzetcsere, stb. keresztül. Erre a célra az első pályázati fordulón 1991 szeptemberéig 25 millió ECU elosztásáról döntöttek, az ez évben megpályázható támogatások összege ennek többszöröse.

A Tempus együttműködések legfőbb formája az ún. Joint European Project-ek (JEP-ek), azaz európai közös projektek. Ezeknek keretében legalább két nyugat-európai (különböző országbeli) intézmény, amelyek közül legalább egy felsőoktatási intézmény, és legalább egy kelet-európai felsőoktatási intézmény közösen vállal valamilyen, a felsőoktatás továbbfejlesztését szolgáló feladatot, amihez a Tempus-tól anyagi támogatásért pályázhat. Egy JEP maximális évi támogatása 200 000 ECU. Ezen felül további támogatás pályázható a JEP-hez tartozó hallgatói, ill. oktatói csereutak, ill. tanulmányutak támogatására. Ezeknek költségigénye egy-egy JEP esetében ugyan csak az évi 100 000 ECU nagyságrendjében lehet.

Hangsúlyozni is felesleges, hogy rendkívül tőkeszegény felsőoktatásunk számára milyen mentőövet jelent ez a támogatás. A pénz jelentős része csak a kelet-európai országokbeli egyetemekre kerülő beruházásokra fordítható, kisebb része pedig a résztvevők működési költségeinek fedezésére. Ezáltal a támogatást elnyert csoportoknak lehetőségük nyílik szakterületükön nyugat-európai színvonalú oktatás megvalósítására.

A pályázatokat a brüsszeli Tempus irodához kell benyújtani, elfogadásukról szakértői bizottság dönt.

A pályázati ciklus első fordulójára mintegy 1400 pályázat érkezett, ezek közül 150 nyert támogatást, amiből 63 a magyar részvételű. A Budapesti Műszaki Egyetem ebből 16-ban érdekelt.

Különösen kedvező számunkra, hogy ezek közül kettő is mikroelektronikai témájú, melyek nagyon jó helyezést értek el a pályázatok rangsorában, így jelentős támogatást élveznek.

A mikroelektronikai témájú nyertes JEP-ek a következők:

## 1. Advanced Joint European Project for Microelectronics Design Methodologies

Résztvevői:

Technische Hochschule Darmstadt, Germany  
Institut für Mikroelektronik  
Prof. Manfred Glesner

Inter University Microelectronics Center (IMEC)  
Invomec Division, Leuven, Belgium  
E. Bourdeaud'hui

Danish Technical University, Lyngby, Danmark  
Microelectronic Centre  
Prof. Ole Olesen

Institut National Polytechnique de Grenoble,  
Grenoble, France  
B. Courtois

BME Elektronikus Eszközök Tanszék  
Prof. Székely Vladimír

Institute of Electron Technology  
Warsaw, Poland  
Prof. H. Przewlocky

Az együttműködés célja, hogy szoros kooperációban, közös alapokon nyugvó mikroelektronikai oktatást alakítsunk ki a felsorolt intézményekben. Az együttműködő nyugati partnerek korábban is dolgoztak már együtt különböző egyéb, az Európai Közösség által támogatott programokban (COMETT, EUREKA stb.), és ez a közösség alkotja a magvát az EUROCHIP konzorciumnak is. A Tempus támogatás által lehetőségünk nyílik arra, hogy hozzájuk csatlakozva fejlesszük tovább mikroelektronikai tervezés oktatásunkat. Olyan mikroelektronikai tervező bázist alakítunk ki az Elektronikus Eszközök Tanszéken, ami azonos hardver és szoftver eszközbázisú a nyugati partnerekével, és ezek használatának oktatásához közösen dolgozunk ki oktatási segédanyagokat. Oktatóink a tervezési és oktatási módszereket a partner intézményekben sajátíthatják el, ill. az ottani oktatók nálunk is rendszeresen tartanak továbbképzéseket. Nagyszámú hallgatónk mehet részképzésre, ill. diplomatervezésre a nyugati partner intézményekbe. Lehetőségünk nyílik arra is, hogy a hallgatók által megtervezett áramköröket a partner intézményekkel közös multi project chip-ek formájában legyártassuk.

A project ez évre biztosított beruházási keretéből négy darab Sun tervező állomást szeretnénk vásárolni, a megfelelő tervező szoftverekkel együtt. A tanszék jelenleg meglévő eszközállományával együtt ez egy korszerű hazai mikroelektronikai tervező állomás alapjait jelentheti.

## 2. Joint studies, exchanges and developments in computer simulations and computer aided learning in engineering

Résztvevői:

Hamburger Ausbildungspartnerschaft, Germany  
Portsmouth Polytechnic, Great Britain  
TH Ilmenau, Germany  
Barcelona Polytechnic, Spain  
TU Budapest, Hungary  
AUEF Liege, Belgium  
Euroteam, Leicester, Great Britain  
TU Cracow, Poland  
WEST 80 Bologna, Italy  
Laser Centrum, Hannover, Germany  
Slovak TU, Bratislava  
TU Wroclaw, Poland  
IIEF Berlin, Germany

CZECH Technical University, Prague  
AKAP Aachen-Köln, Germany  
University of Sydney, Australia

A projectben a BME részéről az Elektronikus Eszközök Tanszék és az Elektronikai Technológia Tanszék közösen vesz részt, Tarnay Kálmán professzor vezetésével.

Az együttműködés célja a számítógéppel segített elektronikai tervezési és oktatási módszerek összehangolása a fent említett intézményekben, fő hangsúllyal a mikroelektronikán. A tervek között szerepel oktatási anyagok video diszkre való felvitele olyan formában, hogy azok

egyéni tanulás céljára is felhasználhatók legyenek. Távlatilag ezen oktatási anyagok szimulációs programokkal is együtt fognak működni. Az anyagok elsősorban a mikroelektronika területére készülnek, beleértve a hibrid áramköröket és ezek gyártási technológiáit is.

A program keretében két Machintosh II.CI számítógépet, hozzá való „desk-top publishing” rendszert és ábrák számítógépbe vitelére szolgáló scanner-t szerzünk be.

1991. szeptember végéig mintegy 5 hónap tanulmányútra van a program keretében lehetőség.

KERECSENNÉ DR. RENCZ MÁRTA  
BME

## ■ ÚJ VEGYESVÁLLALAT A HEWLETT—PACKARD CONTROLL KFT.

Kétéves együttműködés és hat hónapig tartó tárgyalássorozat után 1991 márciusában az amerikai Hewlett—Packard és a CONTROLL RT. 50 millió forintos alaptőkével létrehozta a HP & C vegyesvállalatot. Az új cég 35%-a az amerikai, 65%-a a magyar fél tulajdonában van. A HP & C profilja a HP teljes termékskálájának magyarországi forgalmazása. Ez a következő hat termékcsoporthoz tartozik:

- mini kategóriájú számítógépek,
- mérnöki munkaállomások (workstation),
- PC-k, perifériák, kalkulátorok,
- elektronikus mérőkészülékek,
- orvosi műszerek,
- analitikai műszerek.

A megalakult HP & C lett a Hewlett—Packard termékek kizárólagos magyarországi disztribútora.

A HP & C vegyesvállalat létrehozását két olyan cég határozta el, melynek üzleti filozófiája és vezetési stílusa sok közös vonást mutat. Ilyenek elsősorban a vevőcentrikus magatartás, a rugalmas csoportmunka és főként a tág értelemben vett minőség középpontba állítása.

Az új vállalat megalakulását bejelentő sajtótájékoztatón Yves Couillard a HP kelet-közép-európai vezérigazgatója elmondta, hogy a HP magyarországi forgalmának gyors növekedését várja a vegyesvállalat létrehozásától.

A HP jelenlegi 200 e\$ nagyságú befektetését 5 év alatt 5 m\$-ra kívánja emelni és hosszú távon a cég teljes tulajdonának megszerzésére törekszik.

Couillard szerint a HP & C számára fontos lehetőségek nyílnak

- az államigazgatás és a bankrendszer céljait szolgáló számítógépes információs hálózatok létrehozásában, a HP által régóta követett OSI stratégia alapján,
- a környezetszennyezés mérésére szolgáló analitikai mérőrendszerek értékesítésében,
- a kiváló minőségű PC-k és perifériák forgalmazásában.

Erre jogos remény nyújt az, hogy a HP magyar társa a CONTROLL RT., 10 éves sikeres vállalkozási múlttal rendelkezik a magyar számítástechnikai piacon. Kelemen Géza elnök szerint a CONTROLL büszke arra, hogy a Hewlett—Packard társa lehet és fontosnak tartja, hogy a vegyes vállalat révén megismerheti egy sikeres világcég marketing és menedzselési gyakorlatát. Kelemen kiemelte, hogy a HP & C megalakulásával ismét egy világhírű high-tech cég jelent meg közvetlenül a magyar piacon, mégpedig nem csupán termékeivel, hanem tőkebefektetéssel is. Így a HP magyarországi szerepvállalása is hozzájárul a magyar gazdaság modernizálásához és ez az egész ország érdekeit szolgálja. ■

## ■ KONTRAX A TELEKOMMUNIKÁCIÓBAN

Három és fél éves sikeres működés után a Kontrax különválasztotta üzleti ágait, s azok folytatására önálló részvénytársaságokat hozott létre. A mindössze két nap alatt lezajlott részvényjegyzés után május 22-én alakult meg a Kontrax Telekom, illetve a Kontrax Irodatechnika Részvénytársaság.

Az új vállalkozások neve pontosan kifejezi a vállalni kívánt tevékenységet. A korábbi, Kontrax Kereskedelmi Rt. lényegében ugyanezen területeken bizonyította piaci erejét.

Az egyik legnagyobb fejlődött magánvállalkozás 1987 áprilisában indult. Az akkori Metrimplex—Migért állami monopólium ellenére az irodautomatizálásban láttak üzleti lehetőséget a cég alapítói. A dinamikus fejlődés nemcsak erre az üzletágra volt jellemző, hanem a mellette sorra megjelenő új területeken is. 1989-től már Kontrax márkanévű telefonkészülékekét, majd telefonalközpontokat is forgalmaznak. Kínálatukban megtalálható az 1 fővonal/5 mellékállomásos családi rendszer csakúgy, mint a 60/600-as digitális alközpont.

A Kontrax vezetői előtt 1990 végére világossá vált, hogy a továbbfejlődéshez érdemes a vállalatot átszervezni. Úgy látták, hogy a tisztább vállalati struktúra, az önálló profitcentrumok, az egyes menedzsercsoportok felelősségvállalásának növelése érdekében a Kontraxot a fejlett gazdaságokban ismert holding formában kell tovább működtetni.

A két új részvénytársaság önálló, jogelőd nélküli vállalat, amelyekhez a korábbi Kontrax Kereskedelmi Rt. apportálta az irodatechnikai, illetve a telekommunikációs üzletághoz kapcsolódó valamennyi tevékenységét, az alaptőke 50—50 százalékában. A másik legnagyobb részvényes a Maxwell Central East European Partnership (Maxwell Alap) mindkét részvénytársaságnál az alaptőke 30%-át jegyzi.

A Kontrax Irodatechnika Rt. elsősorban kereskedelemmel foglalkozik, s természetesen szervízszolgáltatást nyújt, de emellett felhasználói fejlesztésekre, hardver-szoftver modifikációkra és kommunikációs hálózatok építésére is vállalkozik.

A Kontrax Telekom Rt. az első nyilvánosan alakult hazai cég, amely a Magyar Távközlési Vállalat mellett programjának tekinti helyi telefontársaságok alapítását, azok létrehozásában és a helyi hálózatok üzemeltetésében való anyagi és szellemi részvételt.

Nyilvánvaló, hogy a hazai távközlés rohamos fejlődést igényel, s ebben semmilyen halasztás nem engedhető meg. A Magyar Távközlési Vállalatnak át kell engednie egyes piaci területeket, mert jelenlegi tőkeereje mellett nem ígérhet mindenhol gyors javulást. Bár a hazai távközlési piac törvényes keretei még nem teljesen tisztázódtak, de bizonyosra vehető, hogy megjelennek helyi vállalkozások.

A Kontrax elébe ment az eseményeknek, megkötötte a szállítói és a ma lehetséges hatósági megállapodásokat, amelyek megalapozzák a Kontrax Telekom Rt. azon piaci céljait, amelyek végső soron megegyeznek az ország gazdasági érdekeivel. ■

## ■ TENDER A DIGITÁLIS GERINCHÁLÓZAT MEGVALÓSÍTÁSÁRA

A Magyar Távközlési Vállalat stratégiai elképzeléseit, azon belül a digitális gerinchálózat 1993. év végéig történő megvalósítását figyelembe véve, a Világbanki segítséggel megvalósuló I. és II. távközlési programja keretében tendereket bocsátott ki

- optikai kábelek (1300 nm-es, monomódusú, 10, 20 és 30 szálal), illetve
- 140 Mbps-os optikai vonali berendezések és digitális multiplexerek szállítására.

A Magyar Távközlési Vállalat e két tender kapcsán kívánja beszerezni azt a mintegy 2200 km mennyiségű opti-



kai kábelt, illetve a gerinchálózat kiépítéséhez szükséges optikai és digitális átviteltechnikai berendezéseket, amelyekkel elérhető az országos gerinchálózat 1993. év végéig történő magasfokú digitalizálása.

Ezzel a programmal, illetve beszerzéssel a MATÁV biztosítja a kétsíkú belföldi hálózat vonatkozásában valamennyi megyeszékhely és mintegy 45 db primer központ-hoz való csatlakozást.

Nemzetközi viszonylatban biztosítja a Csehszlovákia, Jugoszlávia és Ausztria felé menő forgalom lebonyolítását.

A tenderek beadása 1991. július 3-án lesz, míg a győztesekkel történő szerződéskötések szeptemberre várhatóak. ■

## ■ A HTE KÖZGYŰLÉSÉRŐL

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület 1991. május 16-án tartotta évi rendes közgyűlését, melynek egyik fő napirendi pontja az új elnök és főtítkárra megválasztása volt. A 125 küldött a HTE elnökének dr. Gordos Gézát, a BME rektorhelyettesét, főtítkárának Halmi Gábort, a Műszertechnika Rt. általános elnökhelyettesét választotta meg. A közgyűlésen több kitüntetés átadására is sor került. A Kempelen Farkas-díjat dr. Gordos Géza és dr. Tarnóczy Tamás nyerte el, míg a Puskás Tivadar-díjat Haffner János, Halász László, dr. Henk Tamás, dr. Lajtha György és dr. Tófalvi Gyula kapta meg. ■

## ■ KÖNYVISMERTETÉS

Figyelemreméltó kötetet jelentetett meg az Akadémiai Kiadó a Pap László szerkesztette „Az elektronika újabb eredményei” című sorozatban. A „Távközlés társadalmi és gazdasági összefüggései” című könyv 15 régebbi tanulmányt tartalmaz, 1983–1989-ig terjedő időszakból Heller Krisztina és Nádasdi Ferenc szerkesztésében.

A bevezető tanulmány a távközlés hazai helyzetével ismerteti meg az olvasót a második világháborútól egészen 1986-ig.

A következő három tanulmány a távbeszélő ellátottság kérdéseivel foglalkozik. A távbeszélő állomások területi megoszlásának elemzése után a közületi és a lakossági távbeszélő-felhasználás tövényszerűségeivel ismerkedhetünk meg.

A „Közelkép a távközlés hiányáról” című fejezet öt tanulmányban mutatja be a telefonhiányból származó nehézségeket.

A távközlés hiányából adódó gazdasági veszteségek számszerűsítése a célja a következő írásnak üzemi, vállalati, illetve összegazdasági szinten. A tanulmányokból kiderül, hogy az elmaradott távközlési infrastruktúra hiányosságaiból adódó veszteségek a többszörösét teszik ki a távközlés fejlesztésére fordított összegeknek.

A következő, 1984-es publikáció arra világít rá, hogy a nagyvállalatoknál az információgazdálkodás szintje még alacsony, a személyes kapcsolatok túlzott jelentősége, az információk állandó túldokumentálása nem engedi meg a telefon kellő hatásfokú felhasználását.

Ezután két közgazdasági témájú írás következik. Az egyik a közgazdaságtanból jól ismert termelési függvény segítségével vizsgálja a hírközlés hatékonyságát, míg a másikban egy olyan lineáris programozási modellt ismerhetünk meg, melynek segítségével a távbeszélőt, mint külön gazdasági ágazatot lehet tanulmányozni.

A „Távközléspolitikai néhány kérdése” című fejezet jó alapot nyújt a most készülő távközlési törvény megítéléséhez. Heller Krisztina 1988-as tanulmánya a távközlés intézményi és szervezeti fejlesztésének szükségszerűségéről, ennek lehetséges irányáról szól. A tanulmány foglalkozik a távközlési monopóliumok jogosultságának kérdésével és a távközlési vállalatok szervezeti felépítésével is. A másik aktuális tanulmány külföldi példákban mutatja be a távközlési vállalatok lehetséges fejlődési irányait. A szerzők részletesen foglalkoznak az NSZK, Franciaország, Nagy-Britannia és Svédország távközléspolitikájának alakulásával. A fejezet zárótanulmánya a magyar híradástechnikai ipar kérdéseit taglalja.

Végezetül Heller Krisztina és Nádasdi Ferenc 1984-es tanulmánya az új távközlés-fejlesztési stratégia kialakítására tesz kísérletet. ■

A HTE Alkatrész és Alapanyag Szakosztálya 1991. szeptember 23—25. között Siófokon rendezi meg

## ALKATRÉSZ SZEMINÁRIUMÁT

A Szeminárium a gazdasági átalakulást tükrözve foglalkozni kíván az elektronikai alkatrészek azon területeivel is, melyek nem, vagy nemcsak a tradicionális elektronika területén kerülnek felhasználásra. Így külön kíván foglalkozni az autóipar, mezőgazdaság, és élelmiszeripar területén egyre inkább tért hódító elektronikai alkatrész- és alkalmazástechnikával.

### Témakörök:

- a távközlési program Magyarországon,
- az ipar különböző területeinek elektronikai alkatrész és technológia igényei,
- alkatrészekkel szemben támasztott követelményrendszer nem híradástechnikai területen (autóipar, mezőgazdaság, élelmiszeripar stb.),
- elektronikai technológiák,
- passzív és elektromechanikai alkatrészek,
- szerkezeti elemek,
- aktív áramkörelemek, részegységek.

A Szemináriummal egyidőben kiállítást is rendezünk. Ennek megfelelően szívesen látjuk résztvevőként, előadóként vagy kiállítóként mindazokat a cégeket, képviselőket, szakembereket, akik a magyar ipar alkatrész ellátásában gyártók, felhasználók vagy későbbi megrendelők lesznek. A Szeminárium alapcélkitűzése a partnerek közötti kapcsolatfelvétel elősegítése, menedzselése.

Részletes felvilágosítást a HTE titkárságon Nagy Olivérné rendezvényszervező ad, a 153-3333/222 telefonon.

### Az OMIKK-Technoinform szakmai utazásokat szervez nemzetközi kiállításokra:

#### • COMPUTER ELECTRONICS AND SECURITY EXHIBITION

Iraklion (Kréta szigete) 1991. október 10—14.

#### • INFORPOR információs technológiák, számítástechnika, automatizálás

Lissabon 1991. október 31.—november 4.

Jelentkezés 1991. augusztusban

Telefon: 118-0942, Telefax: 118-5856

### TÁJÉKOZTATÓ SZERZŐK RÉSZÉRE

A folyóirat egyes számai az elektronika egy-egy fontos témaköréről adnak átfogó képet. A tematikus cikkeken kívül a folyóiratnak a következő állandó rovatai vannak.

- EGYEDI CIKKEK: a kitzótt témakörön kívüli cikkek számára,
- TERMÉKEK-SZOLGÁLTATÁSOK: eszközökről, berendezésekről, szoftver termékekről és szolgáltatásokról közöl információt,
- GAZDASÁG-KUTATÁS-OKTATÁS: gazdasági összefüggésekről, kutatási lehetőségekről, szakemberképzésről ad tájékoztatást,
- HÍREK-ESEMÉNYEK: elektronikai vállalatokról, fontosabb rendezvényekről számol be,
- NÉZETEK — VÉLEMÉNYEK: az olvasók észrevételeit, megjegyzéseit közli.

A cikkeket két példányban kell beküldeni a lap felelős szerkesztőjének címére (lásd a belső borítón). A cikkek max. terjedelme 30 kettős sortávolságú gépelt oldal (miden ábrát 1 oldalnak számolva), a cikk elején 100—200 szavas magyar és angol nyelvű kivonattal. A szerzők rövid életrajzát és kontrasztos fényképét mellékelni kell. A TERMÉKEK-SZOLGÁLTATÁSOK és a GAZDASÁG-KUTATÁS-OKTATÁS rovatok cikkei legfeljebb 16 kettős sortávolságú oldal terjedelműek lehetnek.

Az ábrák tussal, fehér papírra készített eredeti példányát kell mellékelni. Az ábrákon nagybetűs feliratokat kell alkalmazni olyan méretben, hogy azok az ábrák egy vagy két hasábos kicsinyítése esetén is jól olvashatóak legyenek. Az ábrafeliratokat külön lapon kell mellékelni. Lehetőség szerint kerülni kell a fényképek használatát.

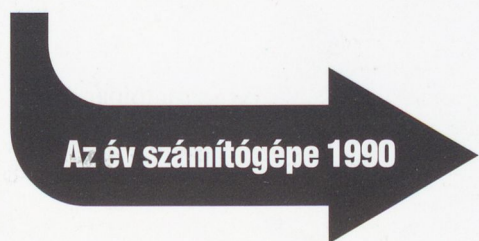
A TERMÉKEK-SZOLGÁLTATÁSOK rovatban megjelent cikkekért a szerző vállalatától nyomtatott oldalanként 8000,— Ft költségterítést kérünk.

# ALR<sup>®</sup>

Advanced Logic Research, Inc.



Advanced Logic Research, Inc.



Az év számítógépe 1990

## PowerFlex Plus Business Veisa Power Veisa

Az ALR termékcsalád felöleli a 80286-os, 80386-os és 80486-os teljes skáláját.

**PowerFlex** 80286-os alapú PC, amely magában hordozza a 80386SX és a 80486 továbbfejlesztési lehetőségét.

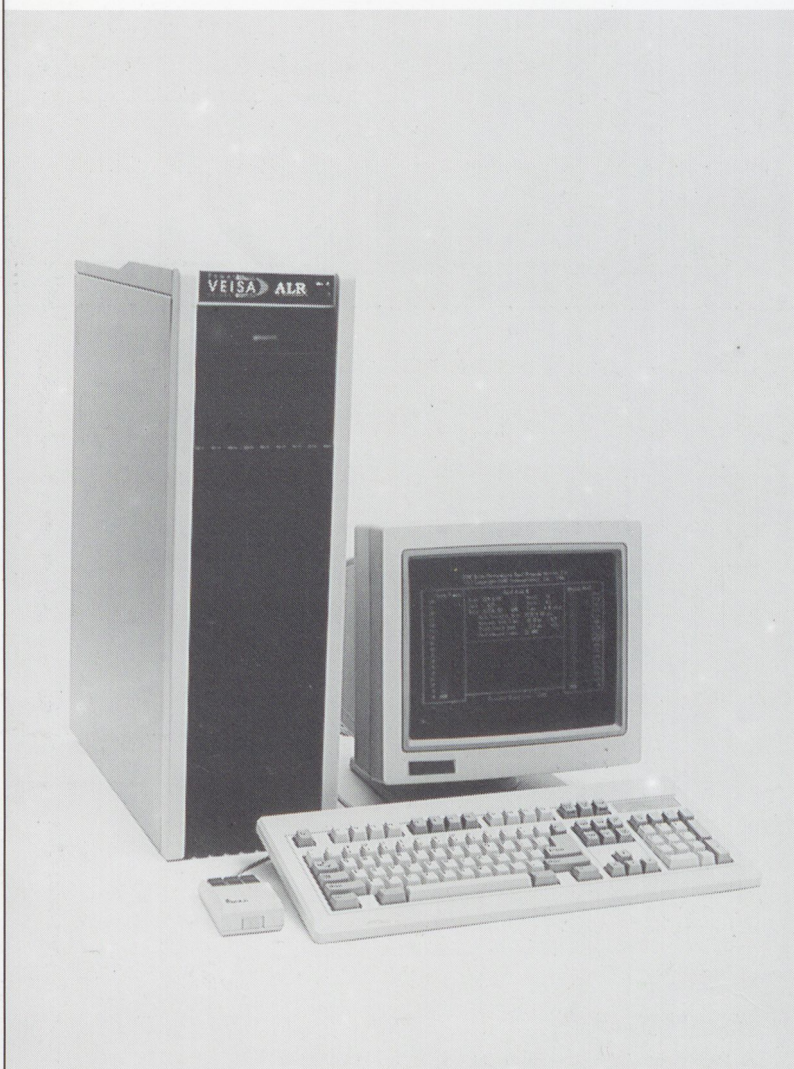
**Business VEISA** 386/33 mikroprocesszorral rendelkező, teljesen új 32 bites gép. EISA BUS rendszere és 64 kB cache memóriája a legprofibb gépek közé emeli. Kis méretei alkalmassá teszik a legigényesebb alkalmazásokra szűk irodákban is.

**Power VEISA** 386/33 torony kivitelben kínálja a fenti előnyöket.

Az Advanced Logic Research, Inc. a legnagyobb számítógépgyártók közé tartozik az USA-ban. 1986-tól tudatos termékpolitikával érte el vezető pozícióját. Számítógépeiben egyedülálló szabadalmakkal védett megoldásokat alkalmaz, amelynek eredményeképp megbízhatóságban, s teljesítményben messze kiemelkedik versenytársai közül.

**A PowerFlex, Business VEISA, Power VEISA, ALR az Advanced Logic Research bejegyzett VÉDJEJEGYEI.**

Számítógépei DOS, OS/2, XENIX, UNIX, NOVELL minősítéssel rendelkeznek.



**ALR<sup>®</sup>**  
Advanced Logic Research, Inc.

Authorized  
Reseller

**ELECTROCOOP<sup>®</sup>**  
KISSZÖVETKEZET

1091 Budapest, Üllői út 81.  
Telefon: 133-4354, 113-4273  
Telefax: 133-4354 Telex: 22-7230

**PS  
PROFI-COM**

KERESKEDELMI és SZOLGÁLTATÓ Kft.  
1194 Budapest, Szatmár utca 30.  
Telefon: 06/60-12291

# Vállalkozók! Vállalatok!



Ajánljuk elektronikus  
telefonközpontjainkat

8 –

32 –

64 –

128 – vonalkapacitásig

(6000 vonalig bővíthető)

RAKTÁRRÓL  
SZÁLLÍTJUK!

KEDVEZŐ  
ÁRON!

BHG Híradástechnikai Vállalat

Budapest XI., Fehérvári út 70.

Tel.: 1669-543

Fax: 1667-433

