E 870

18

HÍRADÁSTECHNIKA

XLIV. ÉVFOLYAM 1993. MÁRCIUS-ÁPRILIS

DIGITÁLIS JELFELDOLGOZÁS

Bevezető gondolatok ..... Péceli G. 1

Neurális hálóval vezérelt rezonátoros szűrőrendszer tanítási algoritmusa ..... Sztipanovits J., Pataki B. 2
Távbeszélő jelzések kezelése és vizsgálata digitális jelfeldolgozó processzor segítségével Tatai P., Osváth L. 11
Reed-Solomon kódolás telefonvonalon történő átvitelhez ..... Gyurcsek T. 17
Képtömörítő algoritmusok és implementálásuk DSP-n ..... Alföldi A. 23
Skalárszorzó előjelbináris számábrázolással ..... Besenyei P. 27
A villamosenergia rendszer vezetékhálózata mint mérő- és vezérlőjeleket továbbító lokális hálózat ..... K. Dostert 34

Egyedi cikkek

Az X.25 adatkapcsolati rétegének tesztelése ..... Törő M. 43

Termékek – Szolgáltatások

Megújulás a hazai számítástechnikai iparban ..... Hosszú G. 50
Egy új telefax megvalósítás a SECOTEL-től ..... Szinyéri V. 52
PC-DSP: TMS320C25 alapú multiprocesszoros jelfeldolgozó kártya ..... Koller I., Elek K., Gaál J. 54
Zenecsatorna multiplexerek 2 MB/s sebességen ..... Czékmány T. 57

Gazdaság – Kutatás – Oktatás

A digitális jelfeldolgozás oktatása a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki és Informatikai Karán ..... Simonyi E., Elek J., Nagy L., Gordos G., Péceli G. 61
Európai tudományos és technológiai együttműködési programok ..... Fazekas K. 67
Cost#229, "Applications of Digital Signal Processing in Telecommunications" ..... A. Figueiras-Vidal 70
IC tervezési lehetőségek a BME Elektronikus Eszközök Tanszékén ..... Poppe A. 71

Hírek – Események

Puskás Tivadar emlékülés 75
1992. évi Puskás Tivadar díjasok 76
Távközlési Konferencia Tatán ..... Heller K. 76
ASIA TELECOM'93 ..... Battistig Gy. 77
Látogatóban az ETRI-ben és a Korea Telecom-nál ..... Csopaki Gy. 78
TELECOM-FORT'93 ..... Magyar I. 79
DATA I/O Magyarországon 80

HÍRADÁSTECHNIKA
A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

Főszerkesztő
BARANYI ANDRÁS

Rovatvezetők
BATTISTIG GYÖRGY
KORMÁNY TERÉZ
PRÓNAY GÁBOR
SOMOGYI ANDRÁS

Szerkesztők
BARTOLITS ISTVÁN
KÁSA ISTVÁN
LADVÁNSZKY JÁNOS
FÖLDVÁRINÉ OROSZ JULIANNA
ANTALNÉ ZÁKONYI MAGDOLNA

Munkatárs
ANGYAL LÁSZLÓ

Szerkesztőbizottság
TÓFALVI GYULA
elnök

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

SZPONZOROK

MAGYAR TÁVKÖZLÉSI RÉSZVÉNYTÁRSASÁG

antenna hungária

Siemens Telefongyár Kft.

ERICSSON
Ericsson Technika Kft.

MOTOROLA

TKI

BHG BUDAPEST

KONTRAX TELEKOM

"AZ ÉPÍTÉS FEJLŐDÉSÉÉRT" ALAPÍTVÁNY

Szerkesztőség
Budapest II., Gábor Áron u. 65.
Postacím
1525 Budapest, Pf. 15.
Telefon: 135-1097
201-7471
Telefax: 135-5560

Előfizetési díj
Hazai közületi előfizetők részére
1 évre 4400,– Ft, egyes számok 540,– Ft
Hazai egyéni előfizetők részére
1 évre 720,– Ft, egyes számok 90,– Ft
Külföldi előfizetők részére
1 évre 4 angol szám 60 USD, 12 szám 120 USD, egyes számok 20 USD

HÍRADÁSTECHNIKA megjelenik havonta váltakozva magyar és angol nyelven. Kiadja a TypoTEX Elektronikus Kiadó Kft. 1015 Budapest, Batthyány u. 14. Telefon: 202-1365. Fax: 115-4212. Felelős kiadó: Votisky Zsuzsa. Készült a HUNGAPRINT nyomdában. Szövegszedés: TypoTEX Kft. A lap példányonként megvásárolható a nagyobb könyvesboltokban és a kiadónál.

HU ISSN 0018-2028

BEVEZETŐ GONDOLATOK

A Híradástechnika jelen száma a digitális jelfeldolgozást alapvetően eszközként használó szakemberek néhány aktuális problémájával foglalkozik. Napjainkra a digitális jelfeldolgozás olyan érettségi szintet ért el, melynél egyre kevésbé beszélhetünk elméleti kutatásról úgy általában. Az elvi alapok tisztázottak, nyitott kérdés viszonylag kevés maradt. Sokkal inkább arról beszélhetünk, hogy a villamosmérnöki szakma különféle területein a mindennapos gyakorlat részévé vált a jelek digitális formában való gyűjtése és feldolgozása, és az ezzel kapcsolataos elméleti és gyakorlati eredmények beépültek a legkülönfélébb eszközökbe és rendszerekbe. Jelen számban meggyőző példákat találunk erre.

Sztipánovits János és Pataki Béla cikke tipikus példa arra, hogy a komplex rendszerek kezelésére olyan építőelemeket érdemes alkalmazni, illetve kidolgozni, amelyek önmagukban már használhatónak bizonyultak, és összekapcsolásuk nagy rendszerek problémáinak megoldását teszi lehetővé. Esetükben egy viszonylag egyszerű, alapvetően lineáris jelfeldolgozó struktúra adaptívvá tételét neurális háló igyekszik megoldani. A gondolat újszerűsége abban van, hogy maga a jelfeldolgozás „lineáris" marad, de paraméterei tanítással/tanulással lesznek beállíthatók, és az adaptivitás magán a neurális hálón keresztül jut érvényre.

Tatai Péter és Osváth László dolgozata egy igényes műszerfejlesztésről szól, a műszer távbeszélő jelzések generálására és analízisére szolgál. A megoldás: a napjaink műszertechnikájában gyakori ún. „szoft" műszer, egy hordozható személyi számítógép, és abban elhelyezett, digitális jelprocesszort tartalmazó kártya. Minden járulékos funkció megvalósítása szoftver úton történik.

A digitális jelfeldolgozás témakörének fejlődésével az időben diszkrét reprezentációk és módszerek egyre jelentősebb rokonságot mutatnak a digitális jelfeldolgozás módszereivel. Az utóbbi néhány év felismerései az alapvetően a komplex függvénytanra épülő jelanalízis és szintézis, valamint az alapvetően algebrai hátterű kódoláselmélet kapcsolatait hozták felszínre. Ezek a kapcsolatok különösen bizonyos kódolási fajták esetén érvényesíthetők. Gyurcsek Tamás fiatal kollégánk cikke a Reed-Solomon kódolás alkalmazásával foglalkozik telefonvonalon történő átvitel hibáinak hatékony javítása céljából.

A digitális jelfeldolgozás széleskörű elterjedésében meghatározó szerepet játszik a programozható — különösen a hardverszorzót is tartalmazó — processzorok megjelenése. Az alapvetően szekvenciális jelleg azonban a nagyobb sebességigényű alkalmazásokat kizárja, illetőleg vannak alkalmazások, ahol a programozhatóság nem szükséges, mert a megvalósítandó eljárás kötött. Ilyen esetekben elvileg adott a VLSI realizáció lehetősége, de fejlesztési költsége csak viszonylag magas gyártási sorozat esetén térül meg. Kisebb gyártási sorozatok esetén a már hazánkban is elterjedt programozható gate-array (Field Programmable Gate Array = FPGA) áramkörök szolgálnak megoldással. Bessenyei Péter fiatal kollégánk ilyen jellegű eszközökben használható skalárszorzó hardvert mutat be, mely a legtöbb digitális jelfeldolgozó eljárásban közvetlenül felhasználható.

A digitális jelfeldolgozás fontos alkalmazási területe az információ tömörítése. Ez elsősorban nagyfrekvenciás jelek, időben hosszú regisztrátumok esetén válik szükségessé, és különösen a két- és többdimenziós jelfeldolgozási feladatokban lényeges. Alföldi Attila cikke egyetlen lebegőpontos digitális jelprocesszorral történő képtömörítést ismertet. Az alkalmazott eljárás az adaptív diszkrét koszinusz transzformáción alapul.

Dostert professzor cikke azt vizsgálja, hogy egy, a fizikai csatornát illetően a szokásostól eltérő kommunikációs rendszerben milyen áramköri megoldásokkal lehet szórt spektrumú modulációt megvalósítani. A fizikai csatorna a villamosenergia rendszer vezetékhálózata, ami az adott alkalmazásban mérő- és vezérlőjelek továbbítását szolgálja.

A szakcikkek mellett jelen számban arról is tájékozódhat az Olvasó, hogy a digitális jelfeldolgozás témaköre milyen formában és mértékben van jelen a villamosmérnök hallgatók oktatásában. A Budapesti Műszaki Egyetemen folyó oktatásról és kutatásról öt tanszék rövid bemutatkozása ad számot.

PÉCELI GÁBOR

Péceli Gábor villamosmérnöki oklevelét 1974-ben a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán, Műszer- és Irányítástechnikai Szakon szerezte 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 a digitális jelfeldolgozás témakörében készítette el. Oktatási munkája elsősorban az Elektronikus műszerek c. tantárgyhoz kapcsolódik. Fő érdeklődési területei: digitális jelfeldolgozás, komplex rendszerek méréstechnikája és intelligens folyamatfelügyeleti rendszerek.

NEURÁLIS HÁLÓVAL VEZÉRELT REZONÁTOROS SZŰRŐRENDSZER TANÍTÁSI ALGORITMUSA

SZTIPÁNOVITS JÁNOS
DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING
VANDERBILT UNIVERSITY, NASHVILLE,
TN 37235, USA

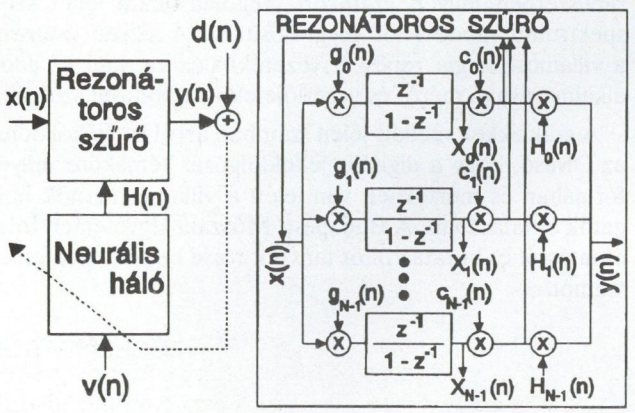
és

PATAKI BÉLA
MŰSZER- ÉS MÉRÉSTECHNIKAI TANSZÉK
BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM
H-1521, BUDAPEST

A cikk egy neurális hálóval vezérelt rezonátoros szűrőhálózaton alapuló adaptív rendszert mutat be. A lineáris szűrő valósítja meg az adaptív rendszer dinamikáját, a neurális háló csupán a szűrő átviteli tulajdonságainak megfelelő beállítására szolgál. A cikk on-line tanítási algoritmust mutat be, amely a neurális háló bemeneti mintáihoz rendeli a szűrő kívánt dinamikus viselkedését. Visszacsatolt rendszer létrehozásával a korábbiakban javasolt neurális hálóval vezérelt szűrő struktúra általánosítását végeztük el. Ezen általánosított struktúra tanítási algoritmusát mutatjuk be, amelyet dinamikus hibavisszaterjesztési eljárásnak nevezünk. Javaslatokat teszünk az adaptív rendszer tanítási sebességének javítására, kihasználva a szűrőstruktúra parallel felépítését. A számítógépes szimulációk alapján a javasolt neurális hálóval vezérelt rezonátoros szűrőstruktúra realizációs szempontból előnyösnek tűnik, és az identifikációs és szabályozástechnikai feladatok széles skáláján általános építőelemként használható.

1. BEVEZETÉS

A cikk adaptív jelfeldolgozó rendszerek építőelemeként alkalmazható, új hibrid architektúrát mutat be, mely neurális hálóval vezérelt digitális rezonátoros szűrő struktúrán alapul. A Péceli által kidolgozott digitális rezonátoros szűrőstruktúra FIR és IIR szűrők megvalósítására egyaránt alkalmas [2]. A használt neurális háló egy-vagy többrétegű, hibavisszaterjesztésen alapuló (*backpropagation*) hálózat. A neurális háló határozza meg a szűrő átviteli jellemzőit, statikus leképezést valósítva meg $\mathbf{v}(n)$ bemeneti vektora és a komplex szűrőegyütthatókat adó $\mathbf{H}(n)$ kimeneti vektora közt.



1. ábra. Neurális hálóval vezérelt rezonátoros szűrő

A struktúra főbb jellemzői:

- Az adaptív rendszer dinamikus tulajdonságait jól kézben tartható lineáris szűrő segítségével valósítjuk meg. A neurális háló szerepe egy statikus nemlineáris leképezésre korlátozódik. A rezonátoros szűrő használata azzal az alapvető előnnyel jár, hogy kimeneti jele egy ortogonális transzformáció komponenseinek lineáris kombinációjaként áll elő. Az ortogonális komponensekre bontás eredménye, hogy a jelösszetevők közel korrelálatlanok, ami a tanítási (*training*)algoritmus hatékonyságát javítja [4].
- A neurális háló alkalmazásával a rendszer kétszintű adaptivitását hoztuk létre;futásidejű és tanítási-idejű adaptivitás [1]. Futási-idejű adaptivitás alatt azt értjük, hogy a tanítási eljárás végeztével a neurális háló $\mathbf{v}(n)$ bemeneti jeléből folyamatosan előállítja a $\mathbf{H}(n)$ szűrőparaméter vektort, a tanítás során megtanult nemlineáris leképezés segítségével. Viszont az így előállított paramétervektor meghatározza az $x(n)$ bemeneti jelet az $y(n)$ kimeneti jelre leképező rendszer dinamikus tulajdonságait. A neurális hálók működésének jellemzésére használt „asszociatív memória" analógiához hasonlóan [18], a futási-idejű adaptációt „asszociatív jelfeldolgozásnak" nevezhetjük. Ezt a terminológiát az indokolja, hogy az $x(n)$ bemenet és az $y(n)$ kimenet között elhelyezkedő jelfeldolgozási folyamat jellemzőit a neurális háló az asszociatív vezérlő bemenet — $\mathbf{v}(n)$ vektor — mintáihoz rendeli. A futási-idejű adaptáció rendkívül gyors, mivel a neurális háló visszacsatolatlan (*forward*) működése valósítja meg. Tanulási-idejű adaptációnak nevezzük azt a folyamatot, mikor a neurális hálót tanítjuk $\mathbf{v}(n)$ bemeneti vektornak a $\mathbf{H}(n)$ szűrőparamétervektorra való leképezésére. Az [1] irodalomban egy on-line felügyelt tanítási algoritmus került ismertetésre. A tanítás olyan hibavisszaterjesztési eljáráson (*backpropagation*) alapul, mely a $d(n)$ ideális jel és az $y(n)$ kimeneti jel közti hibát a rezonátoros szűrőn keresztül a neurális hálóra terjeszti vissza. A tanítás során az adaptív rendszer számos frekvenciaátviteli függvény elsajátítására képes, melyeket a $\mathbf{v}(n)$ bemeneti vektor különböző mintáihoz asszociál.
- A digitális rezonátoros szűrőstruktúrának a többi számításba jövő lineáris szűrővel szemben több előnyös tulajdonsága is van implementációs szempontból; struktúrálisan passzív, rendelkezik a határciklusok elnyomásának képességével, és minimális kerekítési zajt biztosít [2]. Továbbá a neurális hálók jellemző előnyös tulajdonságaihoz hasonlóan, nagymértékben párhuzamosítható és alapvetően reguláris struktúra.

A neurális hálóval vezérelt szűrőstruktúra a szabályozási, identifikációs és jelfeldolgozási problémák széles tartományában használható. Az alábbiakban ezen területek fontos alkalmazási példáit soroljuk fel:

Szabályozástechnikai alkalmazások: Számos példa van arra, hogy a működési feltételek változásával egy-egy folyamat dinamikája jelentősen megváltozik. A visszacsatolt szabályozási rendszerek paramétereinek bizonyos rendszerváltozók függvényében való adaptációjára széles körben elterjedt módszer az adaptív erősítésre állítás (*gain scheduling*). Az eljárás alapkoncepcióját a repülési rendszerekkel kapcsolatban dolgozták ki [6]. Neurális hálót használtak a Boeing 747-400 automatikus leszálló egységében a PID szabályozó paramétereinek állítására [7]. A neurális hálóval vezérelt rezonátoros szűrőstruktúra az adaptív erősítés állítási eljárás kézenfekvő általánosítását kínálja; tetszőleges lineáris dinamikus szabályozó karakterisztika rendelhető tanítási időben a különböző működési módokhoz. Ennek megfelelően ezen alkalmazási területen „asszociatív szabályzó" kialakításáról beszélhetünk. Fontos újdonság, hogy sem a szabályozási algoritmust, sem az adaptív erősítés állítás mechanizmusát nem szükséges explicit módon kidolgozni, a hálózat megtanulja a megfelelő szabályozást a tanulás során.

A javasolt struktúra számos, korábban kidolgozott neurális háló alapú esetén alternatív megvalósítási lehetőséget jelent. A szabályozók fontos csoportja alapul például a szabályozott szakasz inverz dinamikájának identifikációján, melyet neurális hálózat segítségével határoznak meg. [8]-[11]. A neurális hálóval vezérelt rezonátoros szűrőstruktúra felhasználható az inverz dinamika meghatározásában, segítségével összerendelhetők a megfigyelhető változók (pl. robot karok csuklóinál a szögelfordulás) a keresett dinamikával.

Identifikáció: A szabályozott szakasz dinamikája sok esetben jól megadható véges számú munkapont körüli szakaszosan lineáris közelítéssel. Egy másik nagy csoport jellemezhető idővariáns paraméterekkel rendelkező lineáris modellek segítségével, ahol a paraméterek bemeneti, kimeneti vagy egyéb jelek lineáris vagy nemlineáris függvényeként adhatók meg [12]. Mindkét esetben a neurális hálóval vezérelt szűrőstruktúra a rendszeridentifikáció hatékony eszköze lehet.

Jelfeldolgozás: Számos esetben a jelfeldolgozó eljárást módosítani kell a bemeneti jel mért jellemzőinek, vagy egyéb segédjelek változásainak figyelembevételével. Ebbe a csoportba tartozik pl. a [13] irodalomban ismertetett eljárás, amely képeken jelentkező random, illetve impulzus zaj elnyomását végző adaptív képfeldolgozó eljárást ír le. Az eljárás a kép jellemzőinek (az élek meredeksége, a hullámforma monoton változása) detektálásán és egy idővariáns szűrő paramétereinek megfelelő beállításán alapul. Mivel a szükséges jelfeldolgozási eljárásokat az asszociatív szabályzó bemeneteken megjelenő mintákhoz rendelhetjük, célszerűnek látszik az „asszociatív jelfeldolgozás" elnevezés használata.

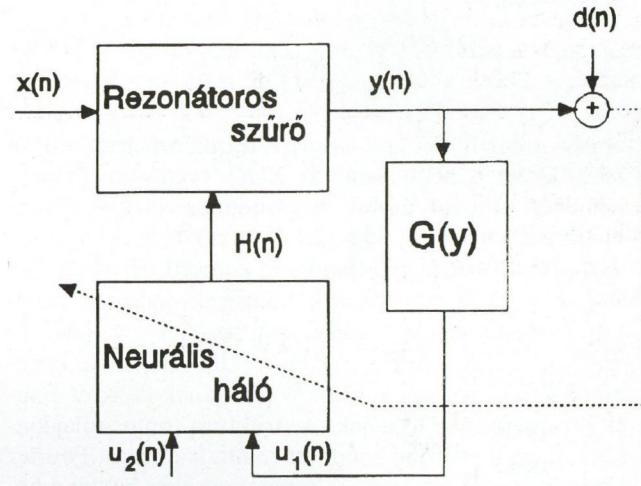
A javasolt struktúra legfontosabb problémája a megfelelő tanulási algoritmus kidolgozása. A valós idejű hibavisszaterjesztés [1] csak akkor alkalmazható, ha a neurális hálózat bementére nem kapcsolódik a rendszer kimenetéről ($y(n)$) visszacsatolt jel. A különböző alkalmazási lehetőségek áttekintése azt mutatja, hogy a visszacsatolás gyakran elkerülhetetlen, vagy előnyös lehet. Az említett szabályozástechnikai alkalmazásban pl. az adaptív erősítés állítás függhet a vezérelt rendszer pillanatnyi állapotától, így a szabályozott rendszer és a neurális hálóval vezérelt rezonátoros szűrő visszacsatolt rendszert kell, hogy alkosson.

A cikk főbb célkitűzései:

- A struktúra általánosítása a szűrő kimenetéről a neurális háló bemenetére való visszacsatolás esetére;
- tanulási algoritmus kidolgozása, mely a visszacsatolt rendszer on-line (valós idejű) felügyelt tanítására alkalmas;
- a tanítási algoritmus sebességének javítására szolgáló módszerek vizsgálata.

2. AZ ÁLTALÁNOSÍTOTT STRUKTÚRA

Az általánosított struktúra a 2. ábrán látható. Az előzőekben vizsgált struktúrához [1] képest a szűrő kimenetéről a neurális háló bemenetére való visszacsatolás jelent újdonságot.



2. ábra. Neurális hálóval vezérelt rezonátoros szűrőstruktúra általánosítása

2.1. A használt lineáris szűrő

A rezonátoros szűrő tulajdonságait a [2] irodalom írja le. A struktúra tetszőleges FIR és IIR szűrők megvalósítására alkalmas, számos alkalmazási területtel rendelkezik. Legyen $\{g_m(n)\}$ és $\{c_m(n)\}$ egy tetszőleges ortogonális transzformáció m-edik bázis és reciprokbázis komponense. Ez esetben a struktúra a választott ortogonális transzformáció rekurzív megvalósítását adja, és véges lépésben konvergál. Az $\mathbf{X}(n) = [X_0(n), \ldots, X_{N-1}(n)]$ kimeneti vektor elemei az $\{x(n)\}$ bemeneti jel utolsó N pontjának $\{x(n), x(n-1), \ldots, x(n-N+1)\}$-nek spektrumkomponenseit adják meg, a választott ortogonális transzformációra nézve. A szűrő kimenete $\{y(n)\}$ az egyes rezonátorkimenetek

$$\mathbf{H}(n) = [H_0(n), \ldots, H_{N-1}(n)]$$

együtthatókkal súlyozott lineáris kombinációjaként adódik.

Ebben a cikkben az általános rezonátoros szűrőstruktúra két szempontból is speciális kialakítású változatának alkalmazására szorítkozunk:

- *FIR szűrő használata:* A neurális hálóval vezérelt rezonátoros szűrőstruktúrában a neurális háló folyamatosan módosítja a szűrőegyütthatókat. IIR szűrők esetén az együtthatók változtatása során egy vagy több pólus átmenetileg az egységsugarú körön kívülre kerülhet, így a kimenet instabillá válhat, vagy megengedhetetlenül nagy tranziensek jöhetnek létre a futási-idejű tanítás során. Ezért csak FIR szűrőket használunk, melyeknél ez a probléma nem lép fel. Ebben az esetben a $\{c_m(n)\}$ és $\{g_m(n)\}$ paramétereket, az előbbiekben leírt módon, ortogonális rendszernek választva, a neurális háló állítja elő a $\mathbf{H} = [H_0, \ldots, H_{N-1}]$ súlytényezőket. A rendszer hátránya, hogy ismeretlen pólus-zérus képpel rendelkező rendszer modellezése esetén a FIR szűrő csak közelítő modellt jelent, kielégítő pontosságú modellhez sokkal több szűrőegyütthatóra lehet szükség, mint megfelelő IIR modell használata esetén.
- *Diszkrét Fourier transzformációt megvalósító struktúra használata:* A rezonátoros szűrőstruktúra visszacsatolt magját a továbbiakban mindig az alábbi paraméterekkel alakítjuk ki:

$$c_m(n) = e^{j(2\pi/N)mn}; \quad g_m(n) = \frac{1}{N} e^{-j(2\pi/N)mn}; \quad m = 0, 1, \ldots, N-1, \tag{1}$$

amely rekurzív diszkrét Fourier transzformációt valósít meg. Ezzel a beállítással az $\mathbf{X}(n)$ vektor az $\{x(n)\}$ bemeneti sorozat utolsó N pontjának diszkrét Fourier transzformációját adja [2]. A $\mathbf{H}(n) = [H_0(n), \ldots, H_{N-1}(n)]$ szűrőegyütthatók a keresett $\mathbf{H}(z)$ átviteli függvénynek a rezonátorok pólusfrekvenciáján számított komplex értékeit adják, míg az $\mathbf{Y}(n) = [X_0(n) H_0(n), \ldots, X_{N-1} H_{N-1}(n)]$ vektor elemei a kimeneti $\{y(n)\}$ sorozat utolsó N pontjának diszkrét Fourier transzformáltját adják. A struktúra fontos tulajdonsága, hogy a szűrőbe beépített rekurzív diszkrét Fourier transzformáció ortogonális komponensekre bontja a bemeneti jelet. A tanítási idejű adaptivitás szempontjából ez a frekvencia tartományban legkisebb négyzetes közelítésű adaptív szűrőkhöz (*frequency-domain least-mean-squares adaptive filters*) hasonló előnyöket jelent [5].

Más ortogonális rendszer használata (pl. Walsh, DCT stb.) lehetséges, és egyes esetekben előnyös is lehet. A Fourier transzformációtól eltérő ortogonális transzformáció használatát alapvetően a következő okok indokolhatják:

- a modellezni kívánt rendszer hatékonyabb, azaz kevesebb szűrőkoefficienssel való, modellezhetősége,
- bizonyos ortogonális rendszerek (pl. Walsh) nyújtotta implementációs előnyök.

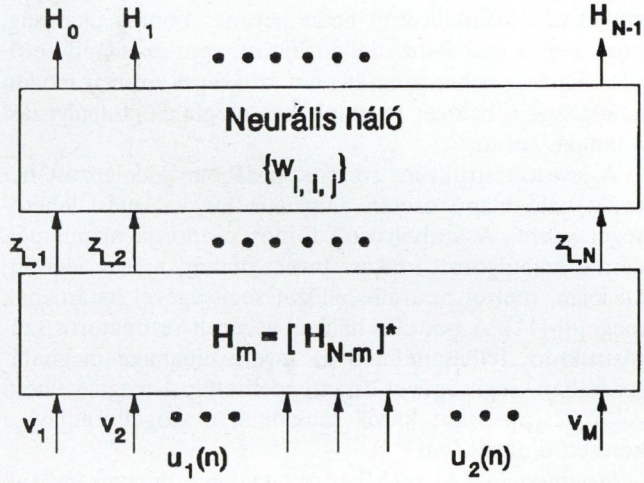
Viszont más ortogonális rendszer választása sem igényli a levezetni kívánt tanítási algoritmus koncepciójának megváltoztatását, így az algoritmus kidolgozását a Fourier transzformáció használata mellett végezzük el.

2.2. A használt neurális hálózat

Többrétegű neurális hálót használunk, amely statikus, nemlineáris leképezést $\mathbf{z}_L = \mathbf{N}(\mathbf{v}, \mathbf{w})$ valósít meg a bemeneti vektorok $\mathbf{v} \in R^M$ halmazáról a kimeneti vektorok $\mathbf{z}_L \in R^M$ halmazára (l. 3. ábra). Jelöljük $\mathbf{z}_l^T = [z_{l,1}, z_{l,2}, \ldots, z_{l,p}]$-vel az l-edik réteg kimeneteiből képzett vektort, ahol $l = 1$ jelöli a bemeneti réteget, és $l = L$ a neurális háló kimeneti rétegét. A neurális hálót a működési fázisban a következő egyenletekkel jellemezhetjük:

$$I_{l,j} = \sum_{i}^{z_{l,j} = s(I_{l,j})} w_{l,i,j} z_{(l-1),i} \tag{2}$$
$$z_{l,0} \equiv 0$$
$$z_0 \equiv v,$$

ahol $I_{l,j}$ az l-edik réteg j-edik neuronjára jutó teljes gerjesztés, $w_{l,i,j}$ az l-edik réteg j-edik neuronjának i-edik bemenetét súlyozó tényező, valamint $s(\bullet)$ a neuronokra jellemző átviteli függvény.



3. ábra. A neurális alrendszer kialakítása

A háló kimeneti rétege adja a $\mathbf{H}(n)$ komplex szűrőegyütthatókat. Mivel a szűrő $\{y(n)\}$ kimenete valós, a szűrőegyütthatóknak teljesítenie kell a $H_m = [H_{N-m}]^*$ szimmetriafeltételt [16], ahol N a szűrő párhuzamos rezonátor ágainak száma. Így az N komplex szűrőegyüttható megadható N valós neurális háló kimenet segítségével. Rendeljük össze a neurális háló z_L kimeneti vektorát és a szűrőkoefficiensek $H_{R,m}$ valós és $H_{I,m}$ imaginárius részeit a következőképp:

$$H_m = H_{R,m} + jH_{I,m}; \quad m = 0, \ldots, N-1$$
$$H_{R,m} = Z_{L,(m+1)}; \quad m = 0, \ldots, N/2) \tag{3}$$
$$H_{I,m} = Z_{L,(N/2+m+1)}; \quad m = 1, \ldots, (N/2-1).$$

A rendszer két részének működése a következő lépésekből áll:

- A neurális hálózat minden ütemben kiszámítja $\mathbf{v}(n)$ bemeneti vektorából az új $\mathbf{H}(n)$ szűrőegyüttható vektort.
- A rezonátoros szűrőhálózat az új együtthatóvektor, a bemeneti minta $x(n)$, valamint a szűrő előző állapota (melyet az előző $N-1$ minta határoz meg) alapján előállítja az új $y(n)$ kimeneti értéket. Így a neurális hálózat a szűrőtől függetlenül működik, bár a két alrendszer

kapcsolata az egész rendszer szempontjából meghatározó jelentőségű.

2.3. A visszacsatolt rendszer

Mint a 2. ábrán látható, a neurális háló v asszociatív bemeneti vektora az $\mathbf{u}_1(n)$ és $\mathbf{u}_2(n)$ vektorok konkatenálásával adódik:

$$\mathbf{v}^T = [\mathbf{u}_1^T(n)|\mathbf{u}_2^T(n)].$$

Az $\mathbf{u}_2(n) = [u_{2,1}(n), u_{2,2}(n) \ldots, u_{2,M2}(n)]$ vektor tartalmazza azokat a bemeneti komponenseket, melyeket nem befolyásol a szűrő aktuális működése, míg $\mathbf{u}_1(n) = [u_{1,1}(n), u_{1,2}(n) \ldots, u_{1,M1}(n)]$ azokat a komponenseket tartalmazza, melyek a kimenetből származnak, ezek segítségével csatoljuk vissza a rendszert (l. 2. ábra). Az általános tárgyalásmód kedvéért tegyük fel, hogy $\mathbf{u}_1(n)$ a kimenet utolsó D mintájából $\mathbf{y}_D(n) = [y(n-1), y(n-2), \ldots, y(n-D)]$-ből egy tetszőleges lineáris vagy nemlineáris transzformációval jön létre:

$$\mathbf{u}_1(n) = \mathbf{G}(\mathbf{y}_D),$$

ahol $\mathbf{G}(\mathbf{y}_D)$ folytonosan differenciálható és Jacobi mátrixát jelölje $\mathbf{G}_y \in R^{M1 \times D}$. A neurális háló kétféle bementének szerepét az alábbiakban világítjuk meg. Az $\mathbf{u}_2(n)$ vektor reprezentálja a rendszer viselkedését befolyásoló „külső" hatásokat. A tanítás során az $\mathbf{u}_2(n)$ komponenseinek mintáit megfelelő dinamikus átviteli karakterisztikákhoz rendeli („asszociálja") a hálózat, s a működési fázisban reprodukálja ezeket az „asszociációkat". Az $\mathbf{u}_1(n)$ vektor előző kimeneti értékek transzformációjából keletkezik, így az n-edik időpontban érvényes $\mathbf{H}(n)$ dinamikára hatással lesz a megelőző időpontokban érvényes $\mathbf{H}(n-1), \mathbf{H}(n-2), \ldots$ dinamika.

Hasonlóan az Anderson által bevezetett dinamikus visszacsatolt (*recurrent*) neurális hálókhoz ([14]), a fentiekben bemutatott általánosított struktúra is rendelkezik visszacsatolással a neurális háló kimenete és bemenete közt. A visszacsatolt hálók jelentős részénél (pl. [23], [24]) a jelút tartalmazza a neurális hálózatot; a visszacsatolás közvetlenül hat a rendszer átviteli karakterisztikájára. A javasolt struktúrában az alapvető jelút a szűrő $x(n)$ bemeneti és $y(n)$ kimeneti jele közt húzódik (l. 2. ábra), nem tartalmazza a neurális hálót, így annak hatása a jelfeldolgozás jellemzőire indirekt.

A fentiekben vázolt különbség érdekes hatással van a struktúra viselkedésére. Például a $\mathbf{G}(\mathbf{y}_D)$ transzformáció megfelelő megválasztásával, alkalmas tanítás után, olyan nemlineáris rendszert hozhatunk létre, mely adott számú stabil kvázilineáris munkaponttal rendelkezik. A munkapontokat a tanítás fázisában határozhatjuk meg, a külső jelekből képzett $\mathbf{u}_2(n)$ bemeneti vektor viszi át a rendszert egyik munkapontból a másikba.

3. A TANÍTÁSI ALGORITMUS

A tanítás célja, hogy kívánt dinamikus karakterisztikákat approximáljunk a szűrő segítségével, és az $\mathbf{u}_2(n)$ asszociatív vezérlő bemenet megfelelő mintáihoz rendeljük hozzá. A módszer azon alapszik, hogy a szűrő $y(n)$ kimenetét az előállítani kívánt ideális jelhez hasonlítjuk, és a neurális háló $w_{l,i,j}$ súlyait valamilyen kritérium szerint módosítjuk. Az áttekinthetőség kedvéért az egyes súlyokra való hivatkozáskor a w_k jelölést fogjuk használni a $w_{l,i,j}$ helyett.

3.1. A tanítási algoritmus általános alakja

A tanítás első lépése, hogy megfelelő optimum kritériumot határozunk meg. Az előzőekben leírt alkalmazási területeken a cél az, hogy a szűrő $y(n)$ kimeneti jele a kívánt, ideális $d(n)$ jelet közelítse valamilyen $n \in (t_0, t_1]$ tartományban. Ha az n-edik időpontban a kimeneti hibát $e(n) \triangleq 1/2[d(n) - y(n)]^2$ adja meg, akkor az approximáció jóságát az:

$$E(t_0, t_1) = \frac{1}{T} \sum_{n=t_0+1}^{t_1} e(n) = \frac{1}{2T} \sum_{n=t_0+1}^{t_1} [d(n) - y(n)]^2 \quad (4)$$

függvénnyel adhatjuk meg, ahol T az $n \in (t_0, t_1]$ időintervallumban megfigyelt hibák száma.

A tanítás során a neurális háló súlyait a paramétertérben az $E(t_0, t_1)$ negatív gradiense mentén módosíthatjuk:

$$\begin{aligned} \triangle w_k &= -\alpha \frac{\partial E(t_0, t_1)}{\partial w_k} \\ &= \frac{\alpha}{T} \sum_{n=t_0+1}^{t_1} [d(n) - y(n)] \frac{\partial y(n)}{\partial w_k}, \end{aligned} \quad (5)$$

ahol az α konstans a tanulási tényező (*learning rate*). Az (5) összefüggés kiértékeléséhez a $\partial y(n)/\partial w_k$ gradienst kell meghatározzuk az $n \in (t_0, t_1]$ időintervallum minden pontjára.

Ha a struktúra nem tartalmaz visszacsatolást (l. 1. ábra), az (5) összefüggés egyszerűen kiértékelhető. Az $e(n)$ hiba megfigyelhető az $n \in (t_0, t_1]$ időintervallum minden pontjában, a $\partial y(n)/\partial w_k$ gradiens az $y(n)$ kimenet w_k-ra vett érzékenységét adja meg az n időpillanatban. Adott **w** mellett ez az érzékenység a lineáris szűrő alrendszer belső állapotától függ (melyet FIR szűrő esetén az előző N bemeneti minta határoz meg), valamint a neurális háló $\mathbf{v}(n)$ bemeneti vektorától. Mivel az $\{x(n), x(n-1), \ldots, x(n-N+1)\}$ és a $\mathbf{v}(n)$ jelsorozatok ismertek az $n \in (t_0, t_1]$ időintervallum minden pontjában, a gradiens számítható. A gradiens számítása a hibavisszaterjesztési (*backpropagation*) eljárás segítségével végezhető [15], [17,], [22]. Ebben az esetben az $e(n)$ hibát először visszaterjesztjük a szűrőn keresztül a neurális háló kimenetére, majd a jól ismert hibavisszaterjesztési eljárást használhatjuk a többrétegű visszacsatolatlan neurális hálózatra [1]. Gyakran nem végzik el a hiba akkumulálását a teljes $(t_0, t_1]$ időintervallumra, hanem minden egyes n időpontban módosítják a súlyokat. Mindkét esetben az eljárás időben szekvenciálisan folytatható, így az algoritmus alkalmas on-line tanításra.

Az általánosított struktúra esetén az (5) összefüggés kiértékelése a visszacsatolás jelenléte miatt bonyolultabb. A problémát $\partial y(n)/\partial w_k$ gradiens kiszámítása jelenti. Mivel a szűrő $y(n)$ kimeneti értéke függ az előző D kimeneti értékétől, így w_k-ra vett érzékenysége (azaz a gradiens) szintén függ a kimenet előző pontjainak ugyanarra a súlyra vett érzékenységétől. Tehát a $\partial y(n)/\partial w_k$ gradiens egymásutáni értékei az $e \in (t_0, t_1]$ időintervallumban nem számíthatók ki egymástól függetlenül. Ebben az esetben

a gradiens az $y(n)$ $n \in (t_0, t_1]$ kimeneti trajektória w_k súlyra vonatkozó érzékenységét adja meg.

A gradiens kiszámításához először explicit formában meg kell határoznunk, hogyan függ az $y(n)$ kimenet $x(n)$ bemenettől, valamint a neurális háló $\mathbf{v}^T = [\mathbf{u}_1^T(n)|\mathbf{u}_2^T(n)]$ bemenetétől. Ha a szűrőstruktúrában az $x(n)$ bementi jel Fourier transzformációs komponensekre bontását használjuk, továbbá a neurális háló $\mathbf{z}_L$ kimeneti vektorát (3) szerint rendeljük a szűrőegyütthatókhoz, akkor az $x(n)$ kimeneti jel a következő alakba írható (l. Függelék):

$$\begin{aligned} y(n) &= \mathbf{N}^T(\mathbf{v}, \mathbf{w})\mathbf{F}(n) \\ &= \mathbf{N}^T([\mathbf{G}^T(\mathbf{y}_D)|\mathbf{u}_2^T(n)], \mathbf{w})\mathbf{F}(n), \end{aligned} \tag{6}$$

ahol az $\mathbf{F}(n)$ vektor komponensei:

$$F_i(n) =$$

$$= \begin{cases} X_0 & \text{ha } i = 0 \\ 2[\mathrm{Re}(X_i)\cos(2\pi in/N) \\ -\mathrm{Im}(X_i)\sin(2\pi in/N)] & \text{ha } i = 1, \ldots, N/2 - 1 \\ (-1)^n X_{N/2} & \text{ha } i = N/2 \\ -2[\mathrm{Im}(X_i)\cos(2\pi in/N) \\ +\mathrm{Re}(X_i)\sin(2\pi in/N)] & \text{ha } i = N/2 + 1, \ldots, N - 1. \end{cases}$$

Megjegyzés: Ha a szűrőt más ortogonális transzformáció használatával valósítjuk meg, a (6) összefüggés változatlan marad, csupán $\mathbf{F}(n)$ komponensei változnak a (7) összefüggésben.

A (6) egyenlet differenciálásával a gradiens megkapható:

$$\frac{\partial y(n)}{\partial w_k} = \left[\frac{\partial \mathbf{N}(\mathbf{v}, \mathbf{w})}{\partial \mathbf{v}} \frac{\partial \mathbf{v}}{\partial \mathbf{y}_D} \frac{\partial \mathbf{y}_D}{\partial w_k} + \frac{\partial \mathbf{N}(\mathbf{v}, \mathbf{w})}{\partial w_k}\right] \mathbf{F}(n). \tag{8}$$

A (8) összefüggésben $\partial \mathbf{N}(\mathbf{v}, \mathbf{w})/\partial \mathbf{v} = \mathbf{N}_v(\mathbf{v}, \mathbf{w}) \in R^{N \times M}$ a neurális hálózatra jellemző Jacobi mátrix, mely közvetlenül kiszámítható mindegyik időpillanatra. Mivel a $\mathbf{v}^T[\mathbf{u}_1^T|\mathbf{u}_2^T]$ bemeneti vektorban csupán az $\mathbf{u}_1 = G(\mathbf{y}_D)$ rész függ a kimenet előző D értékétől, a $\partial \mathbf{v}/\partial \mathbf{y}_D = \mathbf{v}_\mathbf{y} \in R^{M \times D}$ Jacobi mátrix a következő alakba írható:

$$\mathbf{v}_y^T = [\mathbf{G}_y^T|0],$$

ahol $\mathbf{G}_\mathbf{y}$ a használt transzformáció Jacobi mátrixa. Mivel feltételeztük, hogy ez a transzfromáció ismert, $\mathbf{v}_\mathbf{y}$ is kiszámítható minden lépésben.

A (8) összefüggésben a harmadik tényező:

$$\left[\frac{\partial \mathbf{y}_D}{\partial w_k}\right]^T = \left[\frac{\partial y(n-1)}{\partial w_k}, \ldots, \frac{\partial y(n-D)}{\partial w_k}\right]$$

a szűrő előző D kimenetéből képzett gradiens vektor. Az n-edik időpillanatban a gradiens értéke függ az előző D időpillanatban számított gradiens értékeketől. Így (8) egy D-ed rendű linearizált differencia egyenletet ad a $\partial y(n)/\partial w_k$ változóra nézve.

A (8) összefüggés második tagja a $\partial \mathbf{N}(\mathbf{v}, \mathbf{w})/\partial w_k = \mathbf{N}_{wk}(\mathbf{v}, \mathbf{w}) \in R^N$ vektor nem más, mint a neurális háló kimenetére vonatkozó gradiens, mely a jólismert statikus hibavisszaterjesztési eljárással számítható.

Bevezetve:

$$\begin{aligned} g_D^k(n) &= \frac{\partial y(n)}{\partial w_k} \\ g_D^k(n-1) &= \frac{\partial y(n-1)}{\partial w_k} \\ g_{D-1}^k(n-1) &= \frac{\partial y(n-2)}{\partial w_k} \\ g_{D-2}^k(n-1) &= \frac{\partial y(n-3)}{\partial w_k} \\ &\vdots \\ g_1^k(n-1) &= \frac{\partial y(n-D)}{\partial w_k} \end{aligned}$$

állapotváltozókat, a (8) összefüggés vektor-mátrix differencia egyenlet alakba írható:

$$\mathbf{g}^k(n) = \mathbf{A}(n)\mathbf{g}^k(n-1) + \mathbf{B}(n)\mathbf{N}_{wk}(\mathbf{v}, \mathbf{w}), \tag{9}$$

ahol az $\mathbf{A}(n)$ és $\mathbf{B}(n)$ mátrixok:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{D,1} & a_{D,2} & \ldots & a_{D,D-1} & a_{D,D} \\ 1 & 0 & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \ldots & 0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \ldots & 0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ldots & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{a}_D = \mathbf{F}^T(n)(D)\mathbf{N}_V(v, w)\mathbf{v}_y$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_{D,1} & b_{D,2} & \ldots & b_{D,N-1} & a_{D,N} \\ 1 & 0 & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \ldots & 0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \ldots & 0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ldots & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{b}_D = \mathbf{F}(n).$$

A $\partial y(n)/\partial w_k$ gradiens a (9) összefüggés megoldásából számítható, minden $n \in (t_0, t_1]$ időpontban. A kezdeti feltétel $\mathbf{g}^k = 0$, hiszen feltételezhetjük, hogy a rendszer kezdeti állapota független a súlyoktól. A tanítási algoritmust az 1. táblázatban foglaltuk össze.

Megjegyzés: Ha $\mathbf{u}_1(n) = 0$, azaz nincs visszacsatolás, a (8) egyenlet a jólismert statikus hibavisszaterjesztési eljárásra egyszerűsödik.

1. táblázat
A tanítási algoritmus fő lépései

1. lépés	Rögzített 'régi' **w** értékek mellett $\partial y(n)/\partial w_k$ kiszámítása $\forall n \in (t_0, t_1]$, (9) alapján
2. lépés	$\triangle w$ kiszámítása $\forall k$-ra (5) alapján
3. lépés	A súlyok megváltoztatása $\triangle w$ alapján, majd az eljárás ismétlése az 1. lépéstől kezdve

Megjegyzés: Bár a tanítási algoritmusban a súlyokat változatlan „régi" értéken tartjuk az $n \in (t_0, t_1]$ időintervallumban, alapvető struktúrája támogatja az on-line tanítást:

- az $e(n)$ hiba szekvenciálisan kiszámítható $\forall \cap \in (t_0, t_1]$-re,

- a tanítást elvégezhetjük megfelelő hosszúságú egymást követő időintervallumok alapján is

$$\{(t_0, t_1], (t_2, t_3], \ldots\},$$

mindig az időszelet végén módosítva a súlyokat.

3.2. Értékelés

A fentiekben ismertetett algoritmus *dinamikus hibavisszaterjesztési eljárás (dynamic backpropagation)*, mivel a gradiens kiszámítást a (9) összefüggésben definiált lineáris dinamikus rendszer végzi. A dinamikus hibavisszaterjesztési eljárás más formáit is kidolgozták [23], [25] teljesen összekötött, belső visszacsatolással rendelkező hálókra, valamint általánosított esetre [24]. Tanítási algoritmusunk levezetésének módszere hasonló a [23], illetve [24] irodalmak levezetéséhez, abban az értelemben, hogy a nemlineáris rendszer linearizált differencia egyenletét írjuk fel a névleges trajektória mentén. Az eltérés a használt rendszerek (belső visszacsatolással rendelkező neurális háló [23]-[25], illetve neurális hálóval vezérelt rezonátoros szűrő) különbözőségéből adódik. A legfontosabb különbség, hogy a javasolt struktúrában a neurális háló közvetlenül nem vesz részt a kimeneti jel kialakításában, csupán a rendszer dinamikáját befolyásolja. Így az időtartománybeli hibát először a szűrő „paraméter bemeneteire" ($\mathbf{H}(n)$) kell visszaterjeszteni. Mint említettük, ez a lépés a hiba ortogonális komponensekre bontását jelenti, ami lehetőséget nyújt a konvergencia sebesség növelésére.

A Jordan által dinamikus rendszerek inverz modelljeinek előállítására javasolt tanítási algoritmus [11] szintén a hibának egy „köztes rendszeren" való visszaterjesztésén alapul, esetében ez a szabályozott rendszer modellje. A hasonlóság ellenére a különböző célok és a különböző architektúra miatt mind a levezetés módszere mind az eredmény alapvetően eltérő. A leírt eljárás szorosan kapcsolódik az időtartománybeli hibavisszaterjesztési (*backpropagation through time*) megközelítéshez is, melyet dinamikus rendszerek tanítására dolgoztak ki [19], [21].

4. A TANULÁS KONVERGENCIA SEBESSÉGÉNEK JAVÍTÁSA

A neurális hálózatok alkalmazása igen gyakran sebességi problémákkal jár, elsősorban a tanítás során. Ebben a részben a tanítás konvergencia sebességének növelésére alkalmas módszereket javasolunk.

A hálózat mérete (a rétegek, neuronok és összeköttetések száma) szoros kapcsolatban van az elérhető konvergencia sebességgel; mind nagyobb a hálózat általában annál lassabban tanítható. Így a hálózat méretének csökkentése lenne a gyorsabb tanítás egyik lehetősége, de ennek határa, méghozzá nem igazán pontosan meghúzható határa van. Ugyanis a hálózat képes kell hogy legyen $\mathbf{v}(n)$ bemeneti vektorának a $\mathbf{H}_m$ szűrőparamétervektorra való nemlineáris leképezés megvalósítására, ennek a leképezésnek komplexitása viszont legtöbbször nem ismert. Problémát jelent még, hogy hatékony tanítás általában csak a megvalósítani kívánt leképezéshez elvileg szükséges minimális komplexitásnál összetettebb hálózatoknál végezhető, de a szükséges redundancia szintén csak becsülhető. Így olyan neurális hálót alkalmazunk, melyet kellően redundánsnak feltételezünk, s komplexitásának csökkentése a tanulási sebesség növeléséhez, de az approximáció pontosságának csökkenéséhez is vezethet. Így a hálózat bonyolultságának jelentős csökkentése nem mindig járható út.

Kihasználhatjuk viszont a szűrő parallel struktúráját kétféleképpen is. A komplexitást kismértékben csökkenthetjük, ha a párhuzamos szűrőágak vezérlésére párhuzamos, kisebb méretű neurális hálókat használunk; az eredeti koncepcióban szereplő neurális hálót néhány összeköttetés megszüntetésével parhuzamos részhálókra bontjuk. Így a rétegek és neuronok száma változatlan, az összeköttetések száma valamelyest csökken. A kialakuló részhálók, viszont jóval kisebb bonyolultságúak, így tanításuk lényegesebb gyorsabb. Amennyiben az egyes ágakban előállított jelkomponensek függetlenek egymástól, a tanítás teljesen függetlenül végezhető az egyes részhálózatokban.

A konvergencia javításának másik lehetősége nyílik meg, ha a párhuzamos rezonátorágaknak megfelelően párhuzamos részhálókra bontottuk a neurális hálót. A hibavisszaterjesztési eljárásban optimalizált skalár optimum függvény:

$$E = \frac{1}{2T} \sum_{n=t_0+1}^{t_1} [d(n) - y(n)]^2. \qquad (10)$$

Az optimalizáláshoz a hibafüggvény gradiensét számítjuk ki a neurális háló paramétervektorára nézve. A $w_{l,i,j}$ súlyra a 3. részben bevezetett w_k jelölést használva:

$$\frac{\partial E}{\partial w_k} = \frac{1}{T} \sum_{n=t_0+1}^{t_1} [d(n) - y(n)] \frac{\partial y(n)}{\partial w_k}. \qquad (11)$$

A szűrőben megvalósított rekurzív diszkrét ortogonális transzformáció a bemeneti jelet transzformált tartománybeli komponenesekre bontja:

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} Y_m(n) = \sum_{m=0}^{N-1} [H_m(n) X_m(n)], \qquad (12)$$

következésképp:

$$\frac{\partial E}{\partial w_k} = \frac{1}{T} \sum_{n=t_0+1}^{t_1} [d(n) - \sum_{m=0}^{N-1} H_m X_m(n)] X_m(n) \frac{\partial H_m}{\partial w_k}, \qquad (13)$$

mivel az $x(n)$ bemenőjel X_m transzformált komponensei nem függnek a neurális hálózat paramétereitől. A transzformációs komponensek összegzése a bemeneti jel egylépéses predikcióját adja, a következő időlépésben a transzformációs hurok visszacsatolójelében ezt hasonlítjuk össze a bemeneti jellel. Feltéve, hogy a bemenőjel csak olyan komponenseket tartalmaz, mint a rezonátorok pólusfrekvenciái, a transzformáció 0 hibával képes előállítani a predikciós jelet. Ez esetben a rezonátorok 0 bemenőjellel dolgoznak, a kimenetükön megjelenő jelkomponensek (X_m) függetlenek. Így a gradiens vektor komponensei közt csak az ideális kimeneti jel $(d(n))$ teremt kapcsolatot. Képezzük a $d(n)$ jel ortogonális transzformált komponenseit, az $x(n)$ jelre kialakított transzformációval azonos módon:

$$d(n) = \sum_{m=0}^{N-1} D_m(n) \qquad (14)$$

$$E = \frac{1}{2T} \sum_{n=t_0+1}^{t_1} \left[\sum_{m=0}^{N-1} [D_m(n) - H_m X_m(n)] \right]^2 = \\ = \frac{1}{2T} \sum_{n=t_0+1}^{t_1} \left[\sum_{m=0}^{N-1} E_m(n) \right]^2, \tag{15}$$

ahol

$$E_m(n) = D_m(n) - H_m X_m(n) \quad m = 0, \ldots, N-1 \tag{16}$$

a transzformált tartományban értelmezhető komponenshiba. Tegyük fel, hogy $d(n)$ transzformáltja $(D_m(n))$ szintén független komponensekből áll. Ez esetben csak egyetlen szűrőág súlyozó paramétere függhet w_k-tól, a többi ágat sem közvetlenül, sem közvetve nem befolyásolja. Legyen $m = m_k$ a w_k neurális háló paraméter által vezérelt szűrőág:

$$\frac{\partial E}{\partial w_k} =$$

$$= \frac{1}{T} \sum_{n=t_0+1}^{t_1} [D_{m_k}(n) - H_{m_k}(n)] X_{m_k}(n) X_{m_k}(n) \frac{\partial H_{m_k}(n)}{\partial w_k}$$

$$= \frac{1}{T} \sum_{n=t_0+1}^{t_1} E_{m_k}(n) X_{m_k}(n) \frac{\partial H_{m_k}(n)}{\partial w_k}. \tag{17}$$

Amennyiben a fenti feltételezéseink jogosak, a párhuzamosan működtetett neurális részhálók egymástól függetlenül taníthatók a komponens hibák segítségével. Viszont ha az X_m és D_m $(m = 0, 1 \ldots, N-1)$ transzformált komponensekből álló predikciós modellek nem állítják elő hibamentesen az $x(n)$ és $d(n)$ jeleket, a gyorsabb tanítás ára kisebb elérhető pontosság lehet. Ugyanis az optimalizálás célja a transzformált komponenshibára alapozott tanításnál a neurális háló súlyainak olyan módosítása, hogy Y_m minél jobban közelítse D_m-et, de ha valamelyik, vagy mindkettő csak bizonyos hibával képes követni a megfelelő időfüggvényt, akkor a transzformált tartománybeli közelítés egy határon túl nem javítja az időtartománybeli közelítés jóságát. A transzformáció egylépéses predikcióként való használatának jósága a transzformáló hurok bemeneti jelének és visszacsatolt jelének a különbségével jellemezhető. Célszerűnek látszik az időtartománybeli és transzformált komponens hiba alkalmas kombinációjának használata a tanítás során. Definiáljuk a következő arányt a kimeneti hiba teljesítményből és a két transzformáció rezonátorainak bemenőjel teljesítményeiből:

$$c = \frac{\overline{f_x} + \overline{f_d}}{\overline{(d-y)}}, \tag{18}$$

ahol f_x és f_da két transzformációs hurok $x(n)$ és $d(n)$ rezonátorainak bemenőjele, a felülvonás pedig a jelteljesítmény jelölésére szolgál. A kétfajta hiba következő kombinációját használtuk a konvergenciasebesség vizsgálata során:

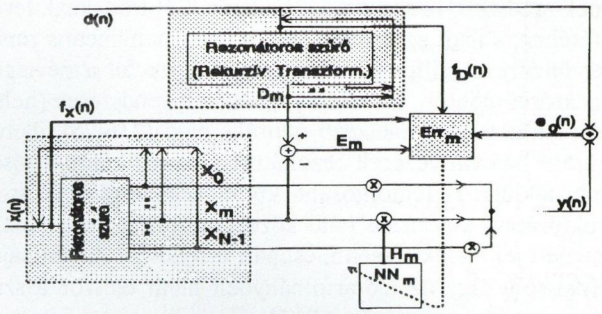
$$e_0(n) = d(n) - y(n) \quad E_m(n) = D_m(n) - H_m(n) X_m(n) \tag{19}$$

$$E'_m = \frac{c}{1+c} e_0 + \frac{1}{1+c} E_m \quad m = 0, 1, \ldots, N-1. \tag{20}$$

Ha a transzformáló hurkok visszacsatoló jelei megegyeznek a bemenő jelekkel, azaz a predikciós hiba 0, a fenti kombinált hiba a transzformált tartománybeli komponenshibákat adja. Amennyiben a predikciós hiba nagy, a tanítás során döntően a kimeneti hibát használjuk.

A tanításban használt rendszer, mely a kimeneti és transzformált komponenshiba fenti kombinációját használja a 4. ábrán látható. Az áttekinthetőség kedvéért csak egy részhálózatra-rezonátorágra mutatjuk be a hibaképzést. Az ábra bal oldalán és tetején látható, pontozással kiemelt, két blokk mutatja a két transzformációs hurkot az ábra jobboldalán látható, szintén pontozással kiemelt blokk a (18)-(20) összefüggéseknek megfelelő hibakiértékelést végzi.

A szimulációs eredmények azt mutatják, hogy a kombinált hiba használata, jelentősen csökkenti a tanítás idejét.



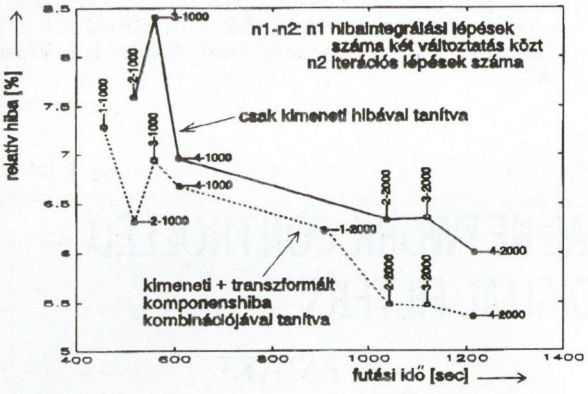
4. ábra. A kimeneti és transzformált komponenshiba kombinált használata a tanításban

Az 5. ábrán szimulációs futtatások átlagos eredménye alapján a relatív hiba látható, a program futási idő függvényében. A szimulációk során 16 párhuzamos rezonátor ággal rendelkező adaptív FIR modell tanítását végeztük, ideális jelként aluláteresztő, felüláteresztő és sávszűrő kimenő jele szolgált. A szimulációs futtatások IBM PC-n (486, 33 MHz) történtek. A futtatások célja a csak kimeneti hibát használó (folytonos vonal), illetve a kombinált hibát használó (pontozott vonal) tanítási algoritmusok összehasonlítása, tanulási sebesség és pontosság szempotjából.

A vizsgált on-line tanítás során az ideális rendszert megvalósító szűrő kimeneti jelét, és a neurális hálóval vezérelt rezonátoros modell kimeneti jelét minden időlépésben kiszámítjuk. A neurális háló súlyainak változtatása (a tanítás) egy-egy időszelet végén történik. Az időszeletek hossza a különböző futtatások során nem volt állandó, mivel a két súlymódosítás közben figyelembe vett hibák száma eltérő volt (a (4) képletben szereplő T paraméter — az 5. ábrán $n1$-gyel jelölve). A súlyváltoztatások közt kétféle iterációs lépés történt, az egyiknél csupán a rendszerek állapotváltozóit számítjuk ki és várunk a változtatást követő tranziens végére. A másik típusú lépésnél az állapotváltozók és kimenőjelek kiszámítását az (5) egyenlet szerinti megváltozás kiszámítása követi. A két lépés értelemszerűen nem egyforma futási időt igényel, így egy-egy futtatást két paraméterrel jellemzünk, az iterációs lépések száma (az 5. ábrán $n2$), és a változtatási ciklusonként végzett hibaintegrálási lépések száma (az 5. ábrán $n1$). A vízszintes tengelyen az $n2$ lépéshez szükséges futási idő látható, a függőleges tengelyen az elért relatív hiba.

A kétféle hibakiszámítási módszer nem okozott érzékelhető változást a futási időben. Ha a súlyváltoztatások közt

a hibát nem összegezzük ($n1 = 1$), akkor a kimeneti hibán alapuló modell nem konvergált a keresett rendszerhez. Ha több lépésen át kiszámítottuk és átlagoltuk a gradienst a változtatások közt, akkor mindkét fajta hibára alapozott eljárás konvergált, de a kombinált hibával nagyobb konvergenciasebességet lehetett elérni.



5. ábra. Átlag relatív hiba a futási idő függvényében

FÜGGELÉK

A szűrő $y(n)$ kimenete a párhuzamos rezonátor ágak kimeneteinek súlyozott összegeként adódik, ahol a a súlytényezők $\mathbf{H}(n) = [H_0(n), \ldots, H_{N-1}(n)]$. Az általunk vizsgált esetben a szűrő diszkrét Fourier transzformáció segítségével bontja komponensekre a bemeneti jelet, így $y(n)$ a következő alakba írható:

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} X_m H_m e^{j2\pi mn/N} \qquad (21)$$

Kihasználva a szűrőegyütthatók $H_m = [H_{N-m}]^*$ szimmetriáját, az összefüggés a következő alakba írható:

$$y(n) = X_0 H_0 +$$
$$+2 \sum_{m=1}^{N/2-1} \left[(Re(X_m) H_{R,m} - Im(X_m) H_{I,m}) \cos\left(\frac{2\pi mn}{N}\right) - \right.$$
$$\left. -(Im(X_m) H_{R,m} + Re(X_m) H_{I,m}) \sin\left(\frac{2\pi nm}{N}\right) \right] +$$
$$+(-1)^n X_{N/2} H_{N/2} \qquad (22)$$

A szűrőegyütthatók valós és képzetes részeit a neurális háló $z_L = N(v, w)$ kimenetei generálják a (3) összefüggésnek megfelelően. Behelyettesítve (22)-be és átrendezve a tagok sorrendjét:

$$y(n) = X_0 z_{L,1}(v) +$$
$$+2 \sum_{m=1}^{N/2-1} \left[z_{L,(m+1)}(v) \left((Re(X_m) \cos \frac{2\pi mn}{N} - \right.\right.$$
$$\left. -Im(X_m) \sin\left(\frac{2\pi nm}{N}\right)\right) - \qquad (23)$$
$$-z_{L,(N/2+m+1)} (Im(X_m) \cos\left(\frac{2\pi nm}{N}\right) +$$
$$\left. +Re(X_m) \sin\left(\frac{2\pi nm}{N}\right)\right] + (-1)^n X_{N/2} z_{L,(N/2+1)}.$$

A (23) összefüggés fleírható vektor alakban:

$$y(n) = \mathbf{N}^T(\mathbf{v}, \mathbf{w}) \mathbf{F}(n), \qquad (24)$$

ahol az $\mathbf{F}(n)$ vektor elemei:

$$F_i(n) =$$
$$= \begin{cases} X_0 & \text{ha } i = 0 \\ 2[\mathrm{Re}(X_i) \cos(2\pi in/N) & \\ -\mathrm{Im}(X_i) \sin(2\pi in/N) & \text{ha } i = 1, \ldots, N/2 - 1 \\ (-1)^n X_{N/2} & \text{ha } i = N/2 \\ -2[\mathrm{Im}(X_i) \cos(2\pi in/N) & \\ +\mathrm{Re}(X_i) \sin(2\pi in/N)] & \text{ha } i = N/2 + 1, \ldots, N - 1 \end{cases}$$

IRODALOM

[1] J. Sztipánovits, "Adaptive processing with network controlled resonator-banks", *IEEE Trans. on Circuits and Syst.*, Vol. 37, pp. 1436-1440, Nov. 1990.

[2] Péceli G., „Digitális rezonátoros szűrők és transzformációk kapcsolatrendszere", *Híradástechnika* XLII. évf. 2-9. old., 1991 június.

[3] B. Widrow, R. G. Winter, R.A. Baxter, "Layered neural nets for pattern recognition", *IEEE Trans. on Acoust. Speech, Signal Processing*, Vol. 26, pp. 1109-1118, July 1988.

[4] B. Widrow, E. Walach, "On the statistical efficiency of the LMS algorithm with nonstationary input", *IEEE Trans. Inform Theory*, Special issue on adaptive filtering, Vol. 30, Part I. pp. 211-221, March 1984.

[5] S. S. Narayan, A. M. Peterson, "Frequency-domain least-mean-square algorithm", *Proc. IEEE*, Vol. 69, pp. 124-126, Jan. 1981.

[6] G. Stein, "Adaptive flight control-A pragmatic view", *Applications of Adaptive Control*, (K. S. Narendra. R. V. Monopoli, eds.), New York Academic, 1980.

[7] C. Schley, Y. Chauvin, V. Henkle, R. Golden, "A general network architecture for nonlinear control problems", in *Proc. 1990. IEEE Conf. Neural Information Processing Systems, Natural and Synthetic*, Nov. 1990.

[8] M. Kawato, K. Furukawa, R. Suzuki, "A hierarchical neural network model for control and learning of voluntary movement", *Bio. Cybern.*, Vol. 57, pp. 169-185, 1987.

[9] M. Kawato, Y. Uno, M. Isobe, R. Suzuki, "Hierarchical neural network model for voluntary movement with application to robotics", *IEEE Contr. Syst. Mag.*, Vol. 8, pp. 8-16, 1988.

[10] D. Nguyen, B. Widrow, "The truck backer-upper an example of self-learning in neural networks", *Proc. IJCNN*, Vol. II. pp. 357-363, 1989.

[11] M. I. Jordan, "Supervised Learning and systems with excess degrees of freedom", *COINS Tech. Rep. 88-27*, MIT, pp. 1-41, 1988.

[12] K. J. Astrom, B. Wittenmark, "Adaptive Control" Reading, MA: Addison-Wesley, 1989.

[13] A. Mijazaki, T. Toga, "Application of time-varying digital filter design to adaptive rejection of random and/or impulsive noise in picture signal", *Proc. 1989 Int. Symp. Noise and Clutter Rejection in Radars and Imaging Sensors*, pp. 461-466, Nov. 1989.

[14] J. A. Anderson, J. W. Silverstein, S. A. Ritz, R. S. Jones, "Distinctive features, categorical perception and probability learning:Some application of a neural model", *Psychological Rev.*, Vol. 84, pp. 413-451, 1977.

[15] R. Hecht-Nielsen, "Theory of the backpropagation neural network", in *Proc. Int. Joint Conf. Neural Networks*, pp. 1593-1605, June, 1989.

[16] L. R. Rabiner, B. Gold, "*Theory and application of digital signal processing*," Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1975.

[17] P. J. Werbos, "Beyond regression: New tools for prediction and analysis in the behavioral sciences", Ph.D. dissertation, Harvard Univ., 1974.

[18] R. P. Lippmann, "An introduction to computing with neural nets", *IEEE ASSP Mag.*, pp. 4-21, Apr. 1987.
[19] F. Pineda, "Generalization of back-propagation to recurrent neural networks", *Phys. Rev. Lett.*, Vol. 19, pp. 2229-2232, 1987.
[20] L. B. Almeida, "A learning rule for asynchronous perceptrons with feedback in a conbinatorial environment", in *Proc. 1st Int. Conf. Neural Networks*, Vol. 2, pp. 609-618, June 1987.
[21] P. J. Werbos, "Genaralizaiton of backpropagation with application to a recurrent gas market model", *Neural Networks*, Vol. 1, pp. 339-356, 1988.
[22] D. E. Rumelhart, J. E. Hinton, R. J. Williams, "Learning representations by back-propagating errors", *Nature*, Vol. 323, pp. 533-536, Oct. 1988.
[23] R. J. Williams, D. Zipser, "A learning algorithm for continually running fully connected recurrent neural networks", *ICS Rep. 8805, UCSD*, Oct. 1988.
[24] S. K. Narendra, K. Parthasarathy, "Identification and control of dynamical systems using neural networks", *IEEE Trans. Neural Networks*, Vol. 1, pp. 4-27, 1990.
[25] A. J. Robinson, F. Fallside, "The utility driven dynamic error propagation network", *T.R. CUED/FINFENG/TR.1*, Cambridge Univ. Engineering Dept. Cambridge, England, 1987.

TRAINING ALGORITHM FOR NEURAL NETWORK CONTROLLED RESONATOR-BASED DIGITAL FILTERS

J. SZTIPÁNOVITS and B. PATAKI

DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING
VANDERBILT UNIVERSITY, NASHVILLE,
TN 37235, USA

DEPT OF MEASUREMENT AND INSTRUMENT ENGINEERING
TECHNICAL UNIVERSITY OF BUDAPEST
H-1521, BUDAPEST

This paper presents an adaptive processing system that consists of a resonator-based digital filter and a neural network. The filter section realizes the dynamics of the adaptive system, while the transfer characteristics of the filter is controlled by the neural network. The paper focused on on-line training algorithms that can create an association between features of the input signal of the neural network and dynamic response of the digital filter. A dynamic backpropagation algorithm is derived for training the network in closed-loop configurations, which is an extension of the neural network controlled filter architecture proposed earlier. Some suggestions are given to improve the learning rate of the structure by utlilzing the highly parallel feature of the filter section. Simulations results show that the neural network controlled resonator-bank architecture is computationally feasibel and can be used as a general building block in a wide range of identification and control problems.

Sztipánovits János villamosmérnöki diplomáját 1970-ben szerezte meg a Budapesti Műszaki Egyetemen, majd az egyetem Műszer- és Méréstechnikai Tanszéken dolgozott. 1979-ben védte meg kandidátusi értekezését, majd 1983-tól a Vanderbilt University Villamosmérnöki Karán dolgozik. Modell alapú és neurális hálón alapuló strukturálisan adaptív rendszerek kutatásával foglalkozik. Két könyv társszerzője, több mint 90 cikket publikált.

Pataki Béla villamosmérnöki diplomáját 1978-ban szerezte meg a Budapesti Műszaki Egyetemen, majd 1982-ig az Elektronikus Mérőkészülékek Gyárában dolgozott fejlesztőmérnökként. 1982 óta a Budapesti Műszaki Egyetem Műszer- és Méréstechnikai Tanszékén dolgozik. Neurális hálón alapuló dinamikus modellek kutatásával foglalkozik. Több cikket publikált társszerzőként, illetve önállóan.

TÁVBESZÉLŐ JELZÉSEK KEZELÉSE ÉS VIZSGÁLATA DIGITÁLIS JELFELDOLGOZÓ PROCESSZOR SEGÍTSÉGÉVEL

TATAI PÉTER és OSVÁTH LÁSZLÓ

BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM
TÁVKÖZLÉSI ÉS TELEMATIKAI TANSZÉK
H-1111, BUDAPEST, STOCZEK U. 2.

A többfrekvenciás (MFC – Multi-Frequency Code, DTMF – Dual-Tone Multi-Frqucncy) távbeszélő jelzések előállítása és detektálása viszonylag könnyen és hatékonyan elvégezhető digitális jelfeldolgozó processzorral (DSP). A cikk ismerteti a TMS320E/P17 (Texas Instr.) DSP-vel megvalósított kétcsatornás jelzés adó/vevő program elvét és főbb jellemzőit. A program egyaránt alkalmas MFC-R2, MFC-R1 és DTMF jelek kezelésére. A detektálási idő és a zajtűrő képesség nagy tartalékkal teljesíti a CCITT előírásokat. A kifejlesztett jelzés adó/vevő DSP lehetővé tette egyetlen IBM PC-be helyezhető áramköri kártyán egy Jelzés Generátor és Analizátor megvalósítását, amely PCM és analóg távbeszélő csatornák vonal- és regiszter-jelzéseinek vizsgálatára egyaránt használható.

1. BEVEZETÉS

Hagyományos távbeszélő rendszerekben a jelzések céljára elterjedten alkalmazzák a többfrekvenciás (MFC – Multi-Frequency Code) jelzéseket. A korszerű digitális központok is kezelik ezeket a jelzéseket, mert csak így tudnak együttműködni a meglévő távbeszélő hálózattal.

Európában az MFC-R2 jelzésrendszer [1] széleskörben elterjedt a nemzetközi és a nemzeti hálózatokban. Maguk a jelzés kódok mind előre, mind hátra irányban hatból két frekvencia kiválasztásán alapulnak, ami 15-15-féle kód megkülönböztetését teszi lehetővé. A két irány eltérő frekvenciasávot használ, így kéthuzalos áramkörökön is lehet egyidejűleg jelzéseket küldeni a két irányban, a visszaforduló jelek zavaró hatása szűréssel kiküszöbölhető.

Az MFC-R2 jelzésrendszerben kényszerkapcsolatú (compelled) jelzéseket használnak, amelyek gyors és megbízható működést tesznek lehetővé. A jelzésadót addig kell csak működtetni, amíg az ellenkező irányból a válasz megérkezik, tehát nem a legtávolabbi összeköttetésre és a leghosszabb detektálási időre kell méretezni. A jelzés áramkörök jó kihasználásának szempontjából azonban a gyors detektálási időnek itt is nagy jelentősége van.

A korszerű nyomógombos telefonoknál használatos többfrekvenciás DTMF (Dual-Tone Multi-Frequency) kódok rendszere lényegesen eltérő [2]. Itt két sávban 4-4 lehetséges frekvencia van kijelölve, amelyek közül 1-1-et tartalmaz minden kód. Ilymódon $4 \times 4 = 16$ kód választható ki. A szint és a detektálási idő követelményeinek a DTMF jelzésekre vonatkozóan enyhébbek, mert többnyire csak az előfizető és a helyi központ közötti átvitel a feladat, míg az MFC rendszernél a jelzésváltásnak több központon áthaladva két távoli pont között is kell működnie.

A többfrekvenciás jelzések előállítása és detektálása kezdetben hagyományos módon történt oszcillátorok, analóg szűrők stb. segítségével, azonban a digitális technika új lehetőségeket teremtett. Egyetlen célhardver kellő működési sebesség mellett több adó, illetve vevő áramkört helyettesíthet időosztásban, ami jelentős költségmegtakarítást jelent. A stabilitás és a működési paraméterek is sokkal jobbak lehetnek. Az előnyök különösen számottevőek, ha az átvitel digitális, tehát feleslegessé válik az analóg-digitális átalakítás.

Célhardverek esetén általában a szorzás elvégzése a legköltségesebb, ezért számos megoldás született a szorzó áramkör kiküszöbölésére. Alkalmazhatók ROM-ban tárolt táblázatok [3], bináris approximációs eljárások [4], ciklotomikus szűrők [5] stb.

Digitális jelfeldolgozó processzor (DSP) alkalmazása esetén a szorzás is csak egy ciklust igényel, ezért a szorzások száma önmagában nem kritikus. Emiatt az alkalmazott algoritmusok megválasztásánál más szempontokat kell figyelembe venni, mint egy célhardver esetén.

Jelen cikkben a jelzések előállításának és a detektálásnak DSP-vel történő megvalósítását ismertetjük. Egyetlen TMS320E/P17-es (Texas Instr.) jelprocesszor integrált áramkör [6] megfelelő programozással valós időben egyidejűleg két MFC, illetve DTMF jelzés adó/vevő feladatait láthatja el. A jelprocesszor két soros ki/bemeneti csatlakozásán a jelek már közvetlenül PCM (impulzus-kód modulációs) formában jelennek meg, amelyek analóg alkalmazás esetén PCM kodek áramkörökkel illeszthetők. A jelprocesszoros alkalmazás további előnye, hogy megfelelő programmódosítással egyszerűen elválaszthatók a jelzés paraméterei (pl. a detektálási szint stb.) valamint egyetlen integrált áramkörrel többféle jelzésrendszer is megvalósítható.

A szerzők által elkészített MFC-R, MFC-R1 és DTMF jelzések adására és vételére egyaránt alkalmas kétcsatornás DSP program valóságos hálózati körülmények között széles dinamikatartományban megbízhatóan működik [7].Ennek a programnak továbbfejlesztése vezetett az SGA-2 jelű Jelzés Generátor és Analizátor (első változatban SCAN-1) megvalósításához, amely egyetlen IBM kompatibilis számítógépbe (PC) helyezhető áramköri kártyát igényel, és segítségével 2048 kb/s-os PCM valamint analóg távbeszélő csatornákon haladó jelzésváltások vizsgálata egyaránt elvégezhető. Az SGA-2 vezérlése és a kijelzés a

PC segítségével történik, de az időkritikus feladatokat a jelzésprocesszor valamint a vonaljelzéseket detektáló hardver végzi. A kártya Laptop számítógépbe is helyezhető, így az SGA-2 könnyen hordozható.

A vonaljelzések és az MFC kódok egyidejű kezelése széles alkalmazási területet nyit. Egy összeköttetés két irányát figyelve, a jelzésváltások menete követhető és az esetleges rendellenességek felderíthetőek. Az adási funkció ezenkívül lehetővé teszi jelzés végződések, berendezések és rendszerek tesztelését. A következőkben a cikk röviden ismerteti a működési elveket és a megvalósított szolgáltatásokat.

2. JELZÉSEK ELŐÁLLÍTÁSA

Az MFC jelek két meghatározott frekvenciájú, névlegesen azonos amplitúdójú szinuszos jel összegét jelentik. Az MFC-R2 jelzésrendszernél az összetevő frekvenciák választéka az ún. „előre"irányban

$$540 \quad 660 \quad 780 \quad 900 \quad 1020 \quad 1140 \quad Hz,$$

míg az ún. „hátra" irányban

$$1380 \quad 1500 \quad 1620 \quad 1740 \quad 1860 \quad 1980 \quad Hz.$$

Az MFC-R1 jelzésrendszernél csak egyirányban haladnak az MFC jelzések, amelyek frekvencia választéka

$$700 \quad 900 \quad 1100 \quad 1300 \quad 15000 \quad 1700 \quad Hz.$$

A DTMF jelzéseket alapvetően a telefonkészülékeknél a tárcsázással történő egyenáramú vonalszaggatás helyett alkalmazzák a hívószám kiküldésére. Az egyszerűbb megvalósítás érdekében itt 8 jelzőfrekvenciát alkalmaznak, amelyek két négyes csoportba vannak sorolva.Az egyes frekvenciák az alsó csoportban:

$$697 \quad 770 \quad 853 \quad 941 \quad Hz,$$

illetve a felső csoportban:

$$1209 \quad 1336 \quad 1477 \quad 1633 \quad Hz.$$

A jelzésgenerátor tehát két szinuszos jelgenerátor segítségével megvalósítható. A szinuszgenerátorok is egyszerűek lehetnek, amennyiben csak a felsorolt választékban szereplő frekvenciák előállítására kell alkalmasak legyenek.

Szinuszos jelek digitális előállítására táblázatos vagy rekurzív módszereket szoktak használni. Táblázatos módszer esetén arról van szó, hogy rendelkezésre állnak a teljes szinuszperiódus egyenletes közű mintái, azaz az

$$x_i = \sin(2\pi i/N)$$

számok, az $i = 0, 1, , 2, \ldots N-1$ index szerint rendezett sorban. Az f_1 frekvenciájú szinuszos jel T közű mintái közül a k-adik előállítása, azaz

$$y(kT) = \sin(2\pi f_1 kT)$$

értékének kiszámítása azon i-érték meghatározását jelenti, amelyre i/N jól egyezik $f_1 kT$ tört részével. Másképpen:

$$i = int(Nkf_1T) \quad modN, \tag{1}$$

ahol $int(.)$ az egészrész függvény.
Az így meghatározott

$$y(kT) = x_i$$

érték általában nem pontos, hiszen tetszőleges f_1 és T esetén Nkf_1T nem feltétlenül egész szám. Ez csak bizonyos értékpárok esetén teljesül, akkor, ha

$$f_1T = \frac{f_1}{f_s} = \frac{n}{N} \tag{2}$$

alakú, ahol $n < N/2$ egész szám (f_s itt a mintavételi frekvencia). Ha az előállítandó jel frekvenciája a (2) feltételt nem teljesíti, akkor az (1) összefüggésen alapuló módszer rendszerint nem ad kielégítő minőségű eredményt, ezért a módszert pl. lineáris interpolációval finomítani kell. Ha viszont valamely n-re (2) teljesül, akkor a táblázatos módszer nagyon egyszerű. Mivel pl. az MFC-R1 jelzésfrekvenciák valamennyien 100 Hz páratlan sokszorosai, és a mintavételi frekvencia — illeszkedve a PCM rendszerekhez — 8000 Hz, táblázatos jelelőállítás esetén a táblázat n méretére teljesülnie kell a

$$\frac{(2k+1)\cdot 100}{8000} = \frac{n_k}{N}$$

egyenlőségnek, ahol az n_k számok egész értékűek. A kifejezés bal oldalát egyszerűsítve adódik, hogy N legalább 80 értékű. Mivel a szinuszfüggvény többféle belső szimmetriával is rendelkezik, a táblázat mérete a negyedére csökkenthető (elég az első negyedperiódus tárolása).

A rekurzív szinuszjel-előállító módszerek voltaképpen digitális jelfeldolgozással megvalósított rezonátorok, illetve oszcillátorok. Az f_1 frekvenciájú harmonikus jel T közű mintáiból a $k+1$-edikre igaz, hogy

$$e^{j\cdot 2\pi f_1(k+1)T} = e^{j\cdot 2\pi f_1 T} \cdot e^{j\cdot 2\pi f_1 kT}. \tag{3}$$

(3) szerint a kétkomponensű (komplex értékű) harmonikus jel $k+1$-edik alakja, $y((k+1)T)$ számolható a k-adik mintából a

$$y((k+1)T) = y(kT)\cdot e^{j\cdot 2\pi f_i T} \tag{4}$$

rekurzió szerint. A (4) rekurzió amplitúdó-stabilitás szempontjából kritizálható. Ha ugyanis a két valós állandóval ábrázolt komplex szorzótényező abszolút értéke nem pontosan egységnyi, akkor az előállított szinuszjel amplitúdója a lépésszámmal exponenciális ütemben változik (fel- vagy lecseng). Ezt a hatást úgy lehet kiküszöbölni, illetve tompítani, hogy minden (vagy minden N-edik) mintavételi időpontban ellenőrizzük a jel amplitúdóját, s ha kell, akkor a szükséges mértékben csökkentjük, illetve növeljük azt. Ez persze az algoritmus némi bonyolódásával jár.

Másik rekurzív módszer az (5) valós egyenlet szerint képezi a jel soron következő mintáját:

$$y_k = 2\cos(2\pi f_1 T)\cdot y_{k-1} - y_{k-2} \qquad (5)$$

Behelyettesítéssel könnyű meggyőződni róla, hogy az (5) algoritmus rendre az

$$y_k = \sin(2\pi k f_i T)$$

értékeket szolgáltatja (megfelelő kezdeti értékek esetén).

Figyelemreméltó vonása az algoritmusnak, hogy az előállított jel amplitúdója elég stabil, erről maga az algoritmus (illetve az a tény, hogy (5)-ben y_{k-2} együtthatója pontosan ábrázolható) gondoskodik. Némi torzulást okoz, hogy a kiszámított értékeket kerekíteni kell. A tapasztalat azt mutatja, hogy ekkor is van az algoritmusnak stabil határciklusa — periodikus jel keletkezik — s a jel legintenzívebb összetevője valóban kb. f_1 frekvenciájú. Ha a számábrázolás fixpontos, de elegendő finomságú (pl. 16 bit), akkor az MFC jelekre megkövetelt specifikáció ezzel a módszerrel is kielégíthető. Szimulációs vizsgálatok szerint [8] max. 10-18 dB romlással kell számolni, tehát a torzítás ellenére legalább 13 bites pontosság érhető el.

3. JELZÉSEK DETEKCIÓJA

Ismert frekvenciájú szinuszos jelek detektálásának elvileg is indokolható (bizonyos körülmények között optimális) módszere — egyféle illesztett vevő — a Diszkrét Fourier Transzformált megfelelő pontjának meghatározása. Ha a detekció N jelminta alapján történik, akkor az

$$f_1 = n\cdot f_s/N$$

frekvenciájú szinuszos jel nagyságát az

$$X_n = \sum_{i=0}^{N-1} x(iT)\cdot e^{j\cdot 2\pi f_1 iT} = \sum_{i=0}^{N-1} x(iT)\cdot e^{j\cdot 2\pi\cdot in/N} \qquad (6)$$

DFT elem abszolút értéke szolgáltatja. Ha a lényeges jelösszetevők frekvenciája olyan, hogy az NT hosszúságú megfigyelési idő egészszerese mindegyik jelösszetevő periódusidejének, azaz

$$Nf_1T = n_1 \text{ egész}, \quad i = 1,2\ldots 6 \text{ esetén}, \qquad (7)$$

akkor a (6) kifejezésben X_n értékét $n = n_1$ esetén csak az f_1 frekvenciájú összetevő nagysága befolyásolja. A DFT ilyenkor alkalmas az egyes összetevők pontos mérésére.

A (6) kifejezés közvetlenül is kiértékelhető, de tárolásigénye szempontjából lényegesen előnyösebb az ún. Görtzel algoritmus, amely voltaképpen egy, a stabilitás határhelyzetében működtetett másodfokú IIR szűrő:

$$y_k = x(kT) + 2\cos(2\pi n/N)\cdot y_{k-1} + y_{k-2}. \qquad (8)$$

Belátható, hogy a (8) rekurziót az $y_{-1} = y_{-2} = 0$ kezdeti feltételekkel indítva, a $k = N-1$-edik lépésben kapott y_{N-1} és y_{N-2} értékekre igaz, hogy

$$y_{N-1} - \cos(2\pi n/N)\cdot yN - 2 =$$

$$= \sum_{i=0}^{N-1} x((N-1-i)T)\cdot\sin(2\pi in/N)$$

$$\sin(2\pi n/N)\cdot yN - 2 =$$

$$= \sum_{i=0}^{N-1} x((N-1-i)T)\cdot\sin(2\pi in/N) \qquad (9)$$

Látható, hogy így a (8) rekurzió eredményéből a fordított indexelésű (időtükrözött) sorozat DFT-jének valós és képzetes része egyszerűen számolható.

3.1. MFC jelek detektálása

Az MFC jelek detektálása úgy történik, hogy a hatféle jelzési frekvencia mindegyikére egy-egy (8) típusú algoritmust működtetünk. N lépés után kiszámítjuk a hat DFT abszolút értékét, és azonosítjuk a két legnagyobb abszolút értékű jelzőfrekvenciát. Normális esetben — ha valóban MFC jelzés érkezett — a két érték dominálja a többi négyet, a jelzés teljes biztonsággal azonosítható.

A (7) feltétel kielégítéséhez MFC-R2 jelzésnél minimálisan N=400 minta szükséges. Ez túl nagy reakcióidőt jelentene ($NT = 50$ ms), ezért N értékét csökkenteni kell. Erre módot ad, hogy a jelzőfrekvenciák különleges értékei (60 Hz egész sokszorosai) miatt az analízis 200 mintás csomagokban is történhet (csak ekkor már nem igazi DFT elemeket számolunk). Az analízist 50 mintánként megismételve (mindig a megelőző 200 mintás szakaszon) szinte folyamatosan — 6.25 ms-enként — képet kaphatunk a jelzés tartalmáról, a reakcióidő kb. 12.5 ms-ra csökken.

A detektálás esetén felmerül a kérdés, hogy javíthatóke a működési jellemzők a bemeneti minták súlyozásával, másszóval ablakolással. Kétségtelen, hogy ideális esetben az ablakolás előnyös, mert javítja a szelektivitást és csökkenti a véges hosszúságú mérésből adódó hibákat. Azonban a megvalósítás során az alábbi hátrányokkal kell számolni.

- Az ablakolás jelentősen csökkenti a maximálisan kezelhető jel szintjét, ugyanakkor lényegében változatlan a kerekítési és kvantálási zaj, ezért fixpontos aritmetikánál a jel-zaj viszony leromlik. Ehhez járul még, hogy fehérzaj bemenetre vonatkozóan is kissé csökken a jel-zaj viszony.
- Jelkimaradások és rövididejű tranziens jelek esetén a detekció eredménye igen erősen függ a jelek és az ablak időbeli viszonyától, ami miatt hosszabb idő szükséges a megbízható detekcióhoz.
- Egyszerű és gyors detekcióhoz vezet a fentiekben ismertetett átlapolt működés. Ezt ablakolás esetén csak úgy lehetne megvalósítani, ha párhuzamosan és függetlenül működnének a szűrő algoritmusok.

Ezen indokok alapján a „négyszögletes" ablakkal, tehát súlyozatlan mintákkal történő mérés látszik előnyösebbnek. A mintaszámot természetesen úgy kell megválasztani, hogy a szomszédos jelzőfrekvenciák névleges értékénél legyenek a DFT nullhelyei. Viszonylag kritikus még a védelem az olyan zavaró jelek ellen, amelyek frekvenciája két nullhely között kb. középen helyezkedik el, mert ebből mindegyik Görtzel kimenetre számottevő energia juthat.

Legrosszabb esetben egy szinuszjelből két azonos szintű, kb. 13 dB-lel csillapított és egy harmadik, 23 dB-lel csillapított jel is keletkezhet, amelyeket nem szabad érvényes jelnek tekinteni.

3.2. DTMF jelek detektálása

DTMF jelek esetén az alsó és felső sávra való felosztás lehetővé tenné a csoportok egyszerű szűréssel történő szétválasztását. A csoportokon már csak négy közül egy frekvenciát kell detektálni, amelyre egyszerű módszerek is használhatók, például a nullátmenetek számlálása. DSP alkalmazása esetén az ilyen speciális módszerek nem olyan vonzók, mint egy célhardvernél, ezért DTMF vétel céljára is a Görtzel algoritmus látszik a legelőnyösebbnek. A frekvenciák elhelyezkedése azonban nem olyan kedvező, mint az MFC jelek esetében, ugyanis nem azonos a távolság az egyes frekvenciák között, ezért a DFT elméletileg sem ad teljes csillapítást a szomszédos frekvenciákon. Az optimális mintaszám szimulációs vizsgálatokkal 205-re adódott [9].

DTMF jelek detektálása esetén védelmet kell beépíteni a beszédjel okozta utánzások ellen. (Erre az MFC esetében nincs szükség, mert a beszélgetések alatt az MFC jelzés áramkörök nincsenek felkapcsolva.) Tekintettel arra, hogy a beszédjeleknek nagy a felharmonikus tartalma, a jelzőfrekvenciák második harmonikusára hangolt detektorokkal szétválasztható a beszéd és jelzés. A 8 jelzőfrekvencia és ezek harmonikusainak detektálására tehát egyidejűleg 16 Görtzel algoritmust kell működtetni.

4. DÖNTÉSI ALGORITMUS

Az MFC döntési algoritmus feladata, hogy megállapítsa, eleget tesz-e a vett jel néhány elemi feltételnek, nevezetesen:

- elég nagy-e a nagyobbik szinuszos komponens szintje ($f1$);
- elég kicsi-e a különbség a két legerősebb szinuszos összetevő szintje között ($f2$);
- elég kicsi-e a harmadik legintenzívebb komponens szintje ($f3$);
- nem keletkezett-e az átviteli rendszerben oly mértékű túlvezérlés, amely hamis kiértékelést eredményezne ($f4$).

Az $f1 - f3$ feltételek vizsgálatához elég a DFT (Görtzel) analízis eredményeinek ismerete, az $f4$ feltétel vizsgálata az „előre", illetve a „hátra" jelzési sáv egészének teljesítménymérését is igényli.

A döntési algoritmus feladata az is, hogy bizonyos védelmet nyújtson a rövid (mintegy 7 ms) időtartamú jelzés-kimaradások, illetve beütések ellen (hiszen valódi jelzés és valódi szünet nem lehet akármilyen rövid). E védelem kétszintű: fizikai és logikai.

A védelem fizikai szintje egy teljesítménymérleg vizsgálatán alapul ($f5$ feltétel). A mérleg egyik oldalát a két legerősebb jelzőfrekvencia komponens összteljesítménye, a másik oldalát a jelzési sávban mérhető összteljesítmény adja. Ha a jelzés elég „tiszta", akkor a mérleg nyilván egyensúlyt mutat. A mérleg ingadozását főként a jelzés időbeli szabálytalanságai okozzák, így ezekre az egyensúly hiányából következtetni lehet.

A megelőző 25 ms időtartamú (200 mintás) jelszakasz analízise végeredményben nyolc teljesítményadatot eredményez. Hat adat a jelzési frekvenciák intenzitását, egy-egy pedig a vett jel teljes, illetve a jelzési sávba eső teljesítményét adja. Ezt az analízist a rendszer 50 mintánként (6.25 ms időközönként) elvégzi, s eredményén ellenőrzi az $f1 \ldots f5$ feltételek teljesülését. Ha valamennyi feltétel teljesült, akkor a megelőző 50 mintás szakasz — legyen ez most a k-adik — jelszerűnek ($d_k := 1$) minősül, ellenkező esetben a d_k indikátor értéke nulla. A k-adik jelszakasz tartalmáról alkotott végleges döntés (RSD_k: Received Signal Detected in the k-th frame) értékét ezután a

$$RSD_k \Rightarrow 1, \text{ ha } \overline{RSD_{k-1}} \text{ és } d_{k-1} \text{ és } d_k$$

$$RSD_k \Rightarrow 0, \text{ ha } RSD_{k-1} \text{ és } \overline{d_{k-1}} \text{ és } \overline{d_k}$$

szabályokkal határozzuk meg. Ez az algoritmus csak akkor engedi RSD állapotának megváltozását, ha legalább két egymás utáni 50 mintás keret azonos jellegűnek mutatkozott. További „pergésmentesítés" érhető el azzal, ha az $f1 \ldots f5$ feltételek küszöbszintjét és mérlegfaktorait RSD aktuális állapotától függően választjuk meg.

A vett jelzés kódjának meghatározására csak akkor kerül sor, amikor RSD-ben $0 \Rightarrow 1$ átmenet lépett fel.

DTMF esetben a döntés jeladata hasonló, de itt két négyes csoportból kell kiválasztani a legnagyobb jelzési frekvenciákat, továbbá ellenőrizni, hogy a második harmonikusok szintje elegendően kicsi-e.

5. AZ SGA-2 JELZÉS GENERÁTOR ÉS ANALIZÁTOR

5.1. Az SGA-2 kártya kialakítása

Az SGA-2 Jelzés Generátor és Analizátor hardvere egy laptop vagy egy PC-be helyezhető szabványos 2/3 méretű áramköri kártyából áll. A kártyán lévő jelfeldolgozó processzor valós idejű programja egyidejűleg 2 csatornán tud egymástól függetlenül MFC vagy DTMF kódokat generálni és detektálni. Ezek a jelek 2 analóg, illetve 2 digitális (2 db 2048 kb/s-os PCM jelfolyam 1-1 időrése) ki- és bemeneti illesztésen érhetők el. Ezen túlmenően a 0. és 16. időrés fenntartási és jelzés bitjei is vezérelhetők és kijelezhetők.

A kártya közvetlenül a PC buszára csatlakozik és a memóriába leképezett címeken letapogatással vagy jelzési eseményekre jelentkező megszakítással (IRQ5 szinten) működik. Az 1 ms-os időalapot a PC felgyorsított órája szolgáltatja.

A 2048 kb/s-os PCM illesztések szabványos 75 vagy 120 ohmos csatlakozást, illetve vételi irányban nagyimpedanciás (min. 1,2 kohm) bementet biztosítanak. A hangfrekvenciás csatlakozások −3,5 dBr szinten 600 ohmosak, de nagyimpedanciás bemenettel is (kb. 40 kohm) is rendelkezésre áll.

Egy fejhallgató kimenet lehetővé teszi a jelzésváltás figyelését mindkét analóg, illetve digitális csatornán egyidejűleg. Ezenkívül a hangfrekvenciás analóg jel ki- és bemeneteken külső műszeres vizsgálatok is végezhetők, mert az Analizátor leágazó (add-drop) multiplexerként is használható.

5.2. A keretprogram

A kezelő szoftver egy menüvezérelt programrendszer, amely lehetővé teszi a szolgáltatások kényelmes használatát. Egy segítő (HELP) menü az F1 gombbal mindenkor elérhető, amely a működtetéssel és a mérésekkel kapcsolatos információkat tartalmazza. A kezelő menüből kilépve a PC a szokott módon egyéb feladatokra is használható.

Az Analizátor minden jelzési eseményt kijelez, ami egy analóg vagy egy kiválasztott PCM csatorna két irányában történik. Analóg esetben az MFC kódok és az esetleges E&M ágak állapotai, PCM esetben pedig az MFC kódok valamint a kiválasztott csatornához rendelt jelzésbitek láthatók. A változásokra feltűnő inverz kijelzés figyelmeztet. Az abszolút 1 ms-os időskála mellett egy differenciális 1 ms-os időskála is látható, amelyről minden egyes jelzés időtartama közvetlenül leolvasható. A kijelzett kódsorozatok lemezre menthetők későbbi alaposabb vizsgálat céljaira.

Az adási funkció könnyítésére az elküldendő jelek előre definiálhatók makrók formájában, amelyek azután kívánt ütemezéssel bármikor újra lejátszhatók.

A jelzési folyamatok követésére egy CALL (hívás) üzemmód áll rendelkezésre, amely fájlokban definiált vonalkijelzéseknek megfelelően követi és kiírja a jelzésállapotokat és az üzeneteket. A legelterjedtebb R2 analóg, R2 digitális és impulzált (E&M) jelzések definícióját már tartalmazza a rendszer, de a felhasználó igen egyszerűen módosíthatja az adatokat, vagy specifikálhat egyéb vonaljelzés variánsokat. Akár mind a négy (abcd) jelzésbit figyelése is megadható. A tarifa impulzusok számlálása is automatikus. A rendszer által fel nem ismert különleges vagy hibás jelzések is kiíródnak vizsgálati, illetve hibakeresési célból.

Egy 6/2 mód is rendelkezésre áll, amely főként hibakereséshez ajánlott. Ennél az üzemmódnál lehetőség van az adási szint változtatására és a vételi küszöbszint állítására, mindkettőt 2 dB lépésekben $-8 \ldots -38$ dBm0 között. Ilymódon korlátozott szintmérés végezhető. Itt a kijelzés 6/2 kódban történik, így hibás tranziens állapotok észlelhetők vagy látható, ha 6-ból nem 2 frekvencia érkezett, amelyre külön színjelzés és ?...? kijelzés hívja fel a figyelmet.

5.3. Jelzés vizsgálatok

Az Analizátor tipikusan kétféle felhasználásra szolgál:

- PCM összeköttetéseken haladó jelzésváltás megfigyelésére, passzív ellenőrzésére. A megfigyelendő PCM összeköttetés 2 irányára csatlakoztatva a PC képernyőjén ellenőrizhetők a PCM jelfolyam 0. és 16. időrésében lévő kódok és megfigyelhető egy kiválasztott csatornában (időrésben) haladó jelzési folyamat. Egyedi jelzések is vizsgálhatók, ellenőrizhető a jelek szintje és időtartama.
- A felhasználási terület bővítésére adási funkció is beépítésre került, így jelzésvizsgálatoknál az Analizátor manuális vezérléssel végződtetésre is alkalmas. Ilyen üzemmódban lehetőséget nyújt egy központ jelzésrendszerének vizsgálatára azáltal, hogy kívánt jelzéssorozatokat generál, illetve detektál.

A programok fejlesztése nem állt le, és a szoftverre épülő rendszer viszonylag könnyen bővíthető az időközben felmerülő újabb felhasználói igények teljesítésének céljából.

6. KÖVETKEZTETÉSEK

A többfrekvenciás távbeszélő jelzések előállítása és detektálása DSP-vel viszonylag egyzerűen megoldható valós időben és egyszerre több csatornán. A cikk ismerteti a TMS320E/P17 (Texas Instr.) DSP-vel megvalósított kétcsatornás jelzés adó/vevő program elvét és főbb jellemzőit. A program egyaránt alkalmas MFC-R2, MFC-R1 és DTMF jelek kezelésére. A detektálási idő és a zajtűrő képesség nagy tartalékkal teljesíti a CCITT előírásokat.

Közel két éves munka eredményeképpen az említett DSP programra alapozva elkészült az SGA-2 jelű Jelzés Generátor és Analizátor, amely PCM és analóg távbeszélő csatornák vonal és regiszter jelzéseinek vizsgálatára egyaránt használható. Az Analizátor hardvere mindössze egy szabványos 2/3 méretű laptop PC-be helyezhető áramköri kártyából áll. Az alkalmazási terület az összeköttetések jelzésváltásának passzív monitorozásától és hibafelderítésétől a jelzés berendezések és telefonközpontok vizsgálatáig terjed.

KÖSZÖNETNYILVÁNÍTÁS

A szerzők köszönetüket szeretnék kifejezni a BME Távközlési és Telematikai Tanszék közreműködő kollégáinak és hallgatóinak a munka során kapott támogatásért. Külön köszönet illeti Marosi Gyulát és Szabó Andrást a programok, Kovács Pált, Horváth Györgyöt és Ambrus Sándort a hardver elkészítésében való közreműködésért.

IRODALOM

[1] *CCITT Recommendation Series Q.300 and Q.400, CCITT Blue Book*, Vol. VI.4, 1988.

[2] *CCITT Recommendation Q.23 and Q.24, CCITT Blue Book*, Vol. VI.1, 1988.

[3] J. P. Henry, C. Duret, "Digital Multifrequency Receiver Using Non-Recursive (FIR) Filters Designed with Window Functions", *Conference Record ICC 81*, Denver-Colorado, June, 1981.

[4] T.A.C.M. Classen, J.B.H. Peek, "A Digital Receiver for Tone Detection Applications", *IEEE Transactions*, Vol. COM-24,

[4] T.A.C.M. Classen, J.B.H. Peek, "A Digital Receiver for Tone Detection Applications", *IEEE Transactions*, Vol. COM-24, No. 12., December 1976, pp. 1291-1300

[5] R. P. Kushan, B. Gopinath, "Digital Single-Tone Generators-Detectors", *BSTJ*, Vol. 55., No. 4. April 1976, pp. 469-496

[6] Texas Instruments, *First Generation TMS320 User's Guide*, 1990

[7] *R2-MFC Code Sender/Receiver*, KMTE HUNGAROCOM (data sheet)

[8] Szabó A., "DTMF jelzések előállítása és detektálása digitális jelfeldolgozó processzorral", *Mérés és Automatika*, 40 évf. 5. szám, 1992 szept.-okt., 267-271 old.

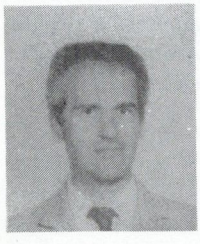
[9] P. Mock., "Add DTMF Generation and Decoding to DSP-μP Designs", *EDN*, March 21, 1985.

GENERATION AND DETECTION OF TELEPHONE SIGNALLING BY A DIGITAL SIGNAL PROCESSOR

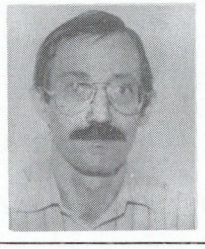
P. TATAI and L. OSVÁTH

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS AND TELEMATICS
TECHNICAL UNIVERSITY OF BUDAPEST
H-1521, BUDAPEST

MFC (Multi-Frequency Code) and DTMF (Dual-Tone Multi-Frequency or Push-Button) telephone signaling can be relatively esasily and effectively generated and detected by a digital signal processor (DSP). The paper presenst the principal and main characteristics of a dual-channel transmit/receive signalling real-time program realized by a TMS320E/P17 (Texas Instr.) DSP. It can be applied to any signalling system, at present MFC-R2, MFC-R1 and DTMF signalling systems are already available. The detection time and noise tolerance meet CCITT Recommendations with considerable reserve, and have been thoroughly tested within the Hungarian network. The real-time signalling software has provided the basis for the development of the Signalling Generator and Analyzer type SGA-2, wich can be used for testing either analog or PCM telephone channels. The hardware of the Analyzer consists of a single PC card of standard 2/3 size and can be installed in a laptop or desk-top PC-AT. The felxible soft-key menu of the Analyzer and the signalling interpreter program allow the intelligent monitoring of calls and provide a wide range of facilities. Applications extend from the simple call monitoring on one of 30 channels to the emulation of a signalling system for testing switching centers.



Tatai Péter 1964-ben végzett a BME Villamosmérnöki Karán, Híradástechnikai szakon. 1964-86-ig a Távközlési Kutató Intézetben távközlési berendezések és automatikus mérőrendszerek kutatásával és fejlesztésével foglalkozott. 1976-től résztvett a magyar PCM rendszer kialakításában. A távközlés és a digitális jelfeldolgozás területén tanulmányokat folytatott Tokióban (University of Tokyo), Londonban (Imperial College) és Stockholmban (Royal Institute of Technology). 1986 óta a BME Távközlési és Telematikai Tanszékén dolgozik, ahol távközlési tárgyakban tart előadásokat magyar és angol nyelven. Jelenlegi érdeklődési területei általában a digitális jelfeldolgozás, beszédminősítő rendszerek, távközlési méréstechnika, beszédkódolás, szinkron digitális hálózat stb. Több, mint 30 publikációja jelent meg.



Osváth László a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán végzett 1976-ban. 1976-tól, posztgraduális tanulmányai után, a Budapesti Műszaki Egyetem dolgozója, jelenleg a Távközlési és Telematikai Tanszék adjunktusa. Fő érdeklődési területe a digitális jelfeldolgozás, illetve alkalmazása az adatátvitelben és a beszédfeldolgozásban.

REED-SOLOMON KÓDOLÁS TELEFONVONALON TÖRTÉNŐ ÁTVITELHEZ

GYURCSEK TAMÁS

BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM
ELMÉLETI VILLAMOSSÁGTAN TANSZÉK
H-1117 BUDAPEST
EGRI JÓZSEF U. 9-11.

A telefonvonalon történő digitális adatátvitellel szemben felmerülhet a real-time működés követelménye: ilyenkor, ha a szokásosan használt újraküldéses (ARQ) technika nem megfelelő, hibajavító kódolás (FEC) alkalmazása előnyös lehet. A cikk egy ilyen célból kifejlesztett, a Reed-Solomon kódok transzformációs kódolásán alapuló eljárást ismertet, az algoritmus számítógépes szimulációs tesztelésével kapott eredményekkel együtt. Ezekből leeszűrhető, hogy a javasolt módszer a normál blokk kódolásnál hatékonyabb hibajavításra képes. Szükség esetén lehetséges az algoritmus további gyorsítása, ezenkívül különösen alkalmas újraküldéses technikával kombinált hibrid eljárás megvalósítására.

1. BEVEZETÉS

Analóg csatornán történő digitális adatátvitel során két (legtöbbször jól elkülönülő) kódolási funkció kap szerepet. Egyrészt mindenképpen szükség van arra, hogy a digitális információt átalakítsuk, azaz leképezzük az átviteli csatornán továbbítható analóg jelekre. Másrészt alkalmazhatunk valamilyen kódolást a digitális információba az átvitel során bekerült hibák detektálására, ill. javítására. Ez a két funkció elvileg akár össze is vonható, valamilyen hibajavító eljárás elvégezhető közvetlenül a demodulált jelen, mégis a gyakrolatban általában két külön kódolás valósítja meg ezeket (pl. CCITT V.32 szabvány a 9.6 Kbit/s-os átvitelre).

A digitális információ analóg jelekké történő leképezésénél jól használható a trellis kódolás: ezzel hatékonyan megvalósítható a *soft decision* dekódolás, ami a leképezés egyszerű inverzénél jelentősen hatékonyabb eljárást jelent. A hibadetektáló, illetve hibajavító funkció megvalósításához azonban több szempontból is a blokk kódok alkalmazása a kedvező. Egyrészt a továbbítandó digitális információ általában fel van bontva keretekre (rögzített hosszúságú bitsorozatokra) vagy blokkokra (rögzített vagy változó számú keret együtteseire) — ennek egy jellemző példája a telefax átvitel. Másrészt egyetlen elemi analóg jel* az implementációk nagy részében több bitnyi információt hordoz, ezért az átviteli hibák is ennyi bitből álló hibacsomók egész számú többszöröseként fordulnak elő; ez a tulajdonság nem-bináris blokk kódok alkalmazásával használható ki.

Az adatátviteli eljárás robusztusságát alapvetően a demodulációhoz kapcsolódó dekódolás határozza meg, de a helyesen megválasztott hibadetektáló, illetve hibajavító kódolási eljárás jelentősen növelni tudja az adatátvitel hatékonyságát. Egy ilyen eljárásra teszek javaslatot a cikk további részében és ismertetem a módszer számítógépes szimulációval történt vizsgálatával kapott eredményeket. Végezetül az eljárás továbbfejlesztési lehetőségeiről és az alkalmazhatóság kérdéséről ejtek szót.

* Ha a demodulátor T időközönként hoz döntést a vett analóg jel által hordozott információról, akkor elemi jel alatt a vevőbe érkezett jel egy megfelelő T időtartamú szakasza értendő.

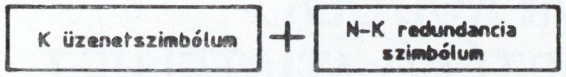
2. HIBACSOMÓ JAVÍTÁS BLOKK KÓDOKKAL

Egy kódolási eljárás hibajavító képességét az információhoz adott redundancia mértéke határozza meg: a K bitben ábrázolt információt (azaz a lehetséges üzenetek 2^K elemű halmazát) N bitre (azaz a kódszavak 2^N elemű halmazára) leképezve $N > K$ esetén az információ ábrázolása redundáns és ezen redundanciában levő plusz információ alapján kódszavanként $\mathrm{int}[(N-K/2]$ hibás bitet lehet javítani, illetve $N-K$ hibás bitet jelezni. Hasonlóképpen nem-bináris kód esetén a K szimbólumnyi információt N szimbólumra leképezve $\mathrm{int}[(N-K)/2]$ hibás szimbólum javítására, illetve $N-K$ hibás szimbólum jelzésére van lehetőség. Az előző fejezetben leírtak szerint olyan nem-bináris kódot célszerű választani, amely a várható hibacsomó jellegű hibákat optimális hatékonysággal javítja. Eszerint tehát, ha a moduláció során B bitnyi információt képezünk le egyetlen analóg elemi jelre, akkor B bites szimbólumokkal dolgozó kódot kell használnunk. Így a kódolási eljárás KB (K-szor B) bitet képez le NB (N-szer B) bitre.

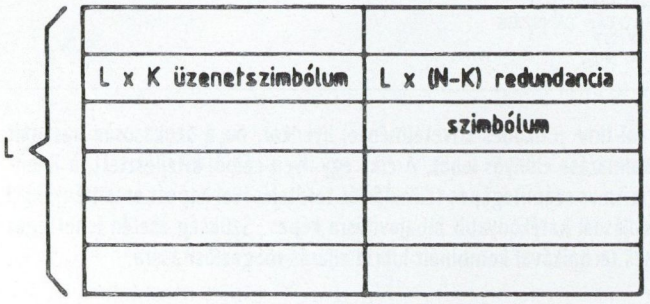
A telefoncsatorna átviteli jellemzőiből és a demodulációs eljárás tulajdonságaiból következően az átvitel során bekövetkező hiba több egymás után vett szimbólumra (több analóg elemi jelre) terjed ki. Ilyen például az, amikor a vevő elveszti a vivőjelet vagy az órajelet a zaj miatt. Ha az ilyen, több szimbólumnyi hibacsomók várható mérete nagy (azaz a hibacsomó hossza nagyságrendileg összemérhető a kódszóhosszal vagy azt meghaladja), akkor az ún. átlapolási (*interleaving*) technikát célszerű alkalmazni. Eszerint több (L darab) kódszót kezelünk egy átviteli blokként: ezen belül a kódszavakat nem egymás után, hanem szimbólumonként átlapolva továbbítjuk. Másszóval, ha az adott blokk kódszavait egy ún. kódolási mátrix (l. 2. ábra) soraiként értelmezzük, akkor az átvitel során a mátrix elemeit oszlopfolytonosan továbbítjuk.

Ezzel a módszerrel elérhető, hogy a fellépő hosszú hibacsomó hatása több kódszóra oszoljék szét: így kódszavanként $N-K$ redundancia szimbólum használatával L-szer $\mathrm{int}[(N-K)/2]$ hibás szimbólumot lehet javítani, illetve $L(N-K)$ hibás szimbólumot jelezni. Látható, hogy a

hibajvaító képesség a blokkmérettel egyenes arányban növekszik.



1. ábra. Szisztematikus nem-bináris blokk kód alapsémája



2. ábra. Az egyszerű kódolási mátrix felépítése

A kódszavanként javítható szimbólumok száma még tovább növelhető akkor, ha ún. törléses hibákat tudunk javítani. Ez azt jelenti, hogy a hibás szimbólumok helyét már az adott kódszó dekódolása előtt ismerjük. Ez elérhető például úgy, hogy a kódolási mátrix oszllopait hibajelző kóddal védjük, vagyis minden oszlopot kiegészítünk M darab paritásszimbólummal (l. 3. ábra). Ha ez a hibajelző kód megfelelő biztonsággal jelzi a hibás oszlopokat, akkor ezeket minden kódszóban hibaként regisztrálva kizárólag törléses hibát kell javítani a kódszavakban. Így $N-K$ darab oszlopra kiterjedő ($\max L(N-K)$, $\min(L-1)(N-K)+1$ szimbólumnyi hosszúságú) hibacsomót tudunk kiküszöbölni.

3. A VIZSGÁLT ALKALMAZÁS: TÖMÖRÍTETT BESZÉD ÁTVITELE

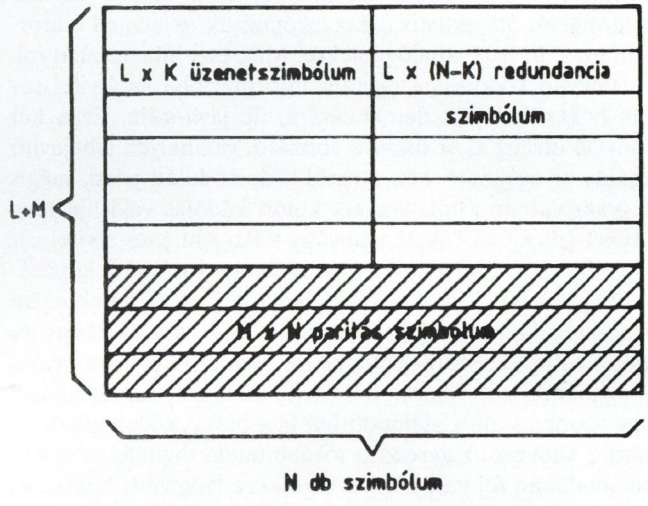
A telefoncsatornákat eredetileg analóg beszédjelek átvitelére tervezték, így erre általában kelégítő minőségben alkalmasak. Ha azonban például a telefonbeszélgetést titkosítani szeretnénk, akkor előnyös a beszédjeleket digitalizált formában továbbítani. Ilyenkor a modemeknél szokásosan jelentkező elvárásokon felül még a real-time működés feltételeit is teljesíteni kell. Feltétlenül szükség van tehát kiegészítő eljárásra, amely kiküszöböli vagy legalább elfogadható szintre csökkenti a hibás keretek újraküldését és az ebből származó késleltetést. Erre lehet megoldás a vizsgált hibajavító (*forward error connecting*) kódolási eljárás.

A szimuláció során az előző fejezetben ismertetett elven alapuló kódolási eljárás hatékonyságának a kódolás paramétereitől való függését vizsgáltam. Mivel a tervezett real-time működés miatt a sebesség fontos tényező, a kódolási mátrix sorainak kódolásához nem-bináris Reed-Solomon (RS) kódot használtam ún. transzformációs kódolással (részletesen l. F1 Függelék és [6]). Ennek előnyei: a viszonylag egyszerű algoritmus (a hibás szimbólumok helye és a hiba értéke egyetlen eljárással határozható meg), részben az egyszerű implementálhatóság (a helyes kódszó előállításánál alkalmazott visszacsatolt shiftregiszteres szintézis egyszerű és gyors célhardverrel megoldható), illetve az, hogy a kódolásnál elvégzendő véges testen értelmezett Fourier-transzformáció a jól ismert FFT algoritmushoz hasonló eljárással hatékonyan megvalósítható.

Minthogy a transzformációs kódolás használatához a kódszóhosszra teljesülnie kell az $l = 2^K - 1$ összefüggésnek (ahol l a kódszóhossz és B az egy szimbólumot alkotó bitek száma), $l = 15$ és $B = 4$ választással éltem. A gyakorlatban ugyanis gyakran használatos a 16 ún. konstellációs ponttal dolgozó moduláció (bővebben erről [3]); ugyanakkor egy 4.8 Kbit/s körüli adatátviteli sebességhez a legelterjedtebb beszédtömörítő algoritmusok egy keretet általában 80-100 bitre tömörítenek, tehát két ilyenformán generált kódszóba éppen belefér egy keretnyi információ.

4. A TESZTELT ELJÁRÁS VÁLTOZATOK

Rögzített kódszóhossz mellett vizsgáltam a kódolási eljárás hibajavító hatékonyságának függését az $N-K$, L és M paraméterektől (rendre a kódszavankénti kiegészítő redundancia szimbólumok száma, az egy blokkban levő kódszavak száma és az oszloponkénti paritásszimbólumok száma, l. 3. ábra).



3. ábra. Kódolási mátrix hibajelző kóddal kegészítve

Az $N-K$ paramétert (vagyis a blokk méretét) nem szabad tetszőlegesen nagyra választani (ami pedig előnyös lenne a hibajavító képesség szempontjából), mert a kódolás és dekódolás miatti késleltetés egyenes arányban növekszik. Definiálva az egy kódszó átvitelének t_T idejét, az egy kódszó kódolásához, illetve dekódolásához szükséges t_K, illetve t_D időt, valamint t_M-et, mint a keretek előállításának periódusidejét, L darab kódszó együttes kezelése esetén az eredő késleltetés (a kódolási mátrix első sorában szereplő kódszó által szállított információ ennyi idő alatt kerül a vevőoldali feldolgozó egység bemenetére)

$$t_{\text{eredő}} = (L-1)t_M + Lt_K + t_T + t_D.$$

ahol a paritásbitek átviteléhez szükséges időt elhanyagoltuk. Általában $t_K < t_T$, de $t_M > t_T$, ezért az L paraméter növelésével a kódolás miatti késleltetés láthatóan közel lineárisan növekszik; így L csak az adott alkalmazásban megengedhető maximális késleltetésnek megfelelően növelhető.

Az M paraméter növelése gyakorlatilag pótlólagos kódszavak átvitelét jelenti, tehát a szükséges minimum szinten kell tartani. Mint legegyszerűbb megoldást, bitenkénti paritáskódot alkalmaztam 1, illetve 2 paritásszimbólummal. Mivel ez a hibajelző kód korántsem működik 100 százalékos hatékonysággal (teljesen véletlenszerű szimbólum hibákat feltételezve elvileg az esetek $1 - 1/2^4 = 15/16$ illetve $1-(1/2^4)(1/2^4) = 255/256$ részében detektálja a hibás oszlopot), a hibadetektálás hatékonyságát egy heurisztikus algoritmussal javítottam fel.

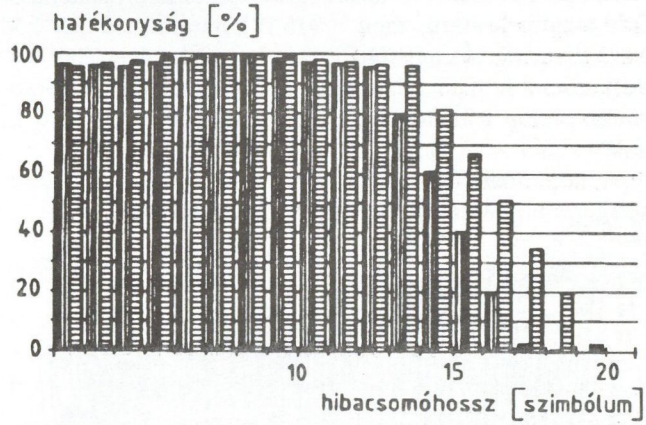
Ez a hibadetektáló eljárás azon az elven alapul, hogy a bitenkénti paritásszimbólumok felhasználásával nem tudunk ugyan minden hibát jelezni, ha azonban a hibacsomó által elfoglalt sorok közül legalább egyet sikerült felismerni, akkor jó eséllyel tudunk következtetni a többi lehetséges hibahelyre is, hiszen a hibacsomó jelleg miatt a hibás szimbólumok nagy valószínűséggel egymás mellett helyezkednek el. Ha tehát csak egy hibás sort találunk a mátrixban, akkor az ezzel szomszédos két sor is nagy valószínűséggel hibás, hiszen hibacsomókban jelentkező hibákra lehet nagy valószínűséggel számítani. Akkor is érdemes ezt a „hibakiterjesztést" végrehajtani, ha több hibás sort sikerült felismerni, hiszen a dekódoláshoz szükséges idő csak kis mértékben függ a javított törléses hibák számától (azt főképpen az RS kód kódszavának hossza határozza meg a Fourier-transzformációk miatt). Megfelelően megkonstruálva a hibákat kiterjesztő algoritmust, a kódolás hibajavító képességét lényegesen (min. kétszeresre) növelni lehet. Ha egyáltalán nem mutatnak hibát a paritásszimbólumok, akkor persze csak hibakereső és javító dekódolást tudunk alkalmazni és az ilyen javítás csak az eredeti (a soronkénti kódolás által meghatározott számú) hibát fogja tudni javítani.

A hibakiterjesztésre használt algoritmus is csak valószínűségi eseményeket tud figyelembe venni, és nem is mindig található egy maximális valószínűségű hibaelrendezés. Tekintsünk például azt az esetet, amikor az átviteli csatorna hibája miatt a kódolási mátrix négy egymás utáni sora hibás lesz. Ha ebből csak három egymás mellett levő hibás sort sikerül felderíteni a paritásszimbólumok alapján és ugyanakkor a (15,11) paraméterű* RS kódot alkalmazzuk, akkor előttünk a feladat, hogy hogyan használjuk fel a kód 4 szimbólumnyi hibajavító képességét. A meglévő információnk alapján nem tudjuk eldönteni, hogy a három hibás sor előtti vagy mögötti sor lesz-e nagyobb valószínűséggel hibás. Ha „szerencsésen" választjuk meg a három ismert pozíciójú hibás sor mellé a negyediket, akkor a vett szót sikeresen javítani tudjuk: ellenkező esetben viszont már nem, hiszen a biztosan hibás három sor mellé most egy valójában helyes sort jelöltünk ki törléses hibaként. Ilyen esetekben heurisztikus döntéshez kell folyamodni: ez azonban nem minden esetben ad jó megoldást.

5. A SZIMULÁCIÓ EREDMÉNYEI

A kódolási eljárás tesztelését végző, C nyelven megírt program a következőképpen működik: Adott számú és hosszúságú üzenetkeretet generál a számítógép álvéletlenszám-generátorával és ezeket alsó és felső 4 bitre bontva betölti a kódolási mátrixba. A redundancia szimbólumokat zérussal feltöltve soronként elvégzi a transzformációs kódolás szerinti inverz Fourier-transzformációt, majd ezután minden oszlophoz generálja a megfelelő számú paritásszimbólumot. A csatornán történő átvitel során fellépő hibacsomókat úgy modellezi, hogy a kódolási mátrix egy véletlenszerűen kiválasztott pozíciójától kezdődően véletlenszerűen megváltoztatja a szimbólumok értékét a hibacsomónak megfelelő hosszon. Ezután az oszloponkénti dekódolás következik: az észlelt hibás oszlopokat hibásként megjelöli, majd végrehajtja a hibakiterjesztést. Az így megállapított hibákra soronként törléses hibát javító eljárást alkalmazunk, mégpedig a frekvenciatartományban — ez a transzformációs kódolás előnye, így egyszerűen egy lineárisan visszacsatolt shiftregiszterrel generálhatjuk a hibavektort a szindrómából [6]. Az így meghatározott hibavektort a vett szóból kivonva megkapjuk az eredeti kódszó transzformáltját, amit visszatranszformálva rendelkezésünkre áll a küldött információ a kódolási mátrix megfelelő részében. Ha ekkor a redundancia szimbólumok értéke nem zérus (azaz nem kaptuk vissza tökéletesen az adóoldali kódolási mátrixot), akkor a dekódolás hibás volt.

A fenti algoritmust megvalósító programmal kapott eredményeket mutatja a 4. ábra (15,12) paraméterű RS kódot alkalmazva a kódolási mátrix soraira, két keret együttes kódolásával ($L = 4$).



4. ábra. Hibajavító képesség (15,12) paraméterű RS kóddal 1, illetve 2 paritásszimbólummal

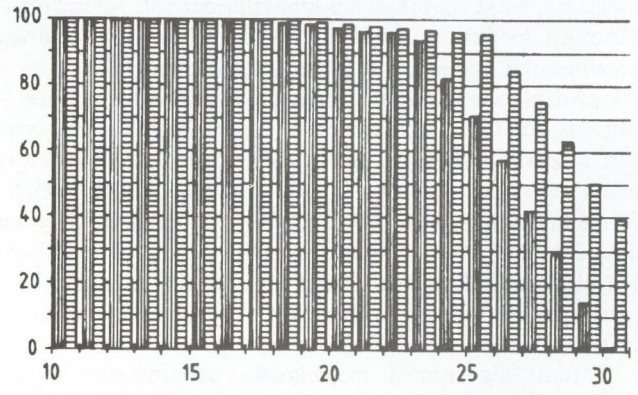
A vizszintes tengely mutatja a hibacsomóhosszt (szimbólumokban számítva), a függőleges tengelyen pedig a sikeres hibajavítás aránya van feltüntetve (30 000 átvitel átlagából számítva adott hibacsomóhossz esetén). A hibacsomó minden esetben más és más, csak a hossza állandó: minden egyes (összesen 30) üzenetcsoportot (a kódolási mátrix egy adott kitöltését) 1000 különböző hibacsomóra teszteltem, majd az eredményeket átlagoltam. A sötétebb hisztogramok mutatják a hibajavító képességet 1 paritásszimbólum használatával, a világosabbak pedig 2 paritásszimbólummal.

Látható, hogy 2 paritásszimbólum használatával nagyobb hibajavító képességet lehet elérni, mint egy paritásszimbólummal. Ugyanakkor az is megfigyelhető, hogy

* (N, K) paraméterű RS kód: K darab információ szimbólumot transzformál N darab szimbólumból álló kódszóba (a hozzáadott redundancia $N - K$ szimbólumnyi)

nemcsak a kódolás hibajavító képességét meghaladó hosszúságú hibacsomókra, hanem egészen rövid hibacsomókra sem tökéletes a hibajavítás. Ez a hibadetektáló eljárás hiányosságából következik: amikor a hibacsomó „átlóg" két oszlopba és a paritáskód éppen nem jelzi, akkor a hibadetektáló és javító dekódolás nem lesz képes javítani, hiszen a (15,12) paraméterből következően a soronkénti kódolás nem tud megbírkózni két hibás szimbólummal.

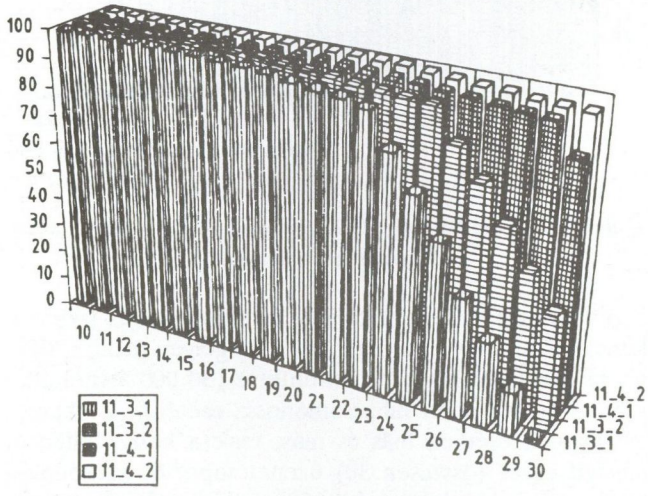
Az eljárást (15,11) paraméterű RS kód alkalmazásával vizsgálva kapott eredményt az 5. ábra mutatja, szintén két keretre ($L = 4$). A jelölés megegyezik a 4. ábránál használttal.



5. ábra. Hibajavító képesség (15,11) paraméterű RS kóddal 1, illetve 2 paritásszimbólummal

Ebben az esetben a dekódoláskor hosszabb hibacsomókat tudunk javítani, mint a (15,12) paraméterű RS kód használatával, a nagyobb hozzáadott redundanciából következően. A hibajavítás most 100%-os a rövid hibacsomókra, tehát a hibadetektáló eljárás jól működik erre az esetre.

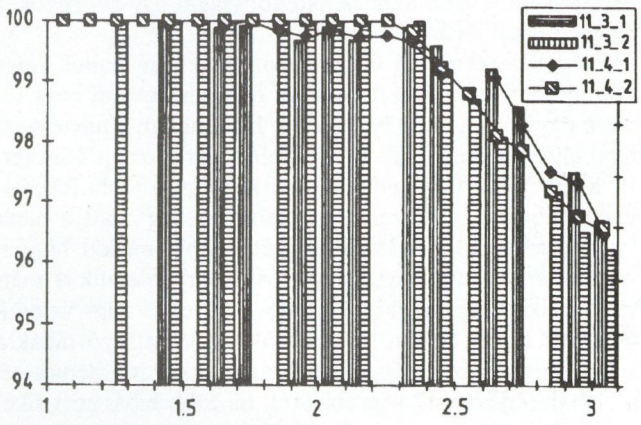
A kerethossz hibajavító képességre gyakorolt hatását vizsgálva a 6. ábrán látható eredményt kaptam.



6. ábra. A hibajavító képesség összehasonlítása a keretszám szerint

A hisztogram tengelyeinek értelmezése, mint korábban. Az egyes hisztogramok jelölése: 11_3_1 = a (15,11) paraméterű RS kód 3 keret együttes kódolásával 1 paritásszimbólum használatával kapott eredmény ($N - K = 4$, $L = 6$ és $M = 1$). Hasonlóképpen a sorrendben következő hisztogramok: 3 keret együtt 2 paritásszimbólummal, 4 keret együtt 1 paritásszimbólummal, 4 keret együtt 2 paritásszimbólummal. Az ábráról leolvasható, hogy a 100%-os biztonsággal javítható* leghosszabb hibacsomót az együtt kódolt keretek száma határozza meg.

A hibajavító képesség reálisabb összehasonlítását jelenti az, amikor a javítható hibacsomó hosszát egy kódszóra vonatkoztatjuk (7. ábra).



7. ábra. Az egy kódszóra vonatkoztatott hibajavító képesség összehasonlítása

A függőleges tengely most is a sikeres hibajavítás mértékét jelzi a 30 000 eset százalékában, vízszintes tengelyen pedig az egy kódszóra eső hibás szimbólum mennyiség van feltüntetve (a kódszavak közé beszámítva a paritásszimbólumok járulékos kódszavait is). A jobb áttekinthetőség érdekében csak a 3 kerettel kapott eredményeket ábrázoltam hisztogrammal, a 4 kerettel kapott eredményeket a megfelelő görbék jelzik. Az ábráról leolvasható, hogy a kódolás így értelmezett hatékonysága gyakorlatilag nem függ az együtt kódolt keretek számától (a megfelelő hisztogram és görbe szinte teljesen együtt halad), azt az alkalmazott paritásszimbólumok száma döntően meghatározza. Egyetlen paritásszimbólum használata tehát nem hatékony, hiszen az így kapott kódolás hatékonysága kisebb, mint a kódolási mátrix oszlopainak kódolása nélkül mérhető hatékonyság. Két paritásszimbólummal viszont már kettő fölé növeltük az egy kódszóra eső, biztosan javítható hibacsomó hosszát, tehát így háttékonyabb kódolást valósítunk meg, mint egyszerűen a soronkénti RS kódolás interleaving technikával történő kombinálásával.

6. ÖSSZEGZÉS

Azt mondhatjuk tehát, hogy a bemutatott kódolási eljárás adott N (azaz kódszóhossz) esetén akkor működik jól, ha $(N - K) \geq 4$, azaz a soronkénti kódolás legalább 2 hibát tud megtalálni és kijavítani. Több hiba javítására nem érdemes felkészíteni a soronkénti kódolást, hiszen a hozzáadott redundanciát hatékonyabban használhatjuk fel paritásszimbólumként.

* Ez természetesen azt jelenti, hogy az összes vizsgált 30 000 esetben sikeres volt a hibajavítás és ez már statisztikai mintának tekinthető: tehát nagy valószínűséggel állítható, hogy más esetben is sikeresen javítható az adott hosszúságú hibacsomó.

Az együtt kódolt keretek számával állíthatjuk be, hogy milyen hosszú hibacsomó javítására legyen képes a kódolás. Ennek az szab korlátot, hogy mennyi a még elfogadható maximális késleltetés, amit a kódolás, illetve dekódolás hozzáadhat az átvitelhez.

Az alkalmazott paritásszimbólumok száma meghatározza, hogy mennyire lesz biztonságos a hibajavítás. Ez a kódolás legkevésbé hatékony része; itt még van lehetőség a hatékonyság javítására. Több ($L > 5$) keret együttes kezelésekor több extra szimbólumot is használhatunk oszloponként; ilyenkor lehetőség van paritáskódnál hatékonyabb hibadetektáló kódolás oszloponkénti alkalmazására, ami a kódolás összesített hatékonyságát jelentősen növelheti.

Egy másik kedvező lehetőség az, hogy a modemből magából nyerjük ki a hibás oszlopokra vonatkozó információt. Ez már átvezet a demodulátor és a dekódoló egység együttes megvalósításának területére: a nagyobb komplexitás ellenére adott esetben érdemes lehet kihasználni az így adódó előnyöket.

7. TOVÁBBFEJLESZTÉSI LEHETŐSÉGEK

A sorok kódolásánál alkalmazott inverz Fourier-transzformáció, illetve a dekódolásnál használt Fourier-transzformáció a kódolási eljárás két leginkább számítási kapacitás-, illetve időigényes művelete. Ezért a kódolás sebességét nagymértékben növelhetjük FFT-jellegű algoritmus alkalmazásával (l. F2 függelék). Mivel a transzformációs RS kódolás egy véges testen értelmezett, a normál FFT megfelelően módosított változatát kell megvalósítani. Erre ad konkrét példát [4].

Egy másik, az előzőtől független fejlesztési irány a soft decision dekódolásnak erre az adott blokk-kódra történő alkalmazása. Ez logikus továbbfejlesztése a modemből a demodulációról nyerhető információ hibajelzésre történő használatának. Bár a soft decision dekódolást általában konvolúciós célokra alkalmazzák, az eljárás az általánosított Hamming-távolság segítségével [1] blokk-kódokra is implementálható [2]. A konkrét megvalósíthatóság nagymértékben függ az adott modulációs eljárástól, de általában jelentős hatékonyság növekedést ígér az ilyen dekódolás.

A kódolási eljárás eredményességét növelhetjük úgy is, hogy a blokk kódolást ARQ-val kombináljuk (RS/hibrid-ARQ, leírása [8]-ban). Az így elért megbizhatóság-növekedés azonban természetesen az átviteli sebesség rovására megy.

KÖSZÖNETNYILVÁNÍTÁS

Köszönet illeti Simonyi Ernőt és Tóth Lászlót, akik hasznos tanácsaikkal nagymértékben hozzájárultak munkám sikeréhez.

FÜGGELÉK

F1. Reed-Solomon kódok transzformációs kódolása

A transzformációs kódolás azt jelenti, hogy a kódszavakat egy megfelelően definiált inverz Fourier-transzformációval generáljuk, a dekódolást pedig egy Fourier-transzformáció segítségével végezzük el. Ez azért előnyös, mert — bár a gyökhelyek segítségével történő dekódolásnak is vannak viszonylag gyors algoritmusai [7] — FFT-jellegű módszer használatával (l. F2 függelék) a dekódoláshoz szükséges számítási idő radikálisan csökkenthető [4]. A kódolás ugyanis a Reed-Solomon kódok spektrális tulajdonságait használja ki, ami a véges testre értelmezett Fourier-transzformáció definíciójából következik.

A Fourier-transzformáció definíciója:

$$X(j\omega) = F\{x(t)\} = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x(t)e^{-i\omega t}dt.$$

Időben kvantált (mintavételezett) értékekre alkalmazható a diszkrét Fourier-transzformáció:

$$X_n = \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{-ikn2\pi/N}.$$

Ennek analógiájára a $c \in [GF(q)]^n$ vektornak egy $C \in [GF(q)]^n$ vektorra történő leképezése a következőképpen írható fel.

Definíció I. A $GF(q)$ véges testre értelmezett Fourier-transzformáció:

$$C_j = \sum_{i=0}^{n-1} \alpha^{ij} c_i \quad (j = 0, 1, \ldots, n-1), \qquad \text{(F1.1)}$$

ahol α a $GF(q)$ egy n-edrendű eleme. Ezt a transzformációt $GF(q)$-beli Fourier-transzformációnak nevezzük, így a c időtartománybeli vektor frekvenciatartománybeli megfelelője (spektruma) a C. A transzformáció rendelkezik a komplex számok feletti vektorokon képzett transzformáció tulajdonságaival. (Komplex vektorok esetén α megfelelője a komplex n-edik egységgyök.) A leképezés kölcsönösen egyértelmű, ezért invertálható, tehát létezik $GF(q)$-beli inverz Fourier-transzformáció.

Definíció II. A véges testeken értelmezett inverz Fourier-transzformáció:

$$c_i = f(n) \sum_{j=0}^{n-1} \alpha^{-ij} C_j \quad (i = 0, 1, \ldots, n-1), \quad \text{(F2.2)}$$

ahol $f(n) = (n \bmod p)^{-1}$, és a -1-dik hatvány az $(n \bmod p)$ $GF(q)$-beli inverzét jelöli [5]. Ha a C időtartománybeli vektorhoz a $c(x) = c_0 + c_1 x + \ldots + c_{n-1}x^{n-1}$ polinomot rendeljük, akkor a C frekvenciatartománybeli vektorhoz tartozó $C(x) = C_0 + C_1 x + \ldots + C_{n-1}x^{n-1}$ polinom a $c(x)$ polinom spektrumpolinomja.

A fenti két transzformáció azért használható fel kódszavak generálására, mert a BCH kódokra érvényes gyökhelyfeltétel egyszerűbb összefüggéssé alakul.

Tétel: A $c(x)$ időtartománybeli vektor gyökei és a $C(x)$ frekvenciatartománybeli vektor zérus értékű elemei között összefüggés van: a $c(x)$ polinomnak α^i akkor és csakis akkor gyöke, ha $C_i = 0$, illetve a $C(x)$ polinomnak α^{-i} akkor és csakis akkor gyöke, ha $c_i = 0$.

Bizonyítás: Az $(F1.1)$ és $(F2.2)$ egyenletek felhasználásával:

$$c(\alpha^i) = c_0 + c_1\alpha^i + \ldots + c_{n-1}\alpha^{(n-1)i} = C_i$$

$$C(\alpha^{-i}) = C_0 + C_1\alpha^{-i} + \ldots + C_{n-1}\alpha^{-(n-1)i} = c_i.$$

F2. A véges testen értelmezett gyors Fourier-transzformáció

A gyors Fourier-transzformáció véges testre akkor implementálható könnyedén, ha a transzformálandó $a(t)$ polinom a_n együtthatói egy $GF(q^2)$ véges test elemei. Ilyenkor az $a(t)$ polinom $B(f)$ transzformáltja a következőképpen írható fel:

$$B_k = \sum_{n=0}^{2^n-1} a_k r^{kn} = (\alpha_k + \hat{I}\beta_k)$$

ahol $\alpha_k \in GF(q)$, $\beta_k \in GF(q)$ és $\hat{I}$ a komplex egységgyök.
A transzformációt N lépésben hajtjuk végre
1. lépés:

$$B_1(f_1 t_{N-1} \dots t_1) =$$
$$= \sum_{t_N=0}^{1} (r^{2^{N-1}})^{t_N, f_1} a(t_N t_{N-1} \dots t_1)$$
.....
.....

j. lépés:

$$B_j(f_1 \dots f_j t_{N-1} \dots t_1) =$$
$$= \sum_{t_{N-j+1}=0}^{1} (r^{2^{N-j}})^{t_{N-j+1}(f_j \dots f_1)}$$
$$B_{j-1}(f_1 \dots f_{j-1} t_{N-j+1} \dots t_1)$$
.....
.....

N. lépés:

$$B_N(f_1 \dots f_N) =$$
$$= \sum_{t_1=0}^{1} r^{t_1(f_n \dots f_1)} B_{N-1}(f_1 \dots f_{N-1} t_1)$$

ahol r a véges test egy primitív eleme.

Ezzel megkaptuk az $a(t)$ polinom $B(f)$ transzformáltját, mégpedig elemenkénti bitfordított sorrendben. Ez azt jelenti, hogy a $B_0, B_l, \dots, B_{N-l}$ együtthatók az indexek bitenkénti invertálásával kapott indexű helyen szerepelnek a $B(f)$ transzformált polinomban.

A fenti eljárás nagymértékben csökkenti a transzformáció számításához szükséges műveletek számát, ezért a transzformáció gyorsabb implementációjának megvalósítását teszi lehetővé.

IRODALOM

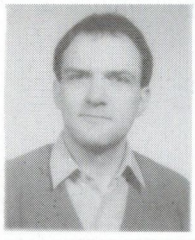
[1] G. D. Fourney, "Generalised minimum distance decoding" *IEEE Trans Inf. Theory,* Vol. 12. pp. 125-131, 1966.
[2] D. Chase, "A class of algorithms for decoding block codes with channel measurement information," *IEEE Trans. Inf. Theory,* Vol. 18, pp. 170-182, 1972.
[3] S. Benedetto, E Biglieri, V. Castellani, *Digital Transmission Theory*", Prentice-Hall International, 1990.
[4] A. Shiozaki, T. K. Truong, K. M. Cheung, I. S. Reed, "Fast transform decoding of nonsystematic Reed-Solomon codes," *IEEE Proc. E. Comput. Digit. Tech.* (UK), Vol. 137, No. 2, pp. 139-143, 1990.
[5] Győri L., Vajda I., *A hibajavító kódolás és a nyilvános kulcsú titkosítás elemei*, BME, 1991.
[6] P. Sweeney, *Error Control Coding,* Prentice Hall, 1991.
[7] Y. R. Shayan, Tho Le-Ngoc, "On software evaluation of the roots of polynomials defined in Galois fields," *Archiv für Elektronik und Übertragungstechnik*, Vol. 45, No. 1, pp. 52-55, Jan. 1991.
[8] S. B. Wicker, "Reed-Solomon error coding for Raleigh fading channels with feedback," *IEEE Trans. Veh. Technol.,* Vol. 41, No. 2, pp. 124-143, 1992.

REED-SOLOMON CODING FOR TRANSMISSION OVER TELEPHONE LINES

T. GYURCSEK

DEPARTMENT OF ELECTROMAGNETIC THEORY
TECHNICAL UNIVERSITY OF BUDAPEST
H-1521, BUDAPEST, HUNGARY

The real time performance is sometimes indispensable in digital data transmission over telephon lines — when transmitting digitized speech or other time critical applications. Forward error correction (FEC) can be efficient if automatic response on request (ARQ) cannot meet the time requirements. The article describes a suitable method, which is based on the transformation coding of Reed-Solomon codes. The presented results obtained by computer simulation show that the suggested algorithm has better performance than the conventional block codes. The speed of the coding and decoding procedures can be further increased using an FFT-like method and the algorithm is especially suitable for hybrid coding technique (FEC combined with ARQ).



Gyurcsek Tamás a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki és Informatikai Karának végzős hallgatója, jelenleg diplomamunkáját készíti a BME Elméleti Villamosságtan Tanszékén a hibadetektáló és hibajavító eljárások témakörében. Hasonló témájú dolgozatával a kar Tudományos Diákköri Konferenciáján II. díjat nyert 1992 novemberében.

KÉPTÖMÖRÍTŐ ALGORITMUSOK ÉS IMPLEMENTÁLÁSUK DSP-N

ALFÖLDI ATTILA

BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM
ELMÉLETI VILLAMOSSÁGTAN TANSZÉK
H-1117 BUDAPEST
EGRI JÓZSEF U. 9-11.

A képi adatok helyigényének csökkentésére sokféle képtömörítő algoritmust dolgoztak ki. Ezen módszerek közös jellemzője a gyors hardver igénye. A nagy számolási teljesítménnyel rendelkező lebegőpontos DSP-k megjelenésével lehetővé válik ezen alkalmazás szintű megvalósítása. A cikk során bemutatásra kerül az egyik legelterjedtebb módszer a DCT alapú tömörítés, ennek egy lehetséges továbbfejlesztése és a DSP megvalósítás eredményességének kérdései.

1. BEVEZETÉS

A képi adatok digitális módon való ábrázolása óta (1960-as évektől) problémaként jelentkezik az eszközök kapacitásához képest jelentős tárigény [1], [4], [6]. Például egyetlen A4-es méretű színes fénykép tömörítetlen digitális tárolásához (24 bit/pixel) kb 25 MByte háttértároló kapacitás szükséges.

Azonban ez a tárolási forma nagymértékben redundáns, mivel nem használja ki a kép egyes elemei közötti erős korrelációt. Ha ezt a korrelációt és azt a tényt, hogy általában a képi adatok tárolásánál nem szükséges a bitről-bitre való egyezés, figyelembe vesszük, nagymértékben csökkenthetjük a szükséges tárigényt.

A képtömörítési algoritmusok két nagy csoportja a veszteség nélküli (lossless) és a veszteséges (lossy) módszerek. Az első csoportba tartozó algoritmusok olyan esetekben alkalmazhatók, amikor a felvett kép tárolásánál ill. továbbításánál semmilyen minőségromlás nem engedhető meg (pl. orvosi, tudományos adatok). Az ilyen típusú algoritmusokkal elérhető tárigény-csökkenés messze alatta marad a második típusú algoritmusokénak. A továbbiakban ezen módszerekkel nem foglalkozunk. A második csoportba tartozó algoritmusok esetén a tömörített képen az eredetihez képest információveszteség lép fel de a szükséges tárigényt a képminőség rovására jelentősen csökkenthetjük. Mivel a képi adatok analitikus leírására nincs általános modell, az ilyen módszerek esetében az adott alkalmazás szempontjából még elfogadható képminőség meghatározása általában kísérleti úton történik. Az elméleti modellek hiányában a minőségromlás numerikus jellemzésére ugyancsak nem létezik általános érvényű módszer, így az eredeti és a tömörített adatokból rekonstruált kép közötti különbség jellemzésére szubjektív módon ill. SNR (signal to noise ratio) és MSE (mean square error) típusú mérőszámokkal történik. Az alkalmazások szempontjából is kétféle csoportosítás létezik: szimmetrikus és aszimmetrikus módszerek. A szimmetrikus tömörítő algoritmusok esetében a be-, és kitömörítés nagyjából azonos módon történik, így a kódoló és dekódoló komplexitása (memória és sebességigény) megegyezik. Egy harmadik felosztási szempontként vehetjük azt, hogy álló-, vagy mozgóképet tömörítünk. A cikkben rövid áttekintést kapunk a különböző osztályú képtömörítő módszerekkel elérhető átlagos tömörítési arányokról (2. pont), majd részletesebben kifejtésre kerül az ADCT algoritmus (3. pont), az irány szerinti dekompozíció (4. pont) és ezek kiterjesztése színes képekre és képsorozatokra (5. pont).

Ezután ismertetésre kerül az ADCT algoritmus továbbfejlesztése, valamint ennek Motorola DSP 96002 jelfeldolgozó processzorral történt implementálása és az ezzel készített példák bemutatása (6. pont).

2. A TÖMÖRÍTÉSI MÓDSZEREK FEJLŐDÉSE

A rendelkezésre álló technika fejlődése lehetővé tette a mind bonyolultabb eljárások alkalmazását. Mára megjelentek a második generációs módszerek, amelyek az elérhető tömörítési arányokban ugrásszerű változást hoztak [6], de természetesen ezek számítási igénye is jóval meghaladja a régebbi módszerekét, így alkalmazásukhoz DSP esetleg VLSI ASIC szükséges. Az alkalmazások szempontjából az első generációs módszereket is figyelembe kell venni, mivel ezek némelyikének ipari szabvánnyá válása csak az elmúlt néhány évben zárult le (JPEG, MPEG) és a második generációs algoritmusok többsége még csak kutatási állapotban van. A fontosabb algoritmusosztályok az alábbiak (a zárójelben szereplő számok a tipikus, jelentős minőségromlás nélkül elérhető maximális tömörítési arányokat jelzik):

I. generáció [1], [4]
- prediktor alapú módszerek (2-4)
- ADPCM
- delta moduláció
- interpoláció polinomokkal
- transzformációs alapú módszerek (15-20)
  - Karhunen-Loéve (KL) transzformáció
  - ortogonális 2D transzformációk (DFT, DCT, Haar, Hadamard, Walsh,. . .)
- hibrid módszerek: prediktor és transzformacios kódok kombinálása (5-10)

II. generáció [5], [6]
- az emberi látórendszer kutatásának eredményeit felhasználó módszerek
  - frekvencia szerinti dekompozíció (synthetic high system, 10)
  - piramis alapú kódok (pyramidal coding, 20-25)

- irány szerinti dekompozíció (directional decomposition, 30-50)
- vektorkvantálás alapú, élkiemelő előfeldolgozással (50-80)

- új jelfeldolgozási módszereken alapuló algoritmusok
  - wavelet transzformáció (30-40)
  - fraktál alapú dekompozíció (50-80)

Az alábbiakban egy tipikus első és egy második generációs módszer kerül vázlatos bemutatásra.

3. ADAPTÍV TRANSZFORMÁCIÓS MÓDSZEREK ÉS AZ ADAPTÍV DISZKRÉT KOSZINUSZ TRANSZFORMÁCIÓ (ADCT)

Az adaptív transzformációs módszerek [1], [2], [4], [7], [8] alapgondolata szerint az adatokat az „időtartományból" valamilyen „kevésbé korrelált" tartományba transzformáljuk és az új tartományban a kevésbé lényeges adatokat elhagyjuk. Az ilyen módszerek esetén a kódolás főbb pontjai az alábbiak:

- A digitális kép $N \times N$ méretű blokkokra osztása (pl. $N = 8, 16$) és a blokkok 2D transzformálása.
- A transzformált tartományban egyes együtthatók adaptív módon történő elhagyása.
- A megtartott együtthatók helyének kódolása (pl. quadtree, run-length).
- A megtartott együtthatók normálása és általában változó bithosszúságon való kvantálása.
- Az eredményül kapott adatokon egy veszteségmentes tömörítés elvégzése (pl. Huffman kód).

A dekódolás során a kódolásnál használt transzformáció inverzét hajtjuk végre. A kódolás során a blokkokat egymástól függetlenül kódoljuk, ezért , különösen nagyobb tömörítési arányok esetén, a blokkhatárokon zavaró ugrások jelenhetnek meg, így itt szükséges egy további lépés is, nevezetesen a blokkhatárokon valamilyen 2D aluláteresztő szűrő végrehajtása. Az ismert transzformációk közül a diszkrét koszinusz transzformáció (DCT) közelíti meg legjobban az elméletileg optimális, de a nagy számításigény miatt nem realizálható KL transzformációt:

$$F(u) = \frac{2c(u)}{N} \sum_{j=0}^{N-1} f(j) \cos\left[\frac{(2j+1)u\pi}{2N}\right];$$

$$u = 0, 1, \ldots, N-1,$$

ahol

$$c(0) = \frac{1}{\sqrt{2}};$$

$$c(u) = 1, u = 1, 2, \ldots, N-1.$$

A 2D DCT-t célszerű oszloponkénti és soronkénti 1D gyors DCT-k elvégzésére visszavezetni, mivel ekkor a transzformáció számításigénye $2N^2 \log_2 N$ lesz. A transzformáció együtthatóinak adaptív elhagyása legegyszerűbb esetben egy küszöbértékkel történhet. A tömörítés hatékonysága szempontjából fontos lépés az együtthatók helyének kódolása. Általában a nem elhanyagolható transzformációs együtthatók az alacsony frekvenciatartományban (a 2D transzformált bal felső részében) vannak. Ez a térbeli korreláció az ismert fakódolással (quad-tree) vagy a transzformációs mátrix 45 fokos irányban történő bejárásával és run-length kódolással használható ki. A megtartott együtthatók közül a DC komponenst az „időtartománybeli" felbontással (általában 8 bit), a magasabb frekvenciájú együtthatókat ennél kisebbb bithosszúsággal lehet kvantálni. Az együtthatók helyének és az értéküknek változó bithosszúságon való tárolása összevonható az alábbi módon: A kép transzformált blokkjait az energiájuk AC komponense szerint osztályokba soroljuk (tipikusan 4 vagy 8 osztályba) és az egyazon osztályokba tartozó blokkokban azonos módon választjuk meg a megtartandó együtthatók helyét. Így csak az osztályok együttható-megtartását és az egyes blokkok típusát kell tárolnunk. Az együtthatók kvantálási bithosszúságait úgy választjuk meg, hogy az azonos osztályba tartozó blokkok azonos helyén lévő együtthatók szórásának logaritmusaival legyenek arányosak. Az arányossági tényezőt a kívánt tömörítési arány alapján határozzuk meg. Azokat az együtthatókat nem kell tárolni amelyek kvantálási bithosszúságára a fentiek alapján egynél kisebb értéket kapunk.

$$N_{Bk} = \frac{1}{2} * \log_2 \sigma_k^2(u, v) + \log_2 d,$$

ahol N_{Bk} a k-adik osztály (u, v) koordinátájú elemének bithosszúsága, $\sigma_k(u, v)$ a k-adik osztály (u, v) koordinátájú DCT elemének szórása, és a d a kívánt tömörítési arányból meghatározandó érték.

Az ilyen módon tömörített adatokból visszaállított képek közös jellemzője nagy tömörítési arányok esetén (20-30) az élek zavaró elmosódása. Ez minden transzformációs alapú eljárás közös hátránya.

A JPEG (Joint Photographics Experts Group) nevű szabványos módszer is a fentebb leírthoz hasonlóan DCT alapú. A JPEG szabványú tömörítéshez ma már rendelkezésre állnak videosebességgel működő céláramkörök is. A transzformációs alapú módszerek előnyei közé sorolható a könnyű kiterjeszthetőség a mozgóképek tömörítésére MPEG (Motion Picture Experts Group).

4. IRÁNY SZERINTI DEKOMPOZÍCIÓ (DIRECTIONAL DECOMPOSITION)

Az emberi látásban alapvető szerepet tölt be a hirtelen intenzitásváltások — élek detektálása. Az emberi látórendszerben megtalálhatóak a különböző irányultságú élek jelenlétére érzékeny sejtek csoportjai. A látórendszer egy másik fontos tulajdonsága, hogy a gyors intenzitásváltású helyeken — vagyis az élek közelében — kevésbé érzékeny a kontrasztra. Az itt vázolt módszer a képeknek élekre és aluláteresztő szűrővel megszűrt komponensre bontásán és a komponensek eltérő módszerrel történő kódolásán alapul [6]. A módszer során a képet egy 2D aluláteresztő szűrővel és pl. 8 darab irányérzékeny élszűrővel veszteségmentesen 9 képre osztjuk. Ezek összege azonos az eredeti képpel. Az aluláteresztő szűrővel kapott kép nem tartalmaz éleket, ezért ennek kódolására a transzformációs módszerek kiválóan megfelelnek. Az irányérzékeny élszűrőkkel kapott képeken az elérni kívánt tömörítési arány függvényében kiválasztjuk a domináns élpontokat és az élek amplitúdóját. Az élpontok pozícióját például run-length módszerrel kódolhatjuk. A látórendszerünk fentebb említett tulajdonsága lehetővé teszi az amplitúdók 8-nál lénye-

gesen kisebb bitszámmal (2-3) történő kvantálását. A kép rekonstruálásánál az éleket jó közelítéssel állíthatjuk vissza az irányukból és amplitúdójukból.

5. KITERJESZTÉS SZÍNES KÉPEKRE ÉS KÉPSOROZATOKRA

A fenti módszerek egyszerűen terjeszthetők ki a színes képek tömörítésére [2], [3]. A színes képek digitális reprezentációja általában RGB formátumban adott. Az egyes színsíkokat először egy lineáris leképezéssel az YIQ tartományba alakítva majd az Y, I és Q tartományokat egymástól függetlenül feldolgozva kapjuk a színes képek tömörítésének általános sémáját.

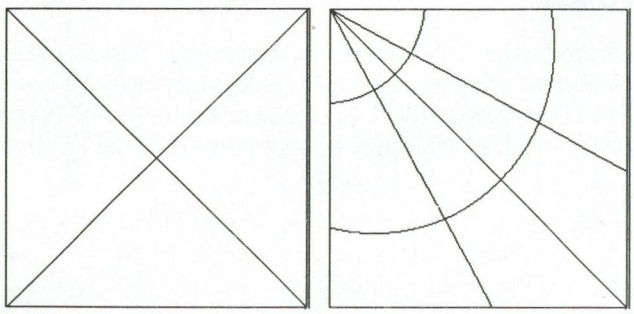
$$\begin{bmatrix} Y(j,k) \\ I(j,k) \\ Q(j,k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.299 & 0.587 & 0.114 \\ 0.596 & -0.274 & -0.322 \\ 0.211 & -0.253 & 0.312 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} R(j,k) \\ G(j,k) \\ B(j,k) \end{bmatrix},$$

ahol az Y jelentése luminancia, az I és Q jelentése krominancia. Az I és Q színsíkokon a tömörítést megelőzően egy 2-es faktorú decimálást is végrehajthatunk a színformáció jelentős torzulása nélkül. A transzformációs módszerek esetén a képek két dimenziós blokkokra való osztása helyett képsorozatok három dimenziós blokkokra osztását végezzük el. A blokkok 3D DCT-jéből a fentiekhez hasonlóan végezzük az együttható kiválasztását és kvantálását. Mozgóképek esetén transzformációs módszerekkel is elérhető a 100-szoros tömörítési arány.

6. AZ ADCT MÓDSZER JAVASOLT TOVÁBBFEJLESZTÉSE

Az ADCT módszer hiányossága az élek elmosódásán kívül az, hogy az osztályozáskor nem veszi figyelembe a DCT AC energiájának irányfüggését.

Ezért egy osztályba vehet és így azonos bithosszúsággal ábrázolhat olyan blokkokat amelyek AC energiája azonos, de amelyekben más irányú élek dominálnak. Ezt kiküszöbölendő, a DCT kimeneti mátrixait irány és frekvencia szerint részekre osztjuk (1. ábra) és az egyes részekre egymástól függetlenül végezzük el a bithosszúságok meghatározását. Így az 1a. ábra esetén a 4 osztály helyett 16, az 1b. ábra esetében 48 osztály lesz. Az egyes blokkok típusát leíró overhead csak néhány százalékkal növekedik, így nem jelent problémát.



1. ábra. A DCT kimeneti mátrixainak osztályokra bontása

A bithosszúságok meghatározásánál szereplő d konstans különbözőképpen választható meg az így keletkezett új osztályokra:

- konstans minden osztályra
- az azonos frekvenciájú, de eltérő irányú részekre különböző (pl. az 1b. ábra esetében d_0, $1.5d_0$, $2.5d_0$)
- minden osztályra más, az osztály AC energiájától függően (pl. $d = do - const.*$ AC)

Az eredeti ADCT algoritmust és ennek általam javasolt továbbfejlesztését PC-n (Pascal nyelven) és Motorola 96002 DSP-n valósítottam meg.

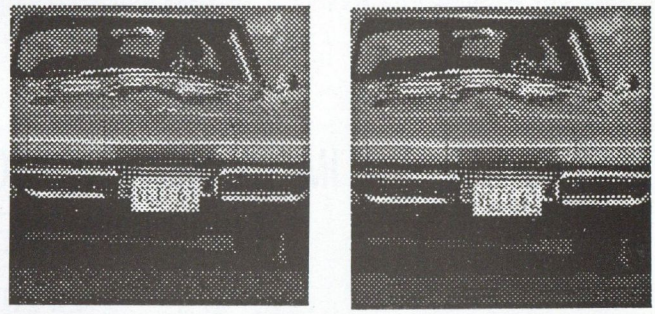
A DSP egy PC-hez illesztett fejlesztőkártyán, 512 kByte zero wait state-s sztatikus RAM-mal volt ellátva. A PC-DSP kapcsolat lassúsága (kb. 8 kbyte/sec) miatt csak a DSP program futásidejét vizsgáltam. A DSP-vel történő alkalmazás szintű megoldás olyan esetekben javasolható, amikor biztosítható az input képek gyors betöltése a DSP memóriájába (pl. ha DMA-val kerül be egy képdigitalizáló kártyáról).

A nagy memóriaigény miatt viszonylag kis méretű (256×256) képek voltak az input adatok. A DCT-re csak $N = 16$ méretű esetben volt szükség így általános algoritmus helyett a szükséges méretű DCT műveletei kerültek kifejtésre. Mivel a DSP lebegőpontos számokra egy utasításciklus (60 nsec) alatt tud elvégezni egy szorzást, egy összeadást és egy kivonást, az input képek lebegőpontos formában (IEEE single precision format) kerültek feldolgozásra.

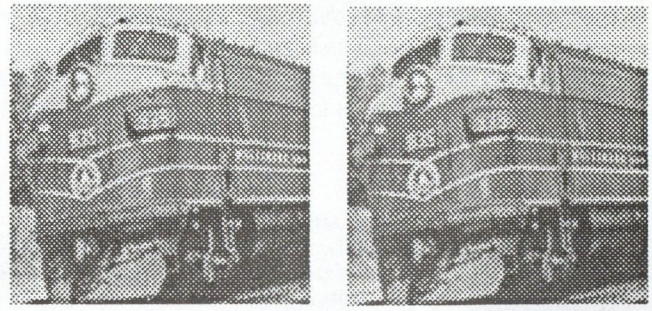
A PC-n történő megvalósításnál nagyobb input képek esetén a nagy méretű memória kezelésének módja (pl. protected módba kapcsolás, RAM disk, EMS driver) döntően meghatározza a futási időt.

A DCT futási idők összehasonlítása:

- PC (80386, 33 MHz, 80387 koprocesszor, pascal nyelv): 18 sec.
- Motorola 96002 DSP (33 MHz, assembly): 500 msec.



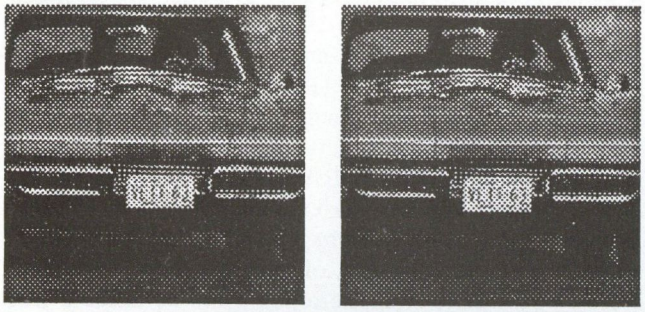
2. ábra



3. ábra

A 2. és 3. ábrán a tömörítendő és a tömörített adatokból rekonstruált képpárok láthatók. A tömörített képek helyszükséglete minden esetben 0.8 bit/pixel (10-szeres tömörí-

tési arány). Az 4. ábrán az ADCT-vel és ennek továbbfejlesztésével kapott eredmények láthatók (1 bit/pixel).



4. ábra

7. ALKALMAZÁSI LEHETŐSÉGEK

Az aszimmetrikus algoritmusok esetén a kódolás jelentősen több időt igényel, mint a dekódolás, de általában az így elérhető tömörítési arányok is jobbak. Az aszimmetrikus algoritmusok elsősorban archiválási alkalmazásoknál jöhetnek szóba, ahol a képeket csak egyszer kell kódolni és sokszor dekódolni. A szimmetrikus módszerek alkalmazása az adatátvitel területén előnyösebb lehet. Állóképeket már 2400 baud-os modem felhasználásával is elfogadható idő alatt továbbíthatunk (pl. 256×256 méretű kép és 15-szörös tömörítés esetén kb. 15 sec). Egy 64 kbit/sec sebességű csatornán pedig mozgóképet is továbbíthatunk (pl. 256×256 képméret és 80-szoros tömörítés esetén elérhető a kb. 10 kép/sec képváltási sebesség). Természetesen ebben az esetben is legalább DSP szintű hardware szükséges.

8. KÖSZÖNETNYILVÁNÍTÁS

Különös köszönet illeti meg dr. Cséfalvay Klára tanárnőt, aki a tanszéken végzett munkám konzulense volt, segítségéért és tanácsaiért.

IRODALOM

[1] A. Habibi, "Survey of Adaptive Image Coding Techniques", *IEEE Transactions on Communications,* Nov. 1977.

[2] W. Chen, H. Smith, "Adaptive Coding of Monochrome and Color Images", *IEEE Transactions on Communications,* Nov. 1977.

[3] J. Roese, W. Pratt, "Interframe Cosine Transform Image Coding", *IEEE Transactions on Communications,* Nov. 1977.

[4] A. K. Jain, "Image data compression: A review", *Proceedings of the IEEE,* March 1981.

[5] R. Gray, "Vector Quantization", *IEEE ASSP Magazine,* Apr. 1984.

[6] M. Kunt, A. Ikonomopoulos, M. Kocher, "Second-Generation Image-Coding Techniques", *Proceedings of the IEEE,* Apr. 1985.

[7] K. Rose, A. Heiman, I. Dinstein, "DCT/DST Alternate-Transform Image Coding", *IEEE Transactions on Communications,* Jan. 1990.

[8] W. Pearlman, "Adaptive Cosine Transform Image Coding with Constant Block Distortion", *IEEE Transactions on Communications,* May 1990.

[9] *DSP 96002 IEEE Floating Point Dual-Port Processor User's Manual*

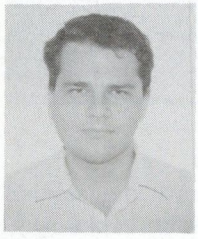
[10] S. Mallat, S. Zhong, "Characterization of Signals from Multiscale Edges", *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence,* July 1992.

IMAGE COMPRESSION ALGORITHMS AND THEIR IMPLEMENTATION ON DSP

A. ALFÖLDI

DEPARTMENT OF ELECTROMAGNETIC THEORY
TECHNICAL UNIVERSITY OF BUDAPEST
H-1521, BUDAPEST, HUNGARY

In order to reduce the size of high resolution digital pictures numerous image compression algorithms have been developed. Their common feature is the fast hardware requirement. By introducing floating point Digital Signal Processors (DSP) with high computational performance it is possible to implement these methods efficiently. This paper describes an image compression algorithm based on the most widely used Discrete Cosine Transform (DCT) and a possible optimization tehcnique including the prospective real-time behaviour of the Motorola 96002 DSP realizations. Results of the methods are demonstrated by sample pictures at 0.8 and 1.0 bit/pixel memory resolution.



Alföldi Attila a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki és Informatikai Karának végzős hallgatója. Jelenleg diplomamunkáját készíti a BME Elméleti Villamosságtan Tanszéken, multiresolution alapú digitális képfeldolgozási módszerek és DSP megvalósításuk témakörében. Önálló laboratóium keretében képtömörítő módszerek DSP megvalósításával foglalkozott.

SKALÁRSZORZÓ ELŐJELBINÁRIS SZÁMÁBRÁZOLÁSSAL

BESENYEI PÉTER

BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM
ELMÉLETI VILLAMOSSÁGTAN TANSZÉK
H-1117 BUDAPEST
EGRI JÓZSEF U. 9-11.

A hardveres skalárszorzó széleskörűen használt funkció a nagysebességű jelfeldolgozó áramkörökben. A skalárszorzó alkatrészigényének csökkentése fontos szempont ezen áramkörök tervezésekor. Ehhez nyújt segítséget a cikk egy újfajta struktúrával és a hozzá szorosan kötődő minimalizálói algoritmussal. Az alkatrészigény redundáns előjelbináris számábrázolás alkalmazásával csökken azáltal, hogy az algoritmus a redundanciát a hardver minimalizálására használja fel.

1. BEVEZETÉS

A jelfeldolgozó mikroprocesszorok sok alkalmazási területről szorították ki a hardveres megoldásokat, azonban a nagysebességű feldolgozásoknál, illetve nagysorozatú céláramkörök területén a hardveres megközelítés még mindig egyeduralkodó.

A digitális jelfeldolgozás egyik alapfunkciója a konstans vektorral történő skalárszorzás, TFR, IIR szűrésnél, és sok egyéb lineáris transzformációnál is használatos ez a funkció.

Sokan foglalkoztak és foglalkoznak ma is azzal a kérdéssel, hogy miként lehet a skalárszorzást minél hatékonyabban elvégezni. A hatékonyságot a skalárszorzat olyan algebrai átrendezésével lehet növelni, mely az adott technológiai környezethez jobban illeszkedik. Ezen átrendezett, szétosztott aritmetikát nevezi a szakirodalom Distributed Arithmetic-nek (továbbiakban DA).

Az alapvető publikációt ebben a témakörben Abraham Peled és Bede Liu adta közre 1974-ben [1]. ROM használatát javasolták másodfokú IIR alaptag megvalósításához. A későbbiekben sokan foglalkoztak digitális szűrők ROM-os megvalósításának kérdéseivel (pl. [2], [3]). E területen elért eredmények összefoglalása [4]-ben található meg.

A technológia egy másik lehetőségét, shift regiszter és reguláris számláló-fa hatékony megvalósíthatóságát használja ki [5] korrelátor/szűrő áramkörében.

A jelen cikk a mai technológiai-tervezési követelményeknek megfelelő, építőkocka (Building Block) elvű skalárszorzó megvalósításának kérdéseivel foglalkozik. A javasolt struktúra nem csupán technológiai lehetőségeket használ ki a költségek csökkentésére. A konstans vektort redundáns előjelbináris számrendszerben ábrázolja. A redundanciát pedig a hardver optimalizálására használja fel. Az így kapott hardver sok esetben kedvezőbb mint a hagyományos ROM-os megoldás.

A cikk felépítése a következő: a második pont az elosztott aritmetika definícióit, alapösszefüggéseit tárgyalja, valamint vázlatosan ismerteti a Peled-Liu-féle skalárszorzó felépítését és működését. A harmadik pontban a javasolt, építőkocka-elvű tervezésre alkalmas skalárszorzó levezetése található. Példákon keresztül történik az alapelv és annak egyszerűsített, hatékonyabbá tett változatának ismertetése. A negyedik pont a hardver optimalizáló algoritmus javasolt működését ismerteti. Az ötödik pont egy konkrét példán keresztül mutatja meg a javasolt módszer versenyképességét a Peled-Liu-féle ROM-os megoldással szemben.

2. AZ ALAPOK

Skalárszorzat elosztott aritmetikával történő számításának többféle módszere létezik. Közös vonásuk a skalárszorzat olyan algebrai alakra hozása, mely az adott feltételek mellett hatékonyabban számítható. Legyen a skalárszorzat a következő:

$$y = \underline{x}^T \underline{a} = \sum_{i=0}^{N-1} x_i a_i, \qquad (1)$$

ahol $\underline{x}$ vektor változó ($\underline{x}^T$ az $\underline{x}$ transzponáltját jelöli), és hagyományos, kettes-komplemens számábrázolásban adott:

$$x_i = \sum_{j=0}^{P-1} x_i^j 2^{\alpha-j} \quad \begin{matrix} x_i^j \in \{0,1\} & j = 0 \ldots P-1 \\ x_1^0 \in \{0,-1\} & \text{előjel.} \end{matrix} \qquad (2)$$

Az $\underline{a}$ vektor pedig konstans, és az általánosság kedvéért előjelbináris számrendszerben ábrázolható.

$$a_i = \sum_{k=0}^{Q-1} a_i^k 2^{\beta-k} \quad a_i^k \in \{0,1,-1\} \quad k = 0 \ldots Q-1. \qquad (3)$$

Az x_i szám bináris számjegyeit x_i^j-vel, az a_i szám előjelbináris számjegyeit a_i^k-vel jelöljük, P a változók, Q a konstansok számjegyeinek számát adja meg, az α és a β pedig a fixpontos számábrázolás „kettedes" pontjának helyét határozza meg. Az előjelbináris számábrázolás redundáns, azaz egy számnak többféle reprezentációja is létezhet [7]. Például a 3 kétféleképpen is ábrázolható: 011, 10^{-1}. az előjelbináris számábrázolás ezen tulajdonságát a későbbiekben ki fogjuk használni.

Behelyettesítve a (2) és (3) egyenleteket az (1) egyenletbe kapjuk a DA kiinduló összefüggését:

$$y = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{P-1} \sum_{k=0}^{Q-1} 2^{\alpha+\beta-j-k} x_i^j a_i^k. \qquad (4)$$

A (4) egyenletből látható, hogy a skalárszorzat kiszámításához szorzótábla műveletre $(x_i^j a_i^k)$, shiftelésre $(2^{\alpha+\beta-j-k})$ és összeadásra van szükség. A (4) egyenlet különböző típusú átrendezésével a szorzótábla használat, shiftelés és összeadás sokféle kombinációja előállítható. Vagyis az (l, j, k) koordinátarendszer többféleképpen képezhető le a (t, r) műveleti idő és chip felület koordinátákra, s így a teljesen párhuzamos feldolgozástól a teljesen sorosig sokféle megoldás létrehozható.

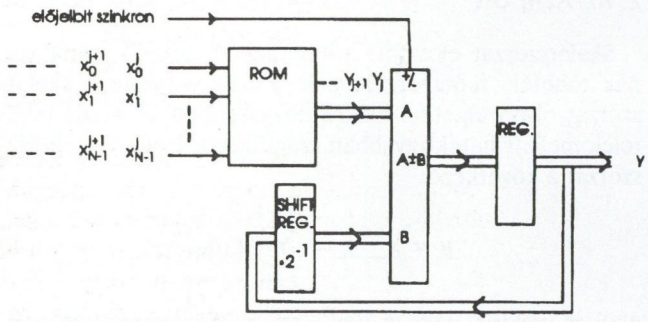
Például a [1]-ben a (4) egyenlet az alábbi formát ölti:

$$y = 2^{\alpha+\beta} \sum_{j=0}^{P-1} 2^{-j} \sum_{i=0}^{N-1} x_i^j \sum_{k=0}^{Q-1} 2^{-k} a_i^k \qquad (5)$$

Az (5)-beli két belső szumma eredményeit Y-al jelölve:

$$y = \sqrt{2^{\alpha+\beta}} \sum_{j=0}^{P-1} 2^{-j} Y_j. \qquad (6)$$

Ezen egyenlet realizálása esetén a j koordinátatengely képződik le időtengellyé, az l és k koordináták által meghatározott Y_j értékek pedig egy ROM-ban tárolódnak, melyet az x_i^j bitek címeznek meg. A skalárszorzó blokkvázlata az 1. ábrán látható, ahol a $2^{\alpha+\beta}$ skálázó faktortól az egyszerűség kedvéért eltekintettünk.



1. ábra. Peled-Liu-féle skalárszorzó blokkvázlata

Az egyes változók (x_i) bitsorosan érkeznek a szorzóba. Mivel a változók MSB-je (előjelbit) $\{0, -1\}$ értékű lehet, ezért az összeadás helyett kivonást kell végrehajtani ezen bit beérkezésekor. Az összeadás/kivonás funkciót ennek megfelelően vezérli az „előjelbit szinkron" jel. A szorzó P ciklus alatt állítja elő az eredményt (y).

Az 1. ábra szerinti módszer nagyon hatékony, azonban a vektorok méretének (bemeneti változók száma: N) növelésével exponenciálisan nő a szükséges ROM kapacitás. Ezért sok bemenet esetén az Y-t több kisebb méretű ROM tartalmának összegzésével célszerű számítani. Azonban az összegzők használata növeli az alkatrészigényt. Az összegzés és a táblázat használat közötti határvonal költségszemléletű meghatározásához nyújt segítséget a [6] cikk.

3. A JAVASOLT STRUKTÚRA

A (4) alapösszefüggés egy másfajta átrendezése olyan struktúrát definiál, mely alternatív megoldást nyújthat a ROM-os megoldással szemben. A (4) egyenletet alakítsuk át a következő módon:

$$y = 2^{\beta} \sum_{k=0}^{Q-1} 2^{-k} \sum_{i=0}^{N-1} a_i^k \sum_{j=0}^{P-1} 2^{\alpha-j} x_i^j. \qquad (7)$$

A (7) egyenletben a (2) alapján a belső szummát az x_1 változóval helyettesítve:

$$y = 2^{\beta} \sum_{k=0}^{Q-1} 2^{-k} \sum_{i=0}^{N-1} a_i^k x_i \quad \begin{matrix} x_i \text{ kettes komplemens} \\ a_i^k \in \{-1, 0, 1\}. \end{matrix} \qquad (8)$$

A (8) tulajdonképpen a hagyományos papír-ceruza szorzás skalárszorzásra történő általánosítását jelenti. Azaz a konstansok egy adott helyiértéken álló $\{-1, 0, 1\}$ számjegyeknek megfelelően összegezve/kivonva a változókat egymásból, majd az eredményt shiftelve és összegezve számítható a skalárszorzat.

A (8)-beli kifejezés kiszámítását célszerű felbontani egyetlen alapfunkció ismételt végrehajtására. Ekkor ugyanis a hardver tervezése leegyszerűsödik ezen alapfunckiót ellátó modul tervezésére, illetve ezen modulok összeköttetési sémájának tervezésére.

Az alapmodul definiálásához először bontsuk két részre a (8) egyenletet, vagyis részletszorzat-számításra:

$$Y_k = \sum_{i=0}^{N-1} a_i^k x_i \quad k = 0, 1, \ldots Q-1 \qquad (9)$$

és ezek súlyozott összegzésére:

$$y = \sum_{k=0}^{Q-1} 2^{-k} Y_k. \qquad (10)$$

A (10)-beli polinom kiszámításához célszerű Homer elrendezést használni:

$$y = Y_0 + 2^{-1}(Y_1 + 2^{-1}(Y_2 + \ldots 2^{-1}(Y_{Q-1}) \ldots)) \qquad (11)$$

(9) és (10) alapján a skalárszorzatot a következő rekurzív kifejezéssel lehet számolni:

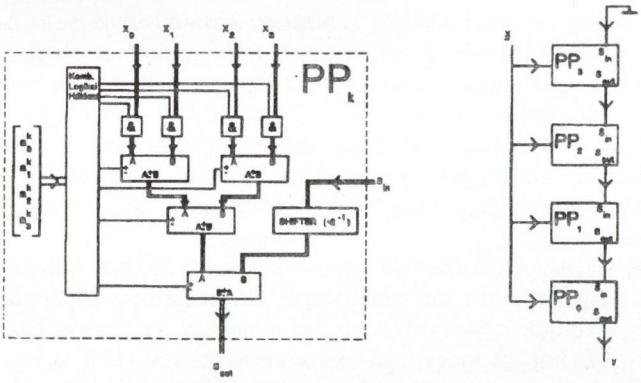
$$\begin{aligned} S_Q &= 0 \\ S_k &= 2^{-1} S_{k+1} + \sum_{i=0}^{N-1} a_i^k x_i \quad k = Q-1, Q-2, \ldots, 0 \qquad (12) \\ y &= S_0. \end{aligned}$$

A (12)-vel definiált alapmodult sokféleképpen lehet realizálni. Egy lehetséges skalárszorzó-struktúra látható a 2. ábrán $N = 4$, $Q = 4$, $\beta = 0$ és az alábbi konstansértékekre:

$$y = [x_0 x_1 x_2 x_3] \cdot [a_0 a_1 a_2 a_3]^T \qquad (13a)$$

$$\begin{aligned} a_0 &= 11 = [\ 1\ \ 1\ \ 0\ -1] \\ a_1 &= 2 = [\ 0\ \ 0\ \ 1\ \ 0] \\ a_2 &= -14 = [-1\ -1\ -1\ \ 0] \\ a_3 &= -1 = [\ 0\ \ 0\ \ 0\ -1]. \end{aligned} \qquad (13b)$$

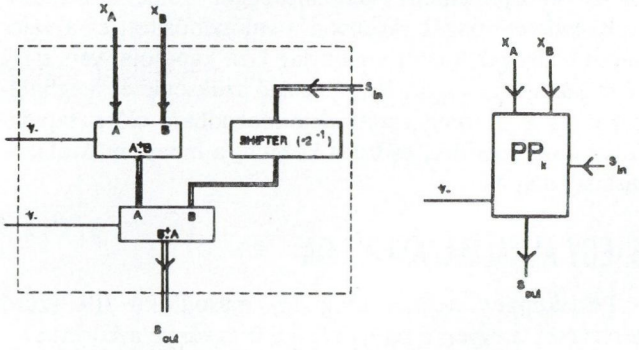
A 2. ábrán a (12)-ben szereplő szummát egy összegzőfa valósítja meg. Az alkalmazott aritmetikára nincsen megkötés, lehet soros, lehet párhuzamos is. A nulla digitek helyén az AND kapuk zérus bemenőjelet kényszerítenek a fára. A $\{-1, 1\}$ digitekkel való szorzás a fában elhelyezkedő összegző/kivonó áramkörök összegzővé vagy kivonóvá történő konfigurálásával valósul meg. A fa konfigurálását egy kombinációs logika végzi a konstansok adott (k-adik) helyiértékű bitjeinek megfelelően.



2. ábra. Részletszorzat-számító modul és az ebből felépített skalárszorzó javasolt struktúrája

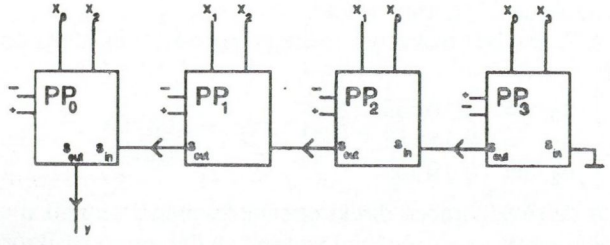
Ha már az áramkörtervezés fázisában ismert a konstanskészlet, és megengedhető ezen ismeret kihasználása a hardver tervezésekor, akkor a 2. ábrán látható részletszorzat-számító modul egyszerűsíthető. Elhagyható a kombinációs logika. Az összegző/kivonó áramkörök helyett vagy összegző- vagy kivonóáramkör használható. Az AND kapuk szakadással/rövidzárral helyettesíthetők. A szakadások (0 bit a konstansokban) következtében az összegzőfák mérete is csökkenthető.

Például a (13) szerinti skalárszorzat realizálásához a részletszorzat-számító moduloknak csupán két-két bemenettel kell rendelkezniük (3. ábra), ugyanis mindegyik helyiértéken összesen két konstansban található nemnulla bit.



3. ábra. Kétbemenetű részletszorzat-számító modul blokkvázlata

A (13) szerinti lineáris transzformációt ezen egyszerűbb modullal a 4. ábrán látható módon kell realizálni.



4. ábra. A (13) egyenletbeli lineáris transzformációt megvalósító struktúra

A példa alapján megállapítható, hogy a konstansok „illeszkedésének" függvényében az általános skalárszorzónál kevesebb alkatelem is elég az áramkör megvalósításához.

4. OPTIMÁLIS KONSTANSKÉSZLET KERESÉS A BSDS ALGORITMUS

Az alapok tárgyalásánál már említettük, hogy előjelbináris számábrázolás használata esetén a konstansoknak több ekvivalens leírása is létezhet. Ezen ekvivalensek közül egyesek kisebb, mások nagyobb méretű hardvert eredményezhetnek. Felvetődik a kérdés, hogyan lehet olyan ekvivalenseket összeválogatni, melyek kicsi hardver költséget eredményeznek. Az optimumkereső módszer megalkotásához alapvetően két szempontot kell figyelembe venni:

- A konstanskészletek minősítési módszerének megalkotásakor arra kell ügyelni, hogy a hardver tervezésnek létezik két alapvetően különböző megközelítése, melyek más-más minimalizálási filozófiát követelnek meg:
  - Nagy sorozatban gyártott alkatrészek használata esetén megengedhető a teljesen egyedi, dedikált hardver tervezés. Ekkor az alkotóelem-szám és a terjedési idő minimalizálására történő tervezés megengedhető.
  - Kis és közepes sorozatban gyártott alkatrészeknél viszont csak cellakönyvtárak, szabványos modulok használatára van lehetőség. A minimalizálás során tekintettel kell lenni arra a tényre, hogy csak néhány tipikus méretű részletszorzat-számító modul definiálása gazdaságos. Tehát a minimalizálásnak ezen modulok minél jobb kihasználását kell eredményeznie.

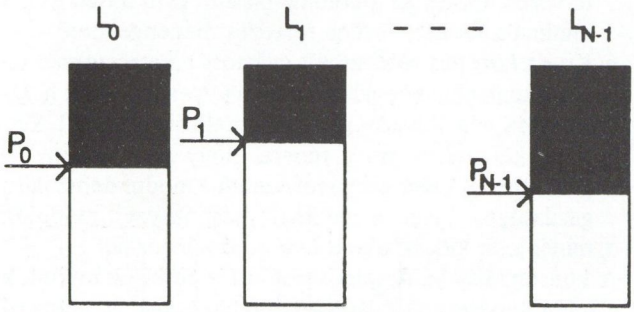
  A konstanskészletek minősítéséhez a fenti szempontok alapján tervezett, skalárértékű hibafüggvényt célszerű használni.
- Általában nem áll rendelkezésre elegendő idő, illetve memória az összes ekvivalens konstanskészlet megvizsgálására. Ezért ki kell dolgozni valamilyen heurisztikát, mely úgy szűkíti le a vizsgált konstanskészletek körét, hogy a legkisebb hardvert eredményező (vagy ahhoz igen közel álló) konstanskészlet még a vizsgáltak közé tartozzon. Célszerű olyan módszert kodolgozni, mely az optimalitás valószínűségének csökkenő sorrendjében vizsgálja az egyes konstanskészleteket, s így mindig található megfelelően nagy futási idő, hogy tetszőlegesen nagy valószínűséggel állíthassuk: az optimális konstanskészletre már rátaláltunk.

A két szempont figyelembevételével kidolgozott módszer a BSDS elnevezést kapta, a Best Signed Digit Set kifejezés kezdőbetűi alapján. A keresés a következő részfeladatokra bontható:

- Állítsuk elő minden egyes konstansnak az összes előjelbináris ekvivalensét. Jelöljük az a_i ekvivalenseit tartalmazó halmazt S_i-vel.
- Az optimális kódkészletben való szereplésük valószínűsége alapján rendezzük sorba az egy konstanshoz tartozó ekvivalenseket. Jelöljük L_i-vel a sorbarendezett S_i halmazt.
- A sorbarendezett ekvivalenseket tartalmazó listákból kiválasztunk egy-egy elemet oly módon, hogy a lista elején elhelyezkedő elemek legyenek először párosítva.
- A kiválasztott konstansok egy konstanskészletet alkotnak, melyet a hardver költségek szempontjából hibapontozunk. Az eddig legkisebb hibaponttal rendelkező konstanskészletet megjegyezzük.
- Ha van még gépidőnk, akkor folytatjuk a 3. ponttól.

Magyarázatok az egyes részfeladatokhoz:

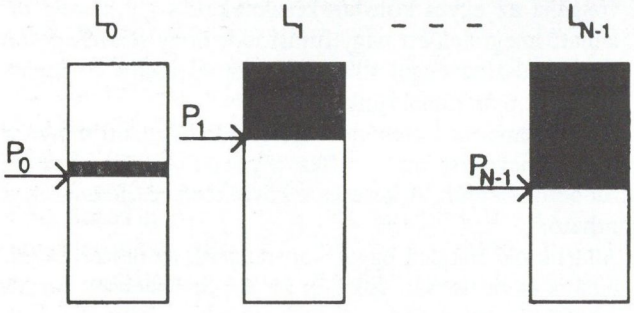
- Az I. mellékletben a cikk ismertet egy gyors algoritmust, mely egy számnak megkeresi az összes előjelbináris megfelelőjét. Az összes előjelbináris ekvivalens képzéséhez szükséges idő és tárkapacitás becsléséhez a II. mellékletben találhatók megfontolások.
- A konstanskészlet optimalizálásának becslését vissza kell vezetni az egyes ekvivalensekhez rendelhető „optimális konstanskészlet tagja" valószínűség becslésére. Ugyanis csak egyedi valószínűségek használatával lehet eldönteni, hogy az $S_0S_1 \ldots S_{N-1}$ halmazok mely elemeit kell a soronkövetkező ciklusban párosítani. Az egyedi valószínűségek becslése legegyszerűbben a konstansban található nemnulla számjegyek száma alapján történhet. Tehát az $S_0S_1 \ldots S_{N-1}$ halmazok a konstansok nemnulla számjegyeinek száma alapján rendezhetők listákká.
- A listákká rendezett halmazok az 5. ábrán láthatók.



5. ábra. A nemnulla számjegyek alapján sorbarendezett listák

Mindegyik listához tartozik egy pointer $P_i (i = 0, 1 \ldots N-1)$, mely azt mutatja, hogy a párosítás milyen mélységig jutott el. Azaz a szürke területen található konstansok összes kombinációját megvizsgálta már a program.

Növeljük meg valamelyik pointert eggyel, mondjuk P_0-t. Az új állapotot szemlélteti a 6. ábra.



6. ábra. Az előjelbináris ekvivalensek párosításának módszere

Képezzük az L_0 lista P_0-adik elemének az $L_1L_2 \ldots L_{N-1}$ listák szürke területén elhelyezkedő összes elemével való párosítását, majd válasszunk egy új pointert. Az új, megnövelt pointer kiválasztása kétféle elv alapján történhet:

- Mindegyik pointer egyenlő valószínűséggel lehet a következő. Ez azt jelenti,hogy a szürke területek lefelé terjedése a listákon azonos sebességű lesz. Ez egy egyszerű módszer.
- A pointerek nem azonos valószínűséggel lehetnek a következők. Ez lehetőséget teremt arra, hogy az egyes listákon lefelé haladás sebessége különböző legyen. A listák tulajdonságainak részletesebb vizsgálata alapján így hatékonyabb keresési stratégia megalkotására van lehetőség.

A hibapontozás módszere fogja meghatározni, hogy a hardver milyen lesz, mennyire lesz tömör. A rendelkzésre álló számítási kapacitás függvényében kétféleképpen lehet eljárni.

- Ha nagyteljesítményű gépen dolgozunk, akkor a konstanskészlethez rendelhető fa-struktúra pontos költségét tekintjük hibapontnak. Ezzel a módszerrel biztosíthatjuk, hogy a megvizsgált konstanskészletek közül a legkisebb hardvert eredményező készletet fogjuk megvalósítani.
- Ha a rendelkezésre álló számítási kapacitás viszonylag kicsi, akkor célszerűbb valamilyen egyszerű módszerrel becsülni a várható hardverméretet, és ezt tekinteni hibapontnak. Ilyen módon a hardver minimalizációt csak egyszer, az optimálisnak feltételezett konstanskészletre kell elvégezni. Egyszerű költségbecslő alkotható a következő gondolatmenettel: a hardver mérete akkor lesz minimális, ha az egyes részletszorzatszámító modulok összegző fái közel azonos méretűek. Arra kell tehát optimalizálni, hogy a konstansok azonos bitpozícióban lévő nemnulla számjegyek számának varianciája kicsi legyen. Azaz minden bitpozícióban körülbelül ugyanannyi nemnulla számjegy legyen. Ezt biztosító hibapontot könnyen képezhetünk az egyes helyiértékek nemnulla számjegyei számának négyzetösszegét véve.

Az algoritmus az egymást követő ciklusokban egyre csökkenő optimalitási valószínűséggel rendelkező konstanskészletet vizsgál. Azonban a valószínűsített és a valóságos költségek között viszonylag laza kapcsolat van, s így nem könnyű az algoritmus futásidő szükségletét meghatározni. Az algoritmus futási ideje megadható előre, tapasztalati úton becsülve, és futás közben, a hibapontok alakulásának alapján.

5. EGY ALKALMAZÁSI PÉLDA

Példaképpen nézzük meg egy másodfokú IIR szűrő tervezését. Legyen a szűrő átviteli függvénye a következő:

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}. \qquad (14)$$

A MATLAB matematikai programcsomag segítségével megtervezett másodfokú elliptikus szűrő amplitúdó karakterisztikája a 7. ábrán látható.

A 7. ábrabeli frekvenciamenetet biztosító konstanskészlet:

$$\begin{array}{lll} a_0 = 0.10559 & & \\ a_1 = 0.18658 & b_1 = & -1.03298 \\ a_2 = 0.10559 & b_2 = & 0.43047. \end{array} \qquad (15)$$

A szűrő 8. ábrabeli direkt elrendezésében a szorzókat és az összegzőt az előzőekben javasolt skalárszorzó struktúra valósítja meg.

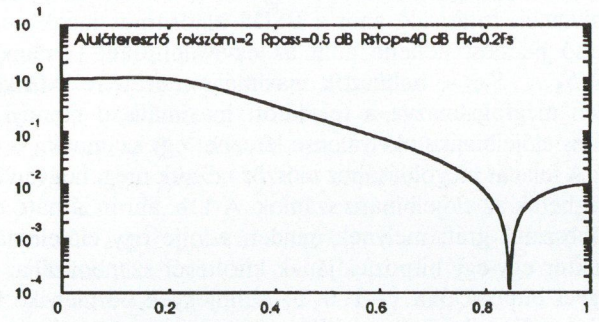
A konstansokat 12 bitben ábrázoljuk. A BSDS algoritmus 386-os PC-n 30 másodperc keresés után a következő konstanskészletet adta eredményül:

Az ekvivalens-halmazok méretei: (35 46 35 24 85)

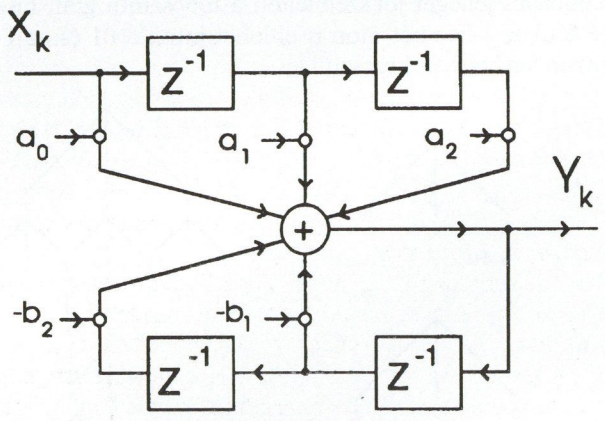
Az elemzés mélysége 0.5 perc után: (6 6 6 6 6)

Az optimális kódkészlet:

$$
\begin{array}{lcl}
a_0 & = & (\ 0\ \ 0\ 0\ 1\ \ 0\ 0\ -1\ 0\ -1\ 0\ \ 0\ 0\ ) \\
a_1 & = & (\ 0\ \ 0\ 1\ 0\ -1\ 0\ \ 0\ 0\ \ 0\ 0\ -1\ 0\ ) \\
a_2 & = & (\ 0\ \ 0\ 0\ 1\ \ 0\ 0\ -1\ 0\ -1\ 0\ \ 0\ 0\ ) \\
-b_1 & = & (\ 1\ \ 0\ 0\ 0\ \ 0\ 1\ \ 0\ 0\ \ 0\ 1\ \ 0\ 0\ ) \\
-b_2 & = & (\ 0\ -1\ 0\ 0\ \ 1\ 0\ \ 0\ 1\ \ 0\ 0\ -1\ 0\ )
\end{array}
$$



7. ábra. Elliptikus aluláteresztő szűrő amplitúdó karakterisztikája



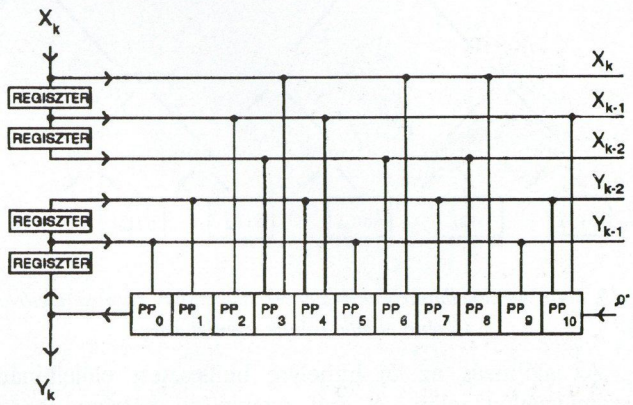
8. ábra. IIR szűrőalaptag realizálása

A konstanskészletből látható, hogy a 12 bitpozícióból 6-on csak egy, 5-ön pedig két konstans tartalmaz nemnulla számjegyet. Ez azt jelenti, hogy a szűrő realizálásához 6 egybemenetű (összegzőfa nélküli) és 5 kétbemenetű részletszorzat számító modul szükséges. A modulok összeköttetési sémáját a 9. ábra mutatja. A részletszorzat számító modulok előjel-konfigurációja az áttekinthetőség kedvéért nincs feltüntetve az ábrán.

A cikkben javasolt skalárszorzó és a Peled-Liu-féle ROM-os megoldás egy-egy konkrét megvalósítása alapján dönthető el, vajon melyiknek kisebb az alkatrészigénye. A példaként tervezett másodfokú IIR szűrő alapján lett összehasonlítva a két módszer. A megvalósítás bázisául XILINX-4000 programozható logikai hálózatra esett a választás. Ezen nagyintegráltságú áramkör programozható funkciójú logikai blokkokat (Configurable Logic Cell, CLB), és ezen blokkokat összekötő programozható huzalozási réteget tartalmaz. A Peled-Liu módszerrel való összehasonlíthatóság érdekében a részletszorzat-számító modulok bitsoros aritmetikát használnak [8]. Az alkatrészigények megállapításakor csak a skalárszorzó CLB igényét vettük figyelembe, ugyanis a regiszterek és a kiegészítő vezérlő áramkörök mindkét esetben körülbelül ugyanannyi CLB-t foglalnak el. A példabeli IIR szűrő megvalósításához szükséges CLB-k száma:

Peled-Liu-féle ROM-os:	ROM	: 7 CLB
	ACCU	: 7 CLB
	össz.	: 14 CLB
A javasolt struktúra:	SHIFTER+összegző	: 6 CLB
	összegző fák	: 5 CLB
	össz.	: 11 CLB

Mint az összehasonlításból kiderül, található olyan alkalmazás, ahol a javasolt struktúra előnyösebb a ROM-os megoldásnál. A példához hozzá kell tenni, hogy a Peled-Liu-féle ROM-os megoldás a XILINX-4000 alapcelláját (CLB-jét) másodfokú IIR szűrő esetén szinte teljesen kihasználja. Kisebb vagy nagyobb fokszám esetén a ROM-os megoldás kevésbé használja ki a lehetőségeket, hatékonysága csökken, míg a javasolt struktúra hatékonysága a szűrő fokszámától sokkal kisebb mértékben függ.



9. ábra. IRR szűrő felépítése részletszorzat számító modulokból

6. ÖSSZEFOGLALÁS

A cikkben ismertetett skalárszorzó struktúra és a hozzá kapcsolódó optimalizáló algoritmus lehetőséget teremt a hagyományos módszereknél kevesebb alkatelemet igénylő jelfeldolgozó áramkörök tervezésére. A javasolt módszer digitális szűrőknél is alkalmazható, de eredményességben nem veheti fel a versenyt azon szűrőtervező algoritmusokkal, melyek már a konstanskészlet tervezésekor is hardver minimalizálási szempontokat követnek (pl. a konstansokban csak meghatározott számú nemnulla számjegyet engednek meg). A cikkben javasolt struktúra versenyképessé tétele érdekében, a téma továbbfejlesztéseként olyan szűrőtervező algoritmus kialakítása tűzhető ki célul, mely eleve úgy tervezi a szűrőt, hogy az jól minimalizálható konstanskészlettel rendelkezzen.

7. KÖSZÖNETNYILVÁNÍTÁS

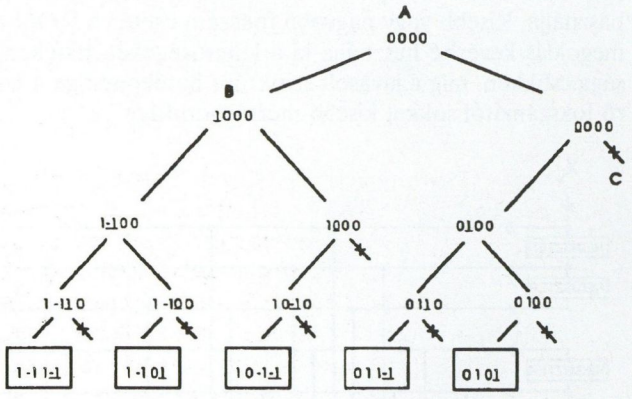
Köszönet illeti Hadnagy László diáktársamat, akivel TDK munka keretében együtt dolgoztunk egy ezen cikk előzményének tekinthető témán, illetve Fehér Béla tanársegédet, aki konzulensünk volt ebben a munkában.

Különös köszönet illeti Dr. Simonyi Ernőt, Dr. Tóth Lászlót és Dr. Cséfalvay Klára tanárnőt segítségükért és hasznos tanácsaikért.

I. MELLÉKLET

Ebben a mellékletben egy gyors algoritmust fogalmazunk meg, mely egy szám összes előjelbináris ekvivalensét előállítja.

Algoritmusunk a szukcesszív approximáció elvére épül. Ez konkrétan azt jelenti, hogy egy csupa nullát tartalmazó bináris vektorból kiindulva, a nagyobb helyiértékek felől az egyes bithelyekre olyan számjegy $\{-1, 0, 1\}$ kerül, mely a vektor értékét fokozatosan közelíti a megkívánt értékhez (de legalábbis nem távolítja el tőle). A 10. ábrán látható egy példa a négy biten kódolt 5 előjelbináris ekvivalenseinek előállítására.



10. ábra. Az előjelbináris ekvivalensek szukcesszív approximációval történő előállításának szemléltetése

Az aláhúzás az új bithelyre beillesztett előjelbináris számjegyeket jelöli. A gráf szemlélteti néhány döntési helyzetet:

Mindig olyan számjegy $\{-1, 0, 1\}$írandó az új bitpozícióba, mely lehetővé teszi, hogy a következő kisebb helyiértékek megfelelő kitöltése esetén a kívánt érték még elérhető legyen:

- Ha a vektor értéke kisebb, mint a kívánt érték, akkor az új bitpozícióba 0 és 1 írandó.
- Ha a vektor értéke nagyobb, mint a kívánt érték, akkor az új bitpozícióba 0 és -1 írandó.

Az algoritmus nem vizsgálja a gráf azon ágait, ahol biztosan nincsen előjelbináris ekvivalens:

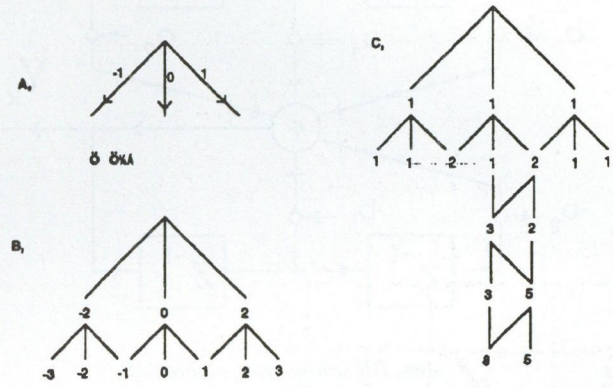
- Ha már túl távol van a vektor a kívánt értéktől, akkor a gráf ezen ága elvágandó.
- A 10. ábrabeli példában egy páratlan számnak állítottuk elő az ekvivalenseit, s így a legkisebb helyiértékig végig kellett futnia az algoritmusnak. Azonban előfordulhat, hogy a bináris vektor értéke már előbb megegyezik a kívánt értékkel. Ekkor a gráf ezen ágán tovább menni nem érdemes, hiszen a kisebb helyiértékeket csupa nullával kellene kitölteni ezt csak egyféleképpen lehet előállítani.

Az előjelbináris ekvivalensek e szerint az algoritmus szerinti előállítása nagyon gyors. Ez annak köszönhető, hogy az algoritmus a gráfot intenzíven „nyesegeti", azaz nem fut le azokra az ágakra, melyeken biztosan nem helyezekedik el előjelbináris ekvivalens.

II. MELLÉKLET

Ahhoz, hogy becsülhető legyen az a tárterület, illetve minimális futási idő amit a BSDS algoritmus megkövetel, felső becslést kellene adni az ekvivalenseket tartalmazó $S_0 S_1 \ldots S_{N=1}$ halmazok maximális méreteire. Másképpen megfogalmazva a feladatot: maximálisan mennyi Q bites előjelbináris ekvivalense létezhet egy számnak.

A feladat megoldásához először nézzük meg, hogyan képezhetők az előjelbináris számok. A 11b. ábrán látható egy többszintű gráf, melynek minden szintje egy előjelbináris vektor egy-egy bitpozíciójának kitöltését szimbolizálja. Az egyes bitpozícióba $\{-1, 0, 1\}$ számjegyek bármelyike beírható. Egy ilyen elemi választást mutat a 11a. ábra. Az adott bitpozíció kitöltése utáni vektor érték a gráf csomópontjában van feltüntetve. Az előjelbináris számábrázolás redundáns jellegét jól szemlélteti a többszintű gráf, hiszen például az 1-hez két úton is el lehet jutni: a 01 és az $1-1$ bitkombinációkon keresztül.



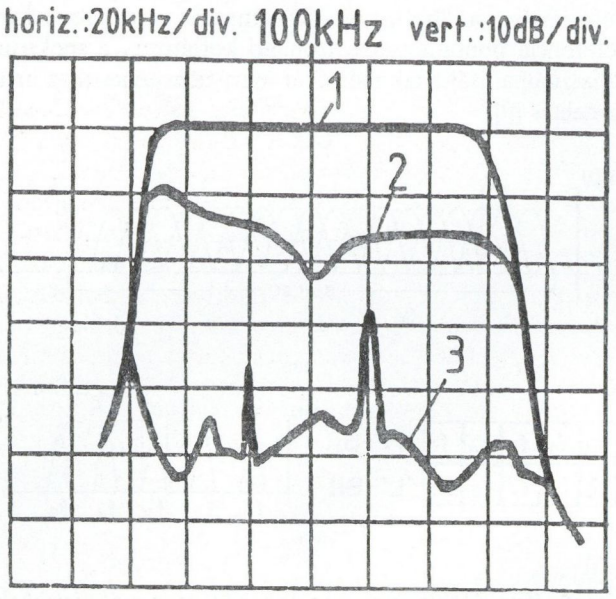
11. ábra. Előjelbináris számok generálása

A többszintű gráf segítségével a maximális halmazméret keresése a következőképpen fogalmazható meg: mekkora lehet maximálisan az egy végpontba futó utaknak a száma? Erre a választ a 11c. ábra segítségével kapható meg. Ebben a gráfban a csomópontokban az oda befutó utak száma szerepel. Mivel mi az utak maximális számát keressük, elég egy adott szint két legnagyobb értékű csomópontját továbbterjeszteni.

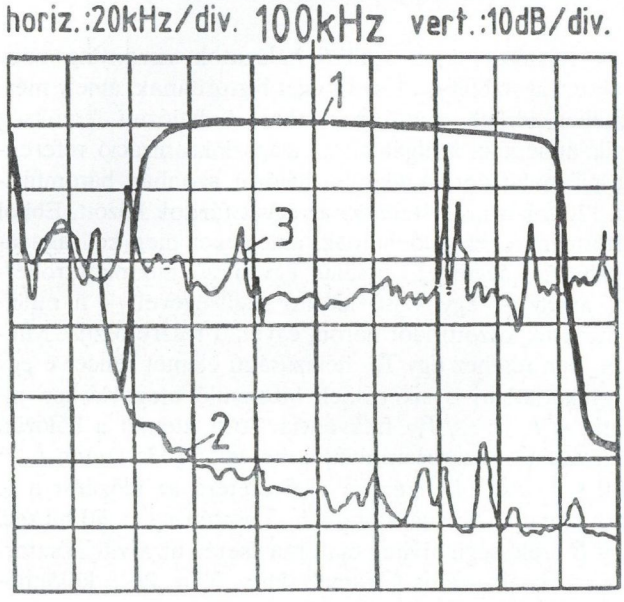
Az ekvivalensek halmazának maximális méretét a 11c. ábrabeli eljárással könnyen és gyorsan meghatározhatjuk. Az 1. táblázatban $Q = 16$-ig megtalálhatók a maximális halmazméretek.

Ez egy nagyon fontos és hasznos eredmény, hiszen például 16 bites ($Q = 16$) konstansok esetén a maximális halmazméret 1594. És ez azt jelenti, hogy az algoritmus futása során csupán néhány ezer adat eltárolására és generálására van szükség.

érték.) Ez alól kivételek az ipari energiaelosztó rendszerek, amelyeknek saját transzformátoruk van: számukra a teljesítmény-korlát 150 mW. Az épületen kívüli rendszerekre nincs általános szabály, de az európai szabályozás kidolgozása megkezdődött [7].



1. ábra. A hálózaton mért csillapítások.
1: Az átvitt jelszint $V_S = 0.35\ V_{eff}$;
2: Családi házban végzett mérés;
3: 1 km hosszú kábelen végzett mérés



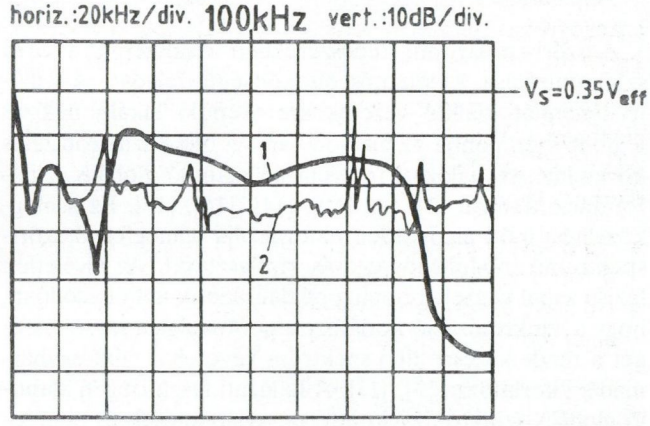
2. ábra. Interferencia spektrum házon belüli vezetékeken.
1: Az átvitt jelszint $V_S = 0.35\ V_{eff}$;
2: Családi házban végzett mérés;
3: Gyárépületben végzett mérés

Az energiaszállító vezetékek csillapítása erősen függ a hálózat terhelésétől, és részben szelektív, igen nagy időbeli változással [2]. Az 1. ábra néhány épületen belüli, illetve kívüli mérés eredményét mutatja. Az *1* jelű görbe csillapítatlan, $0.35\ V_{eff}$ szintű jelet reprezentál. A *2* jelűt egy családi házban regisztrálták. Az átlagos csillapítás 15 dB. A *3* jelű görbe egy olyan 1 km hosszú kábel csillapítását mutatja, amely egy 40 épületből álló lakótelep ellátására szolgál. A csillapítás lényegesen nagyobb, mint az épületen belüli vezetékeknél, és átlagértéke 50 dB. Az alacsony jelfeszültség ($0.35\ V_{eff}$) miatt az interferencia részben meghaladja a hasznos jelet.

A villamosenergia elosztó rendszerek általában erősen ki vannak téve különböző forrásokból származó idő-variáns interferenciáknak. Az interferenciateljesítmény-spektrum sűrűsége jelentősen eltér a családi házakban, illetve az ipari és laboratóriumi épületekben. A 2. ábrán két jellegzetes spektrum látható. Az *1* jelű az átviteli feszültséget mutatja ($0.35\ V_{eff}$) az összehasonlítás céljára. A *2* jelű görbe egy vidéki családi ház tipikus interferenciaspektrumát mutatja. Összehasonlítva az *1* jelű görbével a jel/interferencia arány 50 dB körüli, így nyilvánvalóan nem kell nehézségekre számítani.

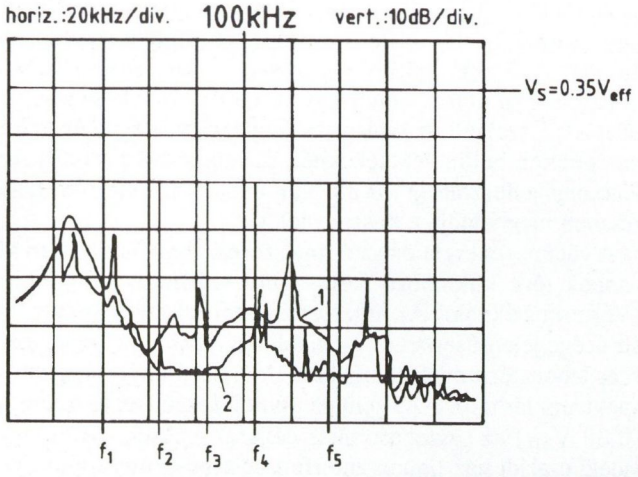
Egészen más azonban a *3* jelű görbe esete, amit egy gyárépületben rögzítettek. A jel/interferencia arány itt 20 dB alatt van, és súlyos detektálási problémákra kell számítani ha az átvitt jel csillapítása nagyobb mint 10 dB.

A 3. ábra mutatja be, hogy tipikusan milyenek a viszonyok a vevő bemenetén az említett gyárépületben. Az *1* jelű görbe a csillapított hasznos jelet mutatja, amelyet akkor mértek, amikor a gépek ki voltak kapcsolva. A *2* jelű görbe az interferencia spektrumot mutatja, amelyet 1 kHz-es spektrumanalizátor sávszélesség mellett rögzítettek. Az átlagos jel/zaj viszony 10 dB körül van ±2 dB ingadozással.



3. ábra. Gyárépületben végzett mérés.
1: csillapított átvitel;
2: interferencia spektrum

A 4. ábra egy távmérő tipikus vételi körülményeit mutatja be. Az *1* jelű görbe az 1. ábra *3* jelű görbéjének felel meg, amely a vett spektrum és interferencia összegét mutatja, amit itt természetesen nem lehet lekapcsolni. A *2* jelű görbe kizárólag az interferencia-spektrumot mutatja, ami csak kis mértékben van az *1*-es görbe alatt. Ebben az esetben a jel/zaj viszony közel 0 dB. 0 dB esetén az *1* jelű görbének 3 dB-lel a *2* jelű felett kellene haladnia. A cikkben később bemutatásra kerülő bithiba valószínűségi szimulációk a 4. ábrán alapulnak, 0 dB jel/zaj viszony és ±2 dB ingadozás mellett.



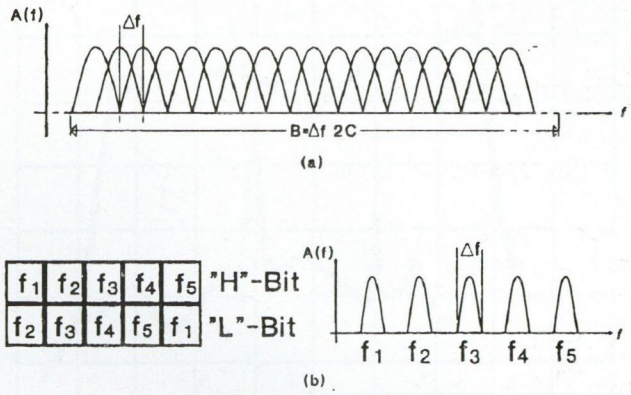
4. ábra. 1 km hosszú kábelen mért spektrum.
1: a vett jel és az interferencia;
2: külön interferencia

Az 1–4. ábrák meggyőzően mutatják, hogy a villamosenergia vezetékek adatátviteli célra meglehetősen kedvezőtlen tulajdonságúak, és keskenysávú modulációs technikák általában nem használhatók, vagy legalábbis nem biztosítanak megbízható összeköttetést.

3. A SZÓRT-SPEKTRUMÚ MODULÁCIÓS ELJÁRÁS KIVÁLASZTÁSA

A szórt-spektrumú rendszerekben rendszerint a vevő szinkronizálása a jelentősebb költségű feladat. A villamosenergiát szállító vezetékekre ráépülő lokális hálózat legfőbb szempontja az alacsony ár. Az olcsó szinkronizálás követelménye hálózati frekvencián alapuló globális szinkronizációra vezet [3], [9], [10], [14], [16], [17]. Ez a megközelítési mód alapvetően befolyásolja a megfelelő szórtspektrumú modulációs eljárás kiválasztását. Az álvéletlen fázisú zajjal végzett hopping például kiesik abból adódóan, hogy a szinkronizáció korlátozott pontossága a sávszélességet a rendelkezésre álló spektrum kevesebb, mint egyharmadára korlátozza [3], [17]. A hálózati feszültségen alapuló globális szinkronizáció jitteres, késleltetések és nem kívánt fázistolások zavarják az Európában szokásos háromfázisú rendszerekben.

A frekvencia-hopping érdekes lehetőséget kínál fel olcsó modulációs eljárásra, és egyidejűleg az információ „szétszórására". A frekvencia-hopping rendszerű digitális adatátvitel esetében egy T_B időtartamú adatbit páratlan számú n különböző frekvenciájú vivőre $(f_1 \ldots f_n)$ kerül szétosztásra [9]. Mindegyik vivő $T_C = T_B/n$ időintervallumban kerül átvitelre. A gyakorlatban $n = 5$ jó választásnak bizonyult. A HIGH és a LOW bitek különböző frekvenciacsoportokhoz vannak hozzárendelve. A h frekvenciaváltozási ütem megegyezik a T_C reciprokával. Nem célszerű n-et párosnak választani [10]. A T_C szélességű elemek $\sin(x)/x$ alakú spektrummal rendelkeznek az f_i frekvencia körül, a spektrum nullhelyei $f_i \pm h$-ra helyezkednek el. Ha a frekvenciákat egymástól Δf-re helyezzük el, mégpedig úgy, hogy $\Delta f = h$, akkor ortogonális beállítást biztosítunk, amihez maximális spektrumhatásfok tartozik (lásd *5a.* ábra). Ha a szinkronizáció tökéletes, és ütközés nem lép fel, akkor illesztett szűrővel magvalósított vevők képesek az átvitt hullámformák tökéletes szétválasztására. A globális szinkronizációval és a frekvenciák megfelelő megválasztásával az ütközések elkerülhetők, a szinkronizációs referencia pontatlansága azonban korlátozza a spektrum kihasználhatóságának mértékét mert nem teljesül az ortogonalitás [9].



5. ábra. (a) Spektrum hasznosítás ortogonális jelekkel;
(b) Példa egy bitenként 5 frekvenciával működő csatornára

4. A GLOBÁLIS SZINKRONIZÁCIÓ KÉRDÉSEI

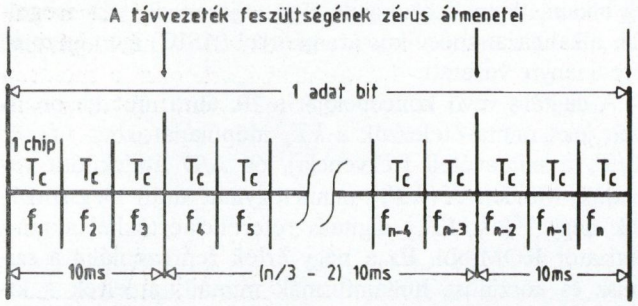
A villamosenergia szállító hálózatok viszonylag nagy frekvencia stabilitású feszültséget biztosítanak, amely mérsékelten terhelt interferenciákkal. A hálózati feszültség nulla-átmenetei szolgálnak az alapszinkronizáció referencia-pillanataiként. A legtöbb hálózat azonban háromfázisú, 120 fokos fáziseltéréssel az egyes fázisok között. Ebből kétértelműségek adódhatnak, amelyeket meg kell akadályozni. Ez megtehető például egy olcsó mikrokontrollerrel, amely — egy belső időzítő segítségével — a nulla-átmenetek közötti időt három egyenlő részre osztja. Minden ilyen részhez egy T_C hosszúságú elemet rendelve egy a gyakorlatban is sikeresnek bizonyuló megoldáshoz jutunk. A $h = 1/T_C$ frekvenciaváltási ütemet a hálózati frekvencia hatszorosára állítjuk be, így 50 Hz esetén $h = 300\ \mathrm{s}^{-1}$. Adatbitenként n vivő esetére az időzítést a 6. ábra mutatja. Az adatütem $n = 5$ esetén $r_d = 60$ bit/sec. Egy B szélességű átviteli csatorna esetén az átviteli csatornák maximális száma C, amelyekhez $N = 2Cn$ különböző frekvencia tartozik:

$$C = INT\{\frac{B}{2nh}\}. \qquad (1)$$

Ha $B = 116$ kHz, $h = 300\ \mathrm{s}^{-1}$ és $n = 5$, akkor $C = 38$ csatorna üzemeltethető ütközés nélkül: ehhez $N = 386$ frekvenciaérték tartozik. Az *5b.* ábra mutatja példánként egyetlen csatorna tipikus frekvencia-kiosztását.

Az (1) összefüggés közelebbi vizsgálata láthatóvá teszi a C csatornaszám, az $r_d = h/n$ adatütem és az interferenciára vonatkozó érzéketlenség közötti kapcsolatot az

n értékén; a bitenkénti frekvenciák számán keresztül. Az n érték növelésével, rögzített adatütem esetén, nőni fog a frekvenciaváltási ütem, ami kisebb C csatornaszámhoz vezet, mivel nő a csatornák közti távolság.



6. ábra. A hálózati feszültségen mint referencián alapuló időzítés

A szinkronizációs hiba elemi analízisét hálózati frekvencia alapú, frekvenciaváltásos, többszörös hozzáférésű rendszerek esetére [9] adja. Itt a szinkronizációs hiba hatását csak egyfelhasználós rendszerekre vizsgálják. Ebben az esetben a τ szinkronizációs hiba következtében az illesztett szűrők kimenetén fellépő S jelenergia csökkenését kell figyelembe venni. [9] alapján

$$S = T_c^2\{1 - \frac{\tau}{T_C}\}^2. \qquad (2)$$

A szinkronizációs hiba épületen belüli mérései a legkedvezőtlenebb esetben átlagban 35 μs-os értéket adtak 25 μs-os szórással. A viszonylag magas átlagértéket a háromfázisú rendszer aszimmetrikus terhelése okozza. Kiterjedt hálózatokban a terjedési késleltetést is figyelembe kell venni. Ellentétes energia és jelfolyam esetén egy tipikus kábel késleltetése 12 μs/km. Ha $T_C = 3.33$ ms, akkor a legkedvezőtlenebb esetben is csak 0.19 dB a jelenergia veszteség 1 km távolságon a szinkronizációs hiba következtében. Ez az eredmény úgy adódott, hogy $\tau = (35 + 25 + 12) = 72$ μs értéket helyettesítettünk a (2) összefüggésbe.

A frekvenciaváltásos szórt-spektrumú módszer tehát a szinkronizáció mérsékelt pontossága mellett is hatékony eszköznek bizonyul a sávszélesség kihasználására.

5. A FREKVENCIAVÁLTÁSOS JELÁTVITELI RENDSZER

Szórt-spektrumú rendszerek tervezhetők úgy, hogy érzéketlenek legyenek a szelektív csillapításokra, és ellenállók legyenek különféle zavarásokkal vagy interferenciákkal szemben [4]. Ezenkívül megvalósítható a többszörös hozzáférés és a szelektív hívás.

Ahhoz, hogy szórt-spektrumú eljárásokat alkalmazzunk villamosenergiát szállító vezetéken digitális adatátvitel céljából, az alábbiakat kell tenni:

- globális szinkronizáció kialakítása a hálózati feszültségből,
- a sávszélesség hatékony kihasználása,
- a kívánt számú (N) ortogonális szórt spektrumú hullámforma pontos és olcsó előállítása,
- a kívánt hullámforma vétele illesztett szűrővel.

A továbbiakban részletezett megoldás a frekvenciaváltás módszerén alapszik és az alábbi lényeges tulajdonságokkal rendelkezik:

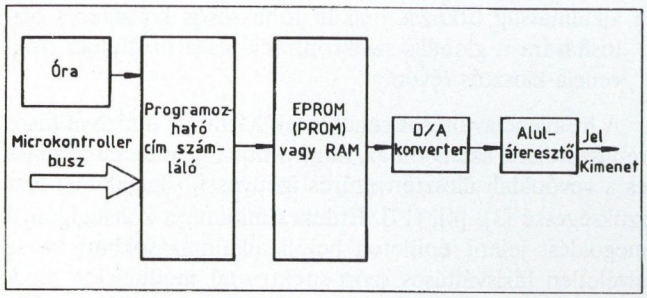
- a sávszélesség hatékony kihasználása (az információ „szétszórása"),
- jelentős érzéketlenség a szinkronizációs referens jel jitter és késleltetés jellegű hibáira,
- alkalmasság ütközés nélküli többszörös hozzáférés biztosítására a globális szinkronizáció és a megfelelő frekvencia-kiosztás révén.

A frekvenciaváltásos rendszerek hátránya a fázisváltásos rendszerekkel szemben az, hogy a hullámforma generálása és a vevőoldali illesztett szűrés igényesebb kialakítást tesz szükségessé [3], [4], [17]. Érdekes minimális költségigényű megoldást jelent épületen belüli alkalmazásokban az az álvéletlen fázisváltásos szórt-spektrumú modulációs rendszer, amelyet P. K. van der Gracht és R. W. Donaldson [3], valamint J. O. Onuga és R. W. Donaldson [8] publikáltak. A javasolt modemek viszonylag nagy, 1 W átvitt teljesítmény mellett a rendelkezésre álló sávszélesség 1/3-át hasznosítják. A már említett teljesítmény-korlátok miatt [1], [6] ilyen modemekre Németországban és az európai országok többségében nem adnának engedélyt. Alapvető hátránya a [3]-ban javasolt fázisváltásos rendszernek, hogy a kiadódó spektrum folytonos, így magas váltási ütem kell a kiterjesztett sávszélesség lefedéséhez. Ugyanakkor alapvetően fontos az információ szétosztása a kiterjesztett frekvenciatartományban. A folytonos spektrum azonban általában nem kívánatos, lásd például az 1–4. ábrákat. Ilyen követelmények nem teljesíthetők kielégítően a fázisváltásos esetben a szinkronizációs referencia korlátozott pontossága miatt. Ennélfogva a dolgozat csak a frekvenciaváltás módszerének megvalósításával foglalkozik.

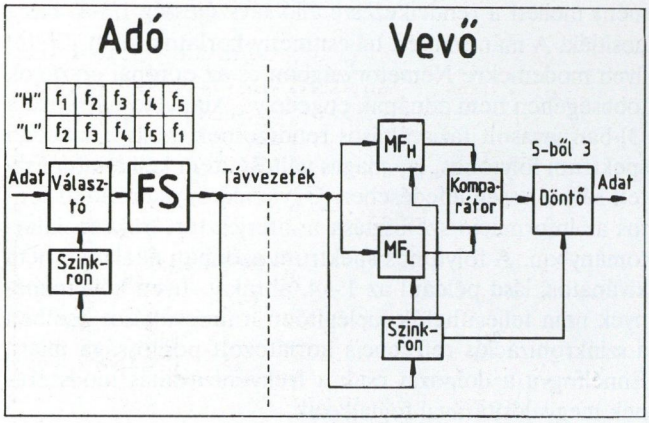
6. HULLÁMFORMA SZINTÉZIS

Ha egy frekvenciaváltásos szórt-spektrumú rendszerben $h = 300\text{s}^{-1}$, a sávszélesség $B = 116$ kHz, akkor 386 különböző frekvenciát kell pontosan előállítani és gyorsan váltani. Ez a követelmény gyakorlatilag kizár mindennemű analóg jelgenerálást. A megoldás egy mikroprocesszoros vezérlésű digitális frekvencia-szintetizátor, amelynek blokkdiagramja a 7. ábrán az elvet illusztrálja: ROM memóriában tárolt megfelelő mintákat kristályvezérelt ütemezésben digitál–analóg átalakítóra (DAC) vezetjük, majd aluláteresztő szűrés után előáll a kívánt analóg jel. A frekvenciapontosság csak a beépített kristálytól függ. A frekvenciaváltás a memóriacím-tartomány váltásával történik, ami a címszámláló mikrokontroller busz felőli átprogramozása révén valósul meg. A kiválasztott memóriatartományt addig olvassuk ismételten, amíg a kiválasztott frekvenciára szükség van. A gyakorlatban 8 bites felbontású minták elégségesnek bizonyultak. A 7. ábrán látható rendszerű szintetizátor tervezésének legnagyobb problémája a tárolandó minták számának minimalizálása. Ennek a problémának a gyakorlati megoldása [13]-ban van részletezve: egy Turbo Pascal program a kívánt frekvenciák N számának, a h váltási ütemnek és az f_0 kezdőfrekvencia-tartománynak a birtoká-

ban végrehajtja az optimalizálást. A kívánt frekvenciák és a hozzájuk tartozó minták számának meghatározása után a program kiszámítja a minták értékét 8 bites hexadecimális (vagy kettes komplemens) számok formájában, majd egy Intel Hex formátumú file-ba helyezi az egyszerű PROM-ba, illetve EPROM-ba égethetőség céljából.



7. ábra. A digitális frekvencia-szintetizátor blokkdiagramja



8. ábra. A frekvenciaváltásos szórt-spektrumú rendszer blokkdiagramja

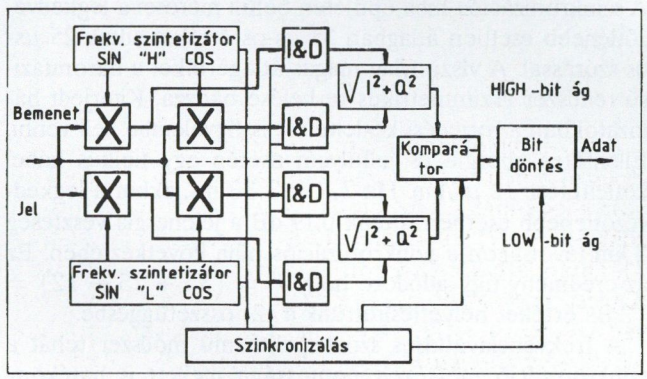
7. A VEVŐOLDALI JELFELDOLGOZÁS

Egy tipikus frekvenciaváltásos szórt-spektrumú rendszer blokkvázlata látható a 8. ábrán. Az adóoldal nem szorul további magyarázatra. A vevőoldalon két illesztett szűrő került megvalósításra, az MF_H a HIGH, az MF_L a LOW bitekre. A vevő nem tud azonnal detektálni egy adatbit elején: egy bevezető jel [13], [14], [16] átküldése szükséges bit szinkronizálás céljából az adatfolyam kezdete előtt.

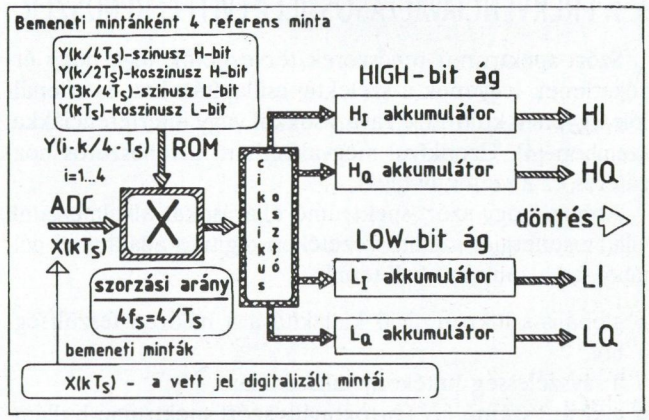
Minden $T_C = 1/h$ hosszúságú elem vételét követően a komparátor eldönti, hogy HIGH vagy LOW adatbit érkezett. A bit-döntő blokk az ötből három szabály szerint adja ki az adatot. Az inkoherencia miatt az illesztett szűrő kialakítása további erőfeszítést igényel. Az elvet a 9. ábra mutatja: a vett jel bejut egy fázisban levő és egy kvadratúra csatornába, a HIGH és a LOW bitre egyaránt. A keverés után a keverők kimenőjelei T_C ideig integrálódnak. Minden elemi időtartam kezdetekor az integrátorok kisütésre kerülnek. Ezeket a feladatokat az integrálás és kisütés blokkok (I&D) hajtják végre a 9. ábrán. Minden elemi intervallum végén a komponensek négyzetösszegeiből négyzetgyököt vonunk és komparálunk. Ezek eredményei akkumulálódnak a bitdöntéshez.

A vázolt vevő megvalósítása analóg keverő és integrálókisütő áramkörökkel gazdaságtalannak és sorozatgyártásra alkalmatlannak bizonyult. Egy teljesen digitális megoldás alkalmazás-specifikus áramkörrel (ASIC) igen ígéretes eredményre vezetett.

A digitális vevő koncepcióját a 10. ábra mutatja be. A vett jelet mintavételezzük a kT_s időpillanatokban ($f_s = 1/T_s$ a mintavételi frekvencia), és A/D átalakítóra vezetjük. Minden $X(kT_s)$ minta egymás után megszorzódik négy $Y(ik/4T_s)$ digitális referenciaértékkel a szintetizátor ROM-ból. Ez a négy érték reprezentálja a szinusz és koszinusz hullámformák mintáit, amelyek a kívánt HIGH és LOW bit frekvenciáknak felelnek meg. A ciklikus szétosztó szétosztja a szorzások eredményeit a négy akkumulátorba (H_I: HIGH bit in-phase, L_Q: LOW bit quadrature), ahol azok az elemi T_C időtartam alatt összeadódnak. Az intervallum végén az akkumulátorok tartalma átíródik, és az akkumulátorok törlődnek. Ezzel egyidejűleg az átírt értékek négyzetesen összegződnek, és a két eredmény digitálisan összehasonításra kerül, az összehasonlítás eredményét tároljuk. Az n számú elemi információ beérkezése után többségi döntés következik, hogy HIGH vagy LOW érkezett-e, feltételezve legalább $INT\{n/2\} + 1$ megfelelő hullámforma detektálását.



9. ábra. Az inkoherens analóg frekvenciaváltásos vevő elve



10. ábra. A digitális frekvenciaváltásos illesztett szűrő alapfunkciói

8. A VEVŐFUNKCIÓK MEGVALÓSÍTÁSA ASIC ÁRAMKÖRREL

A 10. ábrán vázolt funkciók megvalósítása érdekében elvégzendő feladatot a következő összefüggéssel lehet leírni:

$$S_n = XY + S_o, \tag{3}$$

ahol S_o jelöli az akkumulált összeget, X és Y a vett és a referencia jel digitális mintáit. S_n jelöli az új összeget egy akkumulációs lépés után. S_o és S_n 28 bitet tartalmaznak. Gyors párhuzamos szorzásra különféle koncepciók és algoritmusok léteznek. Különösen érdekes összevonni az akkumulálást — ami egy szorzás eredményének (XY) a hozzáadása egy kiválasztott akkumulátorhoz, vagy kivonása abból — a szorzás utolsó lépéseivel. Olyan digitális hardvert kell tervezni, amely a következő algoritmus szerint működik: egy kiválasztott akkumulátorban az új S_n értéket, amelyet 28 bit, $s_{n0} \ldots s_{n27}$ (a 0 index az LSB-t jelöli), reprezentál, úgy kapjuk meg, hogy az XY szorzatot hozzáadjuk a régi akkumulátor értékhez, S_o-hoz. Az X érték 8 bites, $X_0 \ldots X_7$, az Y érték 8 bites, $Y_0 \ldots Y_7$, az S_o pedig 28 bites, $s_{o0} \ldots s_{o27}$. Végül:

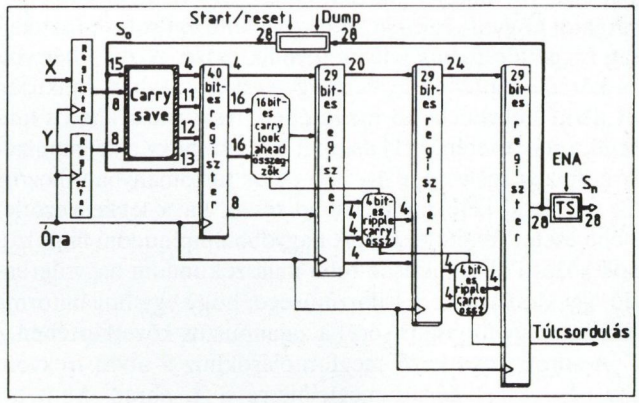
$$S_n = -2^{27} + \sum_{26}^{i=25} 2^i + x_7 y_7 2^{14} + \sum_{i=0}^{6}\sum_{j=0}^{6} x_i y_i 2^{i+j} +$$

$$+ 2^8 + \sum_{i=0}^{6} \overline{x_7 y_i} 2^{7+i} + \sum_{i=0}^{6} \overline{y_7 x_i} 2^{7+i} -$$

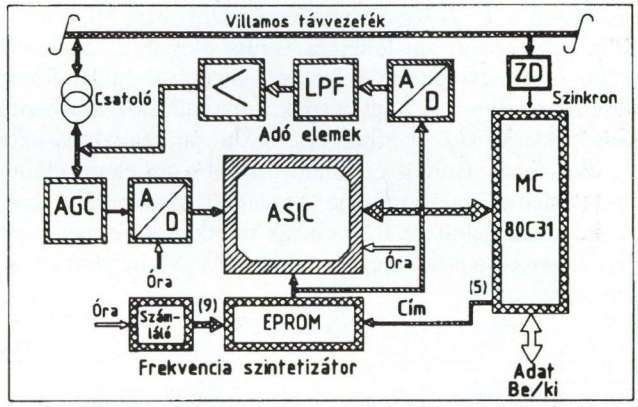
$$- s_{o27} 2^{27} + \sum_{i=0}^{26} s_{oi} 2^i. \tag{4}$$

A (4) egyenlet mátrix formába írható. Ezt a mátrixot kell lépésről lépésre redukálni „carry-save-adder" tömbökkel, „carry-look-ahead" összegzőkkel és „ripple-carry" összegzőkkel [15], [7]. A hardver megvalósítás blokkdiagramja a 11. ábrán látható. Érdekes megjegyezni, hogy a (4) összefüggést megvalósító hardver négy pipeline regiszter között van szétosztva a 11. ábrán. Az ábrán látható struktúrát időnként *szisztólikusnak* nevezik, mivel az eredménynek át kell hatolnia a hardver számos elosztott részén, és csak akkor lesz kész, ha eléri a jobboldali legszélső regisztert. A 11. ábra szerinti ASIC áramkört 1991. májusában gyártották le CMOS gate array formában. Az ASIC áramkört a LAS-ARRAY COMPANY (Biel, Svájc) készítette lézerrel történő közvetlen írással, 1.5 μm-es CMOS technológiájú XLD5000-esre. Az 5000 ekvivalens kapuból 4031 került felhasználásra. A tesztelésnél elért maximális órajel frekvencia 25 MHz volt.

Digitális fél-duplex modemek mérő és vezérlő jelek átvitelére villamosenergia vezetéken keresztül a 12. ábrán látható blokk-diagram szerint készültek. A leírt ASIC áramkör mellett egy olcsó szabványos mikrokontroller (INTEL 80C31), és egy 8-bites A/D átalakító alkotják a modem fő részeit. Ezenkívül egy csatoló transzformátorra és egy automatikus erősítés szabályozású erősítőre (AGC) van szükség az energiahálózathoz vezető jelúton. Egy nulla-átmenet detektor (ZD) szolgáltatja a mikrokontroller számára a szinkronizáló referencia-időpontokat. A számlálóval címzett EPROM a frekvencia-szintetizátor lelke, amelyet vétel és adás során egyaránt használunk. Az adó oldalon egy 8-bites D/A átalakító egy aluláteresztő szűrő (LPF), és egy teljesítmény erősítő szükséges. Minden további adó-funkciót a mikrokontroller és a frekvencia-szintetizátor blokk látnak el.



11. ábra. A megvalósított „szisztólikus" processzor mint illesztett szűrő (CMOS gate array)



12. ábra. ASIC áramkörrel és mikrokontrollerrel megvalósított frekvenciaváltásos modem prototípus

9. BIT-HIBA VALÓSZÍNŰSÉGEK

A frekvenciaváltásos szórt-spektrumú rendszerek egyszerűsítése végül elvezet a „frekvencia billentyűzéshez" (FSK), ahol egy-egy fix frekvencia rendelődik a HIGH és a LOW bithez. Inkoherens vétel esetén, és a kívánt jel N_0 teljesítménysűrűség spektrumú fehér Gauss zajjal történő keveredése esetén a bithiba valószínűsége:

$$P_e = \frac{1}{2} - \frac{E}{2N_0}, \tag{5}$$

ahol E a hasznos jelenergiát jelöli illesztett szűrő esetén. A vezetékek valós viszonyai esetén — mint az a 3. és a 4. ábrán látható — a zaj-spektrum távolról sem fehér. A jel és a zaj egyaránt jelentős frekvencia és időfüggő változásokat mutat. Épületen belüli zajvizsgálatokról számolnak be [11] és [12]-ben Chan és Donaldson, illetve Vines és társai. [11] betekintést ad az impulzus zaj statisztikákba mind ipari, mind lakóépületen belüli vonalakra az átvitel szempontjából érdekes spektrum-tartományban.

[12]-ben azt a zajspektrumot vizsgálják, amelyet különféle berendezések okoznak lakóépületekhez tartozó elosztóáramkörökben az 5 – 100 kHz frekvenciatartományban. Az impulzus zaj és a különféle periodikus zajok mellett fellép háttérzaj is, amely tipikusan Gauss zaj. Ez annak tulajdonítható, hogy a vezetékeken megjelenő zaj sok statisztikailag független forrás jeléből tevődik össze. A zaj fehér volta közelítőleg feltételezhető egy keskeny sávban, tipikusan az átvitt frekvencia környezetében, frekvenciaváltásos hullámformák esetén. [11] alapján látható, hogy a zajimpulzusok tipikus szélessége 1 – 120 μs-os tartományban mozog. Ez az elemi időtartam 1/30-ad része, ha a legkedvezőtlenebb esetet feltételezzük. A nagyobb amplitudójú impulzusok közötti idő tipikusan több milliszekundum nagyságrendű, így kicsi annak a valószínűsége, hogy egy hullámforma kétszer vagy többször sérül a zajimpulzus következtében.

A soron következő megfontolásokhoz 5 átvitt frekvencia ($f_1 \ldots f_5$) került megjelölésre a 4. ábrán. Mint arról már volt szó, a jel/zaj viszony (SNR) 0±2 dB ha $V_S = 0.35$ V_{eff} (az ábrán ezt is jeleztük). Az illesztett szűrő kimenetén a jel/zaj viszony a mintavételi időpontokban úgy számítható, hogy a bemeneti SNR értéket szorozzuk a $T_C B_f$ idő-sávszélesség szorzattal [4], feltéve, hogy a bemeneti zaj fehér és Gauss eloszlású, legalábbis a B_f sávszélességben. A frekvenciaváltásos hullámforma időtartama $T_C = 3.3$ ms, a spektrumanalizátor szűrőjének sávszélessége $B_f = 300$ Hz, így a zaj regisztrálásakor $T_C B_f \simeq 1$. Ennek eredményeképpen az elemi időtartam hibájának valószínűsége (5) alapján kiszámítható, ha a 4. ábrán megjelölt f_i frekvenciák mindegyikére megfelelő SNR_i érték adott, hogy az (5)-ben E/N_0 helyére kerüljön, azaz

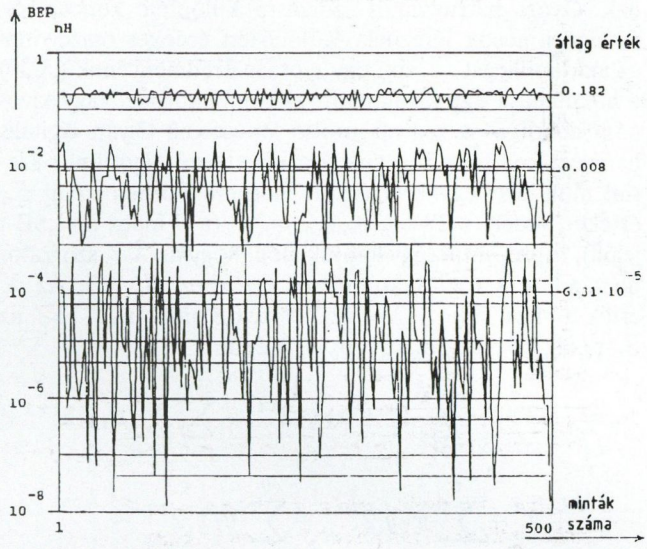
$$P_{ci} = \frac{1}{2} e^{\frac{-SNR}{2}_i}. \qquad (6)$$

Ha n különböző frekvenciát alkalmazunk adatbitenként, akkor ún. „hard" döntés esetén [18] a bithiba valószínűsége:

$$BEP_{nH} = \sum_{i=INT\{\frac{n}{2}\}+1}^{n} \binom{n}{i} (P_{ci})^i (1-P_{ci})^{n-i}. \qquad (7)$$

Bár nagyon sok modellezési megközelítés ismeretes az irodalomban (lásd például [2], [3], [14], [6]), nincs olyan, amelyik univerzálisan használható lenne. Az univerzális modellek nagyon komplikáltak, és kezelésük majdnem lehetetlen, vagy legalábbis időigényes. Ezért a szerző elhatározta, hogy számítógépes szimulációt alkalmaz a bithiba valószínűség (BEP) közelítő meghatározására. A szimuláció olyan jellegű adatokon alapszik, amilyeneket a 4. ábrán láthatunk. Az alapvető elgondolás az SNR_i értékek véletlenszerű változtatása a specifikált 0 dB±2 dB tartományban, és a megfelelő BEP értékek kiszámítása (6) és (7) felhasználásával. Nagyszámú mintából, azaz számos különböző BEP értékből átlagot képzünk a mérési adattal való összehasonlításhoz. A szinkronizációs hibák hatását is beleértjük.

A 4. ábra szerinti mérési eredményekre alapozott számítógépes szimuláció eredményeit mutatjuk be az alábbiakban. Mint már említettük, a $V_S = 0.35$ V_{eff} jelszinthez az átlagos jel/zaj viszony $SNR_1 \simeq 0$ dB, amely ±2 dB-t ingadozik. Ezután $V_S = 0.707$ V_{eff} esetén $SNR_2 \simeq 6 \pm 2$ dB, és $V_S = 1.06$ V_{eff} esetén $SNR_3 \simeq 9.5 \pm 2$ dB. A τ szinkronizációs hibát az előzőekben említett legkedvezőtlenebb $\tau = 72\mu$s értékkel véve figyelembe a romlás 0.19 dB, ahogy azt korábban számoltuk. A 13. ábrán a szimuláció eredményei vannak kirajzolva három esetre (0.35 V, 0.707 V, 1.06 V), 500 mintára vonatkozóan. Az n index (BEP_{nH}-ben) $n = 5$ frekvenciát jelent bitenként, H a „hard" döntésre utal (7) szerint. A kapott átlagos bithiba valószínűségek — 0.182, 0,008, $6.3 \cdot 10^{-5}$ — a 13. ábra baloldali margóján vannak léptékezve.



13. ábra. A bithiba valószínűség szimuláció eredményei.
Felső görbe: $V_S = 0.353$ V_{eff};
Középső görbe: $V_S = 0.707$ V_{eff};
Alsó görbe: $V_S = 1.06$ V_{eff}

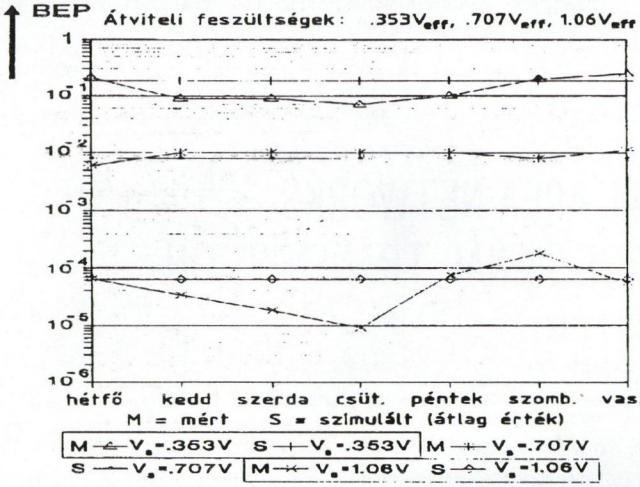
Mérési célra egy adó került elhelyezésre egy családi házban három választható V_S átviteli feszültséggel, amely egy 127 bites maximális hosszúságú shift-regiszter szekvenciát adott vizsgálat céljából a villamosenergia vezetéken kb. 1 km távolságra, egy transzformátorállomásra. A választott adatok $r_d = 60$ bit/s, $h = 300\text{s}^{-1}$, $n = 5$ voltak. A transzformátor állomáson az egyes fázisok vétele 0.1 μF-os kapacitásokkal történt. A méréseket egy éven keresztül folyamatosan végezték. Az átviteli feszültséget három szint között kapcsolgatták: $V_S = 0.353$ V, 0.707 V és 1.707 V (effektív értékek). Az átkapcsolásokat mindig hét elején végezték.

A 14. ábrán a nyert átlagolt BEP_{nH} értékek vannak feltüntetve a mérési eredményekkel együtt, összehasonlítás céljából. A bithiba valószínűség (BEP) 14. ábrán látható mérési pontjai minden napra a teljes évre vonatkoztatott átlagokat mutatják. Mivel az átviteli feszültségeket hetente váltogatták, minden mért pont egy adott napra vonatkozóan a 14. ábrán a BEP átlagértéke mintegy 17 napra számítva. A 14. ábra jól mutatja a mérések és a szimuláció egybeesését, igazolva ezzel a vázolt szimulációs eljárás érvényességét.

10. A DÖNTÉSI STRATÉGIA

A „hard" döntési stratégia (7) alapján megadja a bitet (L vagy H), amelyre ötből legalább három elemi hullám-

formát detektáltunk. Így előzetes döntést végzünk minden elemi hullámformára. Egy eltérő stratégia szerint, egy „soft" döntés nem hajt végre döntést minden elem után, hanem összegzi az illesztett szűrők kimeneteit egy teljes bitre, és egy végleges döntést hoz. Ismeretes, hogy konstans amplitúdójú vett jel és Gauss eloszlású fehér zaj zavarás esetén a „soft" döntés 3 dB javulást eredményez a „hard" döntéshez képest. Sok esetben azonban a „soft" döntés nem alkalmazható a nagyobb ráfordításigény miatt.



14. ábra. A mért és a számított bithiba valószínűségek összehasonlítása három különböző átviteli feszültség mellett

Szerencsére a „soft" döntés egyszerűen megvalósítható a vázolt frekvenciaváltásos rendszerben, mert a mikrokontrollert használjuk döntésre. Olyan csatorna tulajdonságok mellett, mint amilyeneket az 1—4. ábrák mutatnak, a „soft" döntéssel elérhető nyereség az elemi intervallum hosszától és az adatütemtől függ. Ez azt jelenti, hogy bizonyos fajta impulzus zajok esetén a „soft" döntés kedvezőtlenebb lehet. Ennek az az oka, hogy egyetlen nagyenergiájú impulzus túlvezérelheti a „soft" eljárást, míg a „hard" esetében csak egyetlen elem sérül meg. A vázolt rendszerben alkalmazott $T_C = 3.3$ ms viszonylag széles, összehasonlítva a vezetékeken fellépő tipikus zajimpulzusok hosszához képest [11]. Nyilvánvalóan nem az impulzus zaj a domináló hibaforrás, ezért a „soft" döntés várhatóan kedvezőbb eredményt ad. Valóban, a „soft" döntés a bithiba valószínűséget az 1 km-es kábelen lecsökkentette:

$$BEP_1 \simeq 4.00 \cdot 10^{-5} \text{ ha } V_S = 0.353 \text{ V}_{\text{eff}},$$
$$BEP_2 \simeq 6.25 \cdot 10^{-6} \text{ ha } V_S = 0.707 \text{ V}_{\text{eff}},$$
$$BEP_3 \simeq 3.90 \cdot 10^{-6} \text{ ha } V_S = 1.060 \text{ V}_{\text{eff}}.$$

Az utolsó eset megbízható adatkapcsolatot jelent számos érdekes alkalmazásban.

11. KÖVETKEZTETÉSEK

A villamosenergia elosztó rendszerek megbízható adatátviteli csatornaként történő alkalmazása mérési és vezérlési adatok továbbítására viszonylag alacsony adatütem mellett egészen új vonatkozásokat mutat, ha szórt spektrumú módszereket alkalmazunk. Megmutattuk, hogy a frekvenciaváltás alkalmazása kielégítő működést biztosít szigorú jelenergia korlátok esetén is. A frekvenciaváltás haszna, hogy képes az információt széles frekvenciatartományban szétosztani kis elemi ütem mellett. Ezáltal a hálózati frekvenciára alapozott globális szinkronizálásra nyílik lehetőség. A szinkronizáció időzítési sémájából kiindulva egy frekvenciaváltásos szórt-spektrumú rendszer került kidolgozásra, amely megépült, és valóságos környezetben kipróbálásra került. Bemutattuk azt is, hogy a teljesen digitális működésű frekvenciaváltásos rendszer jobb tulajdonságokkal rendelkezik, mint az analóg megvalósítás. A digitális vevő céljaira előnyösnek bizonyult egy illesztett szűrőt realizáló ASIC áramkör. Ipari és irodai automatizálás céljaira a fél-duplex üzemű modemek elérhetősége lényeges: ilyen kialakítása fejeződött be a közelmúltban. Egy magasszintű integrálás, amely az új ASIC áramkörbe beépíti a mikrokontroller funkciókat is, jelenleg a tervezés fázisánál tart. A cél annak elérése, hogy a közeli jövőben a 12. ábra szerint működő, frekvenciaváltásos, szórt-spektrumú digitális modemek jelenjenek meg a szabványos fali dugaszolóaljazatba helyezhető formában, néhány száz milliwatt teljesítmény felvétele mellett.

IRODALOM

[1] Allgemeine Genehmigung für TF-Funklagen (Funklagen mit trägerfrequenter Ausnutzung von Niederspannungsleitungen mit einer Nutzleistung von maximal 5 mW und mit einer DBP Zulassungsnummer (FTZ Seriennummer)). *Amtsblatt* 128 (1984), Anlage zur Amtsblattverfügung 849 (1984).

[2] M. H. L. Chan, R. W. Donaldson, "Attenuation of Communication Signals on Residential and Commercial Intrabuilding Power-Distribution Circuits", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, Vol. EMC-28, No. 4 (1986), pp. 220—230.

[3] P. K. van der Gracht, R. W. Donaldson, "Communications Using Pseudonoise Modulation on Electric Power Distribution Circuits", *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. Com-33, No. 9 (1985), pp. 964-974.

[4] *Spread Spectrum Communications*, edited by C. E. Cook, F. W. Ellerstick, L. B. Milstein, D. L. Schilling, IEEE Press and John Wiley & Sons Inc., New York (1984).

[5] W. R. Braun, "ROBCOM: Ein neues Konzept für die Datenübertragung über das elektrische Verteilnetz", *Bulletin SEV/VSE* 79 (1988) 13, pp. 730—735.

[6] Deutsche Bundespost: Richtlinie für die technische Prüfung von TF-Industriefunklagen auf Niederspannungsleitungen (bis 380 V). *FTZ-Richtlinie* 446R2022 (1974).

[7] CENELEC: Signalübertragung auf elektrischen Niederspannungsnetzen. Deutsche Fassung des Europäischen Normenentwurfes prEN 50 065 (1989).

[8] J. O. Onunga, R. W. Donaldson, "Personal Computer Communications on Intrabuilding Power Line LAN's Using CSMA with Priority Acknowledgements", *IEEE Journal on Selected Areas in Comm.*, Vol. 7, No. 2 (1989), pp. 180—191.

[9] K. Dostert, P. W. Baier, "Synchronization Error Analysis in a Mainsborne Frequency Hopping Spread Spectrum System", *Proceedings of the 1989 URSI Intrarnational Symposium on Signals, Systems and Electronics*, Erlangen (1989), pp. 544—547.

[10] K. Dostert, "Optimierung der Sendeleistung in einem stromnetzgebundenen Verbrauchszählerfernabfragesystem", *ntzArchiv*, Bd. 11, VDE-Verlag (1989) H. 2, pp. 85—89.

[11] M. H. L. Chan, R. W. Donaldson, "Amplitude, Width and

Interarrival Distributions for Noise Impulses on Intrabuilding Power Line Communications Networks", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, Vol. EMC-31, No. 3 (1989), pp. 320–323.
[12] R. M. Vines, H. J. Trussel, L. J. Gale, J. B. O'Neal, "Noise on Residential Power Distribution Circuits", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, Vol. EMC-26, No. 4 (1984), pp. 161–168.
[13] K. Dostert, "Frequency hopping spread spectrum modulation for digital communications over electrical power lines", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 8, No. 4 (1990), pp. 700–710.
[14] G. Threin, "Datenübertragung über Niederspannungsnetze mit Bandspreizverfahren", *Fortschritt-Berichte VDI*, Reihe 10, Nr. 156, VDI-Verlag, Düsseldorf (1990).
[15] K. Dostert, "Design of a digital signal processor as a matched filter for frequency hopping spread spectrum signals", *Proc. of the 1989 USRI International Symposium on Signals, Systems and Electronics*, Erlangen (1989), pp. 764–767.
[16] H. Ruse, "Spread-Spectrum-Technik zur störsicheren digitalen Datenübertragung über Stromversorgungsnetze", *Fortschrift-Berichte VDI*, Reihe 10, Nr. 185, VDI-Verlag, Düßeldorf (1991).
[17] K. Dostert, "Prinzipien der Informationsübertragung über elektrische Energieversorgungsnetze. Habilitationsschrift", *Deutsche Hochschulschrift* DHS 414. Verlag Hänsel-Hohenhausen, Egelsbach (1991).

POWER LINES AS LOCAL AREA NETWORKS FOR MEASURING AND CONTROL SIGNAL TRANSMISSION

K. M. DOSTERT

UNIVERSITY OF KARLSRUHE
FACULTY FOR ELECTRICAL ENGINEERING
INSTITUTE FOR INDUSTRIAL INFORMATION SYSTEMS P.O. BOX 6980, HERTZSTRAßE 16 D-7500 KARLSRUHE, GERMANY

Electrical power distribution networks represent a most attractive medium for digital communication purposes due to an ever increasing demand for environmental management of buildings, security monitoring, office automation or remote control of customer appliances and remote meter reading. However, power lines are heavily stressed with interference from various sources. Both interference and attenuation are time-variant and frequency-selective in an arbitrary way. The prospective user has to overcome the impairment with a severely restricted level of transmission power, e.g. 5 mW in Germany; on the other hand the transmission bandwith exceeds 100 kHz. Obviously simple and inexpensive modulation schemes for digital data transmission, such as amplitude shift keying (ASK) or frequency shift keying (FSK) are ruled out. A significant success of band-spreading techniques has been demonstrated by several field trials and extended measurements at different power line networks. Application of spread spectrum techniques generally involves high effort; this is especially true for frequency hopping, which proved advantageous in practical applications. Exploiting the possibilities of modern microelectronics, including the design and production of ASICs, recently led to a break-through. A five-year research project based on frequency hopping spread spectrum signalling opened up power lines as local area networks e.g. for office automation or remote meter reading. Transmitter and receiver prototypes were constructed for evaluation of the proposed ideas at various power line networks. Transmitters are based on standard microcontrollers, whereas an Application Specific Integrated Circuit (ASIC) with a complexity of about 5000 gates is the heart of the receiver. Due to exclusively digital signal processing, the prototypes are useful as a basis for series production.

A szerző életrajza és fényképe a cikk publikálásakor nem állt rendelkezésre.

AZ X.25 ADATKAPCSOLATI RÉTEGÉNEK TESZTELÉSE

TÖRŐ MÁRIA

KFKI MÉRÉS- ÉS SZÁMÍTÁSTECHNIKAI KUTATÓ INTÉZET
H-1525 BUDAPEST PF. 49.

A cikk kommunikációs protokollok tesztkészlet alapján történő konformancia vizsgálatával foglalkozik. Bemutatja a teszteléshez kidolgozott módszer elméleti alapjait és alkalmazását az X.25 LAPB protokoll vizsgálatánál.

1. BEVEZETÉS

Az X.25 hálózatok ma a legelterjedtebb nyilvános csomagkapcsolt hálózatok. Valójában az X.25 szabvány nem a hálózaton belül alkalmazandó protokollokat definiálja — bár erre a szerepre is alkalmasak — hanem egy interfészt, amelyen keresztül el lehet érni a nyilvános csomagkapcsolt hálózat szolgáltatásait. Ennek értelmében a szabvány csak az OSI RM (Open System Interconnection Reference Model) alsó három rétegével foglalkozik, melyek közül a második, az adatkapcsolati réteg protokollja a LAPB (Link Acess Procedure Balanced) [1]-[3].

Az [5] szabvány szerint valamennyi új protokollmegvalósítást alkalmazása előtt *konformancia-* vagy magyarul *alkalmasságvizsgálatnak* kell alávetni. Ennek célját a szabvány a következőképpen határozza meg:

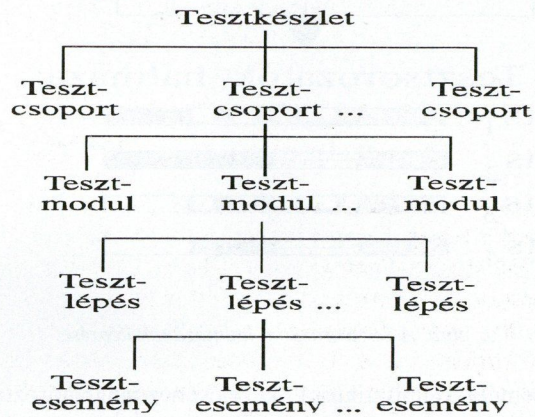
Az alkalmasságvizsgálatok feladata a protokollmegvalósítás képességeinek és viselkedésének ellenőrzése a megfigyelhető események és az elvárások egybevetésével azért, hogy megnöveljék annak valószínűségét, hogy különböző megvalósítások közös rendszerbe való kapcsoláskor képesek együttműködni.

Egy protokollmegvalósítás teljeskörű vizsgálata nagyon idő- és költségigényes feladat, sőt nemegyszer lehetetlen. Ezért a jelentősebb protokollokra (pl. X.25) absztrakt szinten szabványosítják az ellenőrző tesztkészleteket, melyeket általában TTCN (Tree and Tabular Combined Notation) formátumban adnak meg (1. ábra) [5], [7]. Az azonos tesztkészlet alkalmazása egyben biztosítja a vizsgálatok összehasonlíthatóságát és megismételhetőségét is.

A tesztelés során a protokollok nemdeterminisztikus viselkedése okoz problémát. Ez a protokoll tulajdonságain túl szorosan kapcsolódik az alkalmazott vizsgálati módszerhez is. A teszter szempontjából a protokollmegvalósítás egy fekete doboz, melynek viselkedését csak az ellenőrzési pontokon alkalmazott akciók segítségével tudja befolyásolni, és az itt megfigyelt események alapján kell eldöntenie, hogy helyes-e az vagy sem. Ezért számára nemdeterminisztikus a megvalósítás viselkedése — túl a protokoll belső változóitól függő eseteken — olyankor is, amikor az olyan külső eseményektől függ, melyeket nem tud befolyásolni.

Cikkünkben bemutatunk egy a konformancia vizsgálatok végrehajtására kidolgozott módszert és ennek alkalmazását az X.25 adatkapcsolati rétegének tesztelésénél. Az Adathálózati Alkalmasság-Vizsgálót (AAV) a PKI-TI és a KFKI-MSZKI közösen fejlesztette ki az elmúlt években. Ez az eszköz a jövőben lehetővé teszi az X.25 protokolljainak tesztelését a [4] szabványában megadott tesztkészlet alapján.

Először röviden ismertetjük a kidolgozott tesztelés elméleti alapjait, majd a modellt alkalmazzuk a LAPB protokollra. Beszámolunk egy LAPB megvalósítás tesztelése során szerzett tapasztalatainkról. Végül értékeljük a kidolgozott rendszert és áttekintjük a továbblépési lehetőségeket.



1. ábra. A TTCN absztrakt tesztkészlet felépítése

2. PROTOKOLLOK ALKALMASSÁGVIZSGÁLATA TTCN TESZTKÉSZLET ALAPJÁN

2.1. Tesztsorozatok származtatása az absztrakt tesztkészletből

Egy P protokollmegvalósításra vonatkozó T absztrakt tesztkészletet a következő négyes adja meg:

$$T =< S, L, s_x, TC >, \qquad (1)$$

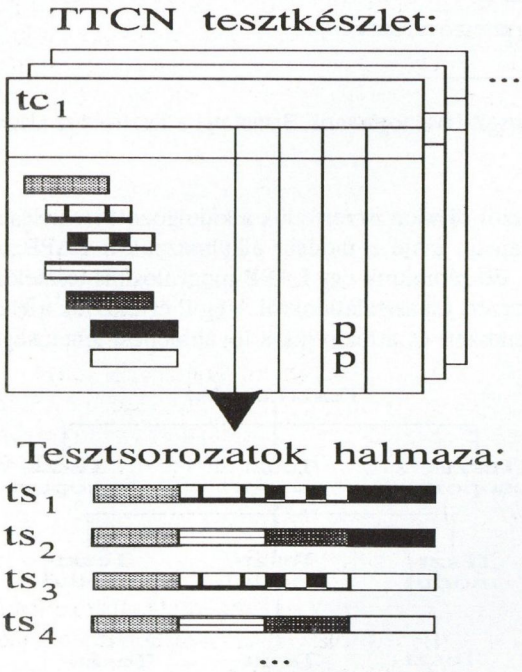
ahol

- S a feltételezett protokollállapotok véges halmaza, amelyeket a teszter meg tud különböztetni;
- L a tesztkészletben előforduló paraméterezett üzenetek (TTCN korlátok) és az időzítést vezérlő parancsok véges halmaza;
- s_x a kezdőállapot, amely azt jelenti, hogy a teszter számára ismeretlen az IUT (Implementation Under Test) tényleges állapota. $s_x \in S$;
- TC a tesztfák (TTCN tesztmodulok) véges halmaza, melynek minden tc eleme megadja valamely $s \in S$ állapotból kiinduló $m_j \in M$ üzenetsorozatokat ($m_j = l_1 l_2 \ldots l_n$; $l_1, l_2, \ldots, l_n \in L$) a hozzájuk tartozó $o_j \in O$ opcióbeállítással, $v_j \in V$ ($V = \{Pass, Fail, Inclusive\}$) ítélettel és $s_j \in F$ ($F \subseteq S$) végállapottal.

A fent megadott modell alapján képeztük TC minden tc elemére a következő ötösöket

$$ts =< s_i, m_j, o_j, v_j, s_j >, \quad (2)$$

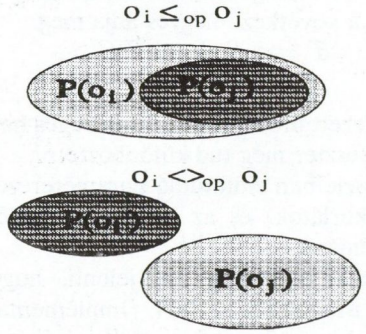
melyek a tesztsorozatok TS halmazát alkotják (2. ábra).



2. ábra. A tesztsorozatok halmazának képzése

A nemdeterminisztikusság kezeléséhez meghatároztuk a különböző tesztsorozatok közötti viszonyt.

Ehhez bevezettük az "$\leq_{op}$" relációt az opcióbeállításokra: $o_i \leq_{op} o_j$, ha o_j minden opcióra legalább o_i által megadott vagy annál erősebb megkötést tartalmaz. Ha ezt kivetítjük a protokollmegvalósításokra, akkor $P(o_j)$ része $P(o_i)$ megvalósításnak, ahol $P(o)$ az o opcióbeállítás szerinti protokollmegvalósítást jelenti. A reláció tagadását, vagyis hogy a két opcióbeállítás ellentmond egymásnak "$<>_{op}$" jellel jelöltük (3. ábra).



3. ábra. Az opció közötti relációk

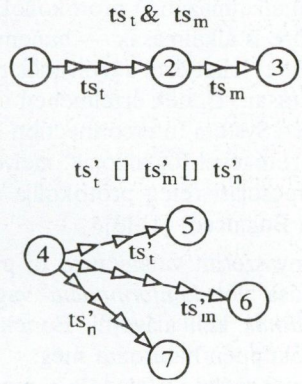
A ts sorozatok között a következő nem szimmetrikus relációkat definiáltuk ("&" jelöli a konkatenációt, "[]" pedig az alternatív kapcsolatot)

$$ts_t \& ts_m, \text{ ha } ts_t =< s_i, m_j, o_j, v_j, s_j >,$$
$$ts_m =< s_j, m_k, o_k, v_k, s_k > \text{ és } o_j \leq_{op} o_k, \quad (3)$$

illetve

$$ts'_t [] ts'_m, \text{ ha } ts'_t =< s_i, m_j, o_j, v_j, s_j >,$$
$$ts'_m =< s_i, m_k, o_k, v_k, s_k > \text{ és } o_j \leq_{op} o_k. \quad (4)$$

Ez azt jelenti, hogy ts_t és ts_m között akkor áll fenn „konkatenáció" reláció, ha ts_t végállapota megegyezik ts_m kezdőállapotával és ilyenkor a két sorozat közvetlenül egymás után végrehajtható. Viszont ts'_t és ts'_m között akkor áll fenn „alternatív" reláció, ha mindkettő ugyanazon kezdőállapotból indul ki, s ekkor a vizsgálati események határozzák meg, hogy ténylegesen melyik sorozat hajtódik végre. Mindkét reláció feltételezi, hogy az egyes sorozatoknál az opcióbeállítások azonosak vagy jobbra erősödnek, vagyis azonos vagy szűkülő körű protokollmegvalósításokra vonatkoznak (4. ábra).



4. ábra. A sorozatok közötti relációk

2.2. A tesztelés stratégiája

A konformancia vizsgálatokat a teszter és a megvalósítás párhuzamos kompozíciója, valamint a tesztelés stratégiája határozza meg. A tesztelés stratégiája alatt azt az algoritmust értjük, amely alapján a teszter meghatározza a vizsgálat következő lépését.

Az általunk kidolgozott teszter stratégiája a megfigyelt vizsgálati események és az előírt tesztkészletből képzett tesztsorozatok illesztésén alapszik.

A teszter a vizsgálati események nyomonkövetéséhez képzi a d dialógust, amely egy hármas:

$$d =< s,\ mp,\ op >,$$

ahol

s az IUT feltételezett állapota, $s \in S$,

mp a küldött és vett üzenetek sorozata,

op az IUT-ban megvalósított opciók, melyeket a protokoll kísérő dokumentumai határoznak meg.

d dialógus képzésének szabályai adott $ts =$ $=<s_t, m_j, o_j, v_j, s_j >$ esetén, ahol $m_j \in L^*$, $o_j \leq_{op} op, s_t \in S$:

- $d_0 =< s_t, \mu, op >$, ahol μ az üres szó;
- d_{i+1} képzése $d_i =< s_t, mp_i, op >$-ből ($m_j = mp_i l_{i+1} m_x$ és $mp_i, m_x \in L^*, l_{i+1} \in L$):
  - ha l_{i+1} küldendő üzenet

$$d_{i+1} =< s_t, mp_i l_{i+1}, op >,$$

ahol $l_{i+1} \in L$ az IUT-nak elküldött üzenet;

  - ha l_{i+1} veendő üzenet

$$d_{i+1} =< s_t, mp_i, l_x, op >, \quad (5)$$

ahol l_x az IUT-tól vett üzenet, de nem biztos, hogy eleme L-nek

A d_0 kezdő elem értelmezése:

- az IUT feltételezett állapota s_t; ha a teszter nem tudja az IUT aktuális állapotát $s_t = s_x$;
- nem történt vagy figyelmen kívül hagyható a megelőző üzenet váltás (μ); és
- a vizsgált protokollmegvalósításban az op opciók lettek megvalósítva.

A d_{i+1} elem képzése során az l_{i+1} üzenetről a TTCN "!" — küldés — és "?" — vétel — prefixe határozza meg, hogy küldendő vagy veendő üzenetről van szó.

A vizsgálatok eredményeit a teszter egy R riport halmazba gyűjti össze, azaz T tesztsorozatok halmazából törli és R-hez hozzáadja a végrehajtott sorozatokat.

A vizsgálatok kezdetekor a teszter kiválasztja az első végrehajtandó ts_l sorozatot ($ts_l =< s_i, m_j, o_j, v_j, s_j >$ ahol $s_i = s_x$, $o_j \leq_{op} op$), d_0-ból képzi $d_1 = =< s_i, mp_1, op >$ dialógust az (5) szabályok alapján, és megpróbálja illeszteni a ts_k tesztsorozatok első három elemére, a ts_l sorozattal kezdve az illesztést ($l \leq k \leq n$, ha $|TS| = n$). Ilyenkor három eset lehetséges

1. Létezik $ts_k =< s_i, m_j, o_j, v_j, s_j >$, ahol $m_j = mp$, $o_j \leq_{op} op$, ekkor
   $TS = TS - \{ts_k\}$,
   $R = R \cup \{ts_k\}$,
   $d_0 =< s_j, \mu, op >$.

2. Létezik $ts_k =< s_i, m_t, o_t, v_t, s_t >$, ahol $m_t = mpm_x$, $o_j \leq_{op} op$, ekkor m_t alapján képzi d_{i+1} elemet az (5) szabályok szerint;

3. Nem létezik $ts_k =< s_i, m_t, o_t, v_t, s_t, >$, ahol $m_t = mpm_x$, $o_j \leq_{op} op$, ekkor
   $d_0 =< s_x, \mu, op >$, ahol s_x T kezdőállapota. (6)

A teszter a megfelelő ts_k tesztsorozat kiválasztásához (4) alapján az egymással „alternatív" viszonyban álló sorozatokra végzi el az illesztést és megáll az első olyanon, amely kielégíti a d dialógus által meghatározott feltételeket. A három felsorolt eset közül az első kihasználja a (3) relációt is a következő d_0 képzésénél az s_j értékadással.

Ezek után egy implementáció akkor tekinthető *konformnak* (alkalmasnak), ha a TS tesztsorozatok közül a vizsgálat során csak $v = Pass$ és $v = Inconclusive$ ítéletűeket törölt a teszter, de azok közül valamennyi $v = Pass$ ítéletűt, amelyeknek az o_i opcióbeállítása megfelel az IUT-énak, azaz op-nek.

2.3. A háromszintű tesztarchitektúra

A valós vizsgálatok szempontjából igen lényeges a teszter felépítése. A fent leírt tesztelési modell megvalósítására egy háromszintű tesztarchitektúrát dolgoztunk ki:

- *TTCN Konverter* — A TTCN tesztkészletből képezi a TS tesztsorozatokat.
- *Tesztvezérlő* — A tesztsorozatok (ts) közti vezérlést és a kiértékelést végzi.
- *Lépésvezérlő* — A teszteseményeket vezérli: az üzenetek küldését-vételét, az időzítőt.

A TTCN absztrakt tesztkészletének tesztsorozatokká alakítását egy több munka- és külön bemenő szalagos Turing-géppel modellezhető. A bemenő szalagra az átalakítandó tesztmodul van felírva úgy, hogy egy-egy mező tartalmazza a küldendő-veendő üzenetet, az ítéletet és egy számot, amely az időbeli eltolást jellemzi. Az átalakítás eredményeként előáll a tesztsorozatok halmaza (TS_0).

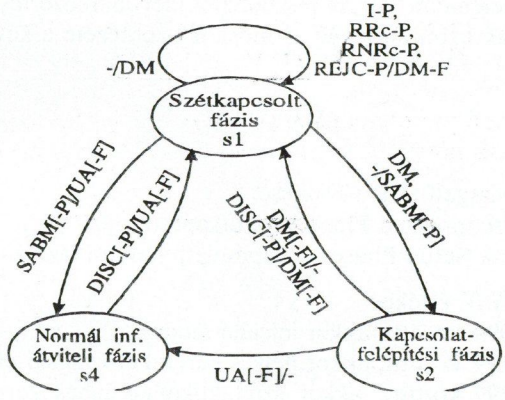
A tesztsorozatok közti vezérlést a *Tesztvezérlő* valósítja meg. A *TTCN Konvertertől* bemenetként a végrehajtandó tesztsorozatok halmazát (TS_0), a *Lépésvezérlőtől* pedig a dialógus (d) aktuális értékét kapja. Alkalmazva rájuk a (6) szabályokat, kiválasztja a megfelelő ts sorozatot, amelyet átad a *Lépésvezérlőnek* végrehajtásra és szükség esetén módosítja az R és TS_0 halmazokat.

A *Lépésvezérlő* a *Tesztvezérlőtől* kapott ts sorozatot bontja vizsgálati eseményekre a d dialógus képzési szabályok (5) alapján. Az l_{i+1} üzenetről megállapítja, hogy kinek szól az üzenet, és meghívja a megfelelő modult. Amennyiben csak a tesztertől függő eseményről van szó (például üzenet küldése, az időzítés indítása) a *Lépésvezérlő* a végrehajtás után is magánál tartja a vezérlést és rátér a következő vizsgálati eseményre. Ha az l_{i+1} üzenet a tesztertől független esemény, akkor a következő esemény bekövetkezte után előállítja d_{i+1} dialógust, az (5) szabály 2.b pontja alapján és elbírálásra továbbítja a *Tesztvezérlőnek*.

3. A MÓDSZER ALKALMAZÁSA A LAPB PROTOKOLLRA

Napjainkban az egyik legelterjedtebb protokoll a LAPB protokoll, ezért ezt választottuk ki a bemutatott módszer alkalmazásának demonstrálására.

Részletes LAPB leírást az idevonatkozó szabványok [1]-[3], valamint a [9] módszertani útmutató tartalmaz. A protokoll formális leírása megtalálható: állapotátmenet diagramok formájában a [8] riportban, SDL (Specification and Description Language) gráfok formájában a [6] tanulmányban.



5. ábra. A P' részgráf

A LAPB túl bonyolult ahhoz, hogy az alkalmasságvizsgáló modell minden elemét a teljes protokollmegvalósításra ismertessük. Ezért kiválasztottunk egy részgráfot (5. ábra), amely az Információátvitel fázis beállítását írja le a Szétkapcsolt fázisból és a modellt csak erre a részgráfra (P') mutatjuk be. A részgráfban csak a protokoll adatelemeket (Protocol Data Unit — PDU) tüntettük fel "/" jellel elválasztva a vett és a hatására küldött üzenetet. A PDU-k neve után szögletes zárójelben szereplő P/F jelölés azt jelenti, hogy a kérdő/végbit értéke tetszőleges lehet, míg a zárójel nélkül szereplő csak "1" lehet.

A P' részprotokoll-megvalósítást vizsgáló
$T' =< S, L, s_x, TC >$ absztrakt tesztkészlet elemei:
A feltételezett állapotok halmaza:

$$S = \{s_1, s_2, s_4, s_x\},$$

ahol
s_1 szétkapcsolt fázis,
s_2 kapcsolatfelépítési fázis,
s_4 normál információátviteli fázis,
s_x a teszter nem tudja, hogy milyen állapotban van a megvalósítás.

A tesztkészlet paraméterezett üzeneteinek halmaza:
L = {SABM(S1), SABM(S2), SABM(S3), DISC(S1), DISC(S2), DISC(S3), UA(S0), UA(S1), UA(S2), UA(S3), DM(S0), DM(S1), DM(S2), DM(S3), RRc(S2), RRc(S3), RRr(S0), RRr(S2), RRr(S3), RNRc(S2), RNRc(S3), RNRr(S0), RNRr(S2), RNRr(S3), REJc(S2), REJc(S3), REJr(S0), REJr(S2), REJr(S3), I(S1), I(S2), I(S3), I(S4), I(S5), I(S7), I(S8), I(S9), I(S10), I(S12), I(S16), I(S17), I(S18), HIBA(S0), HIBA(S2), HIBA(S4), HIBA(S6), HIBA(S8), HIBA(S9), HIBA(S10), HIBA(S11), HIBA(S12), HIBA(S13), FRMR(S9), FRMR(S10), START TIMER, TIMEOUT, CANCEL}

L elemei a tesztkészletben előforduló listanevek és az időzítést vezérlő parancsok. A listanevek tulajdonképpen hivatkozások a TTCN *Korlátok részre*, amely megadja az adott PDU paramétereinek aktuális értékeit.

Az aktuális részprotokoll megvalósítását vizsgáló tesztfák halmaza:
TC = {DP001, DP101, DP103, DP105, DP201, DP301, DP305, LS001, LS002, LS101, LS102, LS103, LS104, LS105, LS106, LS107, LS108, LS109, LS201, LS216, LS217, LS218, LS301, LS302, LS303,}.

TC elemei a TTCN tesztkészlet idevonatkozó tesztmoduljainak azonosítói. Az azonosítók szerkezete a következő:

$$CCNNN,$$

ahol
CC a vizsgált fázis rövidítése:
DP Disconnected Phase – szétkapcsolt fázis (s_1),
LS Link Setup Phase – kapcsolatfelépítési fázis (s_2).

Ha NNN értéke:
000–099 közötti, akkor iniciáló modul,
100–199 közötti, akkor helyes kereteket vizsgáló modul,
200–299 közötti, akkor szintaktikailag hibás kereteket vizsgáló modul,
300–399 közötti, akkor érvénytelen, azaz szintaktikailag helyes, de nem a megfelelő fázisban érkezett kereteket vizsgáló modul.

Az egyes tesztmodulok TTCN leírása a [6] tanulmányban található meg.

A tesztmodulok kiindulási és végállapotáról elmondható, hogy az iniciáló modulok sikeres (Pass) ítélet esetén s_x kezdőállapotból az azonosítóban megnevezett s_i végállapotba, míg a többi modul s_i kezdőállapotból ismeretlen s_x végállapotba viszik a megvalósítást. Sikertelen (Fail) ítélet esetén a végállapot mindig ismeretlen, tehát s_x.

A TTCN táblázatok *Ítélet* oszlopukban megadják a tesztfák egyes ágaihoz tartozó ítéleteket, míg az opciókat a *Megjegyzés* oszlop jelölései, illetve az aktuális rendszerparaméterek határozzák meg. Az opciók megadása a következő:

$$o =< o_1, o_2, o_3, o_4 >,$$

ahol
o_1 a vonatkozó szabvány verziója
X, ha CCITT-X.25-1980,
Y, ha CCITT-X.25-1984,
S, ha ISO 7776 szabvány szerinti,
illetve a betűk kombinációi, ha több szabványra is érvényes;
o_2 az eljárás mód
m8, ha modulo 8 – csak ezzel foglalkoztunk,
m128, ha modulo 128;
o_3 az $N2$ rendszerparaméter aktuális értéke – 1.
o_4 a többi, a vizsgálatot nem befolyásoló opció.

1. táblázat. A DP001 tesztmodul

Teszt azonosító: DP001
A vizsgálat célja: A szétkapcsolt fázis beállítása
Referencia: DPTG1

Viselkedési fa	C	Ítélet	PDU ref.	Megj.
[L! start timer(T1)				
L! DISC			DISC(S3)	
L?timeout(T1)]N2		Fail		
L?UA, cancel T1		Pass	UA(S3)	
L?DM, cancel T1		Pass	DM(S3)	

2. táblázat. A DP101 tesztmodul

Teszt azonosító: DP101
A vizsgálat célja: DISC parancs vétele DP fázisban ($P = 1$)
Referencia: DP TG1

Viselkedési fa	C	Ítélet	PDU ref.	Megj.
[L! start timer (T1)				
L!DISC			DISC(S3)	
L?timeout (T1)]N2		Fail		
L?DM, cancel T1		Pass	DM(S3)	
L!DISC			DISC(S2)	
L?timeout (T1)]N2		Fail		
L?DM, cancel T1		Pass	DM(S2)	

A TS előállítását két tesztmodulra mutatjuk be: a DP001 (1. táblázat) és a DP101 (2. táblázat) modulokra.

A viselkedési leírás tartalmazza az "[...]$N2$" jelölést, amely a zárójelekben szereplő rész $N2$ -szöri ismétlését jelenti. Jelen esetben $N2 = 1$ (l. o_3), ekkor a zárójelek elhagyhatók. $N2$ más értékeinél a zárójelet kifejtve hasonló formát kapunk.

Az átalakítás után kapott három ts tesztsorozat:

ts_0 =< s_x, 'L! start timer (T1)' 'L! DISC(S3)' 'L? timeout (T1)', < XYS, m8, 1, o_4 >, Fail, s_x >;

ts_1 =< s_x, 'L! start timer (T1)' 'L! DISC(S3)' 'L? UA(S3)', < XYS, m8, 1, o_4 >, Pass, s_1 >;

ts_2 =< s_x, 'L! start timer (T1)' 'L! DISC(S3)' 'L? DM(s3)', < XYS, m8, 1, o_4 >, Pass, s_1 >.

téseinél alkalmazkodik a vizsgálat menetéhez. A módszer hátránya, hogy így nehézkessé válik a vizsgálati eredmények összehasonlítása és nincs meghatározva az a kritérium, amely alapján kijelenthetjük egy megvalósításról, hogy alkalmas [11].

Ezekre a problémákra nyújt megoldást az általunk kidolgozott alkalmasságvizsgáló rendszer, melyet elsősorban TTCN jelöléssel megadott alkalmasságvizsgálatok megvalósítására dolgoztunk ki. Mivel a javasolt teszter ugyanazon tesztkészlet alapján vizsgálja a különböző megvalósításokat, a vizsgálati eredmények jól összehasonlíthatóak.

A vizsgálatot két fázisra osztottuk:

- az absztrakt tesztkészlet tesztmoduljaiból a végrehajtandó tesztkészlet előállítása,
- a megvalósítás tesztelése.

Az első lépéshez meghatároztuk a TS tesztsorozatok származtatásának módját a T absztrakt tesztkészletéből és az előállított sorozatok között bevezettünk két új relációt, melyek a továbbiakban lehetővé teszik a nemdeterminisztikusság kezelését. Meghatároztuk a tesztelés stratégiáját, mely a vizsgálati események és a tesztsorozatok illesztésén alapszik. Az illesztés során, kihasználva a bevezetett sorozatok közötti relációkat a teszter alkalmazkodni tud a vizsgálati eseményekhez, de csak a tesztkészlet keretein belül.

A sikeresen végrehajtott sorozat törlésével a tesztkészletből egyre csökken a végrehajtandó tesztsorozatok száma és a teszter nem próbálkozik újra az előzőleg már elvégzett sorozatokkal. Mivel $N0$ sikertelen kísérlet után a még végre nem hajtott sorozatok is törlődnek a tesztkészletből, a tesztelés véges időn belül befejeződik és az összeállított riport állományból megállapítható a vizsgálat eredménye. Ezen a ponton további kutatás tárgya lehet az $N0$ paraméter értékének kiválasztása.

A teszter megvalósítására kidolgozott háromszintű tesztarchitektúra nagy előnye, hogy protokollfüggetlen, ezért a tesztadatbázis (mely a TTCN absztrakt tesztkészletet tartalmazza) kicserélésével bármely más protokoll konformancia vizsgálatára alkalmas.

A módszer alkalmazását az X.25 LAPB protokoll egy megvalósításának tesztelésére mutattuk be. Tapasztalataink szerint a teszter mostani változata nemcsak a konformancia megállapítására alkalmas, hanem nagy segítséget nyújthat a protokoll implementálása során is. Erre a feladatra érdemes kibővíteni a rendszert egy diagnosztizáló modullal.

További tanulságként szolgált, hogy különös figyelmet kell szentelni a hibás és az érvénytelen kereteket vizsgáló sorozatoknak. Ugyanis ezek a sorozatok ellenőrzik azt, hogy tényleg *csak* az előírt tulajdonságokat valósították-e meg az IUT-ben, illetve a megvalósítás stabilitását, vagyis azt, hogy átviteli vagy más hiba esetén vissza tud-e térni a normális működéshez.

IRODALOM

[1] *CCITT Recommendation X.25* (1980). "Interface Between Data Terminal Equipment (DTE) and Data Circuit-Terminating Equipment (DCE) for Terminals Operating in the Packet Mode on Public Data Networks".

[2] *CCITT Recommendation X.25* (1984). "Interface Between Data Terminal Equipment (DTE) and Data Circuit-Terminating, Equipment (DCE) for Terminals Operating in the Packet Mode and Connected to Public Data Networks by Dedicated Circuit".

[3] *ISO 7776* "IPS — Data Communications — High-level data link control procedures – Description of the X.25 LAPB-compatible DTE data link procedures".

[4] *ISO 8882* "X.25 DTE Conformance Testing – Part 2 Data Link Layer". 1987.

[5] *ISO DIS 9646* "OSI Conformance Testing Methodology and Framework". 1989.

[6] Tarnay K., Kovács I., Törő M., *X.25 protokollok megvalósítása és vizsgálata*, Tanulmány, KFKI-MSZKI, 1988.

[7] Tarnay K., „Protokollok specifikálása és tesztelése", *Híradástechnika* XLIII. évf. Budapest, 1992. augusztus.

[8] Törő M., *A LAPB adatkapcsolati protokoll tesztelése*, KFKI-1988-60/M, 1988.

[9] Törő M., *A LAPB adatkapcsolati protokoll megvalósításának vizsgálata*, Módszertani útmutató, KFKI-MSZKI, 1989.

[10] Törő M., *Adathálózati alkalmasságvizsgáló*, Rendszerleírás, KFKI-MSZKI, 1989.

[11] Törő M., „Protokoll alkalmasságvizsgáló rendszerek", *Magyar Távközlés*, 1992. május.

TESTING OF DATA LINK PROTOCOL OF X.25

M. TÖRŐ

KFKI RESEARCH INSTITUTE FOR MEASUREMENT AND COMPUTING TECHNIQUES
H-1525 BUDAPEST 114, P.O.BOX 49, HUNGARY

This paper deals with conformance testing of communication protocols based on a predefined test suite. The theoretical concepts of the method worked out for testing are described and their applicability is demonstrated on the testing of X.25 LAPB protocol.

Törő Mária az MTA KFKI Mérés- és Számítástechnikai Kutató Intézetének tudományos munkatársa. 1988 óta foglalkozik kommunikációs protokollok konformancia vizsgálatával, ezenbelül elsősorban az X.25 protokolljainak vizsgálatával. Résztvesz a PROCONSUL protokoll technológiai munkaállomás fejlesztésében. Fő érdeklődési köre a protokollok formális leírása, valamint szimulálása, tesztelése a formális leírás alapján. 1990-ben Soros ösztöndíjjal résztvett a IIASA (International Institute for Applied System Analysis) YSSP (Young Summer Scientists' Program) programjában, ahol az Intézet lokális hálózatának teljesítményelemzésével foglalkozott. 1984-ben végezte el a Harkovi Mérnök-Közgazdász Egyetemet (Ukrajna). Egyetemi doktori fokozatát 1992-ben a BME Villamosmérnöki és Informatikai Karán szerezte meg.

MEGÚJULÁS A HAZAI SZÁMÍTÁSTECHNIKAI IPARBAN

Az elmúlt évben a hazai elektronikai ipar jelentős részének válsága mellett egyre több területen lehetett látni a kibontakozást. Ezek között találhatók a számítógéphálózatok kiépítésével, fejlesztésével, valamint különböző CAD (számítógéppel segített tervező) szoftverek terjesztésével és fejlesztésével foglalkozó vállalkozások.

A cikk megírásához egy sikeres hazai rendezvény adta az indíttatást. 1992 májusban került megrendezésre az IFABO nemzetközi számítástechnikai szakkiállítás, amely hiteles keresztmetszetét adta a hazai számítástechnikai iparnak. A vásár képe azt mutatta, hogy a hazai ipar nehézségekkel küzd. A kiállított termékek túlnyomó többsége külföldi eredetű volt, a hazai vállalkozások pedig sok esetben csak viszonteladói szerepet vállaltak. A tavalyi IFABO kiállításon nagyszámú adatátviteli, számítógéphálózati, táv- és hírközlési terméket mutattak be. A kiállító cégek képviselői általában optimistán ítélték meg a helyzetet, és a piac további bővülését jelezték a következő évekre.

Az egész 1992-es évet tekintve a piacra került termékek azt mutatták, hogy a hazai cégek a minőség felé fordultak, ami távolodást jelent a számítástechnika előző évtizedétől. Egyre inkább teret hódítanak a különböző munkaállomások, amelyekkel megoldhatóvá válnak a legbonyolultabb adatkezelési, képfeldolgozási és CAD feladatok. A legjobb képességekkel rendelkező munkaállomások pedig multimédia alkalmazásokra is lehetőséget nyújtanak. Közeledni látszik az idő, amikor nemcsak rajzfilmeket, hanem hagyományos tv-kép minőségű filmeket is lehet készíteni a számítógépekkel. A PC-k alkonyáról azonban még nem lehet beszélni, már csak azért sem, mert egyrészt folyamatosan nő a teljesítményük, másrészt egyre jobban alkalmazkodnak a felhasználói igényekhez.

A tavalyi év slágerei a különböző nagyfelbontású színes grafikával rendelkező laposképernyős PC-k voltak. A forgalmazott típusok nagy választéka és viszonylag alacsony ára miatt valószínű, hogy legalább a PC-k esetében a lapos képernyők hamarosan felváltják a hagyományos monitorokat, ami újabb lökést adhat a számítógépek szélesebb körű alkalmazásának.

A számítástechnikai piacon egyre jobban terjednek az ún. nyílt rendszerek elve alapján felépülő számítógépek. A tekintélyes X/Open konzorcium szerint nyílt rendszernek „olyan szoftver környezetet lehet nevezni, amelyet közismert és elfogadott, a szállítóktól nagymértékben független szabványok alapján terveztek és készítettek el." Ugyanakkor vannak más lehetőségek is. Erre mutat példát a főleg önálló rendszereket gyártó IBM, amely az előbbiekben meghatározott nyílt rendszerektől eltérő irányzatok legújabb fejlesztési eredményeit kínálja.

A fenti általános összefoglaló után vessünk egy-egy pillantást néhány cég tavaly forgalmazott termékeire. A következőkben szereplő vállalkozások természetesen nem fedik le a teljes számítástechnikai piacot, tevékenységük azonban jellemző az iparágra.

B. BRAUN-ROLITRON ORVOS- ÉS BIOTECHNOLÓGIAI KFT.

A B. Braun-Rolitron önálló Rolisoft divíziója mint Compaq viszonteladó a világ legújabb és talán legkiválóbb minőségű számítógépeit nyújtja a hazai közönségnek. Külön is érdemes kiemelni legújabb terméküket, a Compaq LTE LITE 25-öt, amely a hordozható gépek kategóriájába tartozik. Ennél a típusnál a tervezők sok olyan apró dologra is figyelemmel voltak, amelyek szinte komfortérzetet kölcsönöznek a munkának. Ezek közül a legfontosabbak: a telep kimerülését a gép üzem közben is jelzi; a telep cseréje vagy gyorstöltése számítógép működése közben is lehetséges; formatervezett, magassága mindössze 4,5 cm súlya minimális (2,7 kg). Kisméretű nyomtatóval összekapcsolva, hordozható irodaként elsősorban üzletembereknek ajánlott. természetesen a Rolitronnál beszerezhető a hozzá illeszthető nyomtató (Canon BubbleJet) is. A fentieken kívül, a cég termékei között megtalálhatók az alacsonyabb árfekvésű, de megbízható Samsung számítógépek mind a PC, mind a laptop kategóriából. A perifériák közül a Rolitron Fujitsu és Sharp nyomtatókat is kínál.

A Rolitron a hazai számítógéphálózat egyik legsikeresebb cége, ennek megfelelően a hálózatvizsgáló berendezések közül a MICROTEST termékcsalád teljes skáláját forgalmazza.

A tavalyi kiállításon szerepeltek a B. Braun-Rolitron és a RISO cég közötti terjesztői szerződés alapján a legkorszerűbb — már nyomdai tudásszintű — gyorsmásológépek is. Ezek szerkesztőtáblával felszereltek, másolási sebességük 130/perc. Bár nem színes másolók, de hatféle színnel tudnak nyomdai minőségű képeket előállítani. A legfejlettebb típus számítógéppel összekapcsolható, így papírnyomat készítése nélkül is tud többezer másolatot készíteni a számítógépen elkészített anyag alapján.

A B. Braun-Rolitron által kiállított szoftver termékek közül a legérdekesebbnek a PROGRESS negyedik generációs adatbáziskezelő tűnik, melynek a Rolitron a kizárólagos forgalmazója. A PROGRESS felhasználhatóságát a PROGRESS-ben írt alkalmazások közül a tavalyi IFABO vásáron két kiállított terméken mutatták be, a SYMIX termelésirányítási (amerikai), és az ELIXIR nevű családorvosi (magyar fejlesztésű) rendszeren. Ezek közül a SYMIX-szel már tavalyelőtt is találkozott a nagyközönség a Compfairen. Ahogy a kiállítóktól megtudhattuk, azóta is igen nagy az érdeklődés iránta. Képes egy egész vállalat teljes irányítási, adminisztrációs, pénzügyi, főkönyvi stb. rendszerét egyazon szoftverben összefogni. Így a SYMIX-et alkalmazó vállalat bármely termékének értékét, raktározását, az éppen raktáron lévő állományt stb. pillanatok alatt meg lehet tudni. Felbecsülhetetlen segítséget jelenthet egy vállalkozás vezetőségének az azonnali, pontos információval. A Rolitronnál és a Nitrokémiánál már élesben működő SYMIX termelésirányítási rendszer magyarra fordított elemei külön is megvásárolhatók.

Végül meg kell említeni a Rolitron első nagy sikerét jelentő jól ismert Rosytext szövegszerkesztő szoftvert és a hozzá tartozó számítógépet. Ennek két változatát is forgalmazza a Rosytext minit és a Rosytext plust. Mindkét gép igen elterjedt. Egyszerűségével, sokoldalúságával, valamint azzal, hogy teljesen magyar nyelvű, a Rosy szövegszerkesz-

tő program a számítógéptől idegenkedő emberek számára is könnyűvé teszi az irodai munkát.

Mint a rolitronos szakemberektől megtudhattuk, a cég azon termékek esetén is, amelyeket nem saját maga állít elő, szintén igyekszik a termékekkel együtt kiegészítő szolgáltatásokat eladni, így biztosítja, hogy ezek esetében sem egyszerűen csak a kereskedelemmel foglalkozzon, hanem úgynevezett értéknövelő terjesztő legyen. A Rolitron fejlesztési politikája, eredményei alapján más hazai cégek számára is követendő példa lehet.

CONTROLL RT.

A nyílt rendszerek elgondolását magáévá tevő Controll számára az elmúlt évek tudatos szakmai és üzleti politikájának eredményeként ma rendelkezésre áll az a technológia és szakembergárda, amely segítségével egy meglévő számítógépes rendszerből valódi nyílt rendszer hozható létre. Ennek megfelelően a tavalyi kiállításokon saját gépet keveset mutatott a cég, viszont annál több Hewlett-Packard berendezést a Vectra családból, valamint a jól bevált ALR számítógépeket.

A múlt évben a Controll kitörve a PC-s világból lépett egy teljesítményben és megbízhatóságban magasabb igényszintet nyújtó, és a nyílt rendszerek elképzelését képviselő irányba. Így lett a Controll Rt. a Hewlett-Packard cég értéknövelő viszonteladója. A Controll kínálatában egyaránt szerepelnek az Ethernet, a Token Ring és az FDDI adatátviteli rendszerelemek. A cég által forgalmazott gépek a világszabvánnyá vált UNIX operációs rendszert támogatják.

A HP hálózatépítést támogató eszközei közül külön említést érdemel a NOVA család, amelyben a kisebb típusok hagyományos ügyviteli feladataitól a többszáz terminálos rendszereket is kiszolgálni tudó architektúrákig nagy a választék.

A HP RISC alapú munkaállomások mára elérték azt a teljesítményt, amelyet még a legutóbbi években is csak a nagygépekkel tartottak megvalósíthatónak. Ezek a termékek a legjobb ár/teljesítmény adatokkal rendelkező munkaállomások. Kiválóan használhatók különféle CAD alkalmazásokhoz, nagy számításigényű tudományos feladatok, kiadványszerkesztés, adatbáziskezelési feladatok megoldására, valamint multimédia alkalmazásokra. A fenti előnyök hordozói a HP Apolló család tagjai.

A HP perifériák közül a Controll által forgalmazott termékek között a HP LaserJet nyomtatócsalád, a HP DeskJet nyomtatók, a HP PaintJet XL300 színes nyomtató és a HP ScanJet IIc lapolvasó (scanner) szerepeltek.

Az irodatechnikai berendezések közül külön figyelmet érdemeltek a különböző típusú pénztárgépek, melyekkel a piac 40 százalékát tartja kezében a Controll. Ezen Controll-termékek sikerének egyik titka, hogy komplett áruforgalmi rendszer részeként árusítja.

A korszerű rendszerek helyi hálózatokra, ún. LAN-okra épülnek. Ez azt a törekvést tükrözi, hogy egy cég szervezetileg legfeljebb 20 fős munkacsoportból épüljön fel. Az egyes helyi hálózaton belüli és az azok közötti adatforgalmat a hálózati elemeket gyártó cégek széleskörűen támogatják. Közöttük kiemelkedő helyet foglal el a Controll Rt. üzlettársa a Fibronics cég. A Fibronics kialakított egy Hálózati Elosztási rendszert (NDS), melynek egyes csomópontjai minden további nélkül kapcsolhatók Ethernet, Token Ring, FDDI vagy multiplexelt hálózatokba. A Controllon keresztül beszerezhető Fibronics termékek között szerepelnek hálózati áthidalást biztosító egységek, az FX8610 munkaállomás szerver és az InterView nevű hálózatfelügyeleti rendszer. Külön említést érdemel a Fibronics teljeskörű választéka az adatátviteli vezetékek területén.

A Controll Rt. egy másik üzlettársa a Proteon a token ringes hálózatokra és a helyi hálózatokat összekapcsoló hálózatközti rendszerekre specializálódott. Így egyetlen rendszerré egyesíti az IBM és a nem IBM számítógépes környezeteket. Termékei között szerepelnek token ring hálózati illesztő kártyák, a gyorsközpontok (smart hub), a hálózati áthidalók (CNX 500 Bridging Router), valamint a rendszer és a hálózati felügyeletet ellátó egységek.

A távközlés területéről az elmúlt évben a Samsung mellett a magasabb árfekvésű, de igényes Philips ISDN termékek és a digitális telefonközpontok, mint amilyen a Sopho, kerültek bemutatásra.

MUTEX KFT.

A tavalyi IFABO-n jelentették be, hogy a MUTEX Kft. lett volna az IBM első magyarországi Rendszerháza (System Center Dealer-e). E cím elnyerésének előfeltétele a magasszintű szolgáltatások nyújtásának képessége, melyet a MUTEX csoport sokoldalúan és jól képzett szakembereivel, a tanácsadótól a kulcsrakész átfogó rendszerek szállításáig terjedő tevékenységével, széleskörű választékával és elegáns, jól felszerelt bemutató központjának létrehozásával teremtett meg.

A MUTEX csoport azontúl, hogy az IBM Rendszerháza; az IBM PS/2 személyi számítógép családjának hivatalos és az IBM RISC System/6000 értékhozzáadó viszonteladója (Value Added Remarker, VAR). A MUTEX csoport Ausztriában bejegyzett tagja, a LABCOM GmbH az IBM AS/400 és a RISC System/6000 Általános Piaci Ügynöksége (General Marketing Agent, GMA).

Az IBM AS/400 gépcsaládját kifejezetten adatfeldolgozói és irodainformatikai célra fejlesztették ki. Az AS/400 méretei alapján középgép (Middle Range Machine), de a néhány terminált igénylő felhasználásoktól a többezer terminálos óriás alkalmazásokig (bankok, biztosítók, minisztériumok, Posta stb.) azonos felhasználói felületen, akár változtatás nélkül, azonos programokkal működhet. Az AS/400 széleskörű adatátviteli képességekkel rendelkezik, amellyel nemcsak a hagyományos IBM világ érhető el, hanem a nyílt rendszerek is (TCP/IP, OSI).

A gépcsalád legkisebb tagja (E02) alapkiépítésben 8 MB valós tárral, valamint 988 MB háttértárolóval rendelkezik és 14 terminált kezelhet. A jelenlegi legnagyobb tag (E95) egészen 512 MB valós tárig és 123,4 GB háttértárolóig bővíthető, online kezelhet 2400 terminált/nyomtatót, és 64 adatátviteli vonalon keresztül (vonalanként — ha nincs megosztva — 40 terminállal/nyomtatóval) kapcsolódhat a külvilághoz.

A gépen használt OS/400 operációs rendszer tartalmazza az online terminálkezelő rendszert, a relációs adatbankot és egy igen magas követelményeket kielégítő biztonsági rendszert. Háttértároló kezelése objektum-orientált. Az adatbiztosítás széles eszköztárában megtalálhatók a

steamer-szalagok, a 1/2"-os mágnesszalagok, az 1/2"-os kazetták (2,4 GB), a helio-scan 8 mm-es DAT-kazetták (2,8 GB), valamint a közvetlen elérésű WORM optikai könyvtárak (200 GB) is.

A nyílt rendszerek alkalmazása a számítástechnikában igen vonzó sok, az üzleti és a műszaki életben dolgozó felhasználó számára. Valóban, ez a megoldás idő és pénz megtakarítását teszik lehetővé azáltal, hogy újraprogramozás nélkül futtathatók az alkalmazások különböző gépeken.

A nemzetközi szabványok fejlődése és egységesebb alkalmazása révén a UNIX operációs rendszer alkalmazóinak tábora már élvezi a nyílt rendszer előnyeit. Amikor az IBM elhatározta, hogy egy teljesen új számítógépcsaládal lép a nyílt rendszerek piacára, a UNIX-ot választotta annak operációs rendszeréül. Az eredmény a RISC System/6000 processzor család és annak fejlett UNIX-bázisú operációs rendszere, az AIX. A MUTEX csoport a RISC System/6000 család teljes választékát kínálja az IBM AIX 3.2 változatú operációs rendszerrel.

A cég tevékenysége természetesen nemcsak a fenti termékek forgalmazására szorítkozik, alkalmazási szoftver kínálatuk a teljes irodaautomatizálástól a különleges laboratóriumi adatgyűjtő és -feldolgozó programrendszerekig terjed.

A MUTEX csoport üzleti filozófiája a problémamegoldás, az üzletfelek teljeskörű kiszolgálása, ebből következően vállalják és magas szinten teljesítik a kiegészítő tevékenységeket is; így a kapcsolódó szervezési, programozási, hozzáillesztési (adaptálási), bevezetési, oktatási stb. feladatokat.

SAIL-CAD Kft.

A SAIL-CAD Kft. újonnan létesült magyar-osztrák közös vállalkozás, melynek fő célja bármilyen mérnöki munkához szükséges teljeskörű tervező rendszerek kialakítása. A SAIL-CAD Kft. az AutoDesk cég hivatalos viszonteladója, így elsősorban az AutoDesk AutoCAD nevű termékcsaládjának, valamint a hozzá kapcsolódó szoftver és hardver egységek eladásával foglalkozik. A jövőben bővíteni kívánják termékválasztékukat az elektronika egyéb területein működő tervező rendszerekkel is. A SAIL-CAD azt vallja, hogy a berendezés-fejlesztőket és -gyártókat a munka minden fázisában segíteni kell, így az általuk kínált CAD szoftverek és a gépészeti tervezési feladatok megoldását éppúgy, mint az NC vezérlések megvalósítását. A tervező rendszerek részét alkotó hardver és szoftver elemek külön is megvásárolhatók, így a felhasználó a SAIL-CAD Kft. segítségével maga állíthatja össze a számára legkedvezőbb konfigurációt.

A tervezőrendszerek alapberendezését az angol gyártmányú Elonex számítógépcsalád adja. Tagjai között szerepel a PC-k és a munkaállomások minden változata a 386-osoktól a 486-os, 50 MHz-es nagyteljesítményű gépekig. Igény szerint szerver kiépítésű, hálózatban működtethető változat is megrendelhető. A CAD felhasználásokat támogatják a különleges gyorsaságot biztosító Rasterex grafikus kártyák. A munkaállomásokhoz 20 collos, 1280×1024 képpontos nagyfelbontású VGA kompatibilis RGB színes Trinitron monitorokat szállítanak. Ezek különlegessége, hogy kis sugárzásúak, így a szemet a hagyományosnál jóval kisebb mértékben károsítják.

A cég a tervező rendszerek fontos részét képező Kurta gyártmányú digitalizáló berendezést többféle méretben (A3, A4, A5) és a feladatnak megfelelő minőségben kínálja. A kimeneti egységeket (mátrixnyomtató, lézernyomtató és rajzgép) a német Mannesmann Tailly cég termékeiből választják ki, de igény szerint Hewlett-Packard berendezés is választható.

A SAIL-CAD Kft. az AutoCAD szoftvercsalád angol és német változatán kívül magyarosított alakjának terjesztésével is foglalkozik. Igény szerint az AutoCAD szoftvert szállíthatja egyénileg futó programcsomagként, de hálózati rendszerként és oktatási változatban is. Ez utóbbit az előzőeknél jelentősen alacsonyabb áron. Az AutoCAD önmagában is jól használható, azonban az egyes alkalmazásoknak megfelelően képességei növelhetők egymással teljesen kompatibilis kiegészítő elemekkel. Ilyen pl. az AutoLisp, melynek segítségével a felhasználó az egyes programokhoz saját testreszabott menüt készíthet, a különböző animátor programok, AutoCatch szakmaközpontú szoftverek és AutoShade árnyékoló program.

A fenti elemekből és további kiegészítő szoftverekből kialakított, egyes szakterületekre vonatkozó teljes rendszereket is árusítanak. Ezek mind az AutoCAD-re épülő szoftverek, ilyen pl. a német gyártmányú BauCAD építészeti programcsomag, vagy a szintén német GCSCAD elekrotechnikai rendszer. A SAIL-CAD foglalkozik a fenti szoftverek magyarításával, így a közeljövőben ezek magyar változata is elérhetővé válik. A több területre is kiterjedő átfogó rendszerek egy mintapéldája a INWECO szoftver, amely elektrotechnikai, szabályozástechnikai és mechanikai tervező alrendszerrel is rendelkezik. A cég tervező szoftvereket is forgalmaz, mint pl. a HASCOP, amelyek közös tulajdonsága, hogy az AutoCAD-del felülről kompatibilisek. Végül a cég vállalja az általa szállított tervezőrendszerek használatának folyamatos oktatását is.

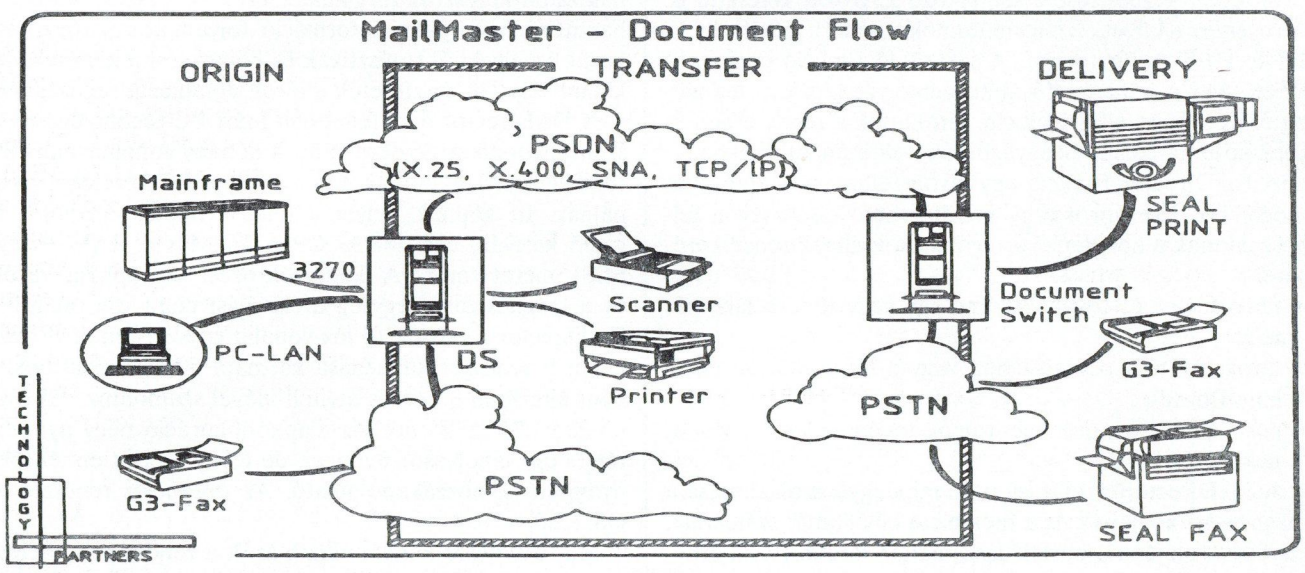
A SAIL-CAD mintapéldája annak, hogy egy fiatal cég kapcsolódva egy nemzetközi hálózathoz teljes és hosszútávon is megbízható szolgáltatást tud nyújtani a magyar fejlesztőknek, akik így szintén növelhetik munkájuk hatékonyságát. Ezzel a reményt keltő képpel búcsúzhatunk az 1992-es évtől, a tavaly megrendezett IFABO-tól, és sok sikert kívánunk mind a hasonló kiállítások szervezőinek, mind a hazai számítástechnikai cégeknek.

HOSSZÚ GÁBOR
BME Elektronikus Eszközök Tanszék

EGY ÚJ TELEFAX MEGVALÓSÍTÁS A SECOTEL-TŐL

Napjainkban az információáramlás területén széles körben terjed a fakszimile készülékek használata és üzleti alkalmazása. A telefax forgalomban az átvitel minősége sokszor nagyon gyenge (esetenként rosszabb, mint egy 100 dpi felbontású nyomtatás). A beérkezett faxot továbbküldve a minőség tovább romlik. A hagyományos hőpapíros fax hátrányainak kiküszöbölésére a számítógépes fax-megoldások egyre népszerűbbé válnak. E rendszerek sok idő, papír és bosszúság megtakarítására adnak lehetőséget. Az elektronikus iroda egyre nagyobb jelentőségre tesz szert, amihez hozzátartozik az információáramlás elektronizálása is. Manapság sok LAN mellett működik hagyományos hőpapíros fax berendezés, esetleg szétszórtan több is ugyanannál a cégnél, miközben az elküldendő dokumentumok nagy része a LAN munkaállomásokon készül. Egy fax-szervert üzembe állítva rengeteg idő, pénz, fáradság és bosszúság takarítható meg. Képzeljük csak el, mennyi munkát és többletpapírt jelent a hagyományos berendezéseken érkező napi több száz fax kezelése, másolása. A dokumentumok lapjai összekeveredhetnek, elkallódhatnak, tartalmuk sincs biztonságban, bárki elolvashatja őket. Nem így van egy központi fax-szervernél; a rendszerezési, archiválási feladatok a számítógép segítségével néhány gombnyomással elvégezhetők, a dokumentumokhoz pedig csak a jelszavak ismeretében lehet hozzáférni. Nagy forgalmú helyeken, ahol akár napi ezernél is több faxot kell kezelni, egy fax-szerver segítségével a feladatot egyetlen operátor el tudja végezni egyéb teendői mellett. Egyre szélesebb körben terjednek ezek a rendszerek, amelyekkel egy földrajzilag szétszórtan elhelyezkedő nagyvállalat fax-forgalma optimalizálható.

Ilyen rendszer a SECOTEL Kft. által kínált FaxDirector (1. ábra), amit a svéd Technology Partners cég fejlesztett ki. Ez a rendszer nemcsak a már említett hátrányokat küszöböli ki, hanem képes arra is, hogy a fax-forgalom meghatározott részét adathálózaton keresztül bonyolítsa le, ami sokkal gyorsabb, olcsóbb és biztonságosabb a hagyományos átviteli utaknál. A rendszer a legmodernebb hardver és szoftver elemekre épül, egyszerre többféle hálózathoz képes kapcsolódni (X.25, X.400, SNA, TCP/IP). A FaxDirector alkalmazásával pontos képet kaphatunk a fax-forgalomról, a faxok archiválása és gyors visszakeresése mellett megtudhatjuk, nincs-e túl sok vagy túl kevés fax-vonalunk, hogy mennyi faxot küldtünk és kaptunk egy adott időintervallumban, s mindez mennyibe került.



1. ábra. FaxDirector

A rendszer, a faxok automatikus és manuális irányításával, több száz fax-vonal kezelését is képes elvégezni. Több rendszer X.25 hálózaton keresztül egy nagy nemzetközi hálózatba szervezhető. Ilyen nagy rendszerekre a napjainkban bevezetésre kerülő új postai levél-szolgáltatásoknál van szükség. Ezek gyorsabbá teszik az ajánlott vagy expressz levelek célba jutását. A rendszert kiegészítve egy ún. SealFax berendezéssel azoknak is küldhetünk faxot (faxlevelet), akik nem rendelkeznek fax-készülékkel. A SealFax a beérkezett faxot automatikusan borítékolja, s így az azonnal kézbesíthető. Magyarországon évente közel 588 millió levélpostai küldeményt kézbesítenek, ebből kb. 57 millió az ajánlott és 10 millió az expressz küldemény. A FaxDirector és a SealFax segítségével ezek nagy része elektronikus úton továbbítható a célállomás felé, csökkentve ezzel a szükséges közúti és vasúti szállítást. Elektronikus úton a címzett szinte abban a pillanatban kapja meg a levelet, amelyben azt a feladó feladta, legyen a távolság köztük akár több ezer kilométer.

A FaxDirector moduláris felépítésű. Mindegyik modul 16 fax-vonal és egyidejűleg 8 X.25 kapcsolat kiszolgálására alkalmas a 9.6 kB/s–384 kB/s sebességtartományban. Több modul összekapcsolható és üzemeltethető egyetlen központi szerveren keresztül. A FaxDirector része egy optimalizált kézivezérlésű „tárold és küldd tovább" (store and forward) funkció. A kezelői felület egy egéren alapuló ablakos környezet (Presentation Manager), ami hatékonyan segíti a beérkezett faxok továbbküldését, valamint a rendszerbeállítást, a monitorozást, statisztikai adatok gyűjtését és a naplózást. A vett faxokat a rendszer adatbázisban tárolja. Egy hatékony telefonkönyv-adattár szolgál a fax-számok és címlisták tárolására. Opcionális SCSI interfészen keresztül fax-dokumentumok tízezrei tárolhatók optikai lemezen. A tárolt faxok megjeleníthetők a képernyőn, kinyomtathatók nagysebességű lézernyomtatókon (8 lap percenként és nyomtatónként), vagy lehívhatók, illetve továbbküldhetők a rendszerben. A FaxDirector összesen 4 nyomtatót támogat, mindegyik 8 oldalt nyomtat ki percenként. Nyomtatóként SealPrint berendezéseket használva a nyomtatott anyagot kézbesíthető formában, borítékban kapjuk meg. A rendszerhez nagysebességű lapolvasót (scannert) is lehet kapcsolni (25 lap percenként) az elküldendő dokumentumok digitalizálására, fax-formátumúvá alakítása céljából. A beszkennelt, vagy a rendszer szövegszerkesztőjével vagy DTP-programjával készített dokumentumok több irányba szétküldhetők. Választható a dokumentumok kézbesítése a csatlakozó LAN-on keresztül is. A rendszer a következő formátumokat ismeri: ASCII, PCL, PCX, TIFF és PostScript. A szétküldő funkció opcionális lehetősége a felhasználó által személyre szólóan definiálható. Képek, levélfejlécek stb. tárolhatók a rendszerben és ezek automatikusan beágyazhatók a dokumentumokba.

A FaxDirector funkció egy távoli felhasználó által nyomógombos telefonról vagy faxról érhető el. A távoli felhasználónak a következő szolgáltatások állnak rendelkezésére:

- fax tárolása és továbbküldése egy vagy több célállomás felé;
- faxok tárolása postaládában vagy a hirdetőtáblán (Bulletin Board);
- postaláda és fax-dokumentumok továbbküldése a kívánt helyre;

A FaxDirector tárcsázása után mindegyik szolgáltatása a megnevező kódjának és a megfelelő célállomás számának, elküldési listájának, postaládaszámának tárcsázásával érhető el. A hívókódokat opcionálisan jelszavak előzik meg. A FaxDirector ellátható egy digitális beszédszintetizátorral, ami tájékoztatja a távoli felhasználót a rendelkezésre álló szolgáltatásokról és a hozzájuk tartozó funkciókról. Ebben az esetben a beszéd üzenetek tárolására és visszahallgatására is lehetőség van, a rendszer Voice Mail funkcióval bővül.

A FaxDirector V.24 V.35 interfészen keresztül X.25 SNA vagy TCP/IP hálózatokhoz kapcsolható. A fax-forgalom adathálózatra kapcsolása automatikusan, irányító (router) és konverziós funkciókon keresztül, a célállomás hívószámát hálózatbeli címmé alakítva megy végbe. A Group 3 formátum Group 4 formátummá konvertálódik. A fax-dokumentumok a megcímzett távoli FaxDirector-csomópontba kerülnek. A távoli csomópont a beérkezett dokumentumot közvetítheti egy helyi fax-végberendezésre, vagy kinyomtathatja a csomópont nagysebességű lézernyomtatóján, vagy SealPrint nyomtatón borítékba helyezheti. Több FaxDirector-csomópont (node) egy WAN-t (Wide Area Network) képez, ami az olyan szabványos eszközökön keresztül felügyelhető és adminisztrálható, mint a NetView és az SMNP. A beépített 3270 nyomtatóemulátor lehetővé teszi, hogy egy mainframe-hez nyomtatóként kapcsoljuk a FaxDirectort, így az képes irányítani és faxolni az ebben a környezetben készült dokumentumokat a FaxDirector WAN-on keresztül. PC-s LAN-hoz kapcsolva a FaxDirector hatékony fax-gateway-ként szolgál. A munkaállomásokon Windows vagy Presentation Manager környezetben készült dokumentumok fax-állomásokhoz továbbíthatók a fax-nyomtató kiválasztásával, a dokumentum kinyomtatásával és a fax-célállomás számának megadásával. A dokumentumok 200 dpi PostScript minőségben jelennek meg a célállomáson. LAN fax-környezetnek ajánlott az Object Fax-rendszer használata. A vett dokumentumok a megfelelő LAN postaládába irányíthatók a távoli feladó által, egy alcím (sub-address) megadásával. A vett fax helyben megjeleníthető és/vagy kinyomtatható. A beépített X.400 gateway gondoskodik az E-mail fax-kapcsolásáról és a fax-dokumentumok X.400 hálózaton keresztüli forgalmazásáról. Az összes fontos felhasználói és forgalmi információ folyamatosan rögzítésre kerül, amelyekből statisztikák és könyvelési jelentések, valamint számlák készíthetők a tárolt díjtáblázat segítségével.

A FaxDirector a legfejlettebb ipari PC-technológiára és szabványos alkatrészekre épül. A néhány vonalnál nagyobb rendszereknél 20 csatlakozós, állványos PC-kereteket használnak. Itt kapnak helyet a telefonvonalak állapotát figyelő kártyák, egy 486/33 CPU, 16 Mbyte RAM és egy SCSI merevlemez. A lemeztükrözés, az optikai tároló és a mágnesszalag egység archiválási célra opcionális. A FaxDirector-rendszer 16 fax-vonalig egyszerűen bővíthető, ekkor a rendszer kapacitása kb. napi 5000 fax, ha faxonként általában 3 perces átviteli idővel számolunk. Ez éves szinten 1,25 millió fax. Az alapkonfiguráció négy nyomtatót és egy lapolvasót támogat, de igény szerint ennél több nyomtató is hozzákapcsolható. Az operációs rendszer az OS/2 2.0.

Már bevetésre készen állnak azok a rendszerek, melyek segítségével hamarosan megvalósulhat a papírmentes iroda, nagymértékben csökkentve ezzel a levelezési költségeket, az információtovábbítási időket és nem utolsósorban azt a környezetszennyezést, amit az óriási papírmennyiség jelent.

Az ismertetett termékkel kapcsolatban a Secotel Kft. szívesen áll rendelkezésére.

SZINYÉRI VIKTOR
SECOTEL Kft.
1116 Budapest, Fehérvári út 120.
Telefon: 161-0475, 117-0950
Telefax: 117-7241

PC-DSP: TMS320C25 ALAPÚ MULTIPROCESSZOROS JELFELDOLGOZÓ KÁRTYA

A digitális jelfeldolgozó processzorokat ma már széles körben alkalmazzák valós idejű feladatok megoldására a távközlés, a mérés- és műszertechnika, a hang-, kép- és beszédfeldolgozás, az orvos-biológia, a szórakoztató elektronika stb. területén.

A valós időben megvalósítható algoritmusok bonyolultságát az alkalmazott jelfeldolgozó processzor számítási kapacitása korlátozza, ami a fejlesztőket egyre nagyobb eszközök megjelentetésére készteti.

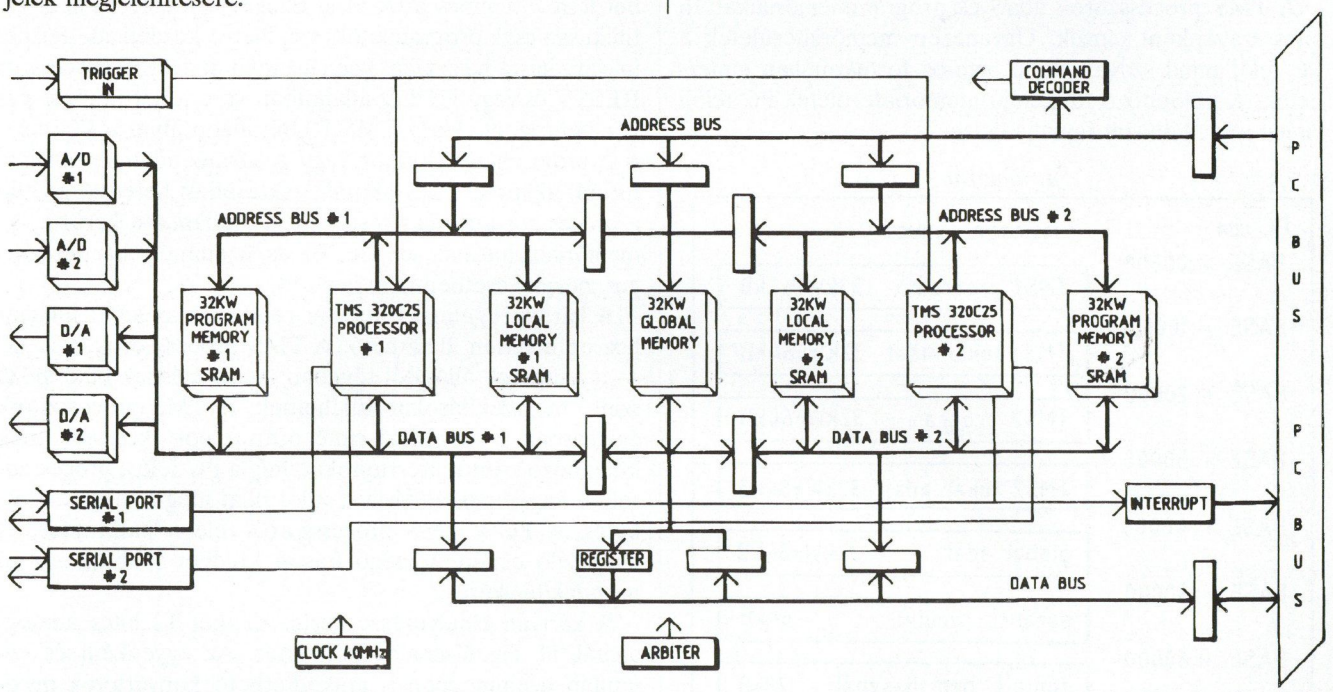
Az algoritmusok fejlesztésének nélkülözhetetlen kelléke a fejlesztői munkahely, ahol az elgondolt algoritmus programja elkészíthető, az alkalmazott processzor tárgykódú programjára lefordítható, ami azután a processzor programmemóriájába letölthető és valós időben kipróbálható. A program „belövését" megkönnyíti, ha a fejlesztői munkahely felkínál monitorozási lehetőségeket a változók, jelek megjelenítésére.

A fenti szempontok figyelembevételével a BME Híradástechnikai Tanszékén kifejlesztésre került egy univerzális célú multiprocesszoros jelfeldolgozó kártya.

A PC-DSP névre keresztelt áramkör IBM PC/AT kompatibilis számítógépbe illeszthető, ami biztosítja a kártya intelligens környezetét. (A kártyának létezik egy korábbi, VME-BUS-os változata is.) A kártyán két darab második generációs TMS320C25 típusú jelfeldolgozó processzor került elhelyezésre, ezek együttes számítási teljesítménye 20 MIPS. A TMS320C25 processzor 100 nsec-os ciklusideje alatt például képes elvégezni két 16 bites szám szorzását és 32 biten történő akkumulálását. Mivel a processzoron belül az utasítások lehívására, illetve az adatok mozgatására használt belső busz-rendszer elkülönül (Harvard struktúra), ezért minden gépi ciklusban párhuzamosan történhet az utasításlehívás és végrehajtás.

A kártyán két-két analóg ki- és bemenet, valamint két-két soros digitális ki- és bemenet került kialakításra. A kártyán levő nagyméretű adatpuffer lehetővé teszi, hogy a személyi számítógép winchestere a feldolgozandó jeleknek akár a forrása, akár a végállomása legyen. (Pl. valós idejű jelek rögzítése off-line kiértékelés céljából.)

A PC-DSP kártya funkcionális vázlata az 1. ábrán látható.



1. ábra

Az elkülönített adat- és címbuszokra kapcsolódik a két processzor programmemóriája és lokális adatmemóriája. A processzorok közötti adatforgalom a közöttük elhelyezkedő globális adatmemória hivatott biztosítani. Az ábrából láthatóan az összes memória a PC felől írható, olvasható a megfelelő adatutak megnyitásával. Ilyen módon a programmemóriákba egymás után letölthetők a processzorok tárgykódú programjai. A programmemóriához és a lokális adatmemóriákhoz forduláskor a PC írási-olvasási ciklusának idejére a processzor automatikusan HOLD állapotba kerül, lehetőséget adva a buszok PC felőli felügyeletére. Mivel HOLD állapotban a futás megszakad, ezért időkritikus feladatokban a PC felőli adatkapcsolatot célszerűbb a háromkapus globális adatmemórián keresztül létrehozni. A globális adatmemóriához való hozzáférés arbitrált, a jogosultság eldöntését aszinkron arbiter logika végzi. A prioritás sorrendi szervezésű, bármelyik kapu felől csak egy írási vagy olvasási ciklus engedélyezett, utána a jogosultság a következő kapunak adódik át.

A programmemória és a lokális adatmemóriák nulla WAIT STATE-tel érhetők el a TMS processzorok felől. A globális adatmemória eléréséhez legalább egy WAIT

STATE szükséges. Nem engedhető meg, hogy a lassú PC közvetlenül lefoglalja a globális adatmemóriát, ekkor ugyanis a várakozási idő jelentősen megnövekedne, tekintettel a PC viszonylag hosszú (esetleg többszáz nsec-os) írási vagy olvasási ciklusának következtében. Ennek elkerülésére a globális memóriának a PC felőli olvasásakor az adat egy átmeneti regiszterbe kerül, aminek írása után az arbiter tovább lép, felszabadítva a memóriát. A TMS-ek felől a globális memória elérési ideje együttes hozzáférés kérés esetében is csak egy gépi ciklus idejével növekszik. A két TMS együttes kérése a rajtuk futó programok összehangolásával elkerülhető, míg a PC adatkérése a TMS-hez képest aszinkron folyamat.

A kártyán elhelyezett — funkciójában különböző — öt memóriaegység mindegyike 32 Kszó, (64 Kbyte) kapacitású. Ezek a memóriaterületek a PC memóriájába ágyazva jelennek meg. A kezdőcím (BASE) a kártyán levő jumperek segítségével beállítható a PC 1 Mbyte címtartománya fölé, az extended memória területére. A PC-DSP 512 KB szabad memóriaterületet igényel. Ezáltal a PC megfelelő címtartományai közvetlenül a PC-DSP-n levő RAM-okra vonatkoznak, így a kártyán kiépített összes memória mind a jelfeldolgozó processzorok, mind pedig a PC-n futó program számára egymástól függetlenül (logikailag egyidejűleg) elérhető (írható, olvasható).

A TMS processzorok adat- és programmemóriáikat 16 bites szavanként címzik. Ugyanezen memóriaterületek a PC felől mind szavas, mind byte-os formátumban címezhetők. A különböző funkciójú memóriaterületek PC felőli címeit az 1. táblázat foglalja össze.

1. táblázat

PC cím	memoria funkció	
BASE + 00000	TMS1 program	32kW=64kB
BASE + 10000	TMS1 lokál adat	32kW=64kB
BASE + 20000	TMS2 program	32kW=64kB
BASE + 30000	TMS2 lokál adat	32kW=64kB
BASE + 40000	globál adat	32kW=64kB
BASE + 50000	parancs terület	64kB
BASE + 60000	foglalt, nem használt	128kB
BASE + 7FFFF		

A PC felőli címeket az installációtól függő BASE értékhez viszonyított relatív címekkel adtuk meg. Az installált BASE érték az adott PC-n egy szabad (egyéb célra ki nem épített) 0.5 MB-os terület elejére mutasson. (A PC-k 24 címbitjével összesen 16 MB címezhető.)

A PC felől parancsterületnek definiált memóriatartomány meghatározott címeire történő írás hatására a PC-DSP kártyán kialakított COMMAND DECODER a TMS processzorok számára a parancsoknak (processzorállapotoknak) megfelelő vezérlőjeleket dekódol.

Egy TMS3220C25 jelfeldolgozó processzor a megfelelő vezérlő lábaira adott jelektől függően alapvetően RESET, RUN vagy HOLD állapotban lehet. A PC-DSP kártya TMS processzorainak állapotbemeneteit a PC felől lehet vezérelni (vagy monitorból, vagy a felhasználó által írt programból).

A számítógép bekapcsolásakor a processzorok RESET állapotba kerülnek. Tipikusan RESET állapotban tölthetők le a TMS programok a PC-ről a PC-DSP kártya programmemória RAM-jaiba. Programletöltés után a PC-ről kiadott RUN paranccsal indítható a processzorok parancsvégrehajtása.

A TMS320C25 processzor adatmemóriájának egy részét a processzor-chipen belül elhelyezett regisztertömbök alkotják, nagyobb részük pedig külső RAM-okban van (external memória). Természetesen az on-chip memóriaterületek a PC felől nem használt területnek tekintendők. A programmemóriák és a globális adatmemóriák teljes egészükben external memóriák.

Egy TMS processzor teljes adatmemóriáját 512 darab 128 szavas lapból állónak látja. Ebből az alsó 256 lap alkotja a lokális memóriát, a felső 256 lap pedig a globális memóriát. A lokális memória alsó 8 lapja (0-tól 7-ig) az on-chip memória.

A programmemóriáknál és a lokális adatmemóriáknál ütközés csak az egyik TMS processzor és a PC között jöhet létre. Itt nincs arbitrálás. Ezeket a memóriákat a PC tipikusan csak programletöltésre, illetve kezdeti adatterület inicializálásra használja. Ilyen esetekben a TMS processzor RESET és/vagy HOLD állapotban van, tehát ütközés ekkor nem lehet. Ha a TMS RUN állapotában a PC mégis a programmemóriához vagy a lokális adatmemóriához fordul, akkor a TMS aktuális ciklusának befejezése után a processzor automatikusan HOLD állapotba kerül a PC memóriaciklusának idejére. Ez az üzemmód, bár lehetséges, normál esetben nem javasolt.

A kártya rugalmas interrupt rendszere az adott feladathoz optimálisan illeszthető. A TMS processzorok és a PC — a jumperek állásától függően — egymásnak különböző szintű megszakításokat küldhetnek. A TMS processzorok egymásnak a megfelelő című output portokon adhatnak különböző szintű interruptokat, míg a PC felé a processzorok X flag-jeinek állításával valósulhat meg a megszakításkérés. A PC a TMS processzorok felé a parancsterület megfelelő címére történő írással küldhet többféle szintű megszakítás-kérést.

A kártyán elhelyezésre került két-két 12 bites analóg-digitál, ill. digitál-analóg konverter. Az egyenként és szimultán üzemmódban is működtethető konverterek maximális mintavételi frekvenciája 100 kHz. A bemeneti dinamikatartomány ±1,5 V, a kimeneti tartomány ±3 V, DC-csatolt.

A mintavételi frekvencia beállítása szoftverből végezhető, a processzorok TIMER-ének programozásával.

A PC-DSP triggerbemenete külső mintavételező jel bevezetését teszi lehetővé, illetve a jelfeldolgozó processzor belsejében triggeresemény kiváltására alkalmas. A bemenet szabványos TTL szintek fogadására alkalmas.

Itt jegyezzük meg, hogy a két D/A-konverter lehetővé teszi bonyolultabb jelfeldolgozási eljárásoknak — az analóg jelfeldolgozó áramkörök kísérleti fejlesztésénél megszokott oszcilloszkópos méréséhez, monitorozásához ha-

sonlóan — valós idejű, dinamikus viselkedését közvetlenül megfigyelhető fejlesztését is. Ez azt jelenti, hogy DUMP listák böngészése helyett bonyolultabb jelfeldolgozó eljárásunk bármely belső pontján fellépő jeleket bármikor kiküldhetünk oszcilloszkópra, valós időben láthatjuk a fejlesztendő algoritmus szerkezeti vagy parametrikus változtatásának a hatását.

A PC-DSP kártyának a PC DOS operációs rendszeréből való közvetlen vezérlése és ellenőrzése parancsokból álló monitor segítségével lehetséges. (A monitor egy-egy parancsát egy-egy PASCAL-ban írt program hajtja végre.) A monitor parancsokkal végrehajtható funkciók:

- program- és adatmemóriák tartalmának kijelzése, módosítása, feltöltése;
- TMS program letöltése programmemóriába;
- TMS processzorok állapot-átmeneteinek vezérlése (RESET, RUN, HOLD, SYNC stb.);
- a kártya memóriáinak tesztelése.

A kártya PC felőli programozását a BORLAND TURBO PASCAL 6.0 unitkönyvtára segíti.

A PC-DSP kártyán két-két darab ki-, illetve bemeneti, 5 Mbit/s sebességű, digitális soros port áll rendelkezésre. Ezeken keresztül két — vagy esetleg több — PC-DSP kártya összekapcsolható, és így még nagyobb kapacitású multiprocesszoros rendszer alakítható ki.

A kártya használata során szerzett tapasztalatok azt mutatják, hogy a PC-DSP kártya mind fejlesztői munkaállomásként, mind univerzális jelfeldolgozó egységként jól használható, kezelése kényelmes.

KOLLER ISTVÁN, ELEK KÁLMÁN, GAÁL JÓZSEF
BME Híradástechnikai Tanszék

ZENECSATORNA MULTIPLEXEREK 2 MB/S SEBESSÉGEN

A digitális zenemultiplexer kettő vagy több analóg zenecsatorna A/D, ill. D/A konverzióját és összefogását, ill. szétbontását végzi egy szabványos, tipikusan 2 Mb/s-os bitfolyamba.

Általában stúdió és adóállomások közötti átvitelre használják, ahol a csatornák további feldolgozására nincs szükség. Használható jó minőségű zeneprogramok digitális átvitelére szétosztás céljából, pl. DBS műholdakon. Beiktatható a szabványos digitális távközlési hálózatokba is (Plesiokron, ISDN, SDH stb.) és mindenütt, ahol jó minőségű zeneátvitel a követelmény.

A leggyakoribb átviteli közeg a mikrolánc, de átvihető optikai kábelen, koaxiális kábelen és sodrott érpáron is.

A CCITT szerint egy 2 Mb/s-os jelben elhelyezhetünk 5 vagy 6 zenecsatornát, amelyek minősége a kompandálás és az átvitt bitszám (9-11) miatt főleg AM átvitelre ajánlott.

Az elmúlt években megnőtt az igény a jó minőségű zeneátvitelre. Ez hívta életre a CCIR 718. ajánlást, amely 4 hifi minőségű mono, ill. 2 sztereo csatorna átvitelét teszi lehetővé.

Immár 3 éve folyik zenekódoló fejlesztés a Távközlési Kutató Intézetben. Először egy kétcsatornás, stúdió minőségű, majd négycsatornás, hifi minőségű kódoló készült. Részletesebben az utóbbit ismertetjük.

NÉGYCSATORNÁS, HIFI MINŐSÉGŰ MULTIPLEXER

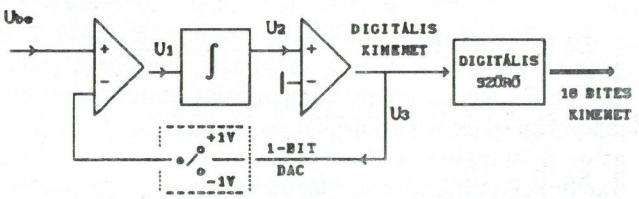
Az RB-4000 négycsatornás multiplexer adóoldala fő funkciót tekintve 4 részből áll. Az analóg-digitál konverterek, az órajelgenerátor és keretszervező, a mintafeldolgozó és a multiplexer. Opcionális egységeit tekintve a 64 kb/s-os csatornába illeszthető különféle analóg és digitális interfészek, az AES/EBU digitális bemenetek és a 2 MHz-es HDB-3 vagy optikai interfész.

Az A/D konverter

A berendezés minőségét a 16-bites felbontású analóg-digitál konverter határozza meg. A 80-as évek A/D konverziós technikája meglehetősen bonyolult volt. A folyamat egy komplikált, gyakran 9-13-ad fokú sávhatároló szűrővel kezdődött, amit mintavevő-tartó áramkör követett, majd általában szukcesszív aproximációs konverter végezte az átalakítást.

A képességeinek határaihoz közeledő technikát egy új, digitális szűrőket, túlmintavételezést és delta-szigma konverziós eljárást használó módszer váltotta fel, amit az egy chip-en lévő vegyes, analóg-digitál VLSI technológia tett lehetővé.

A delta-szigma konverziós technika két fő része az analóg modulátor és a digitális szűrő. A modulátor nagy erősítésű, negatívan visszacsatolt analóg hurok. A modulátor a szükséges sávszélesség 64-szeresével túlmintavételezi a bemenőjelet, ami esetünkben 2048 kHz, így a spektrumátlapolódás elkerüléséhez elegendő a bemeneten egy RC-tag is. A működést kövessük az 1. ábra alapján.

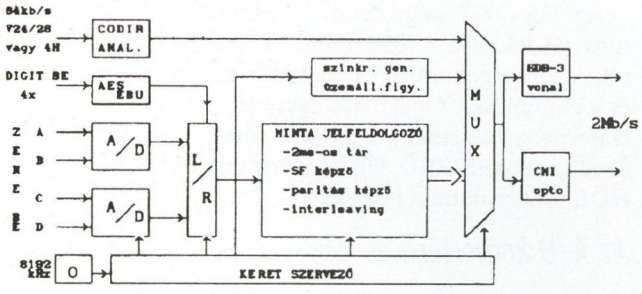


1. ábra. Az A/D konverter blokkvázlata

A bemeneti differenciál erősítő +1 vagy −1 V-ot levon a bemenőjelből. Az eredmény megjelenik az integrátor bemenetén, aminek az eredményét az integrátor mint egy akkumulátor hozzáadja U_2-höz. A komparátor U_3 kimenete a bemenet polaritásától függően +1 vagy −1 V lesz. A folyamat az órajel ütemében ismétlődik és eszerint kapjuk a kimeneten az 1-bites információt a bemenőjel változásáról. Az eredményt a digitális szűrő alakítja át 16-bites formátumra.

A kvantálási zaj a túlmintavételezés miatt széles sávban oszlik el (1024 kHz) és az integrátor zajformáló hatása miatt a jelsávba kevés zaj-energia jut. Alacsony frekvencián a kvantálási zajt az integrátor nagy nyílt-hurkú erősítése is csökkenti, magasabb frekvencián a modulátor a zajt a sávon kívüli részbe transzponálja.

Az átviteli görbe éles meredekségét és a nagy zárócsillapítást egy véges impulzusválaszú (FIR) szűrő biztosítja. Minden kimenet sok 1-bites mintaválaszból tevődik össze a bináris súlyozóegyütthatók függvényében. A művelethez késleltetők, szorzók és összegzők szükségesek. A jól méretezett FIR digitális szűrő nem okoz linearitás-, ofszet- és erősítéshibát és lineáris fázismenettel rendelkezik.



2. ábra. Az adó multiplex blokkvázlata

Ezután a jó minőséget biztosító magas mintavételi frekvenciát vissza kell csökkenteni a normál értékre. A művelet neve decimálás, melynek során a rendelkezésre álló mintákból minden M-ediket olvassuk ki a kimenet számára.

A fenti technika 95 dB dinamikatartományt, 0,001 dB áteresztősávi ingadozást, 86 dB zárócsillapítást, 0,0015% torzítást, elhanyagolható linearitás- és fázisingadozást eredményez.

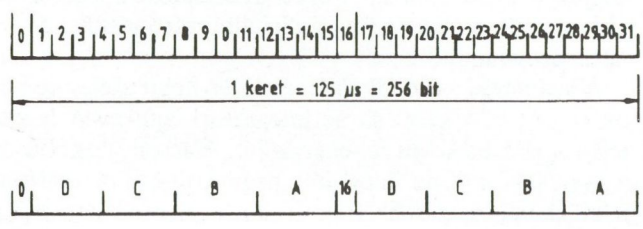
Keretszervező és óragenerátor

A 8192 kHz-es kristályoszcillátor jelét a keretszervező osztja a szükséges frekvenciákra (4096, 2048, 64, 32, 0,5 kHz). Az egységhez kapcsolódik még a szinkrongenerátor és az üzemállapotfigyelő is.

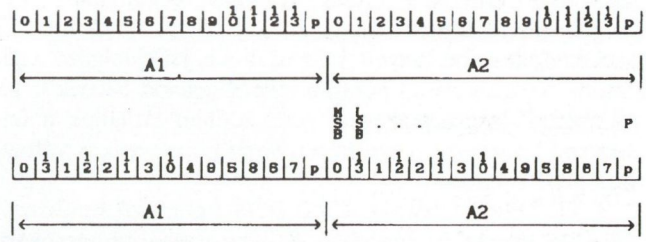
Mintafeldolgozó és multiplexer

Az A/D konvertekből érkező 16-bites mintákat 2 ms ideig tárolni kell a skálafaktor megállapításához, majd a 16/14-bites lebegőpontos kompandálás után minden mintához képezzük a paritásbitet és elvégezzük az ún. kiforgatott átlapolást (interleaving). Az így kapott soros bitfolyamot beiktatjuk a keret megfelelő helyére. A multiplexer beiktatja még a szinkronszót, a CRC bitet a 0-dik és az adatcsatornát a 16-dik időrésbe. A kimenőjel HDB-3 vagy optikai illesztőn át kerül a vonalra.

A fentiek megértéséhez röviden tekintsük át a keretszervezést. A keret alapvetően egy a CCITT G 732 szerinti 2048 kbit/s sebességű primer szintű rendszer, amelynek fő jellemzőit megtartjuk, csak az időrések kiosztását változtatjuk meg. A 3. ábrán felrajzoltuk az eredeti és a négy zenecsatornát tartalmazó keretet is.



3. ábra. Az eredeti és a négy zenecsatornát tartalmazó keret



4. ábra. Egy minta közvetlen súlyozással és kiforgatott átlapolással

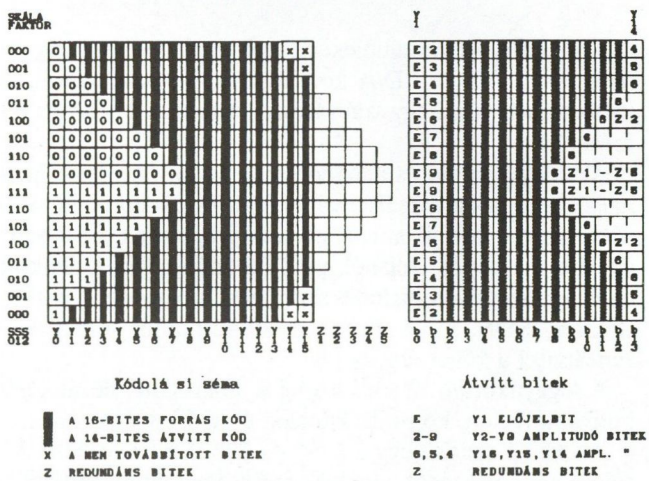
Egy zenecsatorna 15-bites időrésekből áll. Mivel a mintavételi frekvencia 32 kHz (négyszerese a beszédcsatornának), ezért egy keret négy mintát tartalmaz. Így a nagybetűvel jelzett időben két minta, azaz 30 bit van.

A 15-bites minta 14 amplitúdó- és egy paritásbitet tartalmaz. A minta egyes bitjei a kettős hibák elleni védelem miatt kiforgatott átlapolással követik egymást, miszerint az MSB bit után az LSB, majd az MSB-1, LSB-1, ... stb. bitek követik egymást az időrésben.

Kódolási eljárás

A mintavételi frekvencia 32 kHz a CCIR Rec. 606 szerint. A tolerancia ±50 ppm a CCITT G 703 szerint.

A kódolás során 16-ról 14 bitre történő lebegőpontos kompressziót alkalmazunk. 2 ms hosszúságú blokkokhoz (64 mintához) egy 3-bites ún. skálafaktort rendelünk, amit a paritásbitek modulációjával viszünk át. A minta 2' komplemensével jellemezzük a 16-bites mintákat. Az így kapott szó első bitje az MSB (előjelbit, pozitív amplitúdóknál 0), az utolsó az LSB bit. Az átvitelhez ezt a 16-bites szót konvertáljuk 14-bitre. A 3-bites skálafaktor azt mutatja, hogy 64 mintára vonatkoztatva az előjelbit után hány, az előjelbittel azonos értékű bit következik. Ezek a bitek nem hordoznak információt, ezért nem is kell továbbítani őket. Ehelyett inkább az értékes biteket eltoljuk az előjelbit irányába a skálafaktor által meghatározott mértékben (5. ábra).



5. ábra. A lebegőpontos kompresszió sémája. a) Kódolási séma; b) Átvitt bitek.

Az ábrából láthatjuk, hogy a csúcslevágási amplitúdónál 14, 6 dB-lel kisebb jelnél 15 és 12 dB-lel a csúcslevágás

alatt már 16-bites az átvitel. A vételi oldalon skálafaktor által meghatározott mértékben kell az amplitúdó biteket jobbra shiftelni.

A minták hibavédelme

A kompresszió után minden minta 7 legnagyobb bitjéből számítjuk a paritásbitet úgy, hogy a 7 védett bitből álló csoportban lévő egyesek száma és a paritás páratlan. Legjobb a hibavédelem az egyedi bithibák ellen, ha a vételi oldalon a hibás mintát kijavítjuk úgy, hogy képezzük az előző és a következő minta számtani középértékét (interpoláció), és ezzel helyettesítjük a sérült mintát.

Jelzésátvitel a paritásbiteken

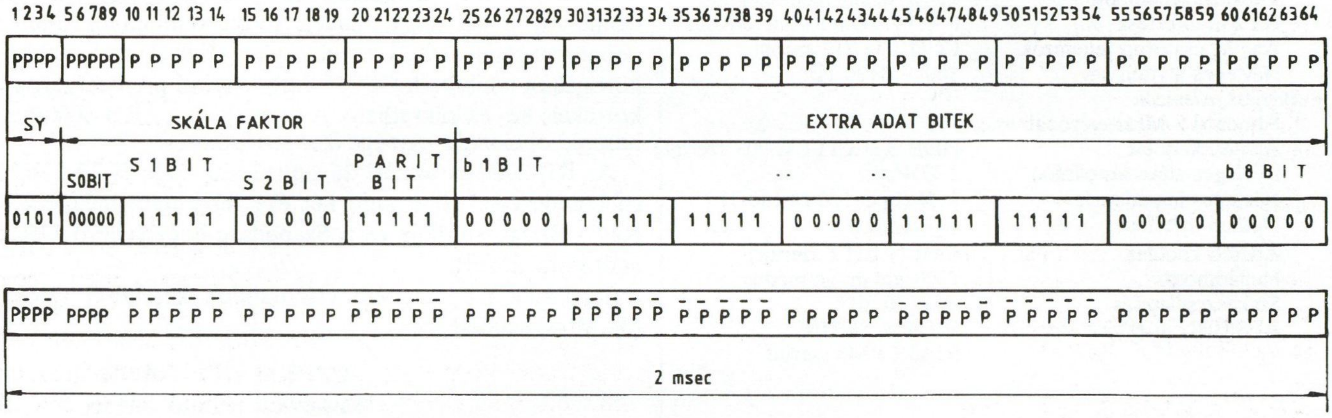
Az egyes mintákhoz tartozó paritásbitekből 64-bites keretet szervezünk, amit 13 csoportra osztunk. Az első 4-bites csoporton a szinkronbiteket, a 2., 3. és 4. csoporton a skálafaktort visszük át. Az 5. csoport a skálafaktor paritásbitje. A maradék 8-as csoport az extra csatornák bitjeit tartalmazza.

Az egyes csoportok bitjeit invertáljuk vagy nem, attól függően, hogy az átvinni kívánt bit 1 vagy 0. A vételi oldalon egy többségi logika dönti el, hogy a vett bit invertált-e vagy sem, azaz 1 vagy 0. Az ábrából láthatjuk, hogy minden bitet ötször viszünk át a skálafaktor megfelelő hibavédelme érdekében. A 2 ms-os keretek felismerését a szinkronszó biztosítja. A fenti módszerrel extra adatcsatornákhoz is juthatunk.

A 6. ábra első sora az egyedi mintákhoz rendelt paritásbiteket mutatja; a második sor egy példa a skálafaktor és az extra csatornák értékére; a harmadik sor a módosított paritásbiteket mutatja.

Egy monofonikus zenecsatorna átviteléhez 32 kHz x (14+1) bit, azaz 480 kbit/s bitsebesség szükséges. Négy csatorna esetén ez 1920 kbit/s, ami éppen az ISDN alkalmazásnál használatos sebesség. Itt 64 kbit/s adat-és szinkron-csatorna hozzáadásával a teljes bitsebesség 2048 kbit/s.

A vevő blokkvázlata hasonlatos az adóéhoz, csak a folyamatok fordítva történnek. A vevőoldali résznek fontos eleme a szinkronizátor és órajelkinyerő, valamint a mesterfrekvenciát előállító PLL áramkör. A hibavédelmet szolgálja a paritásellenőrző és az interpoláló áramkör.



6. ábra. Jelzésátvitel a paritásbiteken

Opcionális egységek:

- 64 kbit/s-os analóg vagy digitális interfészek, amelyeket használhatunk beszédátvitelre vagy adatösszeköttetésre (Codirekcionális, V24/28).
- AES/EBU digitális bemenetek, amelyekkel digitális jelforráshoz (CD, DAT) csatlakozhatunk.
- 2 MHz-es HDB-3 interfész, ami a berendezés tartozéka és optikai interfész, amihez egy szolgálati segédmultiplex is tartozik.

A berendezés széleskörű felügyeleti és riasztási rendszerrel van ellátva. Áramkörei mikroprocesszor, a MITEL választék és a korszerű FPGA technikára épülnek, ezért fogyasztásuk kicsi és megbízhatóságuk nagy.

A berendezés 3 modul magas, kis Európa-kártyán helyezkedik el, így rendkívül flexibilis. Egy 19 colos betétben két berendezés (2 adó ill. vevő, vagy adó-vevő) is elhelyezhető közös tápegységgel.

Néhány műszaki adat

• *Általános jellemzők*	
Zenecsatornák száma	2 db sztereo
Mintavételi frekvencia	32 kHz
Átviteli sebesség	2048 kbit/sec ±50 ppm
• *Keretszervezési jellemzők*	*CCIR/1990 Rec. 718, CCITT G 704*
Bitfrekvencia/csatorna	480 kbit/s ±50 ppm
Keretszervezés	8 db 30/bites idősrés (L+R)
Keretszinkron	CCITT G 732 szerint
Hibajavító kódolás	7-bites MSB mintához prl. paritás, interpolációs hibajavítás, kettős hiba ellen: kiforgatott átlapolás
• *Hangfrekvenciás jellemzők*	*CCIR/1990 Rec. 505-4 alapján*
Névleges átviteli sáv	40 Hz – 15 kHz
Kódolás	16-ról 14 bit-re, lebegőpontos
Csúcslevágási szint	+12 dBmOs (+15 dBmOs)
Relatív szint	0 dBrs (+6 dBrs)
Max. bemenőjel	+9 dBmOs
Be/kimenő impedancia	600Ω szimm./< 20Ω aszimm.
Frekvenciamenet	
40 Hz – 125 Hz	+0.25 . . . – 1 dB

125 Hz – 1 kHz	+0.25 . . . – 0.25 dB
14 Hz – 15 kHz	+0.25 . . . – 2 dB
Csoportfutási idő torzítás	
40/75 Hz-en	max.4/2 msec
14/15 kHz-en	max.1/2 msec
Üres csatornazaj	max.–56 dBqOps/ CCIR Rec. 468-4 szerint
Jel-zaj viszony	jobb mint 82 dB/csúcslevágási szintnél
Interferenciás zavarkomponensek	max.–73 dBmOs/ CCIR Rec. 468-4 szerint
Harmonikus torzítás (szelektíven mért 2. és 3. harmonikus)	
40 Hz – 125 Hz	max. 0,7% (trafóval)
125 Hz – 7,5 kHz	max. 0,3%
Linearitás	
9 . . . 0 dBmOs	±0, 5 dB
0 . . . – 40 dBmOs	±0, 25 dB
–40 . . . – 50 dBmOs	±1 dB
Fázislinearitás	
40 . . . 10 kHz	±4°
Áthallás a csatornák között (+9 dBmOs szintű jellel mérve)	
40 Hz – 15 kHz	min.70 dB
Erősítés különbség a két sztereo csatorna között	< 0, 25 dB
• *Adatcsatorna jellemzői*	*CCITT G 703 szerint)*
Adatátviteli sebesség	64 kbit/sec (16.időrésben)
Interfész jellemzők	120Ω szimm./codirectional
RS 232 interfész	0 – 19, 2kbit/s szinkr./aszinkr.
Analóg csatorna jellemzők	CCITT G 712 szerint
Névleges átviteli sáv	300 – 3400 Hz
• *Interfész jellemzők*	
Standard 2 MHz-es vonali interfész	
Átviteli kódolás	HDB-3 (CCITT G 703 szerint)
Névleges adási amplitúdó	2,37 V_{pp}
Névleges impedancia	75Ω (opc: 120 és 130Ω)
Optikai interfész	*(opcionális)*
Átviteli kódolás	CMI (CCITT szerint)
Hullámhossz	1300 nm mono módus
Szakaszcsillapítás	max. 40 dB
AES/EBU interfész *(opció)*	IEC958, S/PDIF, EIAJ CP340 szerint
• *Felügyeleti rendszer*	
Sürgős riasztások (piros lámpa)	táphiba,szinkronhiba nincs 2 MHz-es bemenőjel hibaarány kisebb mint 10^{-3}
Késleltetett riasztások (sárga lámpa)	hibaarány kisebb mint 10^{-6}, CRC-4
Szolgálati riasztások (zöld lámpa)	AIS vétel
• *Tápellátás*	220 V vagy 48 V kb.20 W
• *Környezeti hőmérséklet*	0 . . . + 50° C/max.95% pára
• *Konstrukciós jellemzők*	19 colos kis Európa rack
Magasság x szélesség x mélység	132x260x225 mm

KÉTCSATORNÁS, STÚDIÓ MINŐSÉGŰ MULTIPLEXER

A TKI-ban készült a fentihez hasonló, két zenecsatornát tartalmazó 2 Mb/s-os berendezés, az RB-2000 is, aminek fő jellemzője a 48 kHz-es, 16-bites átvitel és az ebből adódó 20 Hz – 22kHz-es sávszélesség. Főként stúdiók közötti vagy stúdió és adótorony közötti felhasználásra számíthat egy sztereo program átvitelénél.

A berendezés szintén a legújabb 1-bites digitális A/D konverziós technikát használja, ami egyik biztosítéka a kiváló analóg jellemzőknek.

Az átviteli úton keletkező bithibák ellen megfelelő védelmet nyújt az, hogy minden 16-bites mintához 6-bites polinomot rendelünk, s ennek segítségével a vételi oldalon korrigáljuk a hibát. A CCITT J.21. szerinti pre/deemphasis korrekció be- és kiiktatható. A berendezés az RB-4000-hez hasonló opcionális egységekkel rendelkezik.

Az RB-2000-es az RB-26 típusú, 26 GHz-es TKI mikroberendezéssel több mint két éve hibátlanul működik a Radio Bridge stúdiója és a Szabadság-hegyen lévő URH adótorony között.

Tervezzük még digitális video-kodek készítését tercier (34 Mb/s) sebességre.

CZÉKMÁNY TIBOR
Távközlési Kutató Intézet

A DIGITÁLIS JELFELDOLGOZÁS OKTATÁSA A BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM VILLAMOSMÉRNÖKI ÉS INFORMATIKAI KARÁN

A cikk a BME Villamosmérnöki és Informatika Karán a digitális jelfeldolgozás oktatásához és kutatásához kapcsolódó tevékenység bemutatására vállalkozik öt tanszék ilyen irányú munkájának rövid áttekintésén keresztül. Az öt tanszék közül az Elméleti Villamosságtan Tanszék elsősorban az elméleti megalapozásra fekteti a nagyobb súlyt, míg a többiek (Híradástechnika Tanszék, Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék, Távközlési és Telematikai Tanszék, Műszer- és Méréstechnikai Tanszék) oktató-kutató munkája többnyire a szakterületüköz közeleső alkalmazásokhoz kötődik. Az egyes tanszéki ismertetők a tanszékek rövid bemutatkozását követően a digitális jelfeldolgozáshoz kötődő oktatási és kutatási tevékenység áttekintését adják. Ezen belül részletezésre kerülnek az előadott tárgyak, laboratóriumi gyakorlatok, tipikus diplomaterv témák és a rövidtávú fejlesztési elképzelések.

ELMÉLETI VILLAMOSSÁGTAN TANSZÉK

Az Elméleti Villamosságtan Tanszék 13 főállású oktatót és 2 kutatót foglalkoztat. A tanszék oktatási és kutatási területei az elektromágneses terek, hálózatok és rendszerek, jelek és rendszerek alaptárgyaihoz, valamint a digitális jelfeldolgozás (DSP) elméleti törzsanyagához, továbbá a digitális titkosított távközlési alkalmazásokhoz tartoznak. A tanszéken végzett mérnöki, illetve doktorandusz hallgatók az információvédelem és a digitális jelfeldolgozás területein is el tudnak helyezkedni a klasszikus alaptárgyakhoz csatlakozó területeken kívül.

A tanszéken folyó DSP tevékenység elsősorban az alapozó tárgyakkal kapcsolatos technológiai know-how naprakész átvételét jelenti. Egyrészt az IEEE ASSP folyóiratok és konferenciaanyagok folyamatos és prompt feldolgozása történik meg, másrészt a technológiai világcégek DSP termékeinek bevezetéssel egyidejű átvétele. Így a Texas, a Motorola, Analog Devices és az AT&T stb. cégek „user" és „application" információi rövid késedelemmel a tanszék hallgatói és doktoranduszai rendelkezésére állnak. Ez egyszersmind megfelelő szintű szakmai összehasonlító értékelést is lehetővé tesz a különböző cégek különböző generációs termékeit együtt vizsgálva.

A tanszéken folyó DSP tevékenységek „vevőköre" azokból a megrendelőkből tevődik össze, akik az informatikai rendszerek titokvédelmét és biztonságtechnikai megoldásait a korszerű DSP eljárások és eszközök használatával kívánják megoldani. Ezt a látható összefonódást jól támogatja a DSP előrenyomulásával egyre erősödő softwaredomináns szemlélet: az alapvető távközlési megoldások zöme software algoritmus formájában nyer új megvalósítást.

A DSP szerepe a tanszék tevékenységében sokrétű. Az oktatásban törzsanyagként a „Digitális szűrők" c. tárgy előtt korábban a Villamosságtan, most pedig a „Jelek és rendszerek" c. tárgyak szerepelnek, alapozóként. Ezek valójában a hálózatelmélet, ill. a lineáris hálózatok diszkrét idejű tématerületeinek folytatását képezik. A továbbiakat a doktori hallgatók számára kiírt „Digitális szűrők", ill. „DSP algoritmusok és transzformációk" c. tárgyak jelentik, amely a nemzetközi standard törzsanyagot mutatják be a legújabb ASSP kutatási eredményekkel aktualizálva. Egyidejűleg a Texas és a Motorola applikációs eredményei mintapéldául szolgálnak a legújabb algoritmusok, ill. DSP eszközök erejének illusztrálására. Az algoritmusok és transzformációk témakörben számos hézagpótló anyag kerül előadásra. A számelméleti és a polinomiális transzformációk olyan megalapozott alkalmazási területet jelentenek, amelynek kapcsán naponta új és új próbálkozások jelennek meg a nemzetközi irodalomban, annak jelentős részét kitéve. Nyilvánvaló például, hogy a cirkuláris konvolúció, az FFT-k különböző válfajai és a többdimenziós szűrés témaköreiben minden DSP generáció megjelenésével együtt újabb és újabb kísérletek történnek algoritmikus és transzformációs javításra is.

Fakultatív előadásként a „Digitális szűrők", az „Adaptív jelfeldolgozás", a „Neurális hálózati alkalmazások", a „Multirate DSP jelfeldolgozás", a „Kétdimenziós DSP jelfeldolgozás és alkalmazásai" kerültek előadásra, ill. ezek a tárgyak az angol nyelvű oktatásban választható tárgyként az MSc, ill. PhD képzésben is szerepelnek.

Az Elméleti Villamosságtan Tanszéken nagyszámú témalaboros, önálló laboros hallgató tevékenykedik (1992-93. I. félév 65 fő) és a hallgatók nagy része Tudományos Diákköri munkát is végez többnyire team-munkában (1992-ben 29 fő, 14 dolgozat). Tevékenységük az oktatás színvonalának emelését, segédanyagok, szoftverek elkészítését, új témák oktatásban való bevezetését szolgálták, illetve a külső cégek nagyobb projektjeihez való kapcsolódást jelentették. A tématerületek: egy és kétdimenziós szűrők tervezése és realizálása, adaptív szűrőalgoritmusok, transzformációs módszerek vizsgálata és alkalmazásai, titkosító eljárások kidolgozása voltak. A tanszéken diplomatervező hallgatók informatikusok és villamosmérnöki szakos hallgatók, általában az összes diplomaterv 20-50%-át készítik DSP témában. (1992-ben 16 főből 5 fő, 1993-ban 13 főből 7 fő). Diplomatervező hallgatóink nagy része korábbi tudományos tevékenységéhez kapcsolódó diplomaterv feladatot készít.

A DSP területhez kapcsolódó kutatási témák jelenleg egy átfogó területre koncentrálódnak. „Az idő-frekvencia reprezentációk és alkalmazásaik DSP felhasználásával" cí-

mű doktori projekt a különböző disztribúcióelméleti alapokra támaszkodva, azok real-time típusú felhasználását célozta meg. Ez egyrészt a klasszikus oktatási anyagok jelentős megújítását teszi lehetővé, egységbe forrasztva a kvantummechanikai, az optoelektronikai és a diszkrét idejű jelanalízis problémáit. Másrészt az idő-frekvencia leírások az alkalmazások széles körét (a beszéd, a kép és a biológiai jelek tartoznak ide mindenek előtt) képesek finomabb módon és általánosabb formában elemezni, analizálni és szintetizálni. Ugyanakkor ez a témakör nyilvánvalóan igényli a modern algoritmikus és transzformációs eredmények meglévő háttéranyagát. Ezen túlmenően csak az új technológiai generációs DSP családok tudták megteremteni a lehetőséget arra, hogy a disztribúciókkal kapcsolatos eljárásokat lebegőpontos és párhuzamos feldolgozású aritmetikával meg lehessen valósítani. A célkitűzés az, hogy minden alkalmazást valamelyik idő-frekvencia reprezentációval tárgyalni lehessen és — megfelelő algoritmikus eszközöket használva — valamelyik DSP generáción, real-time módon a realizálást is meg lehessen oldani. A jelenleg folyó kutatási munkák az ASSP standard irányzataira támaszkodva ennek az átfogó feladatnak vannak alárendelve.

Jelen tanévben a DSP-hez kapcsolódó tárgyat — a már említetteken kívül — a Texas alkalmazástechnikai speciális kollégium órái jelentik. Hasonló szemináriumsorozat van előkészületben „Titokvédelem és DSP módszerek alkalmazása a titkos távközlésben" címmel. Önálló labor, TDK és diplomaterv feladatok között a beszédfeldolgozás, titkosítás és kódolás, valamint a képfeldolgozás információs eljárásai emelhetők ki. A doktori témakörök multi DSP processzoros rendszerekre, a DSP-hez kapcsolódó ASIC tervezésre, valamint az elektronfizika kvantummechanikai törzsanyagának real-time algoritmizálására terjednek ki.

Kialakulóban van egy DSP labor, amely egységes és konfigurálható fejlesztési környezettel rendelkezik majd. A DSP fejlesztési eszközök tervezése és csoportos felhasználása különböző szállítók és különböző technológiai generációk esetében ugyancsak megoldható lesz. Elegendő mennyiségű software fejlesztői környezet áll rendelkezésre az algoritmikus transzformációs továbbfejlesztések komplexitási igényeinek vizsgálatára. Egy ilyen irányú programkönyvtár is kialakulófélben van.

Rövidtávon a távközlési és az egyéb DSP oktatási és kutatási centrumokkal együttműködve egy B-modul kialakítása folyik, amelyben a titkosított távközlés, a DSP és az idő-frekvencia reprezentációk, valamint a state-of-the-art algoritmusok és transzformációk megfelelő súllyal vennének részt.

HÍRADÁSTECHNIKAI TANSZÉK

A Híradástechnikai Tanszék a Híradástechnikai Elektronika Intézet 1991-ben bekövetkezett szétválásával alakult meg, annak egyik utódtanszéke. Az átalakulás szervezeti változást is jelentett, az új felállásban a kutatási tevékenység laboratóriumok köré szerveződik, megkönnyítve az oktatók, kutatók feladatoknak megfelelő mozgását, új csapatok szerveződését.

Induláskor a következő laboratóriumok definiálták magukat: Hírközlő rendszerek (9 diplomás), Kommunikációs hálózatok I. és II. (6), Akusztika (4), Rádió és televízió technika (4), Informatika I. és II. (8), illetve a Digitális jelfeldolgozási laboratórium (4 fő). Ebből a felsorolásból is látszik, hogy a tanszék oktatási-kutatási profilja meglehetősen széles területet ölel fel, ez az ipari kapcsolataiban is megmutatkozik. Az utóbbi évek legjelentősebb partnerei a Magyar Posta (MATÁV, Műsorszóró Vállalat, PKI), OMFB, Telefongyár, Videoton Fejlesztési Intézet, BEAG, TKI, Finommechanikai Vállalat, Mechanikai Laboratórium, Honvédség, Magyar Optikai Művek stb.

A digitális jelfeldolgozás ma már a Tanszék oktatási, kutatási területeibe és ipari kapcsolataiba egyaránt szervesen beépült. Ezt mutatja a tanszék által előadott több, a témához kapcsolódó tantárgy, a téma és önálló laboratóriumban végzett hallgatói tevékenység, a sok diplomaterv és számos, a témába vágó doktori disszertáció. A kutatási, fejlesztési munkák java része külső megbízásokhoz kapcsolódott, néhány munka eredményéből ipari termék lett. A digitális jelfeldolgozás módszerei jól „eladhatónak" bizonyultak a zenei hangjel-feldolgozás, az adatátviteli modemek, a beszéd és képjel tömörítés, az ADPCM, az üzenettitkosítás, illetve az inerciális navigáció témaköreiben.

A digitális jelfeldolgozás területén az első szervezett formájú tevékenység az 1983-ban az Intézet oktatói által szervezett — és az oktatók széles körében érdeklődésre talált — féléves szemináriumsorozat volt. Ennek eredményeként került sor a „Digitális jelfeldolgozás és szűrés" c. fakultatív tárgy meghirdetésére a híradástechnika szak IV., ill. V. évfolyamos hallgatói számára. Ez a tárgy — anyagának folytonos módosításával — 1985 óta napjainkig előadásra kerül, az átlagos jelentkezési létszám kb. 15 fő félévenként. Ez a tárgy hasonló címmel a mérnöktovábbképző tanfolyamon is szerepelt.

A tanszék oktatói gárdájából időközben többen tartottak a HTE, ill. az OPAKFI szervezésében digitális jelfeldolgozás tematikájú előadássorozatokat a szakmában dolgozó mérnökök számára. A mintegy 40-60 óraszámú tanfolyam sikerére jellemző volt, hogy azt a tandíjfizetés ellenére a következő évben meg kellett ismételni, mivel a jelentkezési létszám 80 főben limitálva volt. A nagyszámú jelentkező között igen nagy volt az igény a téma szervezett megismerésére, mivel a korábbi tanulmányaikban ez a terület nem szerepelt.

Az Informatika szakon 1990 óta kötelező tantárgyként kerül előadásra a „Hang- és képfeldolgozás" c. tantárgy, az ötödéves hallgatók számára (kb. 21-25 fő). A tanszék posztgraduális oktatási tevékenysége kapcsán egyéves szemináriumsorozatot tartott 1990/91-ben „Digitális jelfeldolgozás a távközlésben" címmel. A doktorandusz képzésben került sor a „Kvantálás, kódolás" c. tárgy előadására az 1992. tanévben (8 fő).

A digitális jelfeldolgozás laboratóriumi oktatási tevékenységében félévenként kb. 20 hallgató vesz részt. Ezek egy része téma, ill. önálló laboratóriumi munkáját végzi, másik része a „Digitális jelfeldolgozás és szűrés" c. tárgyhoz kapcsolódó házi feladatot oldja meg. A házi feladat tárgya digitális szűrő tervezése, realizálása és bemérése a rendelkezésre álló fejlesztő rendszerek egyikén. Az alsóbb évfolyamos hallgatók a jelfeldolgozás alap algoritmusaival ismerkednek, PC-re készített PASCAL vagy MATLAB programjaik segítségével. A valós idejű berendezéseken a felsőbb évesek és természetesen a diplomatervezők dolgoznak.

A Tanszék kutatási-fejlesztési tevékenységében az első feladatok a 80-as évek elején jelentek meg a digitális jelfeldolgozás témakörében. A realizálást tekintve ezek a berendezések még diszkrét MSI LSI katalógus-áramkörök (gyors párhuzamos szorzók, SRAM-ok, ALU-k) felhasználásával készültek, többkártyás kivitelben. Mivel az akkori embargó rendelkezések miatt az egychipes jelfeldolgozó processzorokhoz csak igen nehezen lehetett hozzáférni, ezért ezzel a technikával készült el a 80-a évek elején a tanszéken egy FFT processzor és egy — a digitális hangstúdiók keverőasztala számára — zenei feldolgozási minőséget biztosító célprocesszor. Ezen utóbbinak érdekessége az akkoriban különlegességnek számító extra nagy belső szóhosszúság és grafikus képernyős vezérlő számítógéppel megvalósított valós idejű hangolhatóság volt. A zenei minőség igénye vetette fel a digitális szűrők zaj- és határciklus-kérdéseit, a szűrők valós időben történő folyamatos hangolhatósága pedig a stabilitással kapcsolatos problémákat, mindezekre a kutatások kielégítő választ, illetve megoldást szolgáltattak.

Kezdetben, a 80-as évek elején a jelfeldolgozó processzorok területén a legtöbb információ a Texas Instruments cég eszközeiről állt rendelkezésre (TMS 32010). Ezért az Intézet oktatói úgy döntöttek, hogy az erőforrásokat koncentrálva egységesen a Texas család termékeire alapozzák fejlesztéseiket.

Ipari megbízásos munkák keretében így kerültek be az Intézetbe az első digitális jelfeldolgozást végző fejlesztő munkahelyek (TMS 32010 EVM és AIB modulok). Ezen munkahelyek birtokában tudott a tanszék vállalkozni olyan szerződéses munkákra, amelyekben a digitális jelfeldolgozás konkrét alkalmazást nyert. Ilyenek voltak például a CCITT G.721 ADPCM algoritmus implementálása, adatátviteli modem megvalósítása, szűrőbank realizálása, stúdiótechnikai effekt berendezések, jelgenerátorok, vokoderek elkészítése.

Más szerződéses munkák keretében került sor univerzális jelfeldolgozó kártyák kifejlesztésére. Ezek a VME, ill. IBM-PC buszra illesztett kártyák már a második generációhoz tartozó TMS 32020 és TMS 320C25 processzorokra alapozódtak. Jellemzőjük a többcsatornás analóg ki/bemenet, a teljes memória kiépítés (64 KWord program 32 KWord local és 32 KWord global adat memória). Az IBM-PC-be illeszthető kártyán két darab, egymással szinkronban futtatható TMS 320C25-ös processzor került elhelyezésre.

A tanszéken készültek el a 60 csatornás 64/32 kbit/s sebességű ADPCM transzkóder áramköri tervei két változatban, diszkrét céláramkörök, illetve a harmadik generációhoz tartozó TMS 320C30-as processzorok alkalmazásával.

Az elmúlt évek egyik érdekes feladata volt egy inerciális navigációs berendezésben a Kálmán-féle szűrő alkalmazása a helymeghatározási pontosság növelése céljából. Az utóbbi év feladata egy univerzális adatátviteli modem fejlesztése volt.

„A hang és képfeldolgozás" az informatika szakon kötelező tantárgy, a jelenlegi vizsgaidőszakban 21 hallgató vizsgázik a tárgyból. A jelen tanévben ismét meghirdetésre kerül a „Digitális jelfeldolgozás és szűrés" c. fakultatív tantárgy. 1993 tavaszi félévében tizenegy hallgató jelentkezett rá. A „Kvantálás, kódolás" c. doktorandusz tárgyból 6 doktorandusznak van vizsga kötelezettsége. Jelenleg 4 hallgató TDK dolgozatot, 8 végzős diplomaterv feladatot készít digitális jelfeldolgozás témában.

A rendelkezésre álló eszközök:

Hardver:

Első generációs fejlesztő munkahelyek: 2 db TMS 32010 EVM+AIB modul, Texas gyártmány. Második generációs fejlesztő munkahelyek: 1 db TMS 32020 VME buszos környezet, tanszéki fejlesztés; 2 db TMS 320C25 PC buszos környezet, tanszéki fejlesztés. Harmadik generációs fejlesztő munkahely: 1 db TMS 320C30 PC buszos környezet, Texas gyártmány; Oszcilloszkópok, jelgenerátorok (pl. CD lemezjátszó), logikai analizátorok stb.

Szoftver:

Digitális jelfeldolgozási programcsomag az IBM RISC-6000 Workstation-re, kétfelhasználós engedéllyel. Fordítók, szimulátorok, linkerek, debuggerek a TMS család processzoraira. Szűrőtervező programok PC-re. Az oktatók és a hallgatók által készített, a fejlesztő munkahelyek kényelmét támogató programok.

A Villamosmérnöki és Informatikai Karon bevezetésre került tanterv-reform kapcsán a Híradástechnikai Tanszék a Távközlési és Telematikai Tanszékkel együttműködve indítani kíván egy digitális jelfeldolgozási (a Kar terminológiája szerint mellékmodulnak számító) tantárgyi modult. Ez a négy tárgyból álló tantárgy fakultatíve választható a fő képzési irányt meghatározó ún. főmodul mellé. Egy ilyen modulra bármelyik villamosmérnök szakos hallgató jelentkezhet. A tervezett modul tárgyai: „A digitális jelfeldolgozás elméleti alapjai", „A digitális jelfeldolgozás hardver és szoftver eszközei", „Digitális beszédfeldolgozás" és a „Digitális jelfeldolgozás a távközlésben". A tárgyak egy félévesek heti négy óra előadással.

A modulhoz laboratóriumi tevékenység is kapcsolódik, amely IBM-PC buszos jelfeldolgozói munkahelyekre alapozódik. Jelenleg folyamatban van öt ilyen hallgatói munkahely kialakítása.

MIKROHULLÁMÚ HÍRADÁSTECHNIKA TANSZÉK

A Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék (MHT) a Budapesti Műszaki Egyetem V2 épületének hatodik és hetedik emeletén található. A húsz főállású oktatót és tizenöt kutatót foglalkoztató tanszék oktatási és kutatási tématerületei a távközlés, nagyfrekvenciás mérés-, és áramkörtechnika témakörökhöz kapcsolódnak, és az alábbi területekre oszthatók:

- elosztott paraméterű áramkörök és rendszerek
- antennák és hullámterjedés
- mikrohullámú mérések
- számítógépek programozása, számítógépes szimuláció
- földi és műholdas távközlési rendszerek
- földi és műholdas műsorszóró rendszerek
- radartechnika és távérzékelés
- jelfeldolgozás és képfeldolgozás

A tanszék oktatási és kutatási területei lényegében megegyeznek, és egymással szorosan összekapcsolódnak. A tanszéken végzett mérnökök a távközléstechnika, mobil rádiótelefon-technika, műsorszórás, ill. nagyfrekvenciás technika területein tudnak elhelyezkedni.

A digitális jelfeldolgozás a korszerű nagyfrekvenciás méréstechnikának, távközléstechnikának és képfeldolgozás-

nak is hatékony eszköze, ezért szerepe az oktatásban is egyre nő. Az egyes szaktárgyak a főbb speciális alkalmazásokat mutatják be felhasználva a hallgatóknak az alapozó tárgyakban megszerzett ismereteit. Digitális jelfeldolgozás témákat a tanszék az alábbi két fakultatív tárgy keretében félévenként 15-20 hallgatónak oktat:

- Videojelek digitális átvitele, IV. évf. 4 óra/hét
- Digitális jelfeldolgozás néhány nagyfrekvenciás alkalmazása, IV. évf. 4 óra/hét

A speciális jelfeldolgozási kérdésekkel foglalkozó fakultatív tárgyak mellett a digitális jelfeldolgozás megjelenik az „Antennák és hullámterjedés", c. tárgy anyagában, ahol az antennarendszerek és a digitális szűrők analógiájára hívjuk fel a figyelmet, ill. a „Rádiórendszerek" c. tárgyban, ahol a rádiólokátoroknál és a távérzékelésnél használt jelfeldolgozási alkalmazásokat mutatjuk be.

Az egyetemen folyó angol nyelvű képzésben 5-10 hallgató két — a tanszék által oktatott — digitális jelfeldolgozással foglalkozó fakultatív tárgyat hallgat.

- Image Communication
- Multidimensional Signal Processing

A hallgatók az önálló-, és témalaboratóriumok keretében kapcsolódnak be a tanszéken folyó kutatásba. Ezen laboratóriumi munkák fő területei az alábbiak:

- momentán Fourier-transzformáció (MFT) és alkalmazása
- ortogonális transzformációk szimulációja
- digitális kódolók realizálása (AT&T DSP 32 C processzorra)
- párhuzamos jelfeldolgozás
- DPCM kvantálás
- jeldekompozíciós eljárások
- DAB (Digital Audio Broadcasting) jelfeldolgozása
- TMS 320 DSP kártya illesztése PC-hez
- radarjelek feldolgozása (szűrés, FFT)
- időtartománybeli négypólusparaméter-mérés (TDR)

A tanszéken az elmúlt években évente 15-20 hallgató készített jelfeldolgozás témaköréhez kapcsolódó diplomatervet, és 1988—1992 között 8 TDK dolgozat született két első helyet elnyerve a TDK-konferenciákon. A jelfeldolgozás speciális alkalmazását jól példázza a tanszéken készült, az 1992. évi TDK-konferencián első díjas „Numerikus számítási módszerek MFT alkalmazásával" c. TDK dolgozat, amely térelméleti feladatok megoldására alkalmazza a jelfeldolgozásra kifejlesztett eljárást. A TU Delft Information Theory Group és a MHT együttműködése keretében készült 1991-ben a „Pel-recursive Motion Estimation" c. PhD. disszertáció.

A tanszéki kutatások számos külföldi egyetemmel és szervezettel együttműködve folynak, melyek közül a legjelentősebbek:

- Űrtávközlési Szakbizottság (Űrhajózási Hivatal): videojelátvitel,
- COST 229 project: Digital Signal Processing Applications in Communication.
- OMFB pályázat (Antenna Hungária és BHG Fejlesztési Intézettel): DAB fejlesztés.
- Együttműködés a TU Delft Information Theory Grouppal és a Paris Telecom Image Department-tel.
- Radarjelek feldolgozása: azonnali frekvencia mérés, szintetikus apertúrájú radar (SAR) jeleinek feldolgozása.

A kutatások eredményeként számos tanulmány és szakcikk készült el, ezek közül az 1992-ben megjelent jelentősebb publikációk:

- Híradástechnika: 1 cikk (magyar)
- Eur. Communications: 1 cikk (angol)
- COST Workshop és Proc-ek: 3 cikk (angol), (Leysin, L'Aquila, Bordeaux)
- IEEE workshop (Siófok): 1 cikk (angol)
- EUSIPCO'92 (Brüssel): 1 cikk (angol)
- VITEL'92 (Ljubljana): 1 cikk (angol)
- Int. Konf. (Kassa): 5 cikk (angol)
- ERASMUS Short Course: 1 előadás (angol)

A tanszéki kutatásokhoz és hallgatói munkához 5 db IBM AT-be illesztett DSP kártya és számos korszerű digitális mintavevő oszcilloszkóp áll rendelkezésre. A laborfejlesztések ebben az évben a már elnyert pályázati forrásokból (COST 229, OMFB), ill. saját erőből valósulnak meg. Az oktatásban előtérbe kerül a jelfeldolgozás alkalmazásának szélesebb körű bemutatása. A tanszéken új kutatási és oktatási témaként jelenik meg a „Nagyfrekvenciás idő- és frekvenciatartománybeli mérőalgoritmusok vizsgálata".

TÁVKÖZLÉSI ÉS TELEMATIKAI TANSZÉK

A Távközlési és Telematikai Tanszék (TTT), ill. jogelődjeinek tevékenysége elsősorban a digitális távközlés, digitális jel- és beszédfeldolgozás, valamint a távközlési méréstechnika területeire koncentrálódik. A jelenleg 43 fős tanszéken 29-en foglalkoznak közvetlenül oktatással, ill. laboratóriumi gyakorlatok tartásával. A híradástechnikai és az informatikai szak sok, előbbin belül az adat és távközlési ágazat valamennyi hallgatója a tanszékhez tartozik, de sem a laboratóriumi foglalkozásoknál, sem az oktatott tárgyaknál nincsenek merev határok. Érdeklődéstől függően már ágazatok hallgatóit is fogadjuk és az oktatóink tevékenysége is felöleli a villamosmérnöki tárgyak széles spektrumát. 1992-ben pl. 38 diplomatervet adtunk ki, ezzel szemben az adat és távközlési szakon végzők száma mindössze 25 volt. Idén 33 hallgató tanul az ágazaton, akiknek többsége várhatóan a hazai távközlési kutatás, ipar, szolgáltatás területén fog elhelyezkedni. Világszerte a távközlés iránti igények rohamos növekedésének vagyunk tanúi, az igények nálunk is feszítőek, a kínálati piac megteremtése várhatóan a jelenleginél több távközlési szakember képzését fogja igényelni.

A digitális jelfeldolgozás a hatvanas években még kevesek által művelt tudományág volt, ma már széles körben alkalmazható, és az utóbbi évek dinamikus fejlődésének eredményeképpen a modern technika szinte minden területén megtalálható. A tanszék a beszédfeldolgozás témában 1969 óta hirdet meg tantárgyakat, s azóta kiemelten foglalkozik ezzel a kérdéssel, a távközlésen belül pedig az adatátviteli alkalmazásokkal és a digitális jelfeldolgozás alapú átviteltechnikai mérésekkel. Ezeket a témákat a hallgatók fakultatív tárgyakból ismerhetik meg alaposabban. Laboratóriumi tárgyak keretében pedig lehetőségük van akár valósidejű, akár szimulációs programok készítésére, továbbá minden évben kiadunk egyszerűbb jelfeldolgozó hardver tervezési, építési és mérési feladatokat is. A legjobb hallgatókat bevonjuk a tanszéken folyó kutatási és fejlesztési feladatokba is.

Az őszi félévben rendszeresen előadásra kerül a „Neurális hálózatok távközlési alkalmazása" c. választható tárgy, amely az alapok ismertetése után főként a beszédjelek feldolgozását részletezi. A tárgy keretében a hallgatók önállóan is megoldanak feladatokat személyi számítógépen futó szimulációs programokkal. Szintén választható tárgy a tavaszi félévben a „Jelfeldolgozás — beszédfeldolgozás" c. tárgy. Az alapok és a klasszikus jelfeldolgozási apparátus ismertetése után az előadás a lineáris predikciót, a mesterséges beszédkeltést, a beszéd- és beszélőfelismerést, a beszédtisztítást és ezek általános alkalmazásait tárgyalja részletesebben. Ezen belül kitér a hardver vonatkozásokra és a kész, alkalmazói programcsomagok ismertetésére is [1].

Mindkét tárgy népszerű a hallgatók körében, a „Jelfeldolgozás — beszédfeldolgozás" tárgyat igen sűrűn látogatják más egyetemek, főiskolák (pl. a Zeneakadémia) hallgatói is. A fakultatív tárgyaknak köszönhetően a laboratóriumi foglalkozások során a hallgatók többsége már támaszkodhat némi jelfeldolgozási előismeretre. A tanszék laboratóriumi foglalkozásaira a 3.-5. évfolyamokról összesen több mint 100 hallgató jár, közülük minden évben egyre több, kb. 20-30 % foglalkozik digitális jelfeldolgozással. A növekvő szám természetesen összefüggésben van a laboratóriumi munkahelyek fokozatos kiépítésével.

A korábbi évek témáinak széles spektrumából kiemelhetők a TDK-pályázaton is eredményes témák:

- Kis sebességű beszédkódolók vizsgálata
- Integrált környezet digitális jelfeldolgozó algoritmusok fejlesztéséhez
- Hullámdigitális szűrőbank
- Szelektív mérő-vevő szintmérő fokozatának megvalósítása DSP-vel

Néhány egyéb, jelfeldolgozás tárgyú diplomaterv-téma:

- Adatátviteli csatorna szimulátor
- Csillapítás és futási idő karakterisztika mérő
- V.22bis ajánlás szerinti modem
- Izolált szavas személyfüggő beszédfelismerő
- Izolált szavas személyfüggetlen beszédfelismerő
- Egyszerű LPC vokóder
- Zajelnyomás zajos beszédben
- Álvéletlen keskenysávú zajjelek generálása
- Lineáris torzítások többfrekvenciás mérése
- MFC jelek generálása és vétele
- DTMF jelek generálása és vétele
- Beszédfelismerés rejtett Markov modell alapján
- Magyar nyelvű szöveg-beszéd átalakító

A tanszéki kutatási munkák jelentős része is szorosan kapcsolódik a digitális jelfeldolgozáshoz, ill. arra épül. Az OMFB és OTKA pályázati munkák elsősorban beszédfeldolgozás jellegűek [2]:

- Izolált szavas beszédfelismerés
- Szubjektív és objektív beszédminősítés
- Nyolc nyelvű szöveg-beszéd átalakító rendszerű beszédszintézis (az MTA Nyelvtudományi Intézettel együttműködve)
- Beszélő-azonosító munkahely fejlesztése
- Beszéd jelenlétét zajos környezetben érzékelő detektor
- Egészségkárosultak beszéd- és hallás-funkcióinak segítése

Az ipari megbízás alapján végzett munkák részben a fenti témakörökhöz kapcsolódnak, részben pedig átviteltechnikai mérések megvalósításával foglalkoznak:

Az EP-1 PCM multiplex analizátor (hangfrekvenciás csatornák mérésére) egy DSP alapú műszer, amelyet az Elektronika Átviteltechnika Szövetkezet már sorozatban gyárt.

SC-1 jelzés kód analizátor (MFC és DTMF többfrekvenciás telefonjelzések vizsgálatára) egy PC-be helyezhető DSP kártyára épülő műszer, amely szintén sikeresnek bizonyult, számos külföldi cég használja.

A jelen tanév őszi félévében a korábban említett két tárgy mellett egy újabb választható tárgy is előadásra került „Digitális jelfeldolgozás a távközlésben" címmel. Ennek témaköre a korábbiaknál tágabb volt, mert a klasszikus jelfeldolgozó ismeretekre és a beszédfeldolgozás kérdéskörére viszonylag kevesebb időt szánt, de tárgyalta a modell-orientált analízist, az adaptív algoritmusokat, az adat- és jelzésátviteli alkalmazásokat, valamint bemutatta kész programok használatát. Az alapismeretek után a hallgatók megismerkedtek a TMS 32010 (Texas Instr.) jelprocesszor programozásával és a MATLAB programmal is, amelyek használatát öt alkalommal is lehetőségük volt gyakorolni egyszerű jelfeldolgozási feladatok megoldása kapcsán.

Jelen tanévben már kb. 30 hallgatónak a laboratóriumi témája kapcsolatos jelfeldolgozással. A tanszéken tanuló nyolc doktorandusz közül is négy foglalkozik részben vagy kizárólag jelfeldolgozással. Három tudományos ösztöndíjas foglalkozik hullámdigitális szűrők tervezési módszereivel. Az 1992. évi TDK dolgozatok közül megemlíthetők a „DTMF-MFC jelek adása, vétel digitális jelfeldolgozó kártya és PC segítségével", „Beszédfüggetlen személyazonosító rendszer azonosító algoritmusai", „Lineáris időváriáns szűrés" és „A FAM-transzformáció" c. munkák.

A tanszéken kb. 25 db IBM PC kompatibilis számítógép (286, 386, 486) üzemel Novell hálózatban összekötve, továbbá rendelkezésre áll 7 db IBM RISC System/6000 típusú UNIX munkaállomás és egy régebbi MicroVAX II, VMS számítógép. Digitális jelfeldolgozás oktatására és ilyen témájú kutatásokra 1986 óta használunk saját fejlesztésű (TMS 32010 és TMS 320C17 alapú) PC-be helyezhető kártyákat, később TMS 320C25 alapú gyári (ARIEL) kártyát is beszereztünk. A jelfeldolgozó programok többsége is saját fejlesztésű, de az ILS (Interactive Laboratory System) program PC-s változata is rendelkezésre áll. A RISC munkaállomásokon a Mathematica és az Entropic jelfeldolgozó programok érhetők el, egyelőre csak két felhasználós joggal. Hardver fejlesztésekhez viszonylag jobb a laboratórium felszereltsége, digitális oszcilloszkóp, adat analizátor, ROM emulátor stb. könnyítik meg a bemérési és kísérleti munkát.

Az új tantervben növelni kívánjuk a digitális jelfeldolgozás részarányát. Jelenleg van kialakulóban egy „B" modul a témakörben, amely valószínűleg a Híradástechnika tanszékkel közösen kerül meghirdetésre. Hardver és fejlesztői munkahelyek további kiépítésénél szeretnénk áttérni —legalábbis részben — lebegőpontos jelfeldolgozó processzorok használatára. Ezek alkalmazása szükségesnek látszik a személyfüggetlen felismerés, a nagyarányú beszédtömörítés, valamint a komplex mérőjeles átviteltechnikai mérések hatékony megvalósítására.

MŰSZER- ÉS MÉRÉSTECHNIKA TANSZÉK

A Műszer- és Méréstechnika Tanszék jelenleg közel 40 diplomást foglalkoztató szaktanszék, amely szakmai szempontból nézve a villamos jelek méréstechnikájától kezdve az intelligens mérőrendszerekig, ill. az analóg áramkörtechnikától a számítógépes rendszerekig bezárólag sokféle téma oktatásában és kutatásában vesz részt.

A Tanszék szakmai tevékenysége az alábbi témakörök köré csoportosítható:

- Precíziós méréstechnika
- Orvosbiológiai méréstechnika
- Digitális jelfeldolgozás
- Mikroprocesszorok és nagyintegráltságú áramkörök alkalmazása
- Lokális hálózatok
- Intelligens rendszerek
- Hibatűrő rendszerek
- Neurális hálózatok

A digitális jelfeldolgozás legkülönfélébb témakörei a Tanszék szempontjából egyrészt magukban a mérési eljárásokban, másrészt az eljárásokat megvalósító berendezések hardver–szoftver eszközeiben játszanak jelentős szerepet. A digitális jelfeldolgozáshoz kötődő tanszéki oktató, ill. kutatómunka mellett sokrétű áramkör-, ill. berendezésfejlesztés is folyik.

A digitális jelfeldolgozás különféle témaköreit az 1970-es évek óta folyamatosan oktatjuk a nappali tagozaton, a szakmérnökképzés, a térítéses képzés és a doktorandusz képzés tárgyaiban. Jellegzetes tárgynevek az elmúlt két évtizedből:

- Biológiai jelfeldolgozás (nappali V. évf., ill. szakmérnöki),
- Alakfelismerés és gépi diagnosztika (szakmérnöki),
- Mérési adatfeldolgozás (nappali V. évf.),
- Mérésadatfeldolgozás (nappali szakmérnöki),
- Digitális szűrők (nappali V. évf., ill. szakmérnöki),
- Digitális jelfeldolgozás (nappali szakmérnöki),
- Méréstechnika (Jelanalízis) (nappali III. évf.),
- Jelek és rendszerek méréstechnikája (nappali III.-IV. évf.),
- Digital Signal Processing (nappali V. évf., térítéses képzés),
- Digital and Optimal Filtering (MSc képzés)
- Neurális hálózatok és alkalmazásuk (szakmérnöki)
- Elosztott párhuzamos számító rendszerek, neurális hálózatok (doktorandusz)

A digitális jelfeldolgozás témakörben folyó kutatómunka a 70-es években dominálóan a kvantálás, és a véges szóhosszúság következményeinek vizsgálatához kötődött, majd ezt követően a jelfeldolgozó struktúrák kutatása, a kifejezetten hatékony algoritmusok vizsgálata került előtérbe. Jelenleg a kutatói érdeklődés egyrészt a nemlineáris jelfeldolgozás (nemlineáris megfigyelők, medián szűrők, neurális hálók), másrészt a többszintű leírást együttesen igénylő asszociatív jelfeldolgozás irányába mozdult el. A kutatások eredményeit több rangos nemzetközi fórumon (EUSIPCO, IEEE Workshop), ill. folyóiratban (IEEE Trans. CAS, IM) publikáltuk.

Az 1992/93. tanévben oktatott, jelfeldolgozás témájú tárgyaink:

- Méréstechnika (Jelanalízis), nappali III. évfolyam, Műszer- és Irányítástechnika szak, 1. félév heti 4 óra.
- Jelek és rendszerek méréstechnikája, nappali III./IV. évfolyam, Informatika szak, Műszer- és Irányítástechnika ágazat, 2 féléves, heti 4 óra.
- Elosztott párhuzamos számítási rendszerek, neurális hálózatok, doktorandusz tárgy, 1. félév, heti 4 óra.
- Asszociatív jelfeldolgozás, doktorandusz tárgy, 2. félév, heti 4 óra.

Néhány, az 1991/92. tanévben kidolgozott témájú diplomaterv, ill. önálló laboratóriumi feladat:

- Delta-szigma D/A átalakító szimulátor
- Komplex demodulátor spektrális zoom-hoz
- Mintavételi frekvencia konverter tetszőleges frekvenciaarányhoz
- Rezonátoros struktúrájú univerzális digitális szűrő
- Fourier analizátor

1993. évi önálló laboratóriumi, ill. TDK témák:

- Nagypontosságú A/D és D/A modulok
- A/D és D/A átalakító statikus és dinamikus tesztelése
- Programozható hullámforma generátor
- Akusztikus szintetizátor
- Instabil inga stabilizálása digitális szabályozóval
- Egyidejű amplitúdó és fázis demoduláció (jelforrás tesztelésére)
- Kisfrekvenciás hálózatanalizátor
- Kisfrekvenciás impedanciamérő
- Gyors beállítású mérleg vagy hőmérő
- Érzékelő dinamikus kompenzációja (dekonvolúció, dinamikus szűrés)

Közvetlenül a digitális jelfeldolgozás oktatására rendelkezésre álló erőforrások:

- DSP 56001 alapú jelfeldolgozó kártyák (3 db)
- TMS 320C25 alapú jelfeldolgozó kártya
- DSP 96002 alapú jelfeldolgozó kártya
- ADSP 2101 alapú jelfeldolgozó kártya
- Többcsatornás A/D egység
- Assemblerek, C fordító, DSP 56000-hez, debug monitorok, szimulátorok
- In circuit emulátor DSP 56000 processzor családhoz

A jelfeldolgozó kártyák PC-be dughatók, tartalmaznak memóriát, valamint 16 bites A/D és D/A átalakítókat.

A Tanszék által koordinált Mérés és műszertechnika „A" modul keretében tervezzük, hogy a „Jelek és rendszerek méréstechnikája" c. tárgyban a digitális jelfeldolgozás nagyobb hangsúlyt kap. Szeretnénk indítani egy jelfeldolgozó eljárások és processzorok témájú tárgyat is, és az új tanterv keretei között is szeretnénk oktatni az asszociatív jelfeldolgozás és a nemlineáris jelfeldolgozás művelt témaköreit.

[1] Gordos G. és Takács Gy., *Digitális beszédfeldolgozás*, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1983.

[2] G. Gordos (ed.)., Special Issue on Speech Processing, *Journal on Communications Vol. XLIII,* July-September 1992

SIMONYI ERNŐ, ELEK JÓZSEF, NAGY LAJOS,
GORDOS GÉZA, PÉCELI GÁBOR
Budapesti Műszaki Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar

EURÓPAI TUDOMÁNYOS ÉS TECHNOLÓGIAI EGYÜTTMŰKÖDÉSI PROGRAMOK

„A közösen fejlesztett tudomány a motor szerepét töltheti be egy igazi 'európai kultúra' kialakításában, mivel pontosan a megfelelő kombinációt jelenti az egyetemes és a sajátos között."

Jacques Delors, a Közösség Bizottságának az elnöke

„A dinamikus kutatási politika beruházás a jövőbe. A ma tudománya és technológiája a holnap igazi valóságát termeti meg. A ma képzett fiatal kutatók a jövő szellemi tőkéjét képviselik. A jelen találmányaira alapozódik az életminőség jövendő javítása".

Philippo Maria Pandolfi, a Közösség Bizottságának az alelnöke

Az európai tudományos és technológiai együttműködési programok egy vagy több évre szóló programok, melyek a tudományos és az ipari szféra igen széles területeit fogják át. Ezek kétoldalú és többoldalú programok, illetve szervezetek, melyekről szeretnénk rövid összefoglaló jellegű ismertetést adni a híradástechnika és a távközlés területein tevékenykedő szakemberek számára.

A bevezetőben talán célszerű utalni az együttműködés kialakulására is. Jóllehet Európa a tudomány és a technika mai formájának bölcsője, a sok országra tagoltsága nem tette lehetővé a nagy szellemi és gazdasági potenciáljának hatékony kiaknázását. A hitelek szétszóródása, a kutató csoportok elszigeteltsége, a kutatók gyenge mobilitása, egymással párhuzamos nemzeti programok stb. jelentették a nehézségeket (és sajnos Európa középső és keleti felén igen sok esetben ma is). Már évtizedekkel korábban egyértelmű és sürgető igény lett a különféle területeken és formákban való együttműködés. Az együttműködés lehetővé teszi az erőfeszítések összefogását, az interdiszciplináris jellegű területeken a kutatások integrálását, az összehangolt ipari stratégiák támogatását. Az EK, amely az európai integráció legegyértelműbb kifejeződése és legjobb eszköze, kulcsszerepet játszik ebben.

A közösségi kutatási akciók többsége a következő módon folyik: kutatási központok, egyetemi laboratóriumok, kis és nagy vállalatok fognak össze közös projektek megvalósítására az EK bizottságok pénzügyi segítségével, azokkal szorosan együttműködve. Több ezer különböző kutató csoport, több tízezer kutató vesz részt Európa minden országából ilyen projektekben.

Az EK K+F keretprogramja — EC R&D Framework Programme

A keretprogram a nyugat-európai K+F együttműködés egyik gerinchálózatát képezi. Alapvetően a polgári technológiai kutatásokra koncentrál, az ún. prekompetitív fázisban. A keretprogram kiemelt törekvése a vállalatok, kutatóintézetek, egyetemi kooperációjának katalizálása, a kutatási és ipari potenciálok országhatárokat átlépő összekapcsolása, hangsúlyt helyez az európai mobilitás növelésére, a potenciális partnerek kapcsolatépítésére. A projektekben résztvevőknek minimum két, különböző EK-országbeli intézményből kell kikerülniük. Jelenleg a harmadik K+F keretprogram fut (1990-94). A kutatásokat központi, EK forrásokból is támogatják. A harmadik keretprogram költségvetése 5,7 milliárd ECU öt évre.

Résztvevők:

- Teljes jogú tagok: az EK tagországok,
- Társult tagok: az EFTA országok,
- Partnerországok: Albánia, Bulgária, Cseh Köztársaság, Észtország, Lengyelország, Lettország, Litvánia Magyarország, Románia és Szlovák Köztársaság.

A „partnerország" státusz korlátai a következők: behatárolt program területek, egyedi eljárási mechanizmus, korlátozott EK pénzügyi források. Ezekben a kérdésekben néhány éven belül érdemi előrelépést hozhat a társulási szerződés hatályba lépése.

COST

A COST a francia „Cooperation européenne dans le domain de la recherche scientifique et technique" (Európai együttműködés a tudományos és műszaki kutatások területén) elnevezés rövidítése.

Magyarország 1991. november 22-én lett tagja a COST-nak. Az európai integrálódási folyamat egyik lépcsőfoka hazánk számára a tudományos és műszaki kutatás területén a COST tagság.

A COST elsősorban egy keret, egy fórum az európai sokoldalú K+F együttműködésre. Lehetőséget ad a különböző országokban futó, hasonló problémával foglalkozó kutatások kölcsönösen előnyös összehangolására, a kutatásért felelős kormányzati szervezetek munkájának koordinálására. Nem kötött, túlszabályozott szervezetről van szó, melyben egyhangúlag elfogadott kutatási projekteket hajtanak vége. Inkább egyeztetési fórumként funkcionál, étlapot kínálva a tagállamoknak a mások által megkezdett vagy tervezett K+F projektekben való részvételre, melyeket egyébként bármely tag kezdeményezhet.

A COST akciókban általában az állami szektor intézményei — egyetemek, kutatóintézetek, központok stb. — vesznek részt és csak kisebb részben a termelési szféra. A közös kutatás eredményei — néhány kivételtől eltekintve — a résztvevő országok számára szabadon felhasználhatók. Mindez elsősorban a projektek jellegével függ össze: főleg prekompetitív tudományos és technikai kutatások folynak a COST keretében.

A COST tagjai:

- Az EK 12 tagállama: Nagy-Britannia, Belgium, Dánia, Franciaország, Görögország, Hollandia, Írország, Lu-

xemburg, Németország, Olaszország, Portugália, Spanyolország,
- a 6 EFTA tagállam: Ausztria, Finnország, Izland, Norvégia, Svájc, Svédország,
- Cseh Köztársaság, Szlovák Köztársaság, Szlovénia, Horvátország, Kis Jugoszlávia, Lengyelország, Magyarország, Törökország.

Az EK kezdeményezésére 1971. novemberében 19 ország részvételével jött létre hivatalosan a COST. Ez volt az első olyan „össz"-európai tudományos együttműködési fórum, mely nem az EK keretében működött. A COST tehát nem egy EK intézmény, bár élvezi az EK Tanácsának és Bizottságának erős támogatását. A COST tagság egyúttal a nem EK tagországokat is feljogosítja bizonyos EK programokban való részvételre. Ez a kooperáció fennállása óta fontos szerepet tölt be a globális, több ország érdeklődésére számot tartó, élenjáró kutatási programokban és technológiai fejlesztésekben.

A COST együttműködés 4 alapelve:
- Minden COST tagállam és az EK kezdeményezhet kutatási projekteket.
- A projektekben való részvétel önkéntes. Csak azok az országok csatlakozhatnak egy adott projekthez a MUO (Memorandum of Understanding – Közös Szándéknyilatkozat) aláírásával, amelyek ezt akarják.
- A projektek egyes országokra jutó költségeit a résztvevő országok belső erőforrásaikból fedezik. Ez alól kivétel, ha valaki szerződéses alapon, alvállalkozóként kapcsolódik be a munkába.
- Az együttműködés az „egyeztetett akcióprogram" formájában valósul meg, mely a nemzeti kutatóprogramok koordinálását jelenti. Ezt a munkát az egyes projektek Management Committee-ja (MC, Igazgató Bizottság) vezeti.

A COST felépítése:
- A COST Miniszteri Konferencia — melynek a tagországokban K+F-ért felelős miniszterek a résztvevői — a COST politikai döntéshozó szervezete.
- A COST központi irányító szerve a Committee of Senior Officiale (CSO, Vezető tisztviselők Bizottsága), mely a 23 tagország képviselőiből áll. A CSO felelős a COST általános stratégiájáért, a COST projektek kiválasztásáért.
- Minden tagország egy CSO képviselője egyben az illető ország National COST Coordinator — a (NCC, COST Nemzet Koordinátor). Az NCC intézményei elsősorban a kapcsolatot tartják az ország kutatói és intézményei, valamint a CSO és a brüsszeli COST Titkárság között.
- A COST jogi, adminisztratív és pénzügyi kérdéseivel foglalkozó bizottsága a JAF (Justice – Administrative – Financial).
- Egy-egy nagyobb tudományos területen folyó COST tevékenységért az adott terület Technical Committeeje (TC, Technikai Bizottság) a felelős. A TC-ket a CSO hozza létre általában 1-3 éves időtartamra, mely többször is hosszabbítható. Tagjai a tagországok delegált szakemberei.
- Minden egyes COST program projekthez tartozik egy-egy Management Committee. Az NC felelős az adott projekt részletes előkészítéséért, kivitelezéséért és az évenként (valamint a projektet lezáró) beszámoló elkészítéséért.
- A CSO és a TC-k munkájával kapcsolatos adminisztratív és technikai segítséget a brüsszeli COST Titkárság adja.

EUREKA

Az európai közeledés újabb lépéseként Magyarország 1992 május 22-én tagja lett az EUREKA-nak, elsőként a kelet-európai térségből.

1985-ben francia és ehhez csatlakozó német javaslatra létrehozott EUREKA kezdeményezés törekvése a polgári célú európai együttműködés elősegítése a tudomány és technológia területén. (Az EUREKA fantázianév nem betűszó.) A 20 országot és az EK-t összefogó kezdeményezése Európa iparának és gazdaságának termelékenységét és versenyképességét hivatott növelni a világpiacon a piacorientált K+F együttműködés erősítése révén. Az EUREKA ezt a célt olyan, — csúcstechnológiát alkalmazó és létrehozó — K+F projekteken keresztül próbálja elérni, amelyekben több ország iparvállalatának, kutatóintézetének és/vagy egyetemének kutatócsoportjai működhetnek együtt.

Az EUREKA alulról építkező kezdeményezés. Nem központilag meghirdetett kutatási programokhoz kínál csatlakozási lehetőséget, hanem a kutatóközösségek maguk kezdeményezhetik a projekteket és hajtják végre a projektekben meghatározott feladatokat. Az EUREKA csak segít a partnereknek a kommunikációban, együttműködésben, tájékoztat és utat mutat a lehetőségek pénzügyi fedezetének megszerzéséhez. Az EUREKA-nak — mint szervezetnek — nincs pénze a projektekre. A programok nem közös pénzügyi alapból táplálkoznak, hanem minden résztvevő saját — intézeti és nemzeti forrásból — fizeti költségeit, míg az EUREKA Titkárság (Brüsszel) feladataival járó kiadásokat a tagországok fedezik meghatározott kvóta alapján, általában a GDP arányában.

Az EUREKA — erős piacorientáltságával — mintegy kiegészíti a többi európai K+F programot (COST, EK keretprogramok, . . .). Jelenleg összesen több mint 800 projektjével az európai technológiai fejlődés egyik fő hajtóereje. Az ezekben résztvevő közel 3000 intézmény (nagyvállalatok, kis- és középvállalatok, kutatóintézmények, egyetemek) eddig több mint 8 milliárd ECU-t költöttek, illetve költenek az EUREKA együttműködésre.

CERN (European Organization for Particle Physics – Részecskefizikai Kutatások Európai Szervezete)

A szervezetet 1954-ben hozták létre a vezető nyugat-európai országok a nagy energiájú részecskefizika területén folytatott tudományos tevékenységük összehangolására, illetve közös kutatások végzésére. A CERN a világ egyik legnagyobb kutatócentruma, egyben itt működik a világ egyik legnagyobb számítógép központja. A részecskefizikai kutatások mellett a CERN számos tudományos és technológiai területre gyakorol húzóhatást (pl. jelfeldolgozás, IC technológia, méréstechnika stb.) tekintettel arra, hogy a kutatásokban használt módszerek, eszközök és berendezések maguk is komoly K+F munka és ipari tevékenység eredményei. Az utóbbi hónapokban igen gyakran keresnek villamosmérnök munkatársakat is, ami komoly lehetőséget kínál a magyar kollégáknak is.

Tagországok az EK országok, az EFTA országok és a „Visegrádi Hármak".

A szervezet irányító testülete a CERN Tanács (CERN Council), amely évente két ülést tart. Minden ország két főt delegálhat a Tanácsba, akik közül egy magasrangú kormányképviselő, a másik általában egy tekintélyes kutató. A Tanács munkáját két szakmai, illetve egy munkabizottság segíti: a Tudománypolitikai Bizottság (Scientific Policy Committee), a Pénzügyi Bizottság (Finance Committee), illetve a Tanács Bizottsága (Committee of Council). Ez utóbbi a Tanács döntéselőkészítő munkaszervezete.

Magyarországot a CERN Tanács 1992. június 26-i ülésén vette fel a tagállamok sorába. Rendszeres jelleggel mintegy 20 magyar kutató dolgozik a CERN projektjein, akik évente hosszabb-rövidebb időt töltenek a genfi központi laboratóriumban, megtartva hazai munkakörüket és egyéb kapcsolódó feladataikat.

Az intézményes részecskefizikai kutatásokba történő bekapcsolódás mellett a CERN tagság kutatási és ipari beszállítási lehetőségeket is elérhetővé tesz.

OECD Tudományos–Technológiai Együttműködés

AZ OECD jelentős szellemi műhely a tudomány- és technológiapolitika területén is, továbbá fontos szerepet tölt be a tagországok K+F statisztikai és egyéb értékelőelemző eszköztárainak harmonizálásában. Az OECD publikációi, szakmai és szakmapolitikai kiadványai és fórumai referenciaértékűek..

Tagországok: az EK és EFTA országok, USA, Ausztrália, Japán, Kanada, Törökország, Új-Zéland.

Az OECD legfelsőbb fóruma a Miniszteri Értekezlet, amely általában 1-2 évenként ül össze. A folyamatos egyeztetés a Tudomány- és Technológiapolitikai Bizottság keretében történik, amely évente 2 ülést tart. Tagjai a tagországok illetékes minisztériumainak magasrangú vezetői. A napi, koordináló munkát az OECD párizsi központjának Tudományos és Ipari Főigazgatósága végzi.

Az OECD és Magyarország közeledése kedvezően hat a tudományos és technológiai kapcsolataink alakulására. A kialakult jó kapcsolatok alapján növekvő számban várhatók meghívások az OECD különböző tudományos és technológiai fórumaira. Ezek fontos ismerettranszfer lehetőségeket biztosítanak számunkra, előmozdítva a magyar K+F szféra illesztését a fejlett ipari országok gyakorlatához.

NATO Tudományos Programja

A Tudományos Programot 1958-ban hozták létre a NATO országok civil szakembereinek az együttműködésére. Célja a NATO országok tudósai és kutatói közötti együttműködés erősítése — ösztöndíjas utak, tudományos rendezvények és közös kutatások támogatása révén — a tudományok minden területén. A Programban a hangsúly a tudás diffúzióján, a szakemberek mobilitásának az előmozdításán van.

Tagországok: USA, Kanada, Belgium Dánia, Egyesült Királyság, Franciaország, Görögország, Hollandia, Izland, Luxemburg, Németország, Norvégia, Olaszország, Portugália, Spanyolország, Törökország.

A fontosabb alprogramok:

- Science Fellowships (SF): 1-12 hónapos ösztöndíjak,
- Advanced Study Institutes (ASI): két hetes oktatási, továbbképzési kurzusok 80-100 fős csoportokban, kiemelkedő szaktekintélyek vezetésével,
- Advenced Research Workshops (ARW): 3-5 napos 30-50 fős kerekasztal találkozók, egy-egy fontos terület legújabb eredményeinek áttekintésére,
- Collaborative Research Grants (CRG): két vagy több NATO országbeli kutatócsoport együttműködésének előmozdítása céljából, kölcsönös látogatások támogatása, a mobilitás finanszírozása.

Az SF alprogram kivételével 1992-től a közép- és kelet-európai országok kutatói is bekapcsolódhatnak a NATO Tudományos Programja keretében tartott rendezvényekbe, és ehhez anyagi támogatást kaphatnak a Program költségvetéséből. Az ASI és ARW rendezvények esetében a találkozót szervező (a támogatást elnyert) NATO-országbeli kutatónál kell „pályázni", aki a rendezvény összköltségvetésének max. 20%-át a közép- és kelet-európai kutatók részvételének a támogatására fordíthatja. A CRG alprogramban lehetőség van a NATO országbeli kutatók és a közép- és kelet-európai partnerek együttműködésének a támogatására. A pályázatokat a NATO-beli kutatónak kell benyújtani a NATO Tudományos Osztályához.

1992-ben a NATO Tudományos Bizottsága három külön alprogramot is beindított a közép- és kelet-európai országokkal történő tudományos együttműködés előmozdítására:

- Intensive Courses Programme (ICP): 1-4 hetes képzési-továbbképzési kurzusok szervezése a régióbeli egyetemeken, kutatóintézetekben, vezető NATO országbeli szakértők meghívásával,
- Expert Visits Programme (EVP): NATO országbeli szakértő látogatása közép- és kelet-európai intézetekbe a kutatások segítésére, 1-3 hét időtartammal,
- Linkage Programme (LP): kutatási együttműködés kialakítása céljából kölcsönös látogatások.

Az ICP és az EVP esetében — a NATO országbeli szakértő kiválasztása után — a pályázatot a közép- és kelet-európai intézménynek kell benyújtania a NATO Tudományos Osztályához. Az LP esetében hasonló az eljárás, mint a CRG alprogramban.

ESA (European Space Agency – Európai Űrhivatal)

Az ESA az európai „high-tech" együttműködés egyik kulcsintézménye, amely az európai iparpolitika összehangolását tűzte ki célul az űrkutatás és a kapcsolódó technológiák területén. Számos K+F programot finanszíroznak a tagállamok által befizetett tagdíjakból. A programok a tudomány és a technológia viszonylag szűk területeire koncentrálódnak a nagy országok (Franciaország, Németország stb.) meghatározó részvételével.

Tagországok: Ausztria, Belgium, Dánia, Egyesült Királyság, Finnország Franciaország, Hollandia, Írország, Németország, Norvégia, Olaszország, Spanyolország, Svájc, Svédország.

Magyar részről 1991-ben került aláírásra az együttműködésről szóló megállapodás az ESA-val. Ez a tudományos együttműködés mellett lehetőséget biztosít az ESA számítógépes információs rendszeréhez történő hozzáférésre is. A konkrét együttműködések beindítása 1992-ben kezdődött el.

KeK (Közép-európai Kezdeményezés) tudományos és technológiai együttműködés

A KeK tudományos és technológiai együttműködését a Tudományos és Technológiai Munkacsoport koordinálja. A Munkacsoport elnöke Olaszország. Magyarországot a kormányzati szervek részéről az OMFB képviseli.

A regionális szakmai feladatokra, problémákra koncentráló együttműködést a projekt-központúság jellemzi. A Munkacsoport feladata az ilyen jellegű kooperáció elősegítése, menedzselése. A Munkacsoport nemzeti koordinátorai évente két alkalommal találkoznak váltakozó helyszínnel. A KeK-nek közös pénzügyi alapja, ezt kezelő multinacionális szervezete nincs. Általában a tagállamok nemzeti alapjai és a nemzetközi segély és támogatási források pályázhatók.

Tagországok: Ausztria, Bosznia-Hercegovina, Cseh Köztársaság, Szlovák Köztársaság, Horvátország, Lengyelország, Magyarország, Olaszország, Szlovénia.

Az OMFB szakmai együttműködés szerveződéséhez, rendezvényeken való részvételhez ad egyedi esetekben támogatást.

E rövid ismertetés elsősorban a figyelemfelkeltés célját szolgálja annak reményében, hogy — ha csekély mértékben is — elősegítheti a magyar résztvevők számának növekedését.

Részletes információk az OMFB Nemzetközi Kapcsolatok Főosztálya referenseitől (EK referens, OECD referens, KeK szakértő, NATO tudományos ügyek referense), a Magyar COST Titkárságtól, a Magyar EUREKA Titkárságtól, a Magyar Űrkutatási Irodától, a Magyar CERN Bizottság Titkárától kaphatók.

Köszönetnyilvánítás

Szeretném megköszönni Koncz Pálnak a Magyar COST és EUREKA Titkárság vezetőjének az anyag összeállításához nyújtott segítségét.

FAZEKAS KÁLMÁN
BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék

FORRÁSANYAGOK

[1] *„COST Kérdezz-Felelek"*, Magyar COST Titkárság kiadványa, OMFB

[2] *„EUREKA Kérdezz-Felelek"*, Magyar EUREKA Titkárság kiadványa, OMFB

[3] *„Nemzetközi K+F Együttműködés: Tudományos és technológiai külkapcsolataink"*, OMFB Nemzetközi Kapcsolatok Főosztálya kiadványa

[4] Engloner Gy., „Nemzetközi tudományos és technológiai programok, segélyek", *Magyar Felsőoktatás*, 3. évf., 2. szám, 1993 február, 17-18. o.

[5] „EC Research Funding", A Guide for Applicants, Published by the *Commission of the European Communinties*, Sept. 1992, Brussel

COST# 229, "APPLICATIONS OF DIGITAL SIGNAL PROCESSING IN TELECOMMUNICATIONS"

COST (**CO**operation in the field of Scientific and Technical research) Telecommunication projects are cooperative efforts among researches of 23 European countries, towards making significant contributions to apply new techiques in Telecommunications. Proposals are approved first at a technical level and then by senior representatives of each contry: the main support coming from national resources, although receiving support from Brussels in order to celebrate workshops, management meeting etc. There is the flexibility of participating at each COST project independently of the others, by signing the corresponding Memorandum of Understanding.

COST# 229 is, in some sense, an atypical project, since it was concerned essentially to cover a complete field (that indicated by the title) and to create a forum in which ideas can be cross-fertilized, and that can serve to originate further (and more specific) cooperations and projects. The formal participating countries are at the present time: Belgium, France, Germany, Italy, Norway, Portugal, Spain, Sweden, Slovenia and Yugoslavia; some groups in Central and Eastern European countries will be included in an immediate future.

Despite the formal aspects, and from a scientific and technical point of view, the project is completely open to researchers from any country: most the activity is presented at workshops that are dedicated to the different subjects that COST# 229 tries to cover:

- Adaptive Systems and Arrays;
- Intelligent Terminals and Telepresence;
- Massively Parallel Computing; and
- Source and Channel Coding.

Up to now, five such Workshops have ben celebrated (Vigo, Spain,1991; Linköping, Sweden, 1991; Leysin, Switzerland, 1992; L'Aquila, Italy, 1992; Bordeaux, France, 1992), and two more are planned for 1993 (Vigo, June 1993: on Adaptive Systems and Arrays; Budapest, September 1993, on Intelligent Terminals and Telepresence plus Source and Channel Coding). I repeat that any contribution to these Worskshops will be welcome: our objective is to create a framework for research teams working around the subject of COST# 229 at the European level and as you surely guess, any help in this effort will be appreciated.

PROF. ANÍBAL FIGUEIRAS-VIDAL
Chairman COST# 229
DSSR/ETSI Telecom
Technical Unversity of Madrid, Spain

IC TERVEZÉSI LEHETŐSÉGEK A BME ELEKTRONIKUS ESZKÖZÖK TANSZÉKÉN

1. BEVEZETÉS

Az elmúlt két és fél év során — összhangban a BME Villamosmérnöki és Informatikai karán folyó tanterv reformmal — komoly fejlődésen ment keresztül a mikroelektronikai gépi tervezés (CAD) oktatása. Ezt a fejlődést az Európai Közösség TEMPUS programja támogatását élvező Joint European Project tette lehetővé. A TEMPUS támogatásnak köszönhetően az EUROCHIP szervezet ajánlásainak megfelelő modern munkaállomások, világszínvonalú IC tervezőrendszerek és egy IC tesztelő berendezés került beszerzésre. E megújított infrastruktúra segítségével nagy bonyolultságú berendezés-orientált áramkörök standard cellás tervezésére nyílik mód. EUROCHIP tagságunknak köszönhetően a legsikeresebb áramköri tervek gyakorlati kivitelezése is lehetővé válik, Multi Project Chip (MPC) formájában. A cikkben rövid áttekintést adunk IC tervezőrendszereinkről azzal a szándékkal, hogy hallgatóink mellett a szélesebb szakmai közvélemény érdeklődését is felkeltsük ezen új lehetőségek iránt.

A mikroelektronikai gépi tervezés egy olyan terület, ahol folyamatos megújulásra van szükség, hiszen 4-5 évenként generációváltás következik be nem csak az IC-k gyártástechnológiájában, hanem a számítógépes tervezőrendszerekben is.

A BME Elektronikus Eszközök Tanszékén egészen a legutóbbi időkig a 80-as évek közepének színvonalát tükröző mikroelektronikai CAD eszközökkel kellett megelégednünk: részben a Mikroelektronikai Vállalatnál használt tervezőrendszer egyes elemeire (layout editor, tervezési szabály ellenőrző program stb.), részben pedig saját fejlesztésű szimulációs programokra (a TRANZ-TRAN áramkörszimulációs programra, illetve a LOGTRAN kapu szintű logikai szimulációs programra) kellett támaszkodnunk. Oktatásunk hardver bázisát egy VAX 11/750 típusú számítógép és a hozzá soros vonalon kapcsolódó alfanumerikus terminálok, grafikus terminálemulációra használt PC-k, illetőleg egyéb perifériák (laser printer, plotter stb.) jelentették.

1991-92-ben a helyzet gyökeresen megváltozott. Egyrészt a VAX alapú hardver környezet fejlődött: 2 VAXStation 3100 típusú munkaállomáshoz és egy MicroVAX 3100 típusú számítógéphez jutottunk hozzá, másrészt az Európai Közösségek TEMPUS programjának keretén belül résztveszünk a *Joint European Project for the Development of Advanced Microelectronics Design Methodologies* című projektben. E TEMPUS projektben 4 nyugat-európai és 2 kelet-európai egyetem vesz részt.

E projekt lehetővé tette, hogy tanszékünk képviselhesse a BME-t az EUROCHIP szervezetben. Az EUROCHIP-et annak érdekében hozták létre, hogy támogassák a mikroelektronika oktatását Európában. A szervezetnek jelenleg többszáz európai felsőoktatási intézmény a tagja. Az EUROCHIP tagság révén előnyös áron lehet hozzájutni a mikroelektronikai tervezéshez szükséges hardver és szoftver termékekhez (munkaállomásokhoz, világszínvonalú tervezőrendszerekhez), illetőleg az EUROCHIP szervezésében előnyös feltételek mellett mód nyílik a tagintézményeknél tervezett áramkörök gyártására. Ezt az EUROCHIP MPC (Multi Project Chip) szolgáltatása teszi lehetővé. Ilyen módon az EUROCHIP tagok többsége a mai kommersz gyártási technológiák (pl. $1.2\mu m$-es 2 fémrétegű CMOS) mellett a legfejlettebb BiCMOS, illetve GaAs technológiákhoz is hozzáférhet.

A TEMPUS támogatásnak köszönhetően oktatásunk hardver és szoftver bázisát jelentősen fejleszthettük. Az EUROCHIP ajánlásainak megfelelően 1991-ben beszereztünk 4 SUN SparcStation IPC típusú munkaállomást és ezt a gépparkot 1992-ben egy ötödik SUN munkaállomással egészítettük ki. Megvásároltuk az EUROCHIP által támogatott legelterjedtebb IC tervezőrendszereket és szimulációs programokat: az European Silicon Structures (ES2) cég *SOLO 1400*-as standard cellás tervezőrendszerét, a *Cadence Edge Design Framework* nevű tervezőrendszert a kaliforniai Cadence cégtől, valamint a META-Software cég *HSPICE* áramkör szimulációs programját. E szoftver termékek közül a SOLO 1400-as tervezőrendszer és a HSPICE program mind a SUN munkaállomásainkon, mind pedig VAX számítógépeinken is futnak. Az új munkaállomásokat a VAX rendszeren futó rendszerprogram segítségével beillesztettük a már meglévő tanszéki számítógéphálózatba, így géptípustól függetlenül nagyjából ugyanazok az erőforrások (közös diszk területek, közös nyomtató) állnak a felhasználó rendelkezésére.

A teljes VLSI tervezési vertikumot (tervezőrendszer, MPC prototípusgyártás) egy Tektronix IC teszter egészíti ki, melyet szintén az EUROCHIP tagságunknak köszönhetően tudtunk beszerezni.

2. ÚJ ESZKÖZÖK AZ OKTATÁSBAN

Az új eszközöket fokozatosan állítottuk rendszerbe. Például a SOLO 1400-as tervezőrendszer „próbaüzemét" 1992 tavaszán 2 diplomamunka és egy önálló laboratóriumi tervezési feladat megoldása jelentette. Nyugati partnereink 2 alkalommal tartottak felkészítő tanfolyamot számunkra, emellett 1991 és 1992 nyarán 11 kollégánk töltött 2-2,5 hónapot nyugati partnereinknél annak érdekében, hogy a legkisebb részletekig megismerhessék az új tervezőrendszereket. E nyári munka eredményeképpen egy olyan magyar nyelvű jegyzet született, amely mintegy 200 oldalon összefoglalva tárgyalja a SOLO 1400-as tervezőrendszer használatát. E leírás alapján a mikroelektronikában járatlan villa-

mosmérnökök is a siker reményében kezdhetnek el az IC tervezéssel foglalkozni.

A fent ismertetett felkészülésnek köszönhetően 1992 őszétől a SOLO 1400-as tervezőrendszer a reguláris oktatásban is felhasználásra került: a *Mikroelektronikai Gépi tervezés* c. tantárgy számítógépes gyakorlatai során 60 hallgató ezzel a rendszerrel tervezett 1000–1500 kapuekvivalens bonyolultságú ASIC áramköröket (pl. elektronikus ajtózárat, liftvezérlőt, digitális stopper órát stb.), illetőleg az *Elektronika* tantárgy keretén belül informatika szakos hallgatóink e rendszert használva ismerkedtek a VLSI tervezéssel.

A *Cadence Edge Design Framework* tervezőrendszert 1992 őszén helyeztük üzembe SUN munkaállomásainkon. A rendszer nem tartalmaz megkötést a segítségével megtervezhető integrált áramkörökre vonatkozólag. Mind standard cellás, mind pedig full custom áramkörök tervezése lehetséges a Cadence rendszerben. A programrendszer tetszőleges technológiára, illetőleg tetszőleges cellakönyvtárra konfigurálható. A programrendszer lehetőséget teremt arra, hogy tetszőleges szimulációs programot illesszenek hozzá. Így a Cadence rendszerben hozzáférhető a Verilog logikai szimulációs program, illetve a HSPICE áramkörszimulációs program is. A rendszer VHDL input lehetőséggel is rendelkezik.

A Cadence rendszer jelenleg az ES2 cég $1.2\mu m$-es CMOS digitális cellakönyvtárával, illetőleg az Artist analóg könyvtárral használható. Terveink közt szerepel a Mietec cég 2 fémréteges, 2 poliszilicium réteges CMOS könyvtárának a beszerzése (kevert analóg-digitális tervezéshez), illetőleg egy BiCMOS konfiguráció installálása.

A továbbiakban az egyszerűbb, SOLO 1400-as tervezőrendszer használatát igyekszünk bemutatni. Ezzel az a célunk, hogy azok az olvasók is, akik idáig nem foglakoztak mikroelektronikával, kedvet érezzenek egy-egy tervezési feladat standard cellás ASIC formájában történő megoldására.

3. A SOLO 1400 TERVEZŐRENDSZER

A *SOLO 1400* nevű programrendszer a *European Silicon Structures* (ES2) nevű cég standard cellás integrált áramkör-tervezőrendszere. A SOLO 1400 egyes verziói különböző számítógép-típusokon (például IBM-PC, VAX, SUN stb.), különböző operációs rendszerek alatt (DOS, VMS, UNIX) futtathatók.

A SOLO 1400-as programrendszer a megtervezendő áramkör logikai sémájának grafikus bevitelétől kezdve a szimulációs lehetőségek széles skáláján keresztül az integrált áramkör fizikai tervezésének összes fázisáig mindent a tervezőmérnök rendelkezésére bocsát ahhoz, hogy az ES2 gyártóüzemébe hibamentes, azonnal legyártható integrált áramköri tervet küldhessen el.

Minden olyan szakember, aki tisztában van a digitális rendszertervezés, a CMOS alapáramkörök lényegi kérdéseivel, és valamennyi ismerettel rendelkezik a logikai szimulációt illetően, különösebb gond nélkül elkezdheti használni a SOLO 1400-as tervezőrendszert. Komoly előnyt jelent a rendszer használatában, ha valaki programozási ismeretekkel is rendelkezik. Ez megkönnyíti, hogy alfanumerikus áramkörleírás segítségével definiálhassuk áramköreink egyes részleteit, másrészt a logikai szimuláció bemenetéül szolgáló gerjesztőjelsorozatot is könnyebben megadhatjuk a C++ nyelvhez hasonló bemeneti leíró nyelven.

A SOLO 1400-as tervezőrendszerben az ES2 cég különböző ($2.0\mu m$-es, $1.5\mu m$-es, $1.2\mu m$-es) CMOS technológiáihoz illeszkedő cellakönyvtárak elemeiből építkezve hozhatjuk létre áramköreinket. Az alapkapuk és flip-flopok celláin kívül például a jól ismert 74/75-ös sorozat gyakran használt funkciói is elérhetők a cellakönyvtárból, illetve lehetőségünk van paraméterezhető elemek (például n-bites shift-regiszter), ún. megacellák (RAM-ok, ROM-ok, PLA-k) és különféle analóg interfész elemek (A/D, D/A átalakítók, komparátorok stb.) használatára. A cellakönyvtárakban ezeken kívül további, magasabb szintű funkciókat ellátó digitális áramköri elemek is megtalálhatók, így soros vonali adó, illetve vevő egységek, CRC kódolók stb.

A fenti felsorolásból is látható, hogy a SOLO 1400 tervezőrendszer alapvetően digitális áramkörök standard könyvtári elemekből történő megvalósítására szolgál.

3.1. Hierarchikus tervezés

Az áramkörünket egyetlen egy sémában is megvalósíthatjuk, de célszerűbb, ha a megvalósítandó áramköri funkciót előbb alaposan végig gondoljuk; a funkció megvalósításához megkeressük a legmegfelelőbb kialakítási módot majd az áramkört alkalmas részáramkörökre bontjuk és megtervezzük az egyes részáramköröket. A feladatok ilyen jellegű felosztását addig követjük, amíg olyan funkcionális szintre nem „süllyedünk", amit már valamilyen cellakönyvtári elem megvalósít. Ez lehet alapfunkció, mint például egy NAND kapu, vagy valamilyen bonyolultabb funkció, mint például egy n-bites shiftregiszter.

A már kész részáramkörök a tervezés későbbi fázisában ugyanolyan építőkövekként használhatók, mint a cellakönyvtári elemek. Így, ha alkalmasan bontottuk az áramkörünket részáramkörökre, akkor szép fokozatosan a már kész részletekből összeállíthatjuk a végső áramköri blokkunkat. Az így megtervezett áramköreinkben tehát egy *blokk-hierarchiát* hozunk létre.

A feladatokat a hierarchiában felülről lefelé haladva, *top-down* módon egyre kisebb részekre bontjuk, majd a kisebb feladatokat megoldva alulról felfelé haladva, ún. *buttom-up* módon összerakjuk a végső áramkört.

3.2. Különböző áramkörbeviteli módok

Egy tervezőrendszer általában különböző áramkörbeviteli lehetőségeket biztosít a felhasználónak.

A tervezési folyamat (*design flow*) egy adott pontján a tervezőrendszer a különféleképpen definiált részáramköröket azonos formátumra hozza, és ezekből (a most már azonos leírásmódú blokkokból) összeállítja a teljes áramkört. A SOLO 1400 esetében a következő áramkörbeviteli lehetőségek közül választhatunk:

- Grafikus áramkörbevitel a *draft* sémaeditor segítségével (logikai kapcsolási rajz szerkesztése). Ez a program nagyon hasonló a PC-s világból jól ismert ORCAD rendszer áramkörszerkesztő programjához.
- Egy áramköri blokkot a MODEL hardver-leíró nyelv segítségével is definiálhatunk („kvázi net-lista" készítése).

A MODEL nyelv nyelvi eszközt nyújt az áramkörtervezőnek, hogy egyszerűen definiálhasson reguláris struktúrájú részáramköröket. A MODEL nyelvű leírást az operációs rendszer szövegszerkesztő programjával készíthetjük el, így ha a SOLO-t futtató számítógéphez csak alfanumerikus terminálon férhetünk hozzá, akkor is jól használhatjuk a tervezőrendszert.

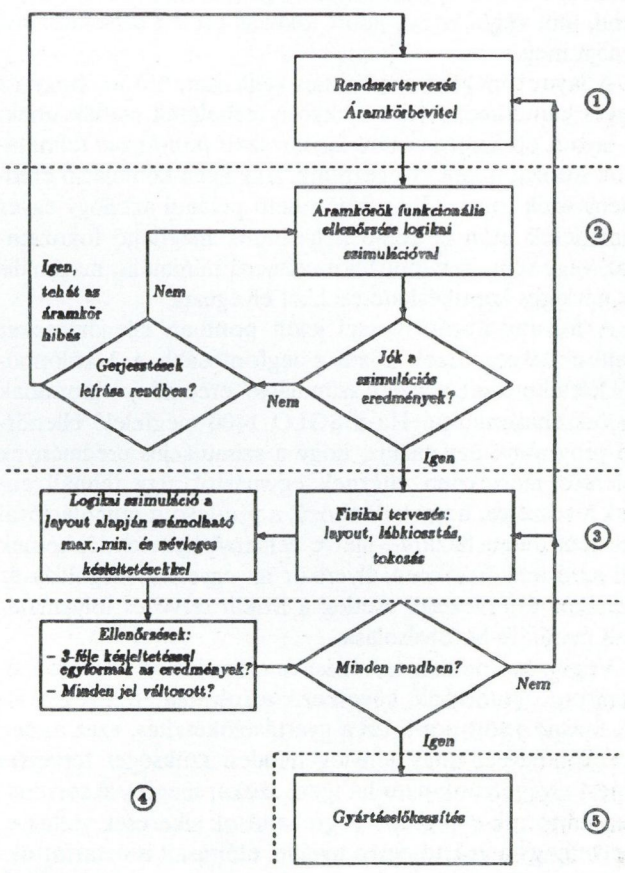
- Egy harmadik áramkörbeviteli lehetőséget jelentenek az ún. *megacellák*: RAM-ok, ROM-ok és PLA szerű logikai áramkörök. Ezeknek a struktúrája kötött (az ES2 cég CMOS technológiái által), a tervezőnek csak azt kell megadnia, hogy egy ilyen fajta áramkörből milyen méretűt szeretne felhasználni (pl. egy 64 · 8-bites RAM-ot), illetve hogy egy ROM-ba vagy egy PLA-ba milyen információ legyen „beégetve". A megacellák blokkjait a fent említett információk megadása után a rendszer *generate* nevű programja automatikusan elkészíti. A PLA szerű áramkörök esetében a logikai funkciót igazságtáblákkal adhatjuk meg. Sorrendi hálózatok működését állapot táblájuk segítségével definiálhatjuk, amely alapján a rendszer egy segédprogramja automatikusan elkészíti a részáramkör tartalmát leíró állományt. A generált megacellák esetében csak a *draft* sémaeditorban használható szimbólumát, a cella MODEL nyelvű deklarációját és szimulációs modelljét, valamint a layoutjának körvonalrajzát készíti el a SOLO 1400, a cellára vonatkozó tényleges információkat a gyártó cég illeszti be áramköri tervünkbe.

A SOLO 1400-ban egy áramköri terv különböző módokon (grafikusan, MODEL nyelven stb.) definiált blokkokból, keverten is felépíthető. A SOLO 1400 többféleképpen támogatja ezt. Grafikusan szerkesztett áramköri blokkokból MODEL nyelvű leírás készíthető, illetve egy MODEL nyelven megadott blokkhoz grafikus szimbólum generálható, lehetővé téve azt, hogy egy magasabb hierarchia-szintű blokk grafikus bevitelekor már a *draft* programban hivatkozhassunk rá. A SOLO 1400-ban végül is minden áramkörleírásból MODEL nyelvű leírás keletkezik, amelyet a *model* nevű fordító program alakít át az IC tervezés folyamatában később használandó további SOLO 1400 programok által is „érthető" formájúvá.

A SOLO 1400-zal való tervezés lényege tehát az, hogy valamilyen módon előállítjuk áramkörünk MODEL nyelvű leírását, és áramkörünk ezen *szöveges reprezentációját* néhány lépésben (*model* → *place* → *gate* → *route* → *draw* programhívások sorozatával) *fizikai, Si-szeleten megvalósítható reprezentációvá* alakítjuk át. Ebben a láncban az első program a MODEL nyelvű hierarchikus áramkörleírást egy belső, bináris formátumra fordítja le. A felsorolt további tervezőprogramok alkotják a fizikai tervezés magját: gyakorlatilag semmi mást nem kell tennie a SOLO 1400 felhasználónak, mint e négy segédprogramot egymás után aktivizálni, miáltal a layout-generálás négy fázisban, automatikusan megtörténik.

3.3. A tervezés folyamata

Az integrált áramkör tervezésének főbb állomásait — a SOLO 1400-as tervezőrendszer sajátságait is figyelembe véve — szemlélteti a 1. ábra.



1. ábra. Egy integrált áramkör tervezésének folyamatábrája

Először az IC-ben megvalósítandó rendszert kell pontosan specifikálni, majd az ezen rendszerterv alapján elkészítjük a megvalósítandó áramkör egyes részáramköreit, végül magát a teljes áramkört (l. az 1-gyel jelölt folyamatábra részt). A következő lépés a megtervezett részáramkör helyes működésének ellenőrzése logikai szimuláció segítségével. Ezt a lépést 2-essel jelöltük az ábrán. Itt a legtöbb odafigyelést az igényli, hogy úgy tervezzük meg a részáramkörünk bemeneteire adandó teszt-gerjesztéseket, hogy az áramköri blokkunk minden lehetséges működési tartományát lefedjük.

Mint ahogy már utaltunk rá, célszerű az áramkörünket hierarchikusan tervezni. Ekkor az egyes részáramkörök esetében értelemszerűen csak a folyamatábra 2-es szakaszáig végezzük el a tervezést. Amennyiben egy részáramkört hibátlannak ítélünk, hozzáfoghatunk a következő részáramkör megtervezéséhez, és végül, ha már az összes részáramkörünket letesztelve elkészítettük, összeállíthatjuk belőlük a végső, legmagasabb hierarchia szintű *top-level design*-t. Ennek működését szintén szimulációval ellenőrizzük. A logikai szimuláció számára a bemenő gerjesztő jelsorozatot egy, a C++ programozási nyelvhez hasonló leíró nyelven adhatjuk meg.

Ha a legfelső hierarchiaszintű blokk működésével elégedettek vagyunk, továbbléphetünk a folyamatábrán 3-assal jelölt szakaszra: hozzáfoghatunk az áramkörünk fizikai tervezéséhez. Ez egyrészt a layout elkészítését jelenti (ami a SOLO 1400-ban gyakorlatilag teljesen automatikus), más-

részt az IC-nk tappancsainak végleges elhelyezését is jelenti, ami végül is egy adott tokozás esetén a lábkiosztást szabja meg.

A layout megtervezése után válik ismertté az, hogy az egyes kapukimenetekre mekkora terhelések csatlakoznak. A layout elkészítése utáni úgynevezett *post-layout* szimulációk sorozatát kell elvégeznünk. Egy ilyen szimuláció eredményeinek ismeretében eldönthető például az, hogy egyes kimenetek után el kell-e helyeznünk meghajtó fokozatokat, vagy sem. A szimulációt célszerű minimális, maximális és névleges kapukésleltetésekkel elvégezni.

A folyamatábrán 4-essel jelölt pontban ellenőrzéseket hajtunk végre. Ezek közül a legfontosabb a 3 különböző késleltetéssel végzett szimuláció eredményvektorainak az összehasonlítása. Ha a SOLO 1400 megfelelő ellenőrző programja úgy találja, hogy a szimulációs eredmények jelentős mértékben eltérnek egymástól, úgy fennáll annak a veszélye, hogy különböző, a pre-layout szimulációval fel nem fedett hazárd-, illetve versenyhelyzetek léphetnek fel az áramkörünkben. Ilyenkor az egyetlen megoldás az áramkör áttervezése, esetleg a fizikai tervezés folyamatának manuális befolyásolása.

Végül, ha minden tervezési és szimulációs feladaton sikeresen túljutottunk, következik a folyamatábra végén álló, 5-össel jelölt pont. Ez a gyártáselőkészítés, azaz annak az ellenőrzése, hogy tényleg minden szükséges tervezési lépést elvégeztünk-e, és ha igen, azokat megfelelő sorrendben hajtottuk-e végre, a végrehajtások sikeresek voltak-e, illetve hogy a gyártó egyes további előírásait is betartottuk-e. Ezen ellenőrzések legnagyobb részét a SOLO 1400 rendszer *shipdes* programja automatikusan elvégzi. A megtervezett áramkörünk legyártása csak akkor lehetséges, ha a végső ellenőrzéseket végző *shipdes* program az áramköri tervünket konzisztensnek találja, és ha a az ES2 által előírt tervezési lépésének végrehajtását sikeresnek találja.

4. IC GYÁRTÁSI LEHETŐSÉGEK

A SOLO 1400 programrendszer a tervezési lépések *szigorú sorrendjének előírásával*, illetve ezen előírások betartásának ellenőrzésével biztosítja, hogy az IC tervek gyártásra alkalmasak lesznek. Az ES2 garantálja, hogy ha a felhasználó a SOLO 1400-as rendszerrel dolgozva minden előírt tervezési lépést hibamentesen végrehajtott és az egyes tervezési fázisok során minden szabályt betartott, akkor az ES2-nél legyártott és a felhasználónak visszaküldött áramkörök a tervnek megfelelően fognak működni.

Az áramkörök tervezését követi a gyártás. A gyártásra vonatkozólag az átlagos felhasználó az ES2 céggel külön szerződést köt. Az európai felsőoktatási intézmények többsége számára azonban van egy másik lehetőség is, nevezetesen az EUROCHIP konzorcium MPC szolgáltatásának igénybevételével.

Az oktatási intézmények, illetőleg a 200 főnél kisebb vállalkozások számára rendkívül kedvezőek a prototípus példányok gyártási árai. Például egy kb. 15 mm^2 felületű chip 20 tokozatlan és 5 tokozott példányának gyártási költsége 150 eFt körüli összeg. Ez az MPC realizáció következménye, ugyanis az egyedi maszkok gyártási költsége az egy szeleten egyszerre megvalósított 10-15 különféle áramkör között oszlik meg.

Az ilyen nagyságrendű prototípus-ár mindenképpen versenyképes olyan alkalmazási területeken, ahol például FPGA-kal realizált digitális rendszerek valamilyen oknál fogva nem jöhetnek szóba. Ilyen ok lehet pl. a rendkívül korlátozott hely (pl. a játékipar egyes területein), vagy az, hogy sugárzás hatására „felejtő" komponensek biztonsági megfontolásokból nem használhatók (pl. járműipari alkalmazások).

Az átfutási idő is ésszerű határok közt tartható, tekintve, hogy az EUROCHIP egy évre előre közzéteszi a gyártási menetrendet. Előre tudható, hogy egy adott technológiára tervezett áramkörök gyártása mikor kezdődik. Az áramköri terveket a megadott határidőig kell eljuttatnunk az EUROCHIP területileg illetékes tervező központjába, ahol a különböző felhasználóktól érkező tervekből összeállítják a *multi project chip*-et. Tervünket vagy valamilyen mágneses adathordozón, hagyományos postai úton, vagy a világot egyre jobban körbeszövő nemzetközi számítógéphálózat segítségével, elektronikus úton juttathatjuk el az EUROCHIP tervező központban. Ez utóbbi lehetőség 1993 óta a Budapesti Műszaki Egyetemen is hozzáférhető.

Tanszékünk 1993 tavaszáig 3 áramköri tervet küldött gyártásba. Az első áramkört még régi tervező programjainkkal terveztük meg. Ez egy nagyon egyszerű áramkör volt. Legyártatásával az volt az alapvető célunk, hogy tapasztalatot szerezzünk az ilyen jellegű nemzetközi együttműködésben. Második áramkörünket már TEMPUS programunk keretében az EUROCHIP szolgáltatásait igénybe véve gyártattuk le. A harmadik áramkör egy intelligens, RS232–Centronics átalakító, amelyet egy önálló laboratóriumi feladatként 3 hallgatónk tervezett a SOLO 1400-as rendszer felhasználásával. A tervet ez év februárjában a nemzetközi számítógéphálózaton keresztül juttattuk el nyugati partnerünkhöz. A 25 db kész áramkört májusra várjuk. További áramkörök a gyártáselőkészítés fázisában vannak. Említést érdemel egy digitális modellvasút-vezérlő rendszer adó-vevő áramkörének továbbfejlesztett változata. Terveink közt szerepel több, a digitális beszédfeldolgozással kapcsolatos áramkör realizálása, illetőleg háztartási berendezések kontroller áramköreinek tervezése.

Hosszabb távon biztosítani szeretnénk, hogy a legsikeresebb hallgatói tervek közül évente 3-4 tényleges gyártásra is kerüljön. Tanszékünk nyitott minden, az ipari szférából származó kezdeményezés előtt, amely segítheti hallgatóink színvonalas projektekkel való „ellátását", és e projektek teljes, a kész áramkör tesztelésével záruló véghezvitelét. Abban az értelemben is nyitottak vagyunk, hogy világszínvonalú mikroelektronikai CAD oktatóbázisunkat a nappali tagozatos hallgatóinkon kívül mások számára is hozzáférhetővé tesszük. Egy ilyen lehetőség például a BME Mérnöktovábbképző Intézete keretén belül meghírdetett tanfolyam, melynek résztvevői teljes mélységben elsajátíthatják a SOLO 1400-zal történő standard cellás ASIC tervezést.

POPPE ANDRÁS
BME
Elektronikus Eszközök Tanszék

1992. ÉVI PUSKÁS TIVADAR EMLÉKÜLÉS

1993. március 16-án Puskás Tivadar halálának 100. évfordulója alkalmából a Híradástechnikai Tudományos Egyesület, a Magyar Távközlési Rt. és az Antenna Hungária Rt. emlékülést rendezett.

Puskás Tivadar a magyar híradástechnika legnagyobb alakja, aki kiemelkedő mérnöki munkájával és sikeres vállalkozásaival megteremtette a hazai távközlés alapjait. Tevékenységének eredményeként a századforduló idején hazánk a távközlési szolgáltatások területén a világ élvonában haladt. Ennek a nagyszerű indulásnak a hangulata hatotta át az emlékülés résztvevőit, akik a szakterület kiemelkedő személyiségeinek előadásaiból kaptak képet a hazai távközlés helyzetéről és megoldandó feladatairól.

Lajtha György megnyitójában kiemelte azt a példamutatást, amelyet Puskás Tivadar életútja nyújt a mai fiatalság számára.

Puskás Tivadar élettörténetét Horváth László, a Puskás Tivadar Híradásipari Szakközépiskola igazgatója idézte fel. Puskás Tivadar Párizsban és Budapesten csaknem egyidőben építette ki a telefonhálózatot. Zseniális felismerésének eredményeként jött létre a vezetékes műsorelosztás a telefonhírmondó formájában.

Gordos Géza a BME rektorhelyettese, a HTE elnöke a távközlésnek a modern ember és a modern társadalom életében betöltött szerepével foglalkozott. Rámutatott azokra a hihetetlen új lehetőségekre, melyeket a felhasználóbarát, intelligens hálózatok nyújtanak számunkra. Fontos, hogy a távközlési szolgáltatások használata általános joggá válik, amit megfelelő beruházáspolitikával és szabályozással kell biztosítani.

Bölcskei Imre, a KHVM helyettes államtitkára előadásában a magyar távközlés fejlesztési programjával foglalkozott. Napjainkban a fejlesztések üteme lényegesen felgyorsult, egy korszerű digitális központ néhány hónap alatt elkészül, az országot lefedő digitális hálózat három év alatt kiépül. Régebben az analóg hálózatot 15 év alatt sem sikerült tökéletesen megvalósítani. A közeljövőben két szolgáltató kap megbízást GSM rendszerek kiépítésére.

Az elfogadott új távközlési törvény megfelel a nemzetközi normáknak. A végberendezések piacán, az adatátviteli és értéknövelt szolgáltatások körében megszűnt a monopol helyzet — versenyre nyílik lehetőség a helyi telefonhálózatokban is. Ezév közepére készülnek el a távközlést szabályozó részletes jogszabályok.

Tőlősi Péter, a MATÁV Rt. vezérigazgató-helyettese a távközlési hálózatok létesítésével foglalkozott. Az európai szolgáltatók számára az EK 1987-ben kiadott Zöld Könyve az irányadó. Ez az adatátviteli és értéknövelt szolgáltatások liberalizációját írja elő, a telefonszolgáltatás monopol vagy piaci jellegét az egyes országok döntésére bízza. A MATÁV Rt. fejlesztési programja jól szolgálja a hálózathoz való szabad hozzáférés elvét, mivel először a szinte korlátlan áteresztőképességű digitális hálózat fejlesztését tűzték ki feladatul. Ma a hagyományos telefóniában a gyors mennyiségi fejlesztés az alapvető. 1996-ra kb. 2,5 millió főállomás üzemeltetését tervezik. Ehhez több mint 300 milliárd Ft beruházás szükséges. A MATÁV nem kívánja a monopol helyzetet, de piaci dominanciáját fenn kívánja tartani.

Bartha Attila, az Antenna Hungária Rt. műszaki vezérigazgató-helyettese kiemelte, hogy a hazai műsorszórás szervezete, Puskás Tivadar telefonhírmondójának büszke örököse. Az Antenna Hungária egyik legfontosabb feladata az ország teljes műsorellátásának biztosítása. A kábeles műsortovábbítás szerepe egyre növekszik. Az Antenna Hungária is tervezi kábeles szolgáltatások létesítését. Ez adja meg a HDTV és a DAB programok sugárzásának lehetőségét, amire várhatóan a világkiállítás idején kerülhet sor.

Frajka Béla, a BME docense a kapcsolástechnika eredményeiről adott történeti áttekintést. 1876-ban létesült Budapesten telefonközpont, néhány hónappal a párizsi telefonközpont után. 1928-ban készült el az első budapesti automata központ. 1938-ban az USA-ban, 1950-ben Svédországban crossbar központ létesült. Tíz év elmaradással, 1960-ban készítette el a BHG első crossbar típusú alközpontját.

Különös jelentőségük van a közös csatornás jelzésrendszereknek. A 6-os jelzésrendszer 1972-ben, a 7-es jelzésrendszer 1980-ban került bevezetésre az USA-ban. Magyarországon 1988-ban jelent meg az ADS és az AXE rendszer. A hazai fejlesztés szempontjából fontos, hogy a MATÁV szakembergárdája jól felkészült az időosztásos digitális központok bevezetésére.

A jövő távközlő hálózata teljes integrálást tesz majd lehetővé, az átviteltechnika alapvető eljárása lesz az ATM (Asynchron Transfer Mode).

Sallai Gyula, a MATÁV Rt. igazgatója a távközlő hálózatok és szolgáltatások fejlődéséről beszélt. Elmondta, hogy Puskás Tivadar eredményei a magyar távközlés történetének fényes kezdetét jelentik. Az első világháborút követően azonban jelentősen elmaradtunk a világszínvonaltól. A 20-30 éves elmaradás a 60-as években csökkent valamelyest. A rendszerváltás megszüntette a technikai korlátokat és már „csak" az anyagi lehetőségek szabják meg a fejlődés ütemét. Ma a teljes digitális és a mennyiségi fejlesztés az elsőrendű cél. 1994-re bevezetjük a közös csatornás jelzésrendszert. Ezzel már megvalósíthatóvá válnak a következő célok: intelligens hálózatok, keskenysávú ISDN, személyi távközlés.

Pap László egyetemi tanár előadásában a vezetéknélküli távközlés korszerű irányzataival foglalkozott. Megállapította, hogy az előfizetők mobilitása és a távközlés globalitása igényli a vezetéknélküli rendszereket. A 70-es évektől kezdve új távközlési megoldások jutottak szerephez:

- előfizetői mikrorendszer
- műholdas rendszer
- zsinórnélküli telefon
- mobil rádiótelefon
- személyhívó.

Ezekkel a rendszerekkel:

- az előfizető bárhol elérhető,
- ritkán lakott területek elláthatók.

Az előadó áttekintést adott a korszerű vezetéknélküli rendszerek legfontosabb műszaki és alkalmazási jellemzőiről. A cellás rádiótelefon rendszereknél alkalmazott frekvencia újrafelhasználás elvét mint különösen szellemes, egyszerű megoldást Puskád Tivadar telefonközpont gondolatához hasonlította.

Zombory László egyetemi tanár, a Villamosmérnöki és Informatikai Kar dékánja a híradástechnikai mérnökök

képzéséről tartott előadást. Az új oktatási struktúra főbb jellegzetességei:

- egységes alapképzés, mely áttekintést biztosít a szakmai egész területén;
- moduláris szakképzés, mely feltételezi a nyelvtudást;
- a kötelező óraszám csökkentése 24 órára.

Fontos szerepe van az önálló laboratóriumok rendszerének, mely bevezet a mérnöki alkotó munkába. Az oktatási rendszerben nagy szerep jut a hallgatók választási és pályamódosítási lehetőségének.

Az emlékülés fontos eseménye volt az 1992. évi Puskás Tivadar Díjak átadása.

1992. ÉVI PUSKÁS TIVADAR DÍJASOK

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Elnöksége több évtizedes kiemelkedő szakmai és közösségi munkájuk elismeréseként — az Egyesület hét tagjának ítélte oda az 1992. évi Puskás Tivadar Díjat. Az 1993. márciusi Puskás Tivadar emlékülésen a következők vették át az Egyesület legmagasabb kitüntetését:

Bély András, az MVM Rt. Országos Villamos Távközlési Szolgálat vezetője;

Frajka Béla, a BME Távközlési és Telematikai Tanszékének docense, a műszaki tudomány kandidátusa;

Halász Miklós, a Műszertechnika Rt. távközlési tanácsadója;

Horváth Gyula, a BHG Híradástechnikai Vállalat nyugalmazott osztályvezetője;

Katona Rezső a MÁV nyugdíjasa, a BME gyémántdiplomás mérnöke;

Lajkó Sándor, a Telefongyár nyugalmazott osztályvezetője;

Stefler Sándor, a PKI Távközlési Intézet tudományos főmunkatársa.

TÁVKÖZLÉSI KONFERENCIA TATÁN

A távközlési konferenciára 1993. február 23.–25. között a tatai edzőtáborban került sor a Közlekedési, Hírközlési és Vízügyi Minisztérium, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület, valamint a Magyar Távközlési Részvénytársaság rendezésében.

A konferenciára jelentkezők népes táborából csak mintegy százhuszan voltak olyan szerencsések, hogy helyet kaptak a tatai edzőtáborban. Ennek ellenére a távközlés minden fontos szereplője képviseltette magát, mégpedig magas szinten: a parlament, az irányító minisztérium, az Ipari és Kereskedelmi Minisztérium, az állami és a magánszektorba tartozó szolgáltatók, a tudomány világa és végül, de nem utolsó sorban az önkormányzatok.

A bevezető előadásban Bölcskei Imre helyettes államtitkár ismertette a Távközlési Törvény és a távközléspolitikai irányelvek lényegét. Elmondta, hogy ennek a konferenciának a célja a közeljövő teendőinek megbeszélése, hogy utána összpontosítani tudjunk a tennivalóinkra.

A plenáris ülés elnöke, Gordos Géza egyetemi tanár — segítségül híva az edzőtábor szellemét — szintén arra hívta fel a figyelmet, hogy noha minden szereplő saját csapatának a mezét viseli, tagja a közös nagy magyar csapatnak is, és a fő cél mégiscsak ennek a csapatnak a győzelme.

Katona Kálmán, az országgyűlés távközlési albizottságának elnöke beszámolt azokról a sarokpontokról, amelyek a parlamentet vezérelték a távközléssel kapcsolatban. Ezek a következők voltak: a távközlési kapacitások gyors fejlesztése mellett a meglévő távközlés működőképességének fenntartása, az önkormányzati szerveződések tényként való elfogadása és a hazai ipar fejlődése. Megállapította, hogy az evolúciós fejlődési pálya fog a legmesszebb vinni, amit a kormányzat csak támogatni és elősegíteni tud, de „megcsinálni" nem.

Napirenden kívüli felkért hozzászólásában Pecz Péter, a Dunatel ügyvezetője kifejtette: az eddigi politikai csatározásokban a felek „kivéreztek". A Távközlési Törvény a kompromisszumokkal jobb lett, mint volt, de rosszabb, mint amit ő elképzelt. Ma már azonban mindenkinek be kell látnia, hogy építeni csak békében lehet.

A második nap bevezető ülésén előadások hangzottak el arról, hogy mik a KHVM tervei a Távközlési Törvény végrehajtásával kapcsolatban. Baksa Sarolta, a KHVM osztályvezetője a Távközlési Törvény szerkezetét mutatta be, és értelmezte a törvény által szabályozott különböző szerződéseket. Nemzetközi példákat is idézve külön kitért a koncessziós szerződések közjogi vetületeire. Csapodi Csaba, a KHVM főosztályvezetője a törvény végrehajtására vonatkozó műszaki szabályozási keretekről szólt, és bemutatta a jövőbeni hatósági engedélyezési rendszert, valamint a távközlési szolgáltatások műszaki feltételeit. Heller Krisztina, a MATÁV tanácsadója a távközlési szolgáltatások gazdasági szabályozásának alapelveit, Oliver Letwin, a KVHM tanácsadója pedig a koncessziós társaság gazdasági működési feltételeire, az árszabályozásra, a bevételmegosztásra és a Távközlési Alapra vonatkozó konkrét elképzeléseket mutatta be.

A résztvevők megismerhették azt is, hogyan értékelik a legfontosabb távközlési szervezetek az eddigi fejleményeket. A MATÁV nevében Horváth Pál vezérigazgató, a Kontrax nevében Huszty Gábor ügyvezető igazgató, a Műszertechnika nevében Tankó Zoltán vezérigazgatóhelyettes, az Antenna Hungária nevében pedig Bartha József vezérigazgató mondta el álláspontját. Az elmúlt időszakot tekintve a vélemény szinte egybehangzóan ez volt: „Mi tudunk alkalmazkodni az új helyzethez, feltéve hogy van mihez".

A délutáni ülésen Botos Balázs, az IpKM helyettes államtitkára a hazai távközlési iparral kapcsolatban elmondta, hogy annak összeszűkülve ugyan, de jelen kell lennie a magyar gazdaságban.

Szolnoki Péter, az Állami Vagyonkezelő Részvénytársaság vezérigazgatóhelyettese az általa képviselt szervezet általános filozófiáját ismertette és elmondta, hogyan folyik a műhelymunka a MATÁV legkésőbb 1994. április 30-ig megvalósítandó privatizációjával kapcsolatosan.

Fábián Zsolt, Gödöllő alpolgármestere előadásában úgy vélekedett, hogy az új Távközlési Törvény az önkormányzatokat az eddigi elszenvedő szerepkörből befolyásoló szerepkörbe segítette, azonban még mindig kiszolgáltatottságot tapasztalnak a létesülő területi távközlési társaságok.

Géher Károly egyetemi tanár a Távközlési Mérnöki Minősítő Bizottság munkájáról számolt be, javaslatokat és véleményeket kérve a HTE nevében a bizottság működésére.

Hasonló témakör foglalta le az utolsó nap délelőttjét

is: Pecz Péter, a Dunatel ügyvezetője a Távközlési Érdekegyeztető Fórumra vonatkozó javaslatát ismertette. Bölcskei Imre kijelentette: a jövőben ezt a fórumot kívánja a KVHM igénybe venni a jogszabályok előkészítésekor az érdemi érdekegyeztetésre.

A konferenciát végül fórum zárta le. A vélemények különbözősége ellenére érezhetően minden fél számára nyilvánvaló volt: a jövő sikere a felek együttműködése nélkül nem képzelhető el.

Tekintettel a távközlési konferencia jelentőségére, a Híradástechnika különszámban fogja közölni az elhangzott előadásokat.

HELLER KRISZTINA
MATÁV Rt.

ASIA TELECOM '93

Még élénken élnek emlékeinkben a budapesti EUROPA TELECOM '92 kiállításon látottak és a kapcsolódó szimpózium-sorozaton (FORUM-on) hallottak, melyek tapasztalatai a hazai távközlési hálózat- és szolgáltatásfejlesztésekben egyre jobban napi gyakorlattá válnak. A Nemzetközi Távközlési Unió (ITU) szervezésében — a négyévenkénti távközlési világkiállítások közötti időszakokban — most már rendszeresen tartott regionális rendezvények közül a következőre 1993 májusában Szingapúrban kerül sor, az ázsiai és csendes-óceáni térség távközlési helyzetének áttekintésére és a fejlesztések célszerű politikai, műszaki, szervezési, gazdasági, szabályozási stb. irányainak felvázolásásra.

Az ASIA TELECOM '93 eseményeinek figyelemmel kísérése a magyar távközlési infrastruktúra fejlesztésében munkálkodók számára sem ígérkezik haszon nélkülinek, hiszen e térség kommunikációs kiépítettségének átlaga hasonló a közép- és kelet-európaihoz, a fejlesztési lehetőségek, szervezeti adottságok és a mobilizálható erőforrások tekintetében sincs lényeges különbség.

E távolkeleti rendezvény fejlesztéspolitikai, műszaki, szabályozási és gazdasági szimpóziumain elsősorban a térség országainak törvényalkotói, vezető miniszteriális, ipari és szolgáltatói szakértői sokirányúan tervezik feltárni a régió távközlés-fejlődésének reális lehetőségeit, formáit, tartalmát és időrendjét, kiindulva abból, hogy a távközlési infrastruktúra meghatározó tényezője e térségben is a társadalmi-gazdasági fejlődésnek. A gazdaságilag fejlett országok, a világ több fejlődő országa, továbbá számos globális érdekeltségű nemzetközi szervezet részéről tervezett előadások bizonyára segíteni fogják e térség országait távközlésfejlesztési céljaik megfogalmazásában és az ezekhez szükséges feltételrendszer felmérésében, a hasonló fejlettségű országok tapasztalatainak megismerésében, továbbá — a nemzetközi szervezetek által kínált lehetőségekkel élve — a távközlési világhálózathoz és szolgáltatási struktúrához való integrálódásban.

A szimpóziumok résztvevőinek alkalmuk lesz foglalkozni a régióval, mint távközlési piaccal és hasznos megjegyzésekkel hozzájárulásokat adni az ázsiai és csendes-óceáni térség távközlésfejlesztési stratégiájának kialakításához, a törvényi és beruházási lehetőségek körvonalazásával, a szervezeti és szerkezeti átalakítások tapasztalataival.

Talán nem érdektelen röviden áttekinteni az ASIA TELECOM '93 szimpózium-sorozat tervezett tematikáját.

A politikai szimpózium a távközlési infrastruktúra mennyiségi bővítésének és minőségi javításának stratégiai kérdéskörét helyezi vizsgálódásának középpontjába, előrebocsátva, hogy az információs technológia elterjesztése a távközlési hálózatok és szolgáltatások fejlesztői és üzemeltetői számára erős kihívást jelent. Következésképpen az előadásokban nagy hangsúlyt kap a távközlésfejlesztés és a gazdasági növekedés kölcsönhatásának elemzése, szem előtt tartva a változó piaci struktúrákat és a versenyfeltételeket, mind a közcélú, mind a különcélú hálózatok viszonylatában.

Számbaveszik a térség kommunikációs fejlesztéseit és a globális távközléssel való integrálódási folyamatokat, ezek között áttekintik az ONP (Open Network Provision) alkalmazási tapasztalatokat, valamint az ISDN és az intelligens hálózat-szolgáltatások irányába tett előrelépéseket. Kapcsolódóan foglalkoznak a szabványosítási és a nemzetközi együttműködési kérdésekkel, a versenyhelyzet mind szélesebb körű előmozdításával, az ágazat liberalizációjával és diverzifikálásával stb. Várhatóan megkülönböztetett érdeklődés fogja kísérni a mobil szolgálatok és a műholdas kommunikáció elterjesztésével összefüggő meggondolásokat, mint olyan távközlési megoldásokat, melyek alkalmazását a térség földrajzi adottságai (nagy szárazföldi területek, kiterjedt szigetvilág) — a belföldi hálózat-létesítéseket és a nemzetközi információ-kapcsolatokat illetően egyaránt — igényelnek. Ezek ráfordítási szükségletei aláhúzzák a nemzetközi összehangolás és erőkoncentrálás jelentőségét. Szó lesz a térség problémái megoldásaiban az ITU közreműködéséről, amit döntően a szakképzés és a fejlesztési tervezés területén ítélnek hatékonynak.

A technikai szimpózium tematikája azzal a technológiai kihívással kíván szembenézni, ami a regionális összekapcsolódás szükségességéből következik.

A hálózatfejlesztéseket és a szolgáltatás bővítéseket érintően az előadások kitérnek mind a regionális, mind a rurál kommunikáció korszerűsítési kérdéseire, az integrált hálózattervezési módszerekre, s nem utolsó sorban a hálózatmenedzselés modern technológiai megoldásaira. Ide kapcsolódnak az új felhasználó-orientált távközlési és informatikai szolgáltatásoknak a meglévő és az új hálózatokon történő bevezetésével, illetve elterjesztésével összefüggő és a régióra aktualizált problémák. A technológiai fejlődés vonatkozásában a rádiós és műholdas kommunikáció lehetőségeinek áttekintése, továbbá az optikai sávokban működő digitális információtovábbítási módszerek tanulmányozása várható a technikai szimpózium keretében. Megkülönböztetett figyelmet kapnak és már a szélessávú szolgálatok bevezetésének közeli voltát valószínűsítik az SDH-nak (szinkron digitális hierarchia) megfelelő berendezéstechnikával, valamint a keskenysávú ISDN-nek szélessávúvá való átfejlődéséhez nélkülözhetetlen ATM (aszinkron átviteli mód) átviteli eljárással összefüggésben jelzett referátumok.

A mobil- és személyi telekommunikációnak technológiáit érintően az ázsiai és csendes-óceáni térségben való elterjesztésével foglalkozó előadások a digitális és celluláris megoldások mellett terveznek állást foglalni és utalni az európai, japán és amerikai tapasztalatokra. Az ázsiai és csendes-óceáni térséget illetően a megvalósítási együttműködés és összehangolt technikai fejlesztés szükségességét

várhatóan alá fogja támasztani a fejlett országok moderátorainak és a régió szakértőinek e témakörrel programba iktatott kerekasztal megbeszélése.

A technikai szimpózium előadásai foglalkozni fognak a műsorszórás új technikai-technológiai irányzataival, ezeken belül hangsúlyosan a digitális hang- és képsugárzással és a nagy felbontású televíziós rendszer (HDTV) bevezetésével. A műholdas szekció figyelme a térség sajátos kommunikációs, navigációs és helymeghatározó problémáira fog koncentrálódni.

A szabályozási szimpózium a hatósági szabályozásnak a távközlési ágazat szerkezetátalakításában betöltött szerepét és feladatát helyezi mondanivalói középpontjába. A gazdaságilag legfejlettebb országok vezető szakértői tapasztalataik alapján fogják elemezni az új gazdasági és technológiai feltételrendszerben, a piaci követelményeknek, a beruházási politikának, a szolgáltatói liberalizálásnak stb. megfelelő szabályozások jelentőségét és hatását. Több ázsiai és csendes-óceáni ország szakértője saját helyzetük bemutatásával teszi teljessé a képet, amihez kétségkívül hasznos hozzájárulást fognak adni egyes európai (közte Magyarország), afrikai és dél-amerikai ország részéről ismertetésre kerülő szabályozási tapasztalatok. A régiót meghaladó kör érdeklődésére is számot tarthatnak a szabályozás és a piacalakítás összefüggéseivel (ezek sorában a privatizációk, az együttműködések, a szolgáltatói monopólium fenntartása vagy oldása, a versenysemlegesség biztosítása, a tarifapolitika, a minőség és megbízhatóság ellenőrzése, a külföldi technikai és pénzügyi közreműködés lehetősége stb.), valamint az új szolgáltatás-bevezetésekkel foglalkozó szekciók előadásai. A műholdas technikát illetően érdekes elemzések várhatók az alacsony keringési pályájú műholdas rendszerek (LEO – Low Earth Orbit) mobil távközlési alkalmazásáról, valamint a GSO (Geostationary Orbit) műholdakat használó kommunikációs összeköttetések szerepével e régió belső és régióközi távközlési kapcsolataiban.

A távközlési fejlődést érintően a szabályozási szimpózium valószínűsíthető következtetése lesz: a szabályozott szerkezet- és technológia-váltás az ázsiai és csendes-óceáni térség szükséglete.

A gazdasági szimpóziumon tervezett előadások mondanivalói azon gondolatokat szándékoznak erősíteni, hogy a távközlés eszköz a gazdasági növekedéshez és fejlődéshez, az életminőség javításához. Ez az állítás alkalmat kínál több fejlett ipari ország, valamint a térség vezető gazdasági szakértőinek a távközlés és a gazdasági növekedés összefüggéseinek feltárására, a piaci, kereskedelmi és beruházási folyamatok gazdasági oldalról történő elemzésére, a távközlési ágazat deregulációs, szerkezetváltási és privatizációs folyamatainak áttekintésére, a távközlésfejlesztésnek és az új távközlési szolgálat-bevezetések társadalmi-gazdasági hatásainak becslésére.

Valóban tartalmasnak és a távközlési ágazat fejlődését illetően sok tapasztalattal szolgálónak ígérkezik az ITU által meghirdetett szingapúri ASIA TELECOM '93 rendezvény FORUM-sorozata.

BATTISTIG GYÖRGY

LÁTOGATÓBAN AZ ETRI-BEN ÉS A KOREA TELECOM-NÁL

A POSTECH (Fohang Institute of Science and Technology) meghívására 1992. július 15. és 1993. január 15. között a Department of Computer Science and Engineering vendégtanáraként dolgoztam a Koreai Köztársaságban. Ez a körülmény adott arra lehetőséget hogy látogatást tegyek az ETRI-ben (Electronics and Telecommunications Research Institute) Taejeon város mellett a Daeduk Science Town-ban. A Daeduk Science Town közvetlenül Taejeon mellett van, itt lesz megrendezve a Taejeon Expo'93, 1993. augusztus 6. és november 7. között, amelyre a koreaiak óriási erővel készülnek, hiszen az 1988-as szöuli olimpiát követően ez a második legnagyobb rendezvénye Koreának. Az ETRI a következő témákban végez kutató és fejlesztő munkát: távközlés, automatizálás, számítógépek, félvezetők, technológiai alapkutatások. Én a digitális távbeszélő központok szoftverfejlesztési részlegében tettem látogatást, ahol nagyon magas színvonalú tevékenységet volt szerencsém látni. A távközléssel szélesebb spektrumban a következő területeken folyik kutatómunka: intelligens hálózati technológia, digitális kapcsolástechnika, ISDN technológia, telematikai szolgálatok technológiája, B-ISDN technológia, átviteltechnika, digitális mobil hírközlés, szatellit kommunikáció, rádiós hírközlés, szabványosítás az információ- és távközlés-technológia területén. Az intelligens hálózati fejlesztések terén kifejlesztésre került az SMX-1 rendszer, amely STP (Signalling Transfer Point) funkciók ellátására szolgál. Jelenleg fejlesztik a TDX-10 (max. 100 000 vonalas kapacitású) elektronikus telefonközpont Service Switching Point intelligens hálózati vezérlő berendezését. A nyújtandó szolgáltatások a közeljövőben: freephone és credit calling az első lépcsőben. A CCS7 terén kidolgozták az MTP STP funkciókat, a TUP (Telephone User Part), az OAM (Operation Administration and Maintenance), az ISUP (ISDN User Part) a TCAP (Transaction Capabilities) és az SCCP (Signalling Connection Control Part). ATM kapcsolóközpontot realizáltak 8x8 Banyan kapcsolómező struktúrával, 155.520 Mbps SDH alapú szélessávú U interfésszel és 155.520 Mbps hálózati szinkronizációs berendezéssel. Az ATM központot az 1991-es TELECOM Genf rendezvényen is kiállították.

Jellemző számadatok a Korea Telecom által jelenleg nyújtott lehetőségekről:

	1982	1991
Telefonközpont kapacitás	4.492.660	17.511.411
Telefon előfizetők száma	4.079.590	14.572.585
Előfizetői sűrűség (100 főre)	10,4	33,7
Nyilvános készülékek	70.864	259.074
Telex előfizetői kapacitás	11.155	13.355
Telex előfizetők száma	6.231	7.715
Helyközi összeköttetések száma	128.652	595.140
Hazai bérelt vonalak száma	49.372	266.571
Voice mail kapacitás	–	336
Video konferencia kapacitás	–	2
Centrex vonalak száma	–	1.843
PBX vonalak száma	–	2.002.453
Nemzetközi vonalak száma	1.800	9.307
Nemzetközi telex vonalak	517	7.731
Nemzetközi távíró vonalak	13	17
Nemzetközi bérelt vonalak	195	312
Alkalmazottak száma	36.968	57.943

A Korea Telecom 1988 óta végez fejlesztéseket az intelligens hálózati szolgáltatások bevezetésére, amelyeket 1994-től kívánnak nyilvánosan ajánlani a felhasználóknak. Az intelligens hálózati szolgáltatások bevezetésének legnagyobb akadálya, hogy a CCS7 hálózati infrastruktúra nem országos méretű. A tervek szerint a CCS7 hálózati infrastruktúra országos méretűvé válik.

CSOPAKI GYULA
BME TTT

■ TELECOM-FORT'93

A két éve, magánszemélyek által alapított TELECOM-FORT Kft. a hazai távközlés helyzetének ismeretében négy fő területen fejti ki tevékenységét.

A *külföldi cégek képviselete* mindig erősen kötődik a megrendelőhöz, legyen szó akár új szolgáltatások, hálózatok tanácsadással egybekötött képviseletéről vagy akár ügynöki, disztribútori tevékenységről.

Így igen szoros a kapcsolat a Clemessy céggel, mely minőségellenőrzési, üzemeltetési célokra alkalmas távközlési műszereket ajánl analóg és digitális al- és főközponti forgalommérés és -szimulálás, átviteltechnika, No 7-es jelzésrendszer, ISDN stb. területeken.

A cég előadássorozattal, kiállításokon való részvétellel, berendezéseinek kipróbálásra történő kölcsönzéssel, egyes hálózati síkokban a mérőműszerek gyakorlati alkalmazásával igyekezett bemutatkozni a lehetséges magyar partnereknek.

1993-ban kívánságra további bemutatókat szervezünk, s ezügyben eddigi és jövőbeli megkereséseik, illetve az érdeklődők saját jelentkezése alapján vesszük fel a kapcsolatot távközlési rendszerek üzemeltetőivel, fejlesztőkkel, illetve alközponti felhasználókkal.

A DASSAULT cég távközlési tevékenységei közül három területet kíván Magyarországon bemutatni:

- a CT2-CAI elvárásoknak megfelelő, kétirányú, korlátozott mobil szolgáltatást nyújtó POINTEL rendszert, melynek a MATÁV nyilvános hálózatára kapcsolt sikeres bemutatására az EUROPA TELECOM '92 alkalmával került sor;
- a telefonkártya adagoló automatáit;
- a távközlési hálózat felügyelő rendszerét.

A PHILIPS COMMUNICATIONS SYSTEMS (francia TRT és német PKI) a magyar hálózatban öt éve jól működő előfizetői mikrohullámú rendszereinek eladását növelni és bővíteni tervezi, emellett a választékot egyéb, típusengedélyezett vagy típusengedélyezés alatt álló, 34 Mbit/s-os kapacitású berendezésekig szélesíteni kívánja. A modern, műszaki paraméterekkel és komoly európai referenciákkal rendelkező mikrohullámú berendezések a hagyományos és mobil digitális hálózatok létesítése során játszhatnak nagy szerepet.

A PHILIPS modemjeinek további eladását, adatátviteli eszközeinek elterjesztését, SDH koncepciójának alaposabb bemutatását tervezi 1993-ban.

A SCHLUMBERGER környezetbarát, papír alapú telefonkártya licencének megismertetésére és elfogadtatására törekszik mind a hagyományos telefonszolgáltatás, mind a GSM területén.

A BIS Strategic Decisions marketing tanulmányait és tanulmánykészítési szakértelmét és kapacitását kínálja 1993-ban is.

A megrendelőtől független tevékenységi területek közül a legjelentősebb jelenleg a TELECOM-FORT bevételének ma 90%-át hozó tevékenység, a *távközlési fővállalkozás, kivitelezés*.

Ide az alábbi tevékenységek tartoznak:

- megvalósíthatósági tanulmányok készítése, konzultáció;
- a szükséges berendezések beszerzése (hazai vagy import);
- műszaki és kiviteli tervek készítése, engedélyeztetése;
- infrastruktúra létesítése (építés, szerelés);
- üzembehelyezés;
- üzemeltetés;
- oktatás;
- fenntartás, karbantartás.

E területeken a TELECOM-FORT már komoly referenciákkal rendelkezik (pl. WESTEL: több mint 30 bázisállomás, ERICSSON TECHNIKA: 22 mikrohullámú szakasz Mini Link berendezésekkel, MOL Rt.: IRT 1500 berendezésekkel).

1993 során e terület bővítését tervezzük, mind a tervezői, szerelői kapacitás, mind az érintett berendezések (IRT 1500, 2000, nagyobb kapacitású mikrohullámú berendezések, digitális rádiótelefon stb.) vonatkozásában. Az IRT berendezések magukkal hozzák a profil kiterjesztését a helyi hálózatokra is.

A *külkereskedelmi tevékenység* a hagyományos, a fővállalkozásokhoz elengedhetetlen berendezés- és eszközimporton kívül tartalmazza a szolgáltatás-export (képviselet, konzultáció, egyedi megrendelések) és a típusengedélyeztetések területét is. Itt referenciaként említhető a képviselt cégeken túlmenően a MOREL (kábeles tartozékok, kötőelemek), az ETON (szerelési anyagok), a MALICO (új légkábeles szerelési technológia és szerelési elemek) és az ANDREW (szerelési anyagok, antennák) cég.

A TELECOM-FORT tevékenységének színes, izgalmas része a távközlési konferenciák rendezése. Az 50—200 fős konferenciákat a TELECOM-FORT úgy szervezi, hogy

- nemzetközileg is új termékek és szolgáltatások kerüljenek bemutatásra;
- a témával foglalkozó szakemberek teljes köre meghívást kapjon;
- a résztvevőket ne terhelje részvételi költség.

Eddig az alábbi cégek számára szerveztünk sikeres konferenciákat: PHILIPS, DASSAULT, CLEMESSY, FRANCE TELECOM, DEUTSCHE TELEKOM, NOKIA TELEKOM, SCHRACK TELEKOM, BIS STRATEGIC DECISIONS.

Végül néhány adat a TELECOM-FORT-ról:

	1991	1992
– Törzstőke:	1.5 mFt	4.3 mFt
– Forgalom:	40 mFt	100 mFt
– Export:	4 mFt	8.5 mFt
– Létszám:	5 fő	18 fő

MAGYAR ILDIKÓ
TELECOM-FORT Kft.
Tel/Fax: 165-0130

DATA I/O MAGYARORSZÁGON

A DATA I/O céget 1972-ben alapitották, és a programozó készülékek fejlesztésében, valamint gyártásában már 20 éve vezető szerepet tölt be a világpiacon. Termékei:

- E/EEPROM progamozó készülékek
- univerzális programozó készülékek
- csoportos/normál programozó készülékek
- kezelő/cimkéző rendszerek integrált programozóval

továbbá

- logikai szintézishez szükséges olyan software termékek, amelyek világszerte ipari szabvánnyá váltak (pl. ABEL).

Az évtizedes tapasztalatok, valamint az alkatrészgyártókkal fenntartott rendkívül szoros együttműködés tette lehetővé, hogy manapság a DATA I/O programozó készülékei több, mint 4500 különböző alkatrész kezelésére használatosak.

A Seattle-beli (USA) anyavállalat mellett Japánban, Németországban, Angliában és Kanadában is működnek leányvállalatok. Más országokban pedig a DATA I/O megfelelő vevőszolgálattal támogatott szerződéses képviselői hálózatot alakított ki.

A közép-európai piackutatási, forgalmazási és szolgáltatási tevékenységeket a német leányvállalat, a München melletti Grafelfing-ben székelő DATA I/O GmbH irányítja.

A magyarországi kereskedelmi kapcsolatokat először 1992-ben kezdték kiépíteni, amely Budapesten, 1993 elején, a DATAWARE és az X-Byte cégekkel történő szerződéskötést eredményezte. Mindkét szerződéses partner forgalmazza Magyarországon a DATA I/O termékeket. További fontos lépést jelentett, hogy a termékek oktatására magyarországi partnereket sikerült megnyerni. Számos megbeszélést követően a DATA I/O az alábbi partnereket választotta:

Budapesti Műszaki Egyetem
Műszer- és Méréstechnika Tanszék
Prof. Dr. Péceli Gábor

Budapesti Műszaki Egyetem
Folyamatszabályozás Tanszék
Prof. Dr. Arató Péter

Kandó Kálmán Műszaki Főiskola
Műszertechnika és Automatizálási Intézet
Prof. Dr. Horváth Elek

Mindhárom oktatási intézet ingyen jutott hozzá egy-egy komplett felszereléshez, amelyek mindegyike egy univerzális programozó készülékből, valamint egy logikai fejlesztéshez használható software rendszerből áll, a legteljesebb kiépítésben.

A Budapesti Műszaki Egyetemen megrendezett találkozó keretében a DATA I/O a magyar felsőfokú oktatási intézetek számára ingyenesen adta át az ABEL logikai fejlesztő software több, mint 50 generállicencét.

A DATA I/O ezzel szeretne hozzájárulni a jelenlegi elektronikai oktatási- és képzési szintnek a legmodernebb technológiai fokra történő emeléséhez.

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 kitűzött témakörön kívüli cikkek számára.
- TERMÉKEK–SZOLGÁLTATÁSOK: eszközökről, berendezésekről, szoftvertermékekről 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, kettes sortávolságú gépelt oldal (minden 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, kettes 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 olvashatók legyenek. Az ábrafeliratokat külön lapon kell mellékelni. Lehetőség szerint kerülni kell a fényképek használatát.

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖZPONT ÉS KÖNYVTÁR 1863

THE 1993 INTERNATIONAL CONFERENCE AND EXHIBITION

THE DEVELOPMENT AND LIBERALIZATION OF TELECOMMUNICATIONS IN EASTERN EUROPE AND THE FORMER SOVIET UNION

A high-level, in depth study of the opportunities for successful investment, including many case studies, the regulatory background, financial and marketing advice

39 TOP SPEAKERS FROM WEST AND EAST INCLUDING

TELECOMMUNICATIONS MINISTERS
FROM
REPUBLIC OF HUNGARY - CZECH REPUBLIC - RUSSIAN FEDERATION - REPUBLIC OF POLAND - THE UKRAINE

SENIOR REPRESENTATIVES OF
THE EUROPEAN COMMISSION - DEUTSCHE BUNDESPOST TELEKOM - EUTELSAT - EUROTEL PROJECT - EBRD - BANKERS TRUST - NOKIA TELECOMMUNICATIONS - CABLE AND WIRELESS - GPT - SPRINT INTERNATIONAL - ERICSSON TECHNIKA - ALCATEL - AMERITECH INTERNATIONAL

SUPPORTED BY THE HUNGARIAN TELECOMMUNICATIONS COMPANY

27th and 28th April 1993, Hotel Kempinski, Budapest

ORGANIZED BY THE ADAM SMITH INSTITUTE

Administered by BUSINESS SEMINARS INTERNATIONAL LTD

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

BHG®
BUDAPEST