

MUB 1423

híradástechnika

VOLUME L.

1999/11

50th
ANNIVERSARY

5

journal on
communications
computers
convergence
contents
companies

JOURNAL ON C⁵

A PUBLICATION OF THE SCIENTIFIC SOCIETY FOR TELECOMMUNICATIONS, HUNGARY

SPONSORED BY

Főszerkesztő / Editor in chief

SIMONYI ERNŐ

Rovatvezetők / Senior editors

BARTOLITS ISTVÁN

KOSÁRSZKY ANDRÁS

TORMÁSI GYÖRGY

TÓTH LÁSZLÓ

ZSÓTÉR JENŐ

Munkatársak / Editorial assistants

HOLLÓ KATALIN

LESNYIK KATALIN

SELMECZI VILMOS

Szerkesztőbizottság / Editorial board

ZOMBORY LÁSZLÓ elnök / president

ANTALNÉ ZÁKONYI MAGDOLNA

BATTISTIG GYÖRGY

BERCELI TIBOR

BOTTKA SÁNDOR

CSAPODI CSABA

DROZDY GYÖZŐ

GORDOS GÉZA


GÖDÖR ÉVA

KAZI KÁROLY

PAP LÁSZLÓ

SALLAI GYULA

TÖLÖSI PÉTER

ERICSSON 



Communication Authority, Hungary

NOKIA

SIEMENS



antenna
hungária



Szerkesztőség / Editorial office

HÍRADÁSTECHNIKA

1061 Budapest, Paulay E. u. 56. II.14/A.

Telefon:(361) 341-6421, (361) 470-0713

Fax: (361) 341-6421, (361) 470-0713

Előfizetés / Orders to

Híradástechnikai Tudományos Egyesület

1055 Budapest, Kossuth tér 6-8.

Tel./Fax: (361) 353-1027

* **2000. január 30-ig 50% kedvezmény.**

2000-es ELŐFIZETÉSI DÍJAK (12 szám + 1 CD)

Hazai közületi előfizetők részére

1 évre 20000 Ft +12% ÁFA = Btto 22400 Ft

Hazai egyéni előfizetők részére*

1 évre 4000 Ft +12% ÁFA = Btto 4480 Ft

HTE tag előfizetők részére

1 évre 2000 Ft +12% ÁFA = Btto 2240 Ft

Subscription rates for foreign subscribers in 2000

(12 issues + 1 CD) 100 USD, single copies 10 USD

Transfer should be made to the Scientific Society for Telecommunications

H-1055 Budapest, Kossuth tér 6-8.

HÍRADÁSTECHNIKA, JOURNAL ON C⁵ is published monthly, in English and in Hungarian by Regiszter Kft.

H-1164 Budapest, Csókakő u. 27. Phone: (361) 400-2166, 400-2167, Fax: 400-2168.

Type-setting by HTE. Printed by Regiszter Kft.

HU ISSN 0018-2028



50 years

from the Telecommunications Scientific Society

CONTENTS	1
Communications	
Magi Á., Szentesi Á., Szviatovszki B., Faragó A.: <i>Dinamikus útvonalválasztás ATM hálózatokban</i>	2
L. Scultéty: <i>Zero group delay networks</i>	12
Computers	
Gajdos S., Kardkovács Zs. T., Surányi G. M.: <i>Deduktív objektumorientált adatbázis-kezelők tervezése és megvalósítása</i>	18
Convergence	
F. Völgyi: <i>On-line microwave moisture monitoring of corn</i>	25
Bognár Z.: <i>Tovább lépés a szabályozott elektromágneses környezet felé</i>	32
Contents & Distribution of Multimedia	
A. Hilt, G. Maury, B. Cabon: <i>Radio-frequency interference in digital communication links</i>	36
F. Völgyi: <i>Microstrip antenna R&D in Hungary</i>	44
Companies	
Bartolits I.: <i>Az „Infokommunikációs trendek '99” nemzetközi konferencia</i>	52
L. Pados: <i>Software tools for efficient spectrum management</i>	56
Zs. Kósa: <i>The postal sector after the Beijing Congress of the UPU</i>	62
M. Kissné Akli: <i>New ways of television broadcasting</i>	66

Abstract: In this issue 11 papers are presented. Section **Communications** is represented by 2 contributions on Dynamic Routing in ATM Networks and Zero Group Delay Networks. Section **Computers** is comprised of 1 contribution on the Deductive Object-Oriented Data Base Management Design. Section **Convergence** is formed by 2 contributions written on the Microwave Moisture Monitoring of Corn and on the Regulated Electromagnetic Environment. Section **Contents** and distribution of multimedia is containing 2 contributions on the Radio-Frequency Interference in Digital Communication Links and on the Micro-strip Antenna R&D in Hungary. Section **Companies** is now dealing with the 4 contributions from HIF's recent International Conference on "InfoCommunications Trends'99". A General Summary, Software Tools for Efficient Spectrum Management, The Postal Sector Regulation and The New Way of Television Broadcasting articles were selected for publication from the conference materials. In this issue 4 senior reviewers evaluated scientifically all of the papers submitted. All of these papers have been accepted by the reviewers as scientific contributions. They are marked accordingly on their first pages by the sign of \mathcal{L} giving the evidence of the high-ranking scientific content.

DINAMIKUS ÚTVONALVÁLASZTÁS ATM HÁLÓZATOKBAN

MAGI ÁDÁM, SZENTESI ÁRON
SZVIATOVSZKI BALÁZS

TRAFFIC ANALYSIS AND NETWORK PERFORMANCE LABORATORY
ERICSSON MAGYARORSZÁG KFT
1037 BUDAPEST, LABORC U. 1.
TEL: 437-7738; FAX: 437-7219

E-MAIL: {ADAM.MAGI, ARON.SZENTESI, BALAZS.SZVIATOVSZKI}@ETH.ERICSSON.SE

FARAGÓ ANDRÁS

ERIK JONSSON SCHOOL OF ENGINEERING AND COMPUTER SCIENCE
THE UNIVERSITY OF TEXAS AT DALLAS
P.O. BOX 830688, MS-EC31, RICHARDSON, TEXAS 75083-0688
TEL: (972) 883-6885; FAX: (972) 883-2349
E-MAIL: FARAGO@UTDALLAS.EDU

Cikkünkben áttekintjük az Aszinkron Transzfer Mód (ATM) hálózatokban alkalmazott dinamikus útvonalválasztási eljárások körét. Az ATM hálózatokban legelterjedtebben alkalmazott jelzési és dinamikus útvonalválasztási protokoll, a PNNI (Private Network-to-Network Interface) rövid ismertetése után áttekintjük az ilyen típusú hálózatok üzemeltetése esetén felmerülő főbb teljesítmény-problémákat és azok lehetséges okait. Ismertetjük az Ericsson Traffic Laboratóriumban kifejlesztett ATM-PNNI hálózatszimulátort, amely az ATM hálózatok teljesítmény-analízisének hatékony eszköze. Ezek után felvázoljuk a dinamikus útvonalválasztás témakörében megfogalmazható főbb feladatokat, röviden utalva az irodalomban fellelhető megoldási módszerekre is. Ismertetjük a témakörben elért saját eredményeinket, a tisztán adminisztratív súlyokon alapuló útvonalválasztás, illetve az élterhelés-alapú adaptív útvonalválasztás terén. Eredményeinket szimulációs vizsgálatokkal támasztjuk alá.

1. BEVEZETÉS

Az Aszinkron Transzfer Mód (ATM) egyre fontosabb szerephez jut napjaink távközlési hálózataiban. Az alkalmazási terület mind kiterjedtebb, habár napjainkra meglehetősen eltávolodott az eredeti B-ISDN koncepciótól: a végfelhasználói alkalmazások nem közvetlenül ATM felett működnek, az ATM-nek csupán a transzport hálózat alsóbb rétegeiben van szerepe. Az ATM hatékony erőforráskihasználása, illetve szolgáltatás minőségi garanciái alkalmassá teszik valós idejű (pl. beszédátvitel) és adathálózatok közös transzport hálózatának kialakítására, jelentős megtakarítást érve el mind a jobb kapacitáskihasználat, mind az egyszerűsödő hálózatmenedzsment révén. Az immár hagyományosnak tekinthető LAN és WAN adathálózati transzport alkalmazások mellett napjainkban jelenik meg széles körben az ATM a különféle szolgáltatói gerinchálózatok transzport hálózatoként – példák erre a hagyományos távbeszélő-hálózatok (PSTN), bérelt vonali szolgáltatások, és nem utolsósorban a jövőbeni harmadik generációs mobil rendszerek (UMTS) transzport hálózatai.

Az ATM hálózatokban manapság legelterjedtebben az ATM Forum Private Network-to-Network Interface (PNNI) specifikációjában [1] leírt jelzési és útvonalválasztási protokollt alkalmazzák. A PNNI specifikációban definiált dinamikus útvonalválasztási protokoll számos előnyös tulajdonsággal rendelkezik (automatikus konfigurálás, hibatűrő képesség, skálázhatóság, adaptív útvonalválasztás), amelyek nagymértékben javítják a hálózatok erőforráskihasználatát, illetve megkönnyítik a hálózatüzemeltető feladatát [2]. A PNNI protokoll komplexitása azonban sokféle tervezési és teljesítmény-optimalizálási feladatot felvet,

amelyek megválaszolása alapfeltétele a hatékony üzemeltetésnek. A következőkben – az alapfogalmak tisztázása után – összefoglaljuk a felmerülő legfontosabb kérdéseket, röviden áttekintjük az irodalomban fellelhető lényesebb eredményeket, majd pedig ismertetjük a témakörben elért saját eredményeinket.

2. PNNI ALAPFOGALMAK

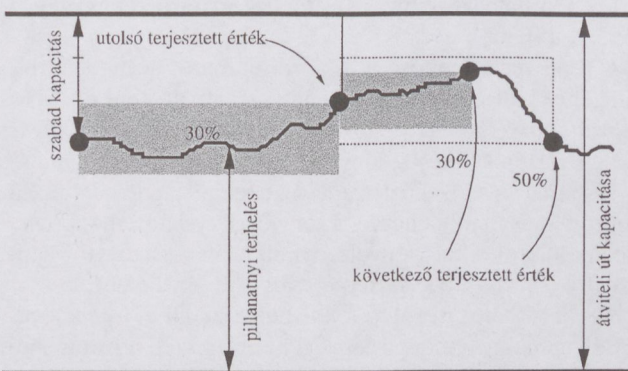
Az ATM hálózatok tervezésének és üzemeltetésének filozófiája több rokonságot mutat az adathálózatokkal, mint a hagyományos távbeszélő-hálózatokkal. Ellentétben az utóbbiakkal, a hálózat kevésbé szisztematikusan tervezett és dimenzionált. A hálózat konfigurációja gyakrabban változik (dinamikusabb fejlesztés). A hálózatban alkalmazott berendezések megbízhatósága is tipikusan alatta marad a távbeszélő-hálózatokban megszokottakénál. Mindezen hatások együttesen egy dinamikus változó hálózati környezetet eredményeznek, melynek hatékony működtetéséhez elengedhetetlen a dinamikus útvonalválasztási módszerek alkalmazása. Nem véletlen tehát, hogy az ATM Forum is dinamikus útvonalválasztási protokoll mellett döntött a PNNI specifikáció [1] kidolgozásakor.

A PNNI specifikáció által definiált dinamikus útvonalválasztási rendszer automatikusan elvégzi a hálózat topológiájában és az egyes hálózati elemek állapotában bekövetkező változások (pl. meghibásodások, vagy pedig a terhelés jelentős mértékű megváltozása) detektálását és a változást leíró információ terjesztését a hálózatban levő útvonalválasztó berendezések felé. Az útvonalválasztó protokoll működésének eredményeképpen a hálózat csomópontjai egységes képet látnak a hálózat aktuális topológiájáról és

állapotáról, időben értesülve az esetlegesen bekövetkező változásokról. Ezen információk alapján a csomópontokban működő útvonalválasztó berendezések többé-kevésbé optimális útvonalválasztási döntéseket tudnak hozni a beérkező hívási igények számára.

A hálózati elemek állapotának detektálásához és terjesztéséhez a PNNI három al-protokollt alkalmaz. Az átviteli utak állapotának figyelemmel kísérését végzi az ún. *hello* protokoll. Újonnan kapcsolatba kerülő csomópontok (pl. egy új átviteli út létrehozásakor) először egyeztetik adatbázisukat az ún. *adatbázis szinkronizáció* útján, ennek végzetével pedig az új átviteli út létezését és paramétereit leíró információterjesztésre kerül a hálózat többi csomópontja felé az angolul *flooding*-nak nevezett eljárással. Ezen utóbbi mechanizmus szolgál az átviteli utak paramétereiben (pl. szabad kapacitás, késleltetés, cellavesztés) bekövetkező esetleges változások terjesztésére is. Az átviteli utak és csomópontok paramétereit és állapotát leíró adatstruktúrát *állapotleírónak* (angol rövidítése alapján PTSE, azaz PNNI Topology State Element) nevezzük.

A hálózati elemek paramétereinek változásainak folyamatos terjesztése esetenként igen jelentős terhelést róhat a PNNI protokoll végrehajtását végző processzorokra. Jelentős lehet továbbá a protokoll által az átviteli utakon elfoglalt sávzsélesség is. Éppen ezért nem minden esetben érdemes a paraméterekben bekövetkező minden kis változást továbbítani a hálózat többi része felé (pl. az éleken levő szabad kapacitás minden egyes hívás felépülése, illetve lebontása után változik; az ilyen jellegű kismértékű változás azonban tipikusan nem igényli az útvonalválasztás újraszámítását, tehát annak terjesztése sem szükséges). Érdemes tehát egyfajta minimális változási küszöböt definiálni, amellyel módunkban áll korlátozni az esetenként feleslegesen nagy protokoll forgalmat. Az ATM Forum PNNI specifikációja egy speciális adaptív terjesztési küszöböt javasol. Ennek működését az 1. ábrával szemléltethetjük.

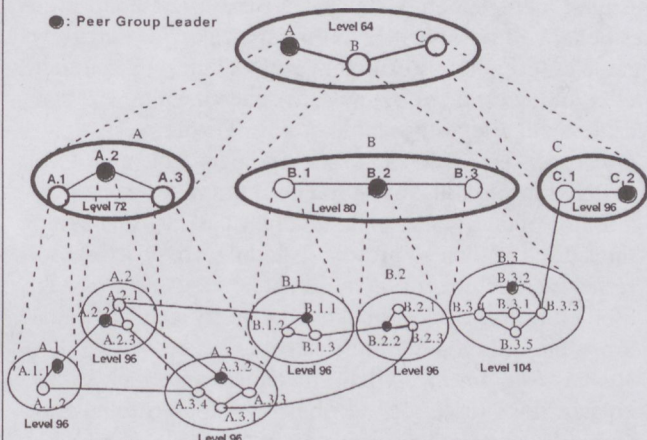


1. ábra. Állapotfrissítési mechanizmus

A gyakorlatban a hálózatban mért értékek mérési pontosságára az adott paraméter aktuális értékétől függő követelmény fogalmazható meg. Például az éleken rendelkezésre álló szabad kapacitás pontos értéke nem annyira lényeges alacsony relatív terheltség esetén (ilyenkor ugyanis nem túlzottan valószínű, hogy az adott átviteli úton hirtelen torlódás keletkezzen); nagy terhelésnél viszont már kis változás is lényeges lehet. Mivel a paraméterek mérési pontossága közvetlen hatással van az állapot leírók terjesztési gyakoriságára (nagyobb pontosság gyakoribb terjesztést jelent az állandó statisztikus ingadozás miatt), ezért érdemes kihasználni a fent említett paraméterfüggő mérési követelményt a szükséges terjesztési gyakoriság csökkentésére. Az ATM Forum által definiált mechanizmus éppen ezt valósítja meg. Egy tetszőlegesen beállítható százalékos tényezővel (angolul Percentage Margin, PM) besorozva az utóljára terjesztett mért értéket, és ezt hozzáadva, illetve kivonva az adott értékből, egy intervallumot kapunk (az 1. ábrán szürke színnel jelölt intervallum), melynek nagysága arányos egyrészt a paraméter utolsó terjesztett értékével, illetve a beállítható PM paraméterrel. Új adat terjesztése akkor válik szükségessé, ha a mért paraméter elhagyja ezt az intervallumot. A mérés pontossága (következésképpen pedig a terjesztés gyakorisága) tehát egyfelől szabályozható a PM paraméterrel, másfelől viszont fordítottan arányos lesz az aktuális értékkel. A nagyon kis értékeknél bekövetkező túl gyakori terjesztés elkerülése végett az ATM Forum bevezet egy további abszolút minimum küszöböt is.

A fenti mechanizmus lehetőséget biztosít a hálózat-üzemeltető számára, hogy a PM érték állításával szabályozza egyfelől a mérések pontosságát (ennek közvetlen hatása van az útvonalválasztási döntésekre, közvetve tehát a hálózatteljesítményre), másfelől viszont megszabhatja a paraméterek terjesztési gyakoriságát is, amely viszont a protokoll feldolgozását végző processzorok terhelése szempontjából lényeges. A PM paraméter megfelelő beállításával kell kompromisszumot keresni e két ellentétes követelmény között.

Könnyen belátható, hogy az eddigiekben ismertetett információ-terjesztési mechanizmus a hálózati elemek számával arányos mennyiségű protokoll forgalmat generál. Ez tehát, figyelembe véve a protokollt feldolgozó processzorok korlátait, egy bizonyos hálózatméret felett határt szabna a rendszer alkalmazhatóságának. A skálázhatóság érdekében tehát egy bizonyos méret felett célszerű lenne hierarchikus útvonalválasztást alkalmazni. Ennek érdekében a PNNI specifikáció egy általános hierarchia-képzési rendszert definiál. A hálózat csomópontjait csoportokba (angolul Peer Group, PG) osztják, majd pedig (amennyiben szükséges) a csoportokat magasabb szintű csoportokba szervezik; ez a hierarchia-képzés gyakorlatilag tetszőleges szintig folytatható (2. ábra, forrás: [1]).



2. ábra. Hierarchikus hálózati struktúra

Közvetlen információ terjesztés csak a csoportokon belül zajlik. A csoportok közötti hívások felépítéséhez azonban szükség van minden ponton a hálózat egészének valamilyen szintű ismeretére. Ezt úgy oldják meg, hogy a csoportok ún. *aggregált képét* felsőbb hierarchiaszinten terjesztik egymás közt a csoportokon belül kijelölt vezető csomópontok (angolul Peer Group Leader, PGL). Az aggregált kép, amellyel, hogy megtartja a csoport főbb átviteli paramétereit, jelentősen kevesebb információval leírható, mint az adott csoport teljes topológiája. Ezáltal csökken az egész hálózatban terjesztendő információ mennyisége, tehát az útvonalválasztó rendszer (megfelelő csoportbeosztás esetén) gyakorlatilag tetszőleges mértékben skálázhatóvá válik.

Az útvonalválasztási protokoll által minden egyes csomópontban összegyűjtött és karban tartott, a hálózat pillanatnyi állapotát leíró *topológiai adatbázis* alapján jelöli ki az útvonalválasztási mechanizmus a felépítendő kapcsolatok számára az optimális utat. Elvben ez történhetne oly módon, hogy minden egyes bejövő hívás esetén a beérkezés pillanatában végezzük el az útvonal kiszámítását. Lévéen azonban az útvonalszámítás meglehetősen processzorigényes feladat, hatékonyabb az optimális utakat az összes lehetséges célállomás felé előre kiszámítani és ún. *útvonalválasztási táblázatokban* tárolni. Egy bejövő hívás esetén elegendő a táblázatból kikeresni az optimális utat. A táblázat újraszámítása csak a topológiai adatbázis megváltozásakor (azaz, egy új állapot leíró beérkezésekor) válik szükségessé.

3. PNNI ALAPÚ HÁLÓZATOK TERVEZÉSI ÉS ÜZEMELTETÉSI PROBLÉMÁI

PNNI alapú hálózatok tervezésénél az általában szokásos topológia kialakítási és átviteli út méretezési kérdéseken felül számos, az útvonalválasztási protokoll működéséből adódó kérdés merül fel. Az optimális működés érdekében a protokoll paramétereit megfelelő módon kell beállítani. A beállítások meghatározásakor a két fő cél rendszert a hálózati erőforrások jó kihasználása, illetve a hálózat megbízhatóságának garantálása. A megoldás keresésekor természetesen figyelemmel kell lennünk a hálózatot alkotó berendezések korlátaira, amelyek közül a leglényegesebb a protokoll feldolgozó processzorok számítási kapacitása.

Ennek megfelelően, a hálózat tervezési fázisában érdemes néhány fontosabb, a PNNI útvonalválasztás hatékonyságát jelentősen befolyásoló tényezőt valamely teljesítményanalízis módszerrel (pl. szimuláció) megvizsgálni. Ezen tényezők közül a legfontosabbak a következők:

- **Processzor-terhelés:** A hálózat topológiájától, méretétől, a PNNI protokoll konfigurációs paramétereinek beállításától, illetve a használt útvonalválasztási algoritmus típusától függően a protokoll feldolgozó processzorok terhelése esetenként igen jelentős lehet, legrosszabb esetben túlterhelődés is bekövetkezhet, amely akár a hálózat teljes működésképtelenségéhez vezethet.
- **Hálózat-teljesítmény:** A hálózat által nyújtott hívásblokkolási valószínűség legnagyobb mértékben a felhasznált útvonalválasztási algoritmustól függ. Figyelemmel kell lennünk azonban arra, hogy általában a jobb teljesítményt nyújtó algoritmusok nagyobb számítási teljesít-

ményt is igényelnek, tehát ésszerű kompromisszumot kell keresni ezen a téren.

- **Megbízhatóság:** A két legfontosabb jellemző ezen a téren a meghibásodások korrigálásához szükséges helyreállítási idő, illetve, hogy a hiba által érintett kapcsolatok közül hányat sikerül valóban helyreállítani. Az első tényező jelentős mértékben a processzorok számítási teljesítményétől függ, míg a másodikra – a hálózattervezési szempontokon felül (van-e tartalék út elegendő kapacitással) – az alkalmazott útvonalválasztási módszer legnagyobb hatással.

4. VIZSGÁLATI ESZKÖZÖK

Az említett problémák vizsgálatához alapvető fontosságú, hogy megfelelő hálózatteljesítmény-analízis módszerek álljanak rendelkezésünkre. A rendszer komplexitása jelentősen megnehezíti a megfelelő részletességű analitikus modellek kidolgozását. Alternatívaként a különböző szimulációs módszerek kínálkoznak. Kézenfekvő megoldás a létező (valós berendezésekben is használt) PNNI implementációk felhasználása szimulált hálózati környezetben, az irodalomban fellelhető megoldások általában ezt a megközelítést alkalmazzák [3]. Ezek a gyakran *emulációs eszközöknek* is nevezett rendszerek a PNNI kód több példányát futtatják párhuzamosan egy (vagy több) munkaállomáson, a hálózat összeköttetéseit processzek közti kommunikációs kapcsolatokkal modellezve. A módszer előnye a részletes modell és az egyszerű megvalósítás. Jelentős hátrány azonban a modell implementáció-specifikussága és a valós kód komplexitásából adódó viszonylagos lassúság.

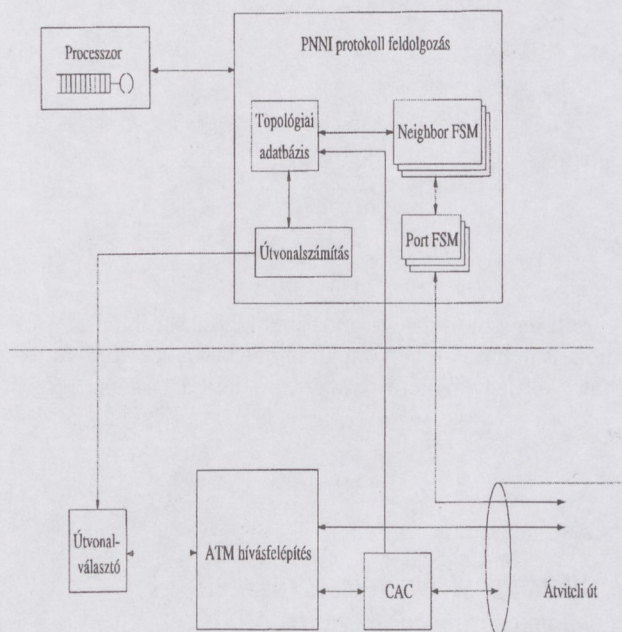
Saját vizsgálatunk számára alapvetően más szimulációs megközelítést alkalmaztunk. Ennek lényege, hogy kidolgoztunk és megvalósítottunk egy egyszerűsített eseményvezérelt PNNI szimulációs modellt. A rendszer alapját az Ericsson Traffic Laboratóriumban már korábban kifejlesztett, ATM hálózatok hívás szintű vizsgálatára képes eszköz képezte [4].

A rendszer felépítése a 3. ábrán látható. A modell alsó rétegében helyezkedik el a rendszer alapját képező ATM hálózati struktúra. A hálózati forgalom modellezése *hívás szinten* történik. Ennek lényege, hogy csupán a forgalomforrások és -nyelők közti kapcsolat felépítése és lebontása van részletesen modellezve, a tényleges cellaforgalom nem. A kapcsolatok által igényelt átviteli erőforrásigényt a kapcsolatok *effektív sávszélességével* vesszük figyelembe.

Az ATM hálózati réteg felett helyezkedik el a tényleges PNNI modell. A modell lényegében az ATM Forum specifikációjának főbb funkcióit valósítja meg, bizonyos egyszerűsítésekkel és korlátozásokkal. A rendszer központi részét képezi az általánosított protokoll processzor modell. Ennek segítségével modellünket a processzor paraméterek megfelelő beállításával tetszőlegesen valós implementációhoz hozzáhangolhatjuk.

Szimulátorunk segítségével számos fontos hálózat-teljesítmény paraméter vizsgálatára nyílik lehetőségünk. Ezek közül a legfontosabbak a hívásblokkolás, a hálózati erőforrások kihasználtsága, illetve a különféle, közvetlenül a PNNI protokollal kapcsolatos mérések, így például a protokoll feldolgozó processzorok terhelése vagy a hálózat hibadetektálási és -helyreállítási idejének vizsgálata.

A fenti mérési lehetőségekkel vizsgálható a különféle protokoll paraméter beállítások, hálózattervezési szempontok, illetve útvonalválasztási algoritmusok hatása a hálózat-teljesítményre. A szimulátor moduláris kialakítása egyszerűen lehetővé teszi tetszőleges új útvonalválasztó algoritmus beillesztését és vizsgálatát.



3. ábra. A PNNI szimulátor felépítése

PNNI szimulációs modellünk jelenlegi verziója egyetlen peer group vizsgálatát teszi lehetővé, implementációkból hiányoznak a hierarchikus PNNI hálózatok szimulációjához szükséges funkciók. Ennek fő indoka, hogy az általunk vizsgált hálózatkonfigurációk mérete (illetve, a hívás szintű szimulációval hatékonyan vizsgálható méret) nem teszi szükségessé az útvonalválasztási hierarchia bevezetését. A gyakorlatban használt ATM kapcsolók sem minden esetben támogatják a hierarchikus útvonalválasztást, kisebb hálózatokban erre nincs is szükség.

5. ÚTVONALVÁLASZTÁS PNNI ALAPÚ HÁLÓZATOKBAN

Amint azt a bevezetőben láthattuk, az útvonalválasztási algoritmusnak igen nagy hatása van a hálózat-teljesítményre, a hálózat megbízhatóságára, illetve a protokoll processzorok terhelésére. Éppen ezért az ATM Forumban szándékosan nem szabványosították az útvonalválasztási algoritmust, a PNNI specifikáció lehetővé teszi tetszőleges, az üzemeltető igényeinek és lehetőségeinek megfelelő algoritmus beillesztését.

Az útvonalválasztási algoritmus feladata – mint azt korábban már leírtuk – a hálózat pillanatnyi állapotát leíró topológiai adatbázis alapján valamilyen szempontból optimális útvonalak keresése. Az optimalizálás célfüggvénye és az alapjául szolgáló adatok kiválasztása szerint számos megközelítési mód definiálható; az irodalomban számos eredmény található ezek vizsgálatával kapcsolatban.

A következőkben az útvonalválasztási algoritmusok egy lehetséges (és minden bizonnyal nem teljes) csoportosítá-

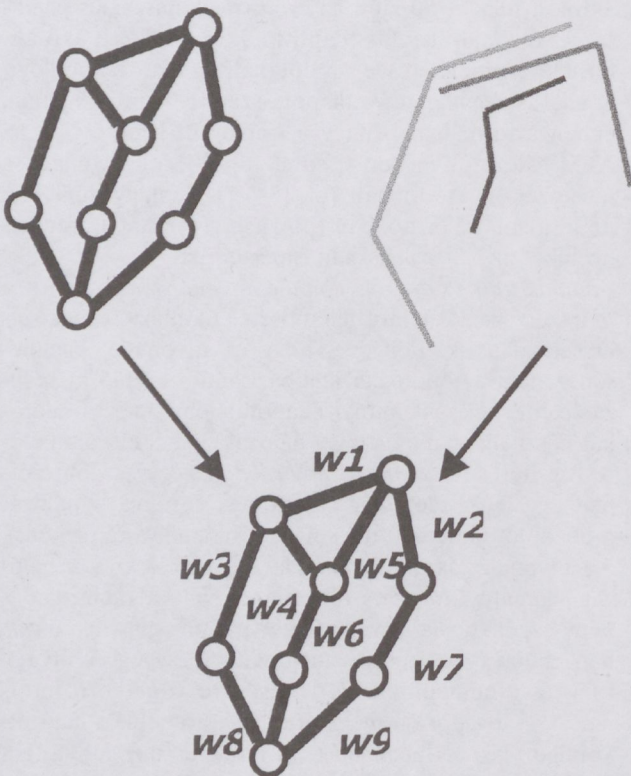
sát definiáljuk, rövid utalásokkal az egyes témakörökben megjelent főbb publikációkra.

- **Útvonalválasztás szolgáltatás minőségi garanciákkal:** Az alapvető cél itt az, hogy olyan utakat keressünk, amelyek a beérkező hívásokban definiált szolgáltatás minőségi elvárásokat (pl. késleltetés) teljesítik. Amennyiben a kívánt paramétereket több különböző út is teljesíteni képes, úgy másodlagos célként megfogalmazható a teljesítmény-optimalizálás, azaz, hogy a több lehetséges közül a hálózat erőforrás-kihasználása szempontjából a legmegfelelőbbet válasszuk ki. A témakörnek igen széles körű irodalma van, lásd például [5].
- **It forgalom alapú adaptív útvonalválasztás:** Az előző, meglehetősen bonyolult feladat egyszerűsítésével jutunk el a forgalom alapú adaptív útvonalválasztáshoz. Ebben az esetben nincs szó szolgáltatás minőségi garanciákról, a feladat pusztán az erőforrás-kihasználás javítása. Az útvonalválasztás adaptívan követi hálózat aktuális terhelését, megkeresve az optimális utakat a topológiai adatbázis pillanatnyi állapota szerint. A problémának ebben a formában is nagy a gyakorlati jelentősége; az ATM hálózatok mellett (lásd pl. [6], [7]) a hagyományos távbeszélő-hálózatokban (pl. [8]–[12]), illetve újabban az IP alapú hálózatokban (pl. [13], [14]). Saját eredményeinket az 5.3. szakaszban ismertetjük.
- **Adminisztratív súlyokon alapuló útvonalválasztás:** Ez a módszer az előzőektől jelentősen különböző megközelítésen alapszik. Lényege, hogy az útvonalak kijelöléséhez nem a topológiai adatbázisban szereplő, a hálózat elemeinek pillanatnyi állapotát leíró mérési adatokat használja, hanem egy, a hálózatüzemeltető által előre rögzített ún. *adminisztratív súlyt* (legegyszerűbb esetben egy lerögzvidebb út algoritmust futtatva a hálózat gráfján, az adminisztratív súlyokat használva élsúlyként). Az útvonalválasztás ily módon ugyan elveszíti a hálózat pillanatnyi forgalmi állapotához való alkalmazkodás képességét, de – lévén, hogy a topológiai adatbázisban ebben az esetben is megtalálható az egyes átviteli utak és csomópontok elérhetőségére vonatkozó információ – továbbra is megmarad az automatikus hálózatkonfigurálás és hibajavítás. A módszer egy lehetséges előnye az adaptív módszerhez képest, hogy – mivel az adminisztratív súlyok nem változnak – nincs szükség az állapotleírók gyakori terjesztésére, ami jelentősen csökkenti a protokoll feldolgozás és útvonal-újraszámítás miatti processzor-terhelést. Az adaptív útvonalválasztásnál esetlegesen felmerülő stabilitásproblémák is megszűnnek. Ezen okokból gyakorlati szempontból igen nagy a módszer jelentősége, a jelenleg működő hálózatokban tipikusan ezt alkalmazzák. A módszer egyszerűsége ellenére számos érdekes kutatási probléma fogalmazható meg, ezeket az 5.1. és az 5.2. szakaszokban ismertetjük.

5.1. Adminisztratív súlyok beállítása

Amint azt az előzőekben említettük, az adminisztratív súlyokon alapuló útvonalválasztás egyszerű, de mégis hatékony eszközt ad a hálózat-üzemeltető kezébe a hálózati forgalom irányítására; a módszer alkalmazásával megmarad a hálózat robusztussága, emellett töredékére csökken a processzor-terhelés. Az adminisztratív súlyok megfelelő beállításával lehetőségünk nyílik továbbá arra is, hogy a

forgalomfolyamokat gyakorlatilag tetszésünk szerint irányítsuk, például azokra az átviteli utakra, amelyekre több forgalmat akarunk tenni, azokra kisebb, a kisebb kapacitásokra pedig nagyobb adminisztratív súlyt definiálva. Kézenfekvően adódik a kérdés, hogy általános esetben milyen módon kell az adminisztratív súlyokat beállítanunk ahhoz, hogy az általunk megkívánt (például erőforrás-kihasználási szempontból optimális) forgalomelvezetési struktúra (útvonalrendszer) adódjék. Lényegében tehát az útvonalválasztó berendezésekben alkalmazott *legrövidebb út* algoritmus (például a Dijkstra algoritmus) inverzét kell végrehajtanunk; a feladat tehát az operáció-kutatási irodalomban más kontextusból már jól ismert inverz legrövidebb út problémára vezethető vissza. A probléma megoldására számos különféle módszer született a közelmúltban, lásd például [15]–[17].



4. ábra. Inverz legrövidebb út probléma

A mi konkrét esetünkben azonban az irodalomban találhatóktól némileg eltérő problémakitűzésre van szükség, amely gyökeresen eltérő megoldási módszert igényel. Feladatunk a 4. ábrával szemléltethető: adott a hálózat gráfja $G = (V, E)$ és a kívánt útvonalak halmaza $\mathcal{P} = \{P_{ij}\}$; keressük azt az élekhez rendelt $W = \{w_{ij}\}$ élsúlyrendszert, amelyre valamely legrövidebb út algoritmust (például a Dijkstra algoritmust) lefuttatva, egyértelműen a bemenetként megadott \mathcal{P} útvonalrendszer adódik. Mint azt a [18] cikkünkben részletesen bebizonyítjuk, a feladat megoldása az (1)–(6) egyenlőtlenségekkel egyértelműen definiálható. A felírásához definiáljuk a következő jelöléseket:

- d_{ij} jelentsen a G gráfban a w_{ij} élsúlyok szerinti távolságot az i és j csomópontok között.
- $S(P_{ij})$ jelölje azon élek halmazát, melyek összekötik a P_{ij} útvonal két nem közvetlenül egymás után következő csomópontját.
- $B(e, P_{ij})$ jelölje a P_{ij} útvonal azon éleinek halmazát,

amelyeket az $e = (k, l) \in S(P_{ij})$ él „áthidal”, azaz a P_{ij} út k és l közötti éleit.

$$d_{ij} \geq 0 \quad (\forall i, j) \quad (1)$$

$$w_{ij} \geq 1 \quad (\forall e = (i, j) \in E) \quad (2)$$

$$d_{ik} + w_{kj} \geq d_{ij} \quad (\forall i, j, k, \text{ melyre } (k, j) \in E) \quad (3)$$

$$\sum_{e \in P_{ij}} w_e \leq d_{ij} \quad (\forall i, j, \text{ melyre } P_{ij} \in \mathcal{P}) \quad (4)$$

$$d_{ik} + d_{kj} \geq d_{ij} + 1 \quad (\forall i, j, k, \text{ melyre } P_{ij} \in \mathcal{P}, k \notin P_{ij}) \quad (5)$$

$$w_e \geq 1 + \sum_{f \in B(e, P_{ij})} w_f \quad (6)$$

$$(\forall e, i, j, \text{ melyre } P_{ij} \in \mathcal{P}, e \in S(P_{ij}))$$

A fenti egyenlőtlenség-rendszer megoldása lineáris programozással hatékonyan megtalálható, d_{ij} és w_{ij} változókkal. Célfüggvényként célszerű például a

$$\min \sum_{e=(i,j) \in E} w_e \quad (7)$$

kifejezést választani.

5.2. Alternatív útvonalkeresés rögzített adminisztratív súlyok esetén

Az adminisztratív súlyokon alapuló útvonalválasztás már említett hátránya, hogy jellegéből következően nem képes alkalmazkodni forgalom változásaihoz; akkor sem tereli el a forgalmat egy átviteli útról, ha az már jelentősen túlterhelt. Ez a probléma enyhíthető a PNNI specifikáció által támogatott alternatív útvonalválasztás segítségével. Ebben az esetben nem csak egy, hanem több különböző (alternatív) útvonalat számítunk ki a topológiai adatbázis alapján minden célállomás felé. A bejövő hívások, amennyiben nem sikerül az elsődleges úton felépülniük, újra próbálkozhatnak az alternatív utakon, így módon nagy valószínűséggel elkerülhetik a túlterhelt helyeket. A módszer alkalmazásakor természetesen felmerül a kérdés, hogy – pusztán az adminisztratív súlyok alapján – milyen algoritmus szerint határozzuk meg az alternatív utakat a hálózat optimális működése érdekében.

Alapvetően két szempontot kell figyelembe vennünk ha pusztán adminisztratív súlyok mellett keresünk alternatív utakat:

1. maximalizáljuk az alternatív úton a hívások felépülési valószínűségét,
2. az alternatív utak optimálisan használják a hálózat erőforrásait.

Mivel az útvonalválasztásnál nincs módunkban terheltségi adatokat figyelembe venni, az első szempontnak úgy tudunk a legjobban eleget tenni, ha az alternatív utat a szerint választjuk, hogy az a lehető legkevesebb közös erőforrást használjon az elsődleges úttal. Erre a feladatra a szakirodalom [19] több módszert is ad. Az egyik az irodalomban „büntetőnek” („Penalty”) nevezett módszer lényege, hogy az elsődlegesen választott úttól egy élfüggetlen alternatívát keres, és ha több ilyen adódik, akkor a legrövidebbet választja. A másik „Suurballe” módszer az első- és

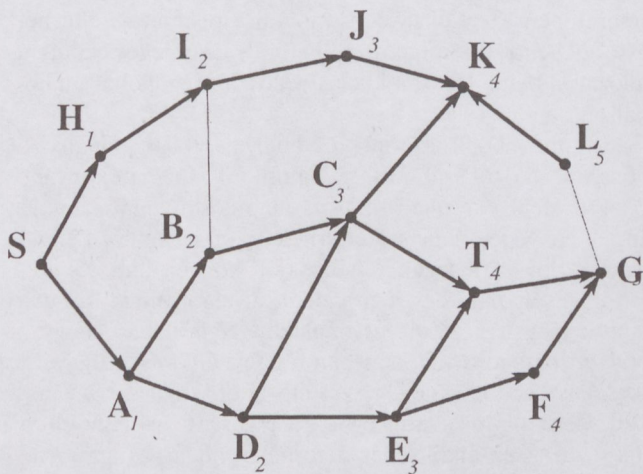
másodlagos út összköltségét minimalizálja úgy, hogy mindenképpen megköveteli azok élfüggetlenségét.

Mi a fenti módszereket fejlesztettük tovább, kiemelt figyelmet szentelve a hálózati erőforrások terheltségét figyelembe vevő szempontnak. A „Tight Suurballe” algoritmusunkban megoldást adtunk arra, hogy miként kell két a lehető legkevesebb közös élt tartalmazó alternatív utat keresni akkor, ha megköveteljük, hogy mindkét út csak a forrás és célsomópontot összekötő legrövidebb utak közül kerüljön ki. Az algoritmus bemutatása előtt pár fogalmat ismertetünk.

Ha adva van egy irányított gráf $D = (N, E)$ és egy költségfüggvény $c : E \rightarrow R^+$, akkor a $\Pi : N \rightarrow R$ függvény megengedett potenciált definiál, ha $\Pi(v) - \Pi(u) \leq c(u, v)$ minden $uv \in E$ élre. Ha c nem-negatív és $\Pi_{\min}(V)$ az s -ből v -be vezető legrövidebb út költsége, akkor Π_{\min} bizonyíthatóan egy megengedett potenciált definiál, ami valójában majorálja az összes megengedett potenciált. A Dijkstra algoritmus egy ilyen potenciált ad végeredményül.

Egy élet *pontosnak* nevezünk, ha a súlya megegyezik a végpontjainak potenciálkülönbségével, vagyis $\Pi(v) - \Pi(u) = c(u, v)$. A gráfban egy út akkor és csak akkor legrövidebb, ha minden éle pontos él.

Egy megengedett potenciál ismeretében konstruálható a *pontos élek gráfja*. Megfigyelhetjük, hogy a pontos élek gráfjában bármely utat választva, az garantáltan egy legrövidebb út lesz az eredeti gráfban. Mint azt a 5. ábra példahálózaton láthatjuk, valójában több legrövidebb út is van s és t között. Az ábrán a vastaggal jelöltük a pontos éleket, a pontok alsó indexe pedig a potenciálértéket mutatja. A példahálózaton látszik, hogy teljesen élfüggetlen két legrövidebb út nem létezik s -ből t -be, hiszen a lehető legjobban élfüggetlen $SADET$ és $SABCT$ utak is közösek az sa élben.



5. ábra. Példa gráf potenciállal és pontos élekkel

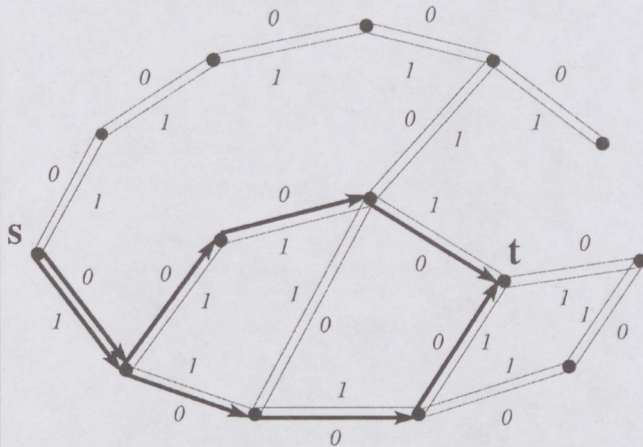
Ha csak a pontos élek gráfján keresünk minimális összköltségű élfüggetlen alternatív utakat, akkor eleve garantáljuk, hogy azok legrövidebb utak lesznek. Ennek akkor van jelentősége ha a hálózat globálisan túlterhelt állapotba kerül. Ilyenkor bármelyik alternatív útvonalválasztási módszer, amely hosszú alternatív utakat generál, csak még jobban túlterheli a hálózatot.

„Tight Suurballe” algoritmusunk lényege röviden a következőképpen foglalható össze.

1. Határozzuk meg először, hogy melyek a pontos élek és készítsük el a pontos élek gráfját. Mint már említettük, ha csak pontos éleket használunk, minden út garantáltan legrövidebb lesz.

2. Kettőzzünk meg minden élet úgy, hogy az egyikre írjuk '1'-es súlyt, a másikra viszont '0'-t (lásd a 6. ábrát).

3. Futtassuk Suurballe algoritmusát az így kapott gráfon. Ez az algoritmus úgy keres két alternatív utat, hogy minimalizálja ezek összköltségét. Egy utat mindenképpen el lehet vezetni csupa '0'-ás éleken. Ha létezik két élfüggetlen út, akkor még ez is nullás összköltséggel adódik. Azonban, ha nincs két teljesen élfüggetlen út a hálózatban, akkor a 2-es pontban ismertetett élduplázással és súlyozással azt érjük el, hogy a Suurballe algoritmus éppen a két út közös éleinek a számát minimalizálja.



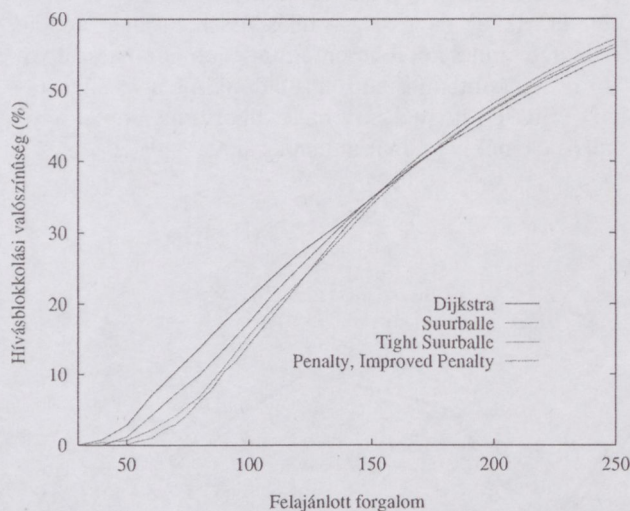
6. ábra. A transzformált gráf és a „Tight Suurballe” algoritmus által talált utak

Az algoritmus a példa gráfon valóban a két legrövidebb, legkevesebb közös élt tartalmazó SACDT és SABCT utakat találja meg. Mivel az alternatív utakat egy, az eredeti gráfnál kevesebb élt tartalmazó transzformált gráfon kerestük, elképzelhető, hogy az így kapott legrövidebb útpár kénytelen közös élt használni, habár az eredeti gráfban lett volna még teljesen élfüggetlen út is. Olyan eset is lehet – tipikusan a közeli pontoknál –, hogy nincs két egyenlő hosszú alternatív út. Emiatt kis terheltségeknél csökken a hívásfelépülés valószínűsége, viszont nagy túlterheltség esetén a módszerünk nem használ fölöslegesen erőforrásokat.

A büntető módszert is lehet javítani a fenti algoritmusmal. Ha több legrövidebb út létezik egy hálózatban, a Dijkstra algoritmus bármelyiket adhatja kimenetül. Nekünk az lenne a legjobb, ha olyan legrövidebb utat tudnánk választani, amihez a büntető módszerrel keresett alternatív út a lehető legrövidebb. A legrövidebb utak száma lehet élszám szerint exponenciális is, ezért az összesre nem lehetséges megnézni az alternatív út hosszát. Az imént ismertetett „Tight Suurballe” módszer két legrövidebb utat ad, amik a lehető legjobban különböznek egymástól. Az „Improved Penalty” névre keresztelt módszerünk lényege, hogy erre a két útra nézzük csak meg a büntető módszer által generált alternatív út hosszát, és értelemszerűen az összhosszban rövidebb párost választjuk.

Megfigyelhetjük az 5. ábrán, hogy a sima büntető módszer, ha az SABCT utaktól keres élfüggetlen alternatívát, akkor a SHIJKLGT $d_{alt} = 7$ hosszú utat találja. Ha viszont a mi „Improved Penalty” módszerünket használjuk, akkor mindkét a „Tight Suurballe” módszer által generált útra megnézzük az alternatív utak hosszát, és megtaláljuk a $d_{alt} = 5$ hosszú a SADET úttól élfüggetlen SHIBCT alternatív utat.

A 7. ábrán egy szimulációval kapott hívásblokkolási valószínűség/felajánlott forgalom grafikon segítségével mutatjuk be az algoritmusok teljesítményét.



7. ábra. Hívásblokkolási valószínűség

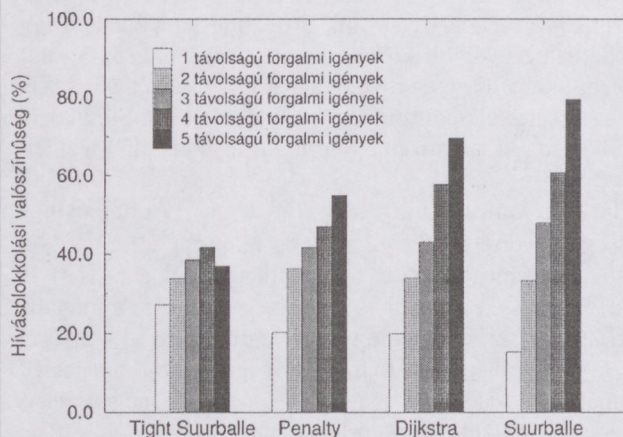
Mint látható, az alacsony blokkolású részekben, a „Penalty” és az „Improved Penalty” módszer adta a legjobb eredményt. Ezek a módszerek elvágó élek esetén is adnak alternatívát, így nagyobb esélyük van arra hogy az első úton blokkolódtól hívásokat egy kerülő úton elvezessék. A „Tight Suurballe” módszer hasonlóan jó eredményt ért el, míg a „Suurballe” módszer volt a leggyengébb, nem számítva a referenciaként szereplő „Dijkstra” módszert.

Extrém túlterhelés esetén, ahogy már említettük, az a legelőnyösebb, ha nem használunk hosszú alternatív utakat, ezért a nagy blokkolású részekben a „Dijkstra” módszer verhetetlen. Ezután jön a „Suurballe” módszer, és harmadik helyen a „Tight Suurballe” módszer, ami azzal, hogy nem engedett hosszú alternatívákat, megelőzte minkét „Penalty” módszert. Ebben a túlterhelt állapotban bármely alternatív útvonalválasztási módszer, azzal hogy esélyt ad a hívások egy alternatív úton való kiépüléséhez, növeli a hálózat terheltségét, tehát magasabb blokkoláshoz vezet. Ez látszik azon, hogy a „Tight Suurballe” módszer, habár ugyancsak legrövidebb utakat használ, magasabb blokkolást produkált, mint a „Dijkstra” módszer.

Ha figyelembe vesszük a hívásblokkoláson túl azt is, hogy az egyes igények azonos blokkolási szintet látnak-e, észrevesszük, hogy a „Tight Suurballe” módszer ebben a tekintetben még jobb eredményt ad, mint a többi módszer.

A 8. ábrán az árnyalatok különböző forgalmi igény kategóriáknak felelnek meg. Megfigyelhetjük, hogy a „Tight Suurballe” módszerrel adódtak a legkisebb hívásblokkolási

különbségek az egyes osztályok között. Az ábrázoláshoz a 150 %-os relatív terheltségi szintet választottuk, hiszen itt az algoritmusok azonos, összehasonlítható hívásblokkolási valószínűséget produkáltak.



8. ábra. Hívásblokkolási különbségek a 150 % relatív terheltségi szinténél

5.3. Forgalom alapú adaptív útvonalválasztás

További vizsgálódásaink során kutatásaink középpontjában a forgalom alapú adaptív útvonalválasztás állt. Ennek lényege, hogy az útvonalválasztási döntéseket a hálózat pillanatnyi terhelése szerint optimalizálva hozzuk meg, azaz az útvonalválasztási táblákat a terhelés változásakor adaptívan újraszámoljuk; ezáltal az adminisztratív súlyokon alapuló rögzített útvonalválasztásnál jelentősen jobb eredményeket érhetünk el.

Az általunk felállított modellben (a PNNI specifikációval összhangban) az egyes átviteli utakon pillanatnyilag rendelkezésre álló szabad kapacitással (illetve az élkapacitás ismeretében ezzel ekvivalens módon a pillanatnyi élterheléssel) jellemeztük a hálózat állapotát. Elsődleges célunk a hálózaton belüli hívásblokkolási valószínűség globális minimalizálása volt.

A fenti modell szerinti útvonalválasztásra kínáló módszerek közül számítási szempontból a leghatékonyabb a legrövidebb út algoritmuson alapuló útvonalszámítás. Ennek lényege, hogy az élterheléseket valamilyen függvény szerint élköltségekké (súlyokká) konvertáljuk, és ezeken az élsúlyokon egy legrövidebb út algoritmust futtatva kapjuk meg a keresett útvonalakat. Nyilvánvaló, hogy a módszer hatékonysága nagyban függ az él-költségfüggvény megválasztásától. A legegyszerűbb heurisztika szerint például választhatjuk élköltségnek a pillanatnyi relatív élterhelést, azaz az élköltséget a terhelés lineáris függvényeként állítjuk elő. Ettől a megoldástól azt várhatjuk, hogy a legrövidebb út keresésekor algoritmusunk a forgalmat a kevésbé terhelt élekre fogja helyezni, lévén azoknak kisebb a súlyuk, ily módon javítva a hálózat erőforrásainak kihasználtságát és a hívásblokkolást.

A fenti egyszerű módszer valóban működik is, de (mint azt a későbbiekben szimulációs vizsgálatainkkal megmutatjuk) nem minden esetben nyújt tökéletes megoldást.

Kutatásaink során célunk a fenti megoldásnál jelentősen jobb teljesítményt nyújtó él-költségfüggvény kidolgozása

sa volt. Az matematikai kezelhetőség érdekében az ATM hálózatot áramkörkapcsolt módon modelleztük, minden egyes híváshoz azonos fix sáv szélességet rendelve. A forgalom ily módon a hagyományos távbeszélő-hálózatokban használt Erlang modellel vizsgálhatóvá válik.

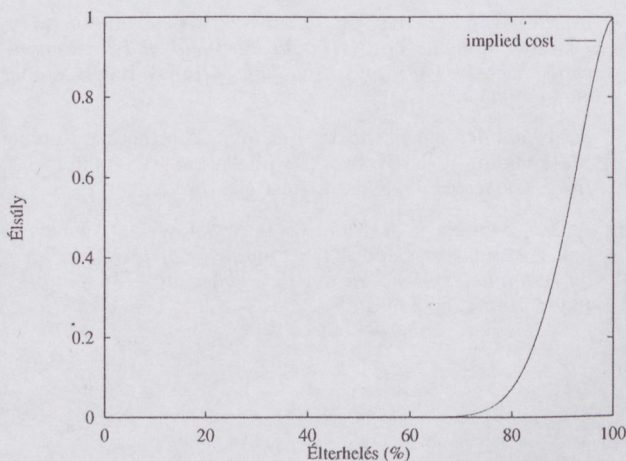
Első lépésként a hálózatból rendelkezésre álló élterhelési mérésekből becslést számítunk az élre jutó felajánlott forgalomra. Jelölje \tilde{A} egy adott él átvitt forgalmát (erre egy hívás sáv szélességének ismeretében jó becslésként használhatjuk a mért élterhelést), N pedig az él kapacitását (azaz, hogy maximum hány egyidejű hívást tud egyszerre kiszolgálni; $E(\cdot)$ az Erlang B formulát jelöli).

$$\tilde{A} = A(1 - E_N(A)) \quad (8)$$

A (8) egyenletet A -ra megoldva becslést nyerünk az adott élre pillanatnyilag jutó felajánlott forgalomra. Ennek ismeretében az irodalomban már ismert „implied cost” alapú módszerrel határozzuk meg az adott él súlyát. Ezen módszer lényege, hogy útvonalválasztáskor a bejövő hívások útvonalát a szerint választjuk meg, hogy egy adott hívás lehetőleg minél kevesebb későbbi hívás előtt vegyen el erőforrásokat. Élköltség-alapú módszerünkre lebontva ez azt jelenti, hogy minden egyes élhez költségként az élre beérkező (és elfogadott) hívás által kiszorított átvitt forgalmat rendeljük, ennek egy lehetséges kiszámítási módja a (9) egyenletben található.

$$c = A(1 - E_N(A)) - A(1 - E_{N-1}(A)) = A(E_{N-1}(A) - E_N(A)) \quad (9)$$

A képlet által definiált élköltség-függvény alakja a 9. ábrán látható (a függvény alakja természetesen függ az adott él méretétől).

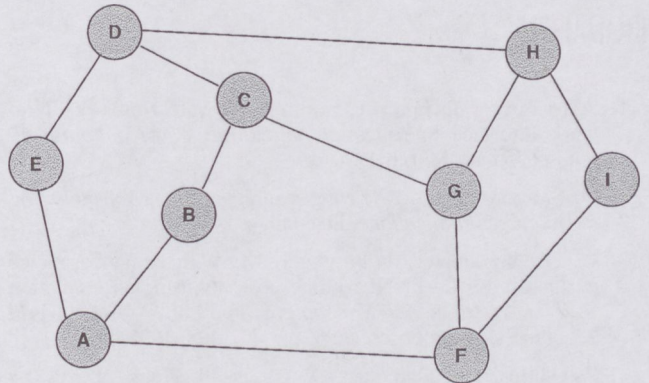


9. ábra. Az „implied cost” alapú élköltség-függvény

Ily módon definiált élköltség-függvényünk teljesítményt szimulációval vizsgáltuk, felhasználva korábban bemutatott szimulátor-rendszerünket. Többféle hálózatkonfiguráción és forgalmi szituációban végeztünk vizsgálatokat, melyeknek részletes eredményei a [20] publikációnkban találhatóak meg; ezek közül most egyet ismertetünk. A 10. ábrán látható hálózati konfigurációval az útvonalválasztásnak a térben változó forgalomeloszláshoz való alkalmazkodóképességét vizsgáltuk.

A hálózat bal oldali részének ($A-E$ csúcsok) forgalmát egy ρ tényezővel, a jobb oldalét ($F-I$ csúcsok) pedig $1 - \rho$

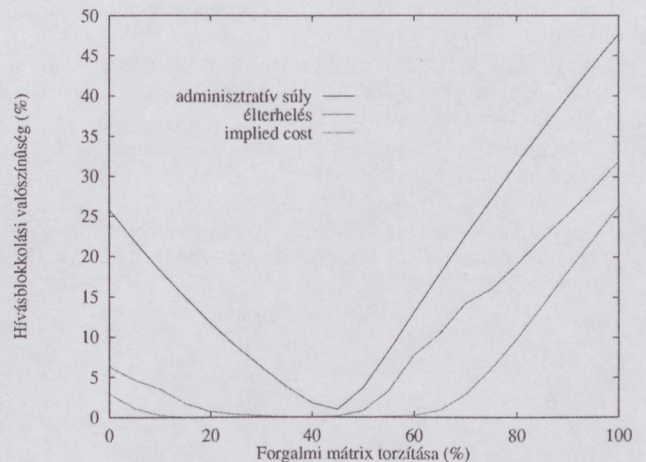
értékkel beszorozva, a ρ paraméter 0 és 1 közötti változtatásával változtatható a forgalom térbeli eloszlása. Az egyes forgalomforrásokat szimulációknban úgy paramétreztük, hogy $\rho = 0.5$ esetén még éppen ne legyen a hálózatban túlterhelés, a paraméter állítgatásával viszont a hálózat bal, illetve jobb felében generálhatunk különböző mértékű túlterhelést; példánk modellezheti például egy földrajzilag nagy kiterjedésű hálózati időzónák miatt eltolt csúcsidejének hatását.



10. ábra. A vizsgált hálózati konfiguráció

A forgalom alapú dinamikus útvonalválasztástól ez esetben azt várjuk el, hogy a túlterhelés térbeli helyének változásának függvényében a többlet forgalmat (hosszabb utakon) áterreli a túlterhelt helyekről a kevésbé terhelt részekre, pl kis ρ értékeknél az $F-I$ csúcsok közti forgalom lebonyolításához kerülő utak kijelölésével felhasználja a kevésbé terhelt $A-E$ csúcsok közti kapacitásokat.

A 11. ábrán ábrázoltuk a hálózatban mért hívásblokkolást a ρ paraméter függvényében.



11. ábra. Hívásblokkolási valószínűségek összehasonlítása

Látható, hogy a forgalom alapú dinamikus útvonalválasztás — elvárásainknak megfelelően — valóban számottevően kisebb hívásblokkolást eredményez az adminisztratív súlyokon alapuló módszerhez képest. Az ábrán az is jól látszik, hogy az élköltség-függvény megválasztásának valóban igen jelentős szerepe van; az általunk kidolgozott „implied cost” alapú módszer valóban jelentős javulást eredményez a bevezetőben említett egyszerű lineáris élterhelés alapú módszerhez képest.

6. ÖSSZEFOGLALÁS

Cikkünkben áttekintettük az ATM hálózatokban alkalmazott dinamikus útvonalválasztási eljárások körét, kiértékelve a legelterjedtebben használt PNNI útvonalválasztó protokoll főbb jellemzőire. Ismertettük az ATM hálózatok teljesítmény-analízisére kifejlesztett szimulátorunkat, amely fontos eszközként képezte a témakörben végzett kutatómunkánknak. Eddigi eredményeink az adminisztratív sú-

lyokon alapuló útvonalválasztás és a forgalom alapú adaptív útvonalszámítás témaköréből kerültek ki. Lineáris programozáson alapuló módszert javasoltunk az adminisztratív súlyok optimális beállítására. Különböző módszereket javasoltunk és hasonlítottunk össze alternatív útvonalak keresésére. Végezetül pedig kidolgoztunk egy újfajta, hatékonyabb költség-függvényt a hálózaton belüli hívásblokkolási valószínűség csökkentésére.

IRODALOM

- [1] ATM Forum Technical Committee: 'Private Network – Network Interface Specification Version 1. 0' *ATM Forum af-pnni-0055.000*, March 1996.
- [2] G. Swallow: 'PNNI: Weaving a multivendor ATM network' in *Data Communications*, December 1994.
- [3] U. Gremmelmaier, J. Püschner, M. Winter: 'Performance evaluation of the PNNI routing protocol using an emulation tool' in *International Switching Symposium – XVI World Telecom Congress Proceedings*, pp. 401-408, 1997.
- [4] Zs. Haraszti, I. Dahlquist, A. Faragó, T. Henk: 'PLASMA – An Integrated Tool for ATM Network Operation' *Proc. International Switching Symposium*, 1995.
- [5] A. Iwata, R. Izmailov, D. Lee, B. Sengupta, G. Ramamurthy, H. Suzuki: 'ATM routing algorithms with multiple QoS requirements for multimedia interworking' in *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E79-B, No. 8, August 1996.
- [6] H. W. Chu, D. H. K. Tsang: 'Dynamic routing algorithms in VP-based ATM networks' in *IEEE Global Telecommunications Conference V. 2*, pp. 1364-1368, 1995.
- [7] Serge Plotkin: 'Competitive Routing of Virtual Circuits in ATM Networks' in *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, Vol. 13, No. 6, August 1995, pp. 1128-1136.
- [8] G. R. Ash: 'Design and control of networks with dynamic nonhierarchical routing' in *IEEE Communications Magazine*, October 1990.
- [9] G. R. Ash, B. D. Huang: 'An analytical model for adaptive routing networks' in *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 41, No. 11, November 1993.
- [10] J. Regnier, W. H. Cameron: 'State-dependent dynamic traffic management for telephone networks' in *IEEE Communications Magazine*, October 1990.
- [11] Y. Watanabe, T. Oda: 'Dynamic routing schemes for international networks' in *IEEE Communications Magazine*, October 1990.
- [12] F. P. Kelly: 'Bounds on the performance of dynamic routing schemes for highly connected networks' in *Mathematics of Operations Research*, Vol. 19, No. 1, February 1994.
- [13] Anees Shaikh, Jennifer Rexford, Kang G. Shin: 'Load-Sensitive Routing of Long-Lived IP Flows' in *Proc. of ACM SIGCOMM (SIGCOMM '99)*, August 1999, Cambridge, MA, pp. 215-226.
- [14] G. Apostolopoulos, R. Guerin, S. Kamat, and S. Tripathi: 'Quality of Service Based Routing: A Performance Perspective', *Proceedings of SIGCOMM'98*, Vancouver, British Columbia, September 1998.
- [15] D. Burton and Ph. L. Toint, 'On an Instance of the Inverse Shortest Path Problem', *Mathematical Programming*, c53 (1992) pp. 45-61.
- [16] D. Burton, B. Pulleyblank and Ph. L. Toint, 'The Inverse Shortest path Problem with Upper Bounds on Shortest Paths Costs' in *Network Optimization*, eds. P. Bartalos, D. W. Hear and W. H. Hager, Lect. Notes in Economics and Mathematical Systems, Vol. 450, pp. 156-171.
- [17] S. Xu and J. Zhang, 'An Inverse Problem of the Weighted Shortest Path Problem', *Japanese J. of Industrial and Applied Math.*, 12 (1995), pp. 47-59.
- [18] A. Faragó, Á. Szentesi, B. Szviatovszki: 'Allocation of Administrative Weights in PNNI', *8th International Telecommunication Network Planning Symposium*, Sorrento, Italy, October 18-23, 1998.
- [19] A. Iwata, R. Izmailov, B. Sengupta: 'Alternative Routing Methods for PNNI Networks with Partially Disjoint Paths', *IEEE Globecom 98*, Sydney, Australia, November 1998.
- [20] Á. Magi, G. Nagy, Á. Szentesi, B. Szviatovszki: 'Analysis of link cost functions for PNNI routing', *6th IFIP Workshop on Performance Modelling and Evaluation of ATM Networks*, Ilkley, 20th-22nd July 1998.

DYNAMIC ROUTING METHODS IN ASYNCHRONOUS TRANSFER MODE (ATM) NETWORKS

Á. MAGI, Á. SZENTESI

B. SZVIATOVSZKI

TRAFFIC ANALYSIS AND NETWORK PERFORMANCE LABORATORY
ERICSSON MAGYARORSZÁG KFT
H-1037 BUDAPEST, LABORC U. 1.
TEL: 437-7738
FAX: 437-7219

E-MAIL: {ADAM.MAGI, ARON.SZENTESI, BALAZS.SZVIATOVSZKI}@ETH.ERICSSON.SE

A. FARAGÓ

ERIK JONSSON SCHOOL OF ENGINEERING AND COMPUTER SCIENCE
THE UNIVERSITY OF TEXAS AT DALLAS
P.O. BOX 830688, MS-EC31, RICHARDSON, TEXAS 75083-0688
TEL: (972) 883-6885;
FAX: (972) 883-2349
E-MAIL: FARAGO@UTDALLAS.EDU

SUMMARY

In this paper we present an overview on dynamic routing methods used in Asynchronous Transfer Mode (ATM) networks.

After a short introduction to PNNI (Private Network-to-Network Interface), which is the most common ATM signalling and routing protocol, we describe the typical performance problems arising in connection with the design and management of these kind of networks. We present the ATM-PNNI simulator developed at Ericsson Traffic Laboratory, which is a powerful tool for analysing ATM network performance.

Later on we describe the main open research topics within the field of dynamic routing, with references to the most important recent results in the literature.

Finally, we present our results in the fields of administrative weights based and adaptive load based routing. We justify our results using simulations.



Magi Ádám 1996-ban szerzett villamosmérnöki diplomát a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán. Jelenleg a BME Távközlési és Telematikai Tanszék levelező Ph.D. hallgatója, és az Ericsson Traffic Analysis and Network Performance Laboratory tudományos munkatársa. Fő kutatási területe az IP és ATM hálózatok teljesítmény-optimalizálása gráfelméleti módszerekkel.



mikrus útvonalválasztás problémáira.

Szentesi Áron 1994-ben szerzett villamosmérnöki diplomát a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán, ahol a közeljövőben fejezi be Ph.D. disszertációját. Jelenleg a budapesti az Ericsson Traffic Analysis and Network Performance Laboratory-ban dolgozik tudományos munkatársként. Fő kutatási területe a nagysebességű hálózatok tervezése és teljesítmény-optimalizálása, különös tekintettel a dinamikus



Szviatovszki Balázs 1996-ban szerzett villamosmérnöki diplomát a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán. Jelenleg a Távközlési és Telematikai Tanszék levelező Ph.D. hallgatója, és az Ericsson Traffic Analysis and Network Performance Laboratory tudományos munkatársa. Fő kutatási területe az IP és ATM hálózatok teljesítmény-optimalizálása gráfelméleti módszerekkel.

ZERO GROUP DELAY NETWORKS

L. SCULTÉTY

H-1124 BUDAPEST, KISS JÁNOS ALT. U. 59, HUNGARY
E-MAIL: SCU@ELLA.HU

Zero group delay approximation method is presented for lumped active networks realized by active RC circuits. The approximation uses left half plane real and complex zeros in the transfer function. The paper presents a class of the Maximally Flat Phase (MFP) filters. Using real zero-pole pair in the transfer function controllable negative group delay can be obtained. The method can be used for compensating the group delay to zero in low-pass and band-pass filters. Illustrative examples are given.

1. INTRODUCTION

The conventional band-pass filters at the center frequency usually has positive group delay. Many authors [2], [6] has investigated the problem of the approximation of constant group delay.

The object of this paper to approximate the ideal band-pass amplifier response, i.e. constant gain, zero phase with zero phase slope. It means zero group delay approximation [3], [7] in a given frequency band.

Negative value group delay can be realized only with left half-plane real or complex zeros [7]. Using these zeros the positive group delay can be compensated to zero.

The usual group delay equalization [5], [6] with all-pass correctors here unsuccessful, because the additional right half plane zeros have positive group delays.

2. MAXIMALLY FLAT PHASE (MFP) FILTERS

Next, consider the approximation of zero group delay of the low-pass prototype filters. Without loss of generality let the low-pass transfer function as follows

$$T(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{1 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_ms^m}{1 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_ns^n}, \quad (1)$$

where $m < n$.

Theorem 1.

The necessary and sufficient condition of zero group delay at zero frequency:

$$a_1 = b_1. \quad (2)$$

In this case the group delay and the first derivative of the group delay at zero frequency are equal to zero:

$$\tau(0) = \left. \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=0} !$$

$$\tau'(0) = \left. \frac{d\tau(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=0} ! \quad (3)$$

The group delay near to the origin can be expressed as

$$\tau \tau(\omega)_{\omega \rightarrow 0} = \text{const. } \omega^2 \quad (4)$$

Theorem 2.

Maximally Flat Phase low-pass filters can be realized as follows:

$$\text{Let } m = n - 1 \quad (5)$$

that means the magnitude response has 6 dB/octave slope towards to the infinity frequency.

$$\text{Consider the } P(s) = N(s)D(-s) \quad (6)$$

polynomial, which contains the phase information as follows:

$$\varphi(\omega) = \text{arc } T(j\omega) = \text{arc } P(j\omega). \quad (7)$$

If the coefficients of $N(s)$ and $D(s)$ polynomials satisfies the following set of equations:

$$\begin{aligned} b_1 &= a_1 \\ b_2 &= a_1b_1 - a_2 \\ b_3 &= a_3 - a_2b_1 + a_1b_2 \\ &\vdots \\ b_n a_{n-1} &= 1 \end{aligned} \quad (8)$$

then

$$P(s) = 1 + s^{(2n-1)}. \quad (9)$$

The phase

$$\varphi(\omega) = \text{arc } P(j\omega) = -\text{arctg } \omega^{(2n-1)}. \quad (10)$$

At origin the phase and the group delay are equal to zero. The group delay maximally flat with $(2n-3)$ degree:

$$\begin{aligned} \varphi(0) = \tau(0) = 0, \quad \text{and} \quad \left. \frac{d'\tau(\omega)}{d\omega'} \right|_{\omega=0} \\ i = 1, 2, \dots, (2n-3). \end{aligned} \quad (11)$$

The Proof of Theorem 1. and 2. is given in [7].

2.1. Low-pass MFP filters

On the basis of Eq. (8) we can generate the $N(s)$ and $D(s)$ polynomials, listed in Table 1 ($n = 2 \dots 4$).

Zero-pole locations for $n = 3$ are shown in Fig. 1.

Table 1. Polynomials of low-pass MFP filters

n	$N(s)$	$D(s)$
2	$1 + s$	$1 + s + s^2$
3	$1 + 1.618s + s^2$	$1 + 1.618s + 1.618s^2 + s^3$
4	$1 + 2.247s + 2.247s^2 + s^3$	$1 + 2.247s + 2.802s^2 + 21.247s^3 + s^4$

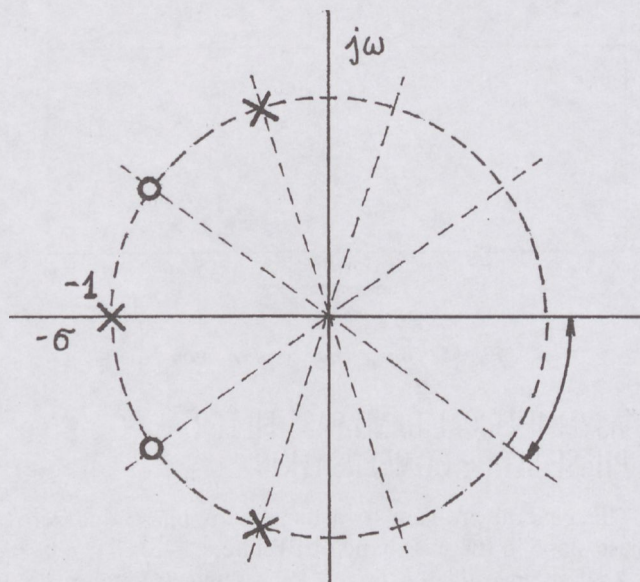


Fig. 1. Low-pass MFP filter zero-pole locations ($n = 3$)

The zeros and poles in the left half plane lie on the unity circle similarly to the Butterworth approximation but alternately follow each other.

The phase, group delay and magnitude characteristics are shown in Fig. 2 ($n = 2, 3, 4$).

The magnitude characteristic has a small peak far from the origin.

2.2. Band-pass MFP filters

With LP-BP transformation geometrically symmetrical band-pass filter can be realized with constant gain, zero phase and zero phase slope in the passband with a given accuracy.

Fig. 3 shows the magnitude and phase characteristics and the Nyquist diagram of a transformed band-pass MFP filter.

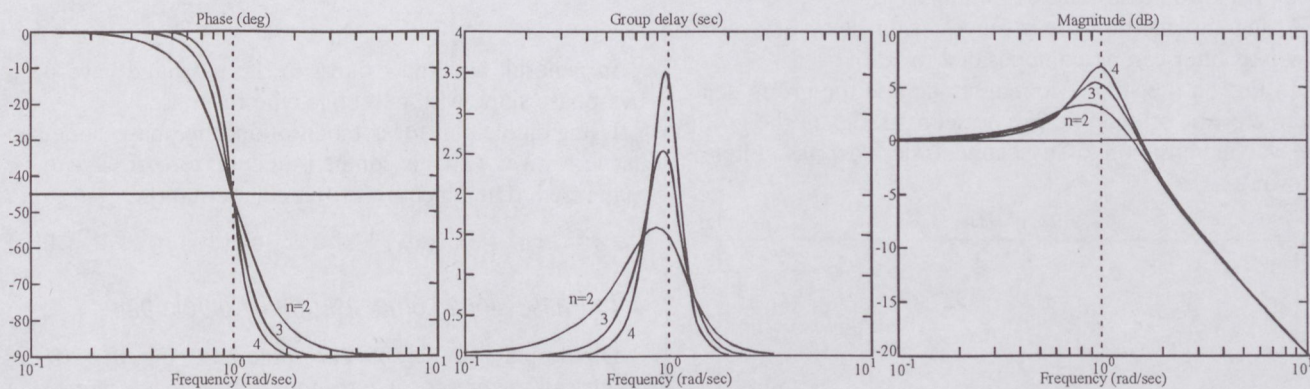


Fig. 2. Low-pass MFP filter phase, group delay and magnitude characteristics

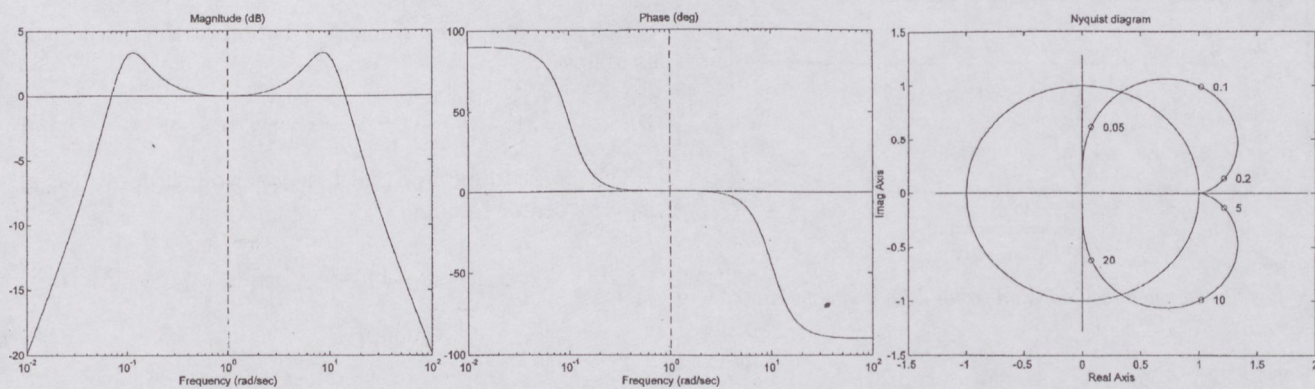
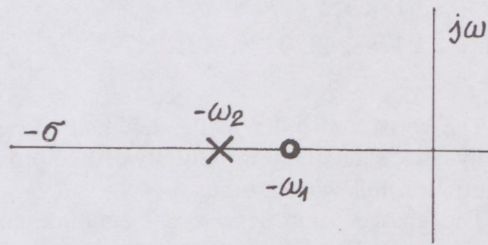


Fig. 3. Band-pass MFP filter magnitude, phase characteristic, and Nyquist diagram ($\omega_0 = 1, B = 10$)

3. GROUP DELAY COMPENSATION BY DIPOLE

Group delay with a prescribed negative value can be realized by real zero-pole pair (dipole) (see Fig. 4).



$$T_d(s) = \frac{1 + s/\omega_1}{1 + s/\omega_2} \quad (12)$$

Fig. 4. Zero-pole location of dipole

The group delay is negative (see Fig. 5a),

$$\text{if } \omega \ll \omega_0, \text{ where } \omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2} \quad (13)$$

$$\tau(0) = \frac{\omega_0 - \omega_1}{\omega_0^2} \quad (14)$$

that means controlling the frequency difference prescribed negative group delay can be obtained.

Using this method the positive group delay of a given low-pass filter can be compensated to zero.

In Fig. 5a the step style magnitude and the group delay characteristic of a dipole can be seen, in Fig. 5b the group delay compensation of a second order low-pass filter is shown.

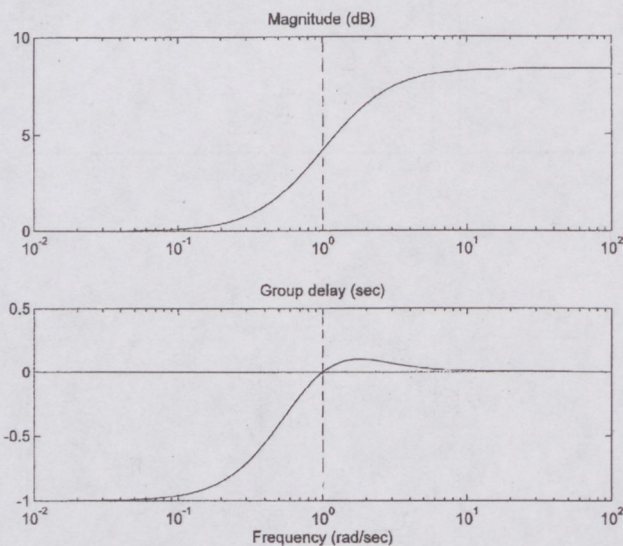


Fig. 5a. Dipole magnitude and group delay characteristic

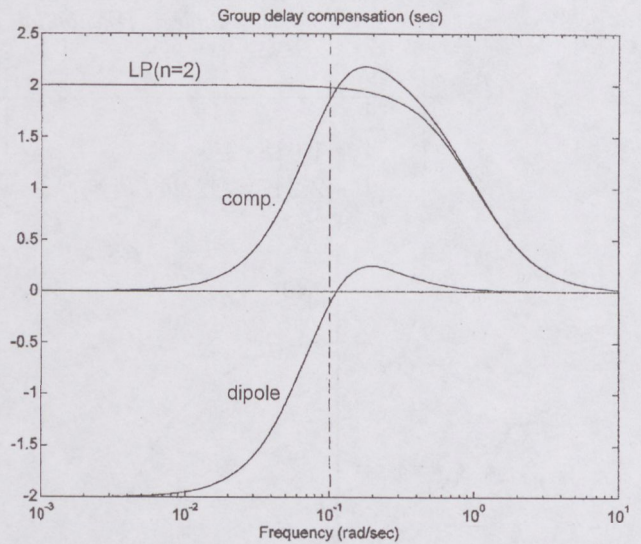


Fig. 5b. Group delay compensation

4. ASYMMETRICAL BAND-PASS FILTER PHASE SLOPE COMPENSATION

The general problem to achieve zero phase and zero phase slope in the pass-band of BP filters.

Analysis investigated in the logarithmic frequency domain. Let us define the phase slope as

$$s_\varphi(\omega) = \frac{d\varphi(\omega)}{d \ln \omega} = \omega \cdot \tau(\omega). \quad (15)$$

In general, band-pass filters in the passband have positive phase slope with parabolic type response.

Using dipole pair for compensation, the phase slope and its derivatives can be compensated to zero or it can be minimized. The objective of the compensation:

$$s_\varphi(\omega_0) = s'_\varphi(\omega_0) = 0 \text{ and } s''_\varphi(\omega_0) = \min! \quad (16)$$

4.1. Phase slope compensation by dipole pair

Dipole pair, i.e. double zero-pole pair (Fig. 6) with geometrically symmetrical zero-pole locations has increasing phase i.e. negative phase slope at center frequency. The phase slope characteristic can be approximated well with constant and quadratic terms, suitable for compensation (see Fig. 7).

Let the normalized transfer function of the dipole pair as follows

$$T_d(s) = \frac{b}{a} \cdot \frac{1 + as + s^2}{1 + bs + s^2}, \quad (\omega_0 = 1). \quad (17)$$

The phase slope and the first logarithmic derivative at $\omega_0 = 1$ center frequency:

$$s_\varphi(1) = \frac{2}{b} - \frac{2}{a}; \quad s'_\varphi(1) = \left. \frac{ds_\varphi(\varphi)}{d \ln \omega} \right|_{\varphi=\omega_0} = 0! \quad (18)$$

The second logarithmic derivative:

$$s''_{\varphi}(1) = \frac{2}{b} \left(1 - \frac{8}{b^2}\right) - \frac{2}{a} \left(1 - \frac{8}{a^2}\right). \quad (19)$$

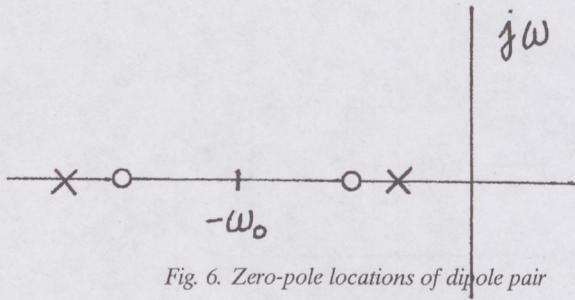


Fig. 6. Zero-pole locations of dipole pair

4.2. Compensation procedure

1.) Numerical computations of the phase slope and the logarithmic derivatives from the transfer function of the BP filter to be compensated, at ω_0 center frequency ($\varphi = 0$).

2.) Proper selection of a, b that the phase slope be compensated to zero (Eq. (18)) and the second logarithmic derivative of the phase slope be minimized (Eq. (19)).

In Fig. 7 and Fig. 8 we give an example of this compensation procedure. The feature of this method that the phase and the phase slope of a band-pass filter can be made near to zero within one decade of frequency.

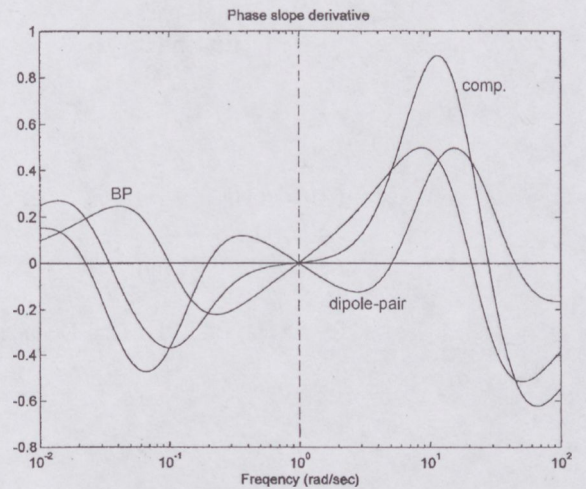
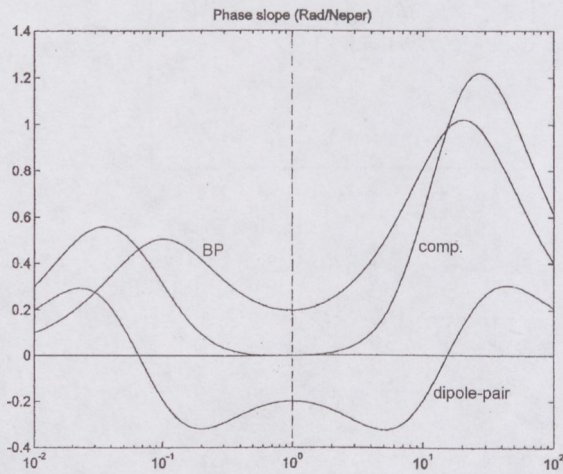


Fig. 7. Phase slope compensation by dipole-pair of a BP filter

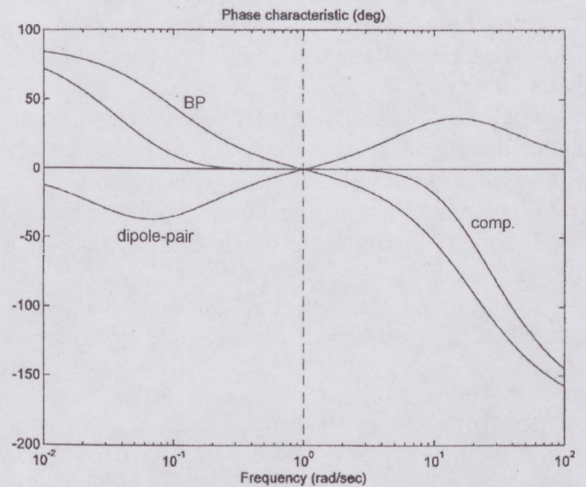
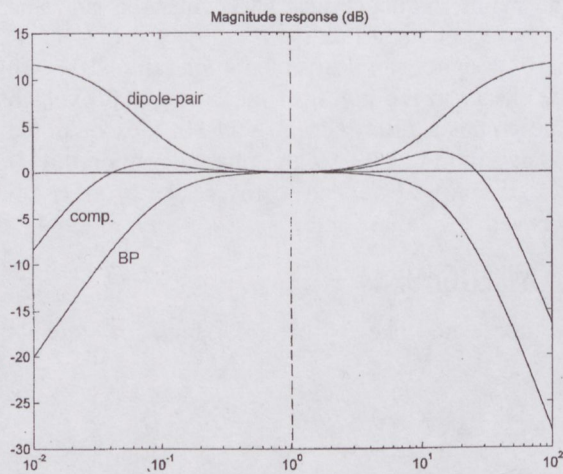


Fig. 8. Magnitude and phase of the compensated BP filter

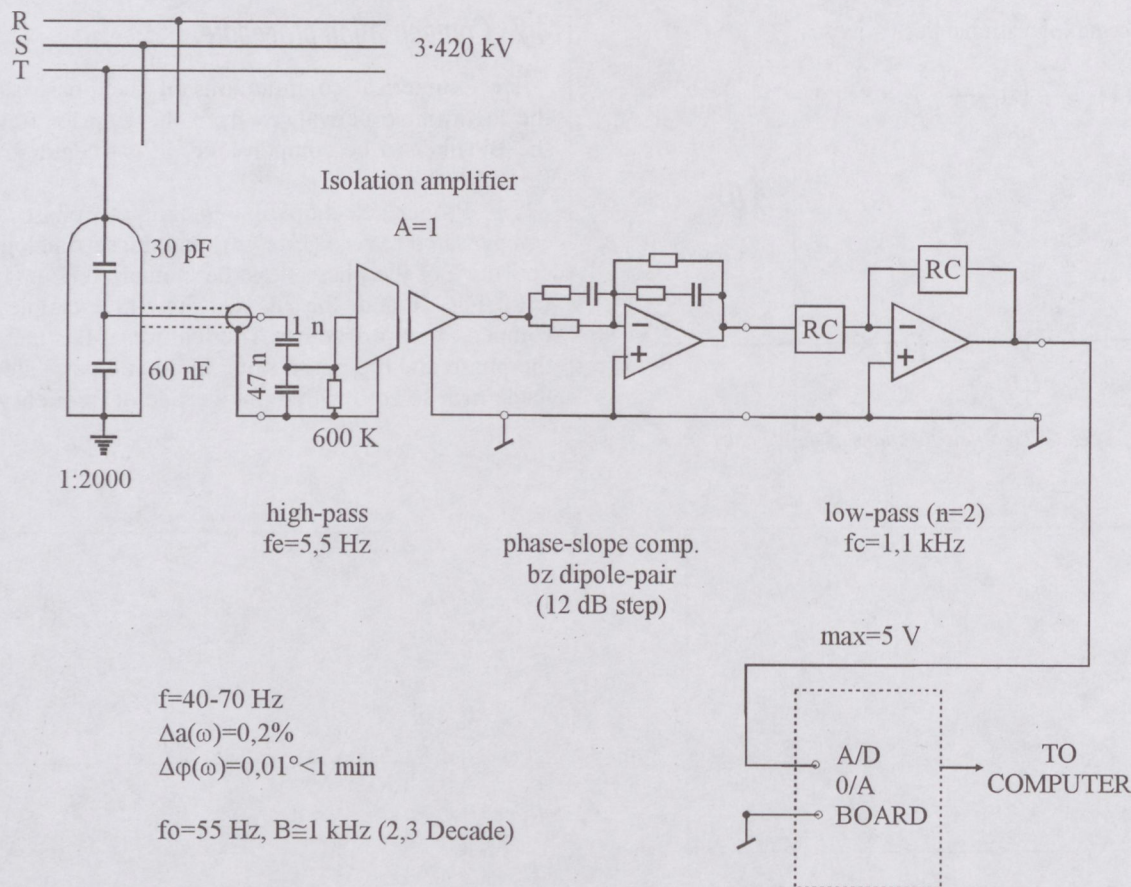


Fig. 9. High voltage measurement with capacitive divider

5. CONCLUSIONS

Different methods have been presented to approximate the zero group delay, and compensate the positive group delay as well as the phase slope of low-pass and band-pass filters.

We introduced a class of the MFP filters, which approximates the zero phase and the zero group delay at origin with maximally flatness of $(2n - 3)$ degree.

We presented how to compensate positive group delay of LP and BP filters using dipole and dipole pair in the transfer function.

The presented transfer function can be realized with lumped active networks, for example with active RC circuits.

REFERENCES

- [1] H. J. Orchard and G. C. Temes: "Maximally flat approximation techniques", *Proc IEEE*, 56, pp. 65-66 (1968).
- [2] J. D. Rhodes: "Filters approximating ideal amplitude and arbitrary phase characteristics", *IEEE Trans.* CT-20 (1973).
- [3] L. Gazsi: "Simultaneous approximation of the amplitude and group delay characteristics", *Periodica Polytechnica*, Vol. 16. No. 3., Budapest, (1972).
- [4] T. Henk: "The generation of arbitrary-phase polynomials by recurrence formulae", *Journal of CT and Appl.*, Vol. 9 (1981).

The method has significance in the design of instrumentation amplifier for 50/60 Hz high power electric networks, where the mains frequency may vary while the gain and the phase have to be constant.

We have designed an instrumentation amplifier with capacitive divider in the input for measuring 400 kV high power line voltages. Between 50–60 Hz the computed amplitude deviation was 0.1 %, the phase deviation 0.01°.

The results can be extended to the design of precision integrators with 90° phase shift.

6. ACKNOWLEDGEMENT

The author would like to thank T. Henk for valuable discussions.

- [5] A. Kummert, A. Fettweis: "Feasibility proof for arbitrarily tight phase equalization", *Journal of Circuit, Systems and Computers*, Vol. 1 (1991).
- [6] J. Földvári, T. Henk and E. Simonyi: "Simultaneous amplitude and phase approximation for lumped and sampled filters", *Journal of CT and Appl.*, Vol. 19, No. 1 (1991).
- [7] L. Scultéry: "Analysis and Synthesis of Active Linear Networks", *D. Sc. dissertation* (1994), Hungarian Academy of Sciences, Budapest.

MFP SZÜRÖK, ZÉRUS FUTÁSI IDŐ MEGVALÓSÍTÁSA LINEÁRIS AKTÍV HÁLÓZATOKBAN

SCULTÉTY LÁSZLÓ

1124 BUDAPEST, KISS JÁNOS ALT. U. 59.
E-MAIL: SCU@ELLA.HU

ÖSSZEFOGLALÓ

A zérus futási idejű hálózatok elméletének kidolgozását az motiválta, hogy olyan ideális mérőerősítőre volt szükség, aminek az adott átviteli sávban nemcsak az amplitúdó menete állandó, fázisa zérus, hanem a fázismeredekség, tehát a futási idő is zérus. Erre azért van szükség, hogy egy adott frekvenciasávban a mért feszültség, vagy árammal arányos jel fázisa a mérőfrekvencia változásával ne változzon, ill. a fázisváltozás a mérési tartományban elhanyagolható legyen (pl. max. 0.01 fok).

Ilyen mérőerősítőkre főleg az erősáramú hálózatok mérésénél van szükség, ahol kis $\cos \varphi$ terhelés esetén a fázispontosság elsőrendű szempont. Ugyancsak mágneses méréseknél, pl. vas veszteség mérésénél, ahol a vas veszteség a reaktáns teljesítménynek esetleg csak 1 %-a, a fázismérés pontossága változó mérőfrekvencia esetén fontos követelmény.

Átterve az approximációs követelményekre, mivel egy adott B átviteli sáv szélességén belül az állandó amplitúdó menetet, valamint a zérus fázis és futási idő menetét csak közelíteni lehet, azt tűztük ki célul, hogy a fenti követelményeket maximális lapos közelítéssel oldjuk meg az ω_0 sávközép frekvencia irányában, mindkét oldalról.

Geometriailag szimmetrikus sávszűrő karakterisztikát feltételezve a probléma megoldása referens aluláteresztő tervezésére vezethető vissza.

A szokásos aluláteresztő karakterisztikákat vizsgálva, pl. Butterworth közelítés esetén, a futási idő zérus frekvencián nem zérus, hanem $1/B$ értékű. Ha az átviteli függvény csak bal félsíkú pólusokat és $j\omega$ tengelyen lévő zérusokat tartalmaz, a futási idő mindig véges, pozitív értékű. Negatív futási idő csak bal félsíkú valós, vagy konjugált komplex zérusokkal valósítható meg [7]. Így a szokásos hálózatok pozitív futási ideje csak bal félsíkú zérusok beiktatásával tehető zérussá.

A publikációban bevezettem az MFP (Maximally Flat Phase) szűrők osztályát. Kimutattam (1. tétel), hogy a zérus futási idő feltétele $\omega = 0$ frekvencián: $a_1 = b_1$ (2). Így az átviteli függvény bal fél-síkon úgy pólusokat, mind zérusokat kell, hogy tartalmazzon. A maximális laposság feltétele (2. tétel) a számláló és nevező polinomok gyökeinek, ill. együtthatóinak speciális megválasztásával érhető el.

Az 1. ábrán látható, hogy az MFP szűrők zérusai és pólusai az egységkörön helyezkednek el, egymást felváltva egyenlő szög távolságban. Az 1. táblázat mutatja a különböző fokszámú MFP szűrők számláló és nevező polinomjait.

A 2. ábrán látható a fázis és a futási idő maximális lapos menete, valamint az amplitúdó menet, ami a sáv szélesség határán kiemelést mutat. Elvégezve az LP-BP transzformációt, a 3. ábra az elérni kívánt sávszűrő maximálisan lapos fázis menetét mutatja be. A Nyquist diagram jellemzően mutatja, hogy a helygörbe kardiodid jellegű, az ω_0 frekvencián a $\varphi = 0$ egyenes mentén mozdul el.

A publikáció további részében bemutattam, hogy negatív valós zérus-pólus pár segítségével – amit dipólusnak neveztem el – is lehet zérus fázisú és zérus futási idejű sávszűrőt megvalósítani. Ha a feladat egy meglévő, de aszimmetrikus sávszűrő futási idejének zérusra történő kompenzálása, akkor a 4. fejezetben bemutatott módszerrel ez is megvalósítható ún. dipólus-pár (kettős zérus-pólus pár) segítségével.

Összefoglalva, a bevezetett MFP szűrők a fázist és a futási időt $2n - 3$ fokon maximális lapossággal zérusra közelítik. A megvalósításhoz konjugált komplex zérusokat is kell realizálni, amik RC elemekkel könnyen megvalósíthatók. Csak negatív valós zérusok alkalmazása esetén a dipólus, ill. a dipólus-pár technika alkalmazható. Mindkét esetben a teljes átviteli függvény realizálásához az aktív RC hálózatok módszerét kell használnunk.

A kidolgozott módszerrel villamos távvezetékek feszültségmérésére egy 40–70 Hz között működő mérőerősítőt terveztünk meg (9. ábra). A mérőerősítő kimenete A/D konverteren keresztül számítógépre csatlakozik. A nagyfeszültség mérése kapacitív mérőváltóval történik, így természetesen csak sávszűrő átvittel képzelhető el. Mivel geometriailag nem szimmetrikus átvitelről van szó, a dipólus-pár technikát alkalmaztuk. A számított amplitúdó menet eltérés értéke 0,2 %, a fáziseltérés 0.01 fok.

A publikáció előadásként elhangzott az EC-CTD'97 Konferencián, Budapesten.



László Scultéty is an expert of linear active network and instrumentation. He received the M.Sc. degree from the Technical University in 1950, the Ph.D. and D.Sc. degree from the Hungarian Academy of Sciences in 1974 and 1995, respectively. He is member of committee for Automation and Computer Techniques. He worked in Research Institute for Industrial Instruments (MIKI) as a deputy director for Research and Development. His research interests are the analysis and synthesis problems of linear active networks, especially to active RC circuits. He developed many measuring systems for Telecommunication, Automatic Testing, Biotechnology, Pharmacology, etc. At present he is scientific advisor in Research Institute for Experimental Medicine (MTA KOKI).

DEDUKTÍV OBJEKTUMORIENTÁLT ADATBÁZIS-KEZELŐK TERVEZÉSE ÉS MEGVALÓSÍTÁSA

GAJDOS SÁNDOR, KARDKOVÁCS ZSOLT TIVADAR, SURÁNYI GÁBOR MIHÁLY

BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM
TÁVKÖZLÉSI ÉS TELEMATIKAI TANSZÉK
E-MAIL: GAJDOS@TTT-202.TTTBME.HU
E-MAIL: LODOKTOR@KAY.TTTBME.HU
E-MAIL: SURPROF@KAY.TTTBME.HU

Mit értünk a deduktív objektumorientáltság fogalma alatt? Hogyan és mire lehet használni egy ilyen adatbázis-kezelőt? Van-e létjogosultságuk az általánosan elterjedt relációs adatbázisok árnyékában? Cikkünkben döntően ezekre a kérdésekre keressük a választ. Összegezzük a jeleget, sikeresnek tekinthető implementációk tapasztalatait, és bemutatjuk az általunk elkészített prototípusban rejlő potenciális lehetőségeket. Témakör: deduktív objektumorientált adatbázis, adatbázisok implementálása, adatok logikai modellezése.

1. BEVEZETŐ

A mai számítástechnika, informatika világa elképzelhetetlen valamilyen magasszintű, adatbázist kezelő háttér nélkül. Eközben az adatbázis-kezelés területén is megjelentek a konvergenciát szorgalmazó igények és nézetek. Konvergencián több dolgot érthetünk: egyfelől az alkalmazások és adatbázisok közti éles határvonal elmosódását, másfelől az alkalmazások, ill. adatbázisok által használt adatformátum (adatrepresentáció) egységesítésére (nevezzük adatkonvergenciának) irányuló törekvéseket.

Amikor az objektumorientált adatbázis-kezelők elterjedtek, sokan azt gondolták, hogy az adatkonvergencia felgyorsul, hiszen a ma születő alkalmazások jelentős többsége objektumorientált eszközökkel és szemlélettel készül. Nem így történt. Sőt, a relációs adatbázis-kezelők nem csak megőrizték, de meg is erősítették piaci pozícióikat. Az igények azonban nem változtak, még ha az újabb született területeken (pl. adatbányászat, adattárházak, multimédia adatbázisok, internet alapú adatbázisok, EDI környezet stb.) másképpen, más hangsúlyokkal is fogalmazódtak meg.

Általánosságban elmondható, hogy az adatbázisban tárolt információ nem pusztán az adatok értékében rejlik. Az adatok közötti bonyolultabb összefüggéseket, kapcsolatokat általában nem vagyunk képesek az adatmodellben, egyetlen adatbázis-kezelőben megjeleníteni. Emiatt gyakran alkalmazás szerverekkel biztosítjuk a további információ áramlást. Ezt a költséges és sokszor meglehetősen nehéz problémát egyesek úgy próbálták meg kiküszöbölni, hogy a „hagyományos”, relációs adatbázisok helyett logikai, pontosabban deduktív adatbázisokat alkalmaztak. (A deduktív adatbázisok a matematikai logikai összefüggések, kényszerek mentén ragadják meg a tárolandó attribútumokat, így biztosítanak konzisztenciát. A relációs adatbázisok esetében a konzisztenciát a modell helyes felépítésével lehet elérni. A lekérdezés deduktív esetben egy logikai következtetés, levezetés eredményét adja vissza, relációs esetben azt a legnagyobb halmazt, amely a lekérdezés feltételeit kielégíti. Tehát a deduktív szemlélet a matematikai logika

bizonyításméletéhez, a relációs a matematikai logika modelleméletéhez kapcsolódik elsődlegesen.) Az alkalmazás és az adatbázis közötti határvonalat ezzel többnyire sikeresen el is lehetett tolni. Az objektumorientált adatbázisokhoz hasonlóan, különböző okok miatt, ez az irányzat sem lett igazán sikeres.

A deduktív objektumorientált irányzat megjelenését azonban – talán meglepő módon – nem az említett előzmények keltették életre, hanem a programozói kifejezőerőben jelentkező hiányosságok. (Fontos hangsúlyozni ezt a különbséget, mert általában a két említett paradigma ötvözetét képzelik el a deduktív objektumorientáltság fogalma alatt. Látni fogjuk, nem erről van szó, még akkor sem, ha mindkét féltől öröklő azok meglévő tulajdonságait.) Mik ezek a hiányosságok? Hogyan oldanánk meg pl. a következő problémákat eddigi ismereteink és eszközeink segítségével?

- Emberek, alkalmazottak egy halmazáról vezetünk nyilvántartást. Vannak közöttük dolgozók, főnökök, nyugdíjasok, külsősök stb. Természetesen mindegyik kategóriának megvannak a maga sajátosságai, ha pl. a juttatásokat, a társadalombiztosítást, a levonásokat kell számítani.

Jutalmazást, húséget, teljesítményt, kort is figyelembe véve az egyes kategóriák közötti átjárást meg kell valósítani. (Pl. remélhetőleg minden dolgozóból lesz egyszer nyugdíjas, de lehet előmenetele főnökké és így tovább.) Eközben mindenféle anomáliák, adatvesztések elkerülése érdekében nem szeretnénk migrációt végrehajtani.

(A megoldandó probléma voltaképpen a dinamikus osztályhoz való tartozás kezelése. Az ún. aktív adatbázisok¹ foglalkoznak behatóbban ezzel a területtel. A deduktív objektumorientált adatbázis (DOOD) esetében a logikai nyelvek azon tulajdonságát célszerű itt felhasználni,

¹ Az aktív adatbázisok hatóköre az adatbázisban tárolt információk időfüggő megváltozásaira terjed ki. Vagyis vonatkozhat egy attribútum pl. százalékos vagy az elmúlt öt percben bekövetkezett változására csakúgy, mint az említett példában az osztályhoz való tartozás módosulására/módosítására.

hogy a struktúra dinamikusan változhat futási időben, nem kötött, mint pl. az objektumorientált programozásban.)

- Járművekről és a bennük található alkatrészekről vezetünk katalógust. Minden járműhöz tartozik motor, karosszéria, ülés, elektronika, extrák stb. Feladatunk azt megoldani, hogy ha egy motor gyártása leáll, akkor katalógusunkból az adott motorral rendelkező gépjárműveket vonjuk ki, miközben a jármű alkatrészeit továbbra is szeretnénk használni és megtartani. (A kapcsolatokhoz tartozó többletinformáció tárolását nem képes sem a relációs, sem az objektumorientált paradigma megteremteni. Pontosabban fogalmazva, igen nehéz olyan állítást deklarálni az adott modellekben, amely egy kapcsolat fennállásának megszűnésekor, bizonyos esetekben maga után vonná egy-egy elem vagy objektum törlését is. Megfelelő logikai állításokkal kiegészítve egy objektumorientált nézőpontot ez könnyen megfogalmazható.)
- Számítástechnikai alkatrészek egy családjáról szeretnénk olyan információkat tárolni, hogy bizonyos tulajdonságok eltűnnek egy-egy generáció váltásakor. Eközben azonban a generációk túlnyomórészt felülről kompatibilisnek tekinthetők. (Gyakorlatilag itt a verziókezelés, tágabb értelemben az öröklési mechanizmus átfogalmazását próbáljuk elérni. Ezt a problémát csak az objektumorientált szemléletnél is absztraktabb modellben lehet megtenni. Erre kiválóan alkalmas a DOOD.)
- Kórházi szakértői rendszert kívánunk alkalmazni a hatékony betegellátás elősegítése érdekében. Ez a rendszer a beteg (többé-kevésbé pontos) kórtörténetének ismeretében, a korábban – más esetben vagy helyen – már alkalmazott eszközök és eredmények, valamint a mostani tünetek ismeretében az orvos számára javasol néhány lehetséges kezelési módot. Továbbá az újonnan megismert eredményeket folyamatosan az adatbázisba teszi.

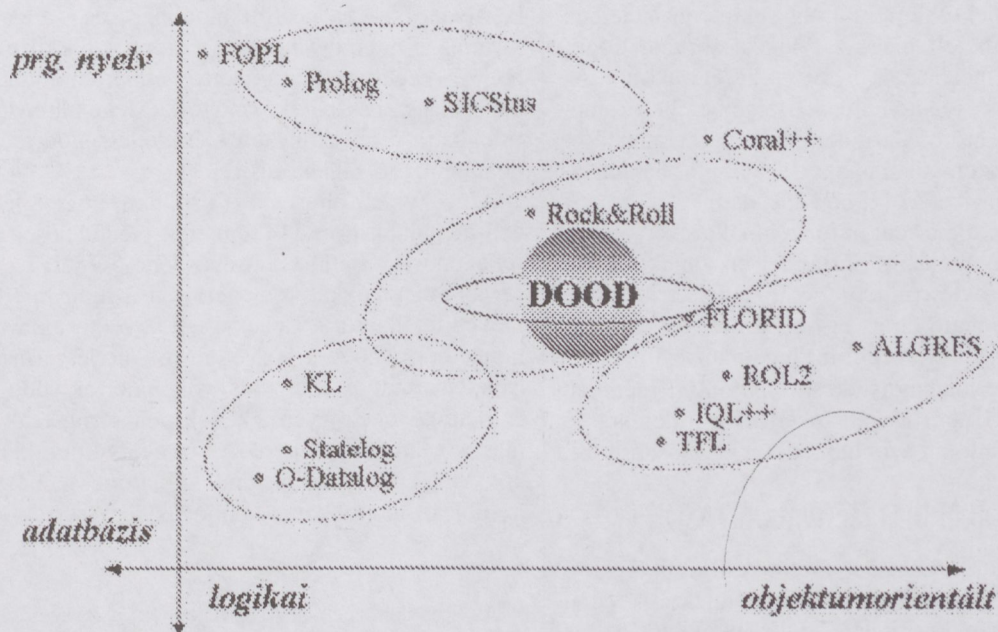
(Feltehetjük, hogy a tünetek vagy a betegség és azok kezelése nagyon is sokféle lehet, azaz a válaszokat mindegyik dinamikusan kell előállítanunk. Egy relációs adatbázis-kezelőben ez igencsak bonyolult és hosszadalmas műveletet igényelne. Mindazonáltal a logikai összefüggések mentén könnyen és gyorsan választ kaphatunk az ilyen jellegű lekérdezésekre, vagyis célszerűen a deduktivitást kell előtérbe helyezni itt is.)

- Egy rádióarchívumban (katonai vagy rendőrségi hangfelismerés számára) egy elhangzott kifejezésre, hanghordozásra, konkrét személy hangjára szeretnénk keresést végrehajtani. (Hangmintára való keresés nem oldható meg relációs eszközökkel. Az objektumorientált tárolás már sokkal inkább elképzelhető, azonban a hozzáadott logika nélkül ez is elég bonyolult és nehézkes lesz. A megoldás tehát egy új típus definiálása lehet (pl. *sound*), ami objektumként viselkedik. Azonban szabályrendszerre – a rendező elv leírásával – deklaratív formában könnyedén megadható.)

Összefoglalásul: a deduktív objektumorientált adatbázisok azt tűzték ki célul, hogy valamennyi, fent említett problémát közel azonos hatékonysággal oldják meg egyetlen adatbázis-kezelő rendszerben, alkalmazás szerve-
rek használata nélkül.

2. AZ ELMÉLETI MEGKÖZELÍTÉSEKRŐL

A DOOD-t számtalan elképzelés nyomán, nagyon sok irányból közelítették meg már eddig is (ld. az 1. ábrát). A DOOD körvonala történetileg először a logikai adatbázis-kezelők felől kezdett kirajzolódni. A logikai adatbázis-kezelők kapcsán a Datalog került előtérbe. A Datalogot szerették volna objektumorientált elemekkel felruházni. Igazán kiemelkedő sikereket azonban nem érthettek el a DOOD világán belül. (Később született elméleti eredmények [1] igazolták ennek okát is – lásd később).



1. ábra. A DOOD megközelítési lehetőségei

Másféle elképzelés szerint egy már létező logikai nyelvet kellene felvértezni egyrészt adatbázisok kezelésére alkalmas eszköztárral, másrészt objektumorientált elemekkel. A már létező logikai nyelv a prolog volt, aminek sajátos vonása, hogy perzisztens és nagy mennyiségű adatok kezelésére sokkal kevésbé hatékony, mint bármelyik imperatív programozási nyelv. Ugyanakkor jelentős eredményeket hozott a prolog nyelvek objektumorientált kiegészítése. Számos, kereskedelmi forgalomban kapható prolog implementáció van, bár a logikai nyelvek elterjedtsége, sajnos, nem igazán nagy.

Időközben megszületett egy elméleti eredmény [1], mely szerint nem lehetséges olyan elsőrendű matematikai logikai modellt építeni, amely alkalmas arra, hogy az objektumorientált kifejezőerőt átültesse ebbe a modellbe. Vagyis legalább másod- vagy harmadrendű logikát igényel a kifejezőerő matematikai leképezése. Mivel a magasabbrendű logikát elsődlegesen képviselő HiLog nyelv számos elméleti hiányossággal rendelkezett még, a következőkben más, nem logikai megközelítés került előtérbe.

A harmadik számottevő irányzat szerint a prolog és az imperatív nyelvek együttéléséből számos haszon származhat. Azaz a kérdéseinket, módszereinket és eszközeinket olyan szemlélettel fogalmazhatjuk meg, ill. alkalmazhatjuk, amelyekkel kényelmesebb. Az adatbázis-kezelőben szétváló imperatív és logikai részek majd egymással kommunikálva adnak választ számunkra. Gyakorlatilag ez tekinthető az első elkészült és működő DOOD rendszernek. Túl az elméleti eredményeken azonban nem igazán alkalmazható modelltől van szó. Hiszen minden egyes adatmodellhez annak legalább kétféle implementációját kell megalkotni, a kommunikációt az adatbázis menedzseren belül megfelelő interfészekkel biztosítani kell. Meglehetősen költségessé és bonyolulttá teszi ez a fejlesztést.

A negyedik fő elképzelés-vonulat az objektumorientált nyelvekből indult ki. Azaz olyan deklaratív szintakszissal rendelkező nyelvet kívántak létrehozni, ami mindvégig megőrzi az objektumorientáltság valamennyi elemét. Ennek kapcsán született meg az F-logika (Frame Logic, Foglalat Logika), mely az irányzat háttérét alkotta. Az F-logika olyan teljes és matematikai értelemben helyes modell, amely az alapvető objektumorientált funkcionalitásokat képezte le a matematikai logika fogalmaira, modellekre, jelentősen megjavítva az [1]-ben leírtakat.

Az alapvető objektumorientált funkcionalitások az F-logika számára az objektumpéldány (instance), az objektumosztály (class) és az öröklés (inheritance). Ennél természetesen jóval több mondható el: az egységbezárás (encapsulation), a többrétűség (polymorphism) fogalmai, az ún. overloading és az ún. overloading is ide sorolhatóak. Érdemben az F-logika ezekkel nem igazán foglalkozik, ötleteket és értelmezési szempontokat azonban ad a megvalósításhoz.

3. AZ F-LOGIKÁN ALAPULÓ MEGVALÓSÍTÁSOK

Ezt a fejezetet a DOOD megközelítések legsikeresebb irányzatának szenteljük, amit az F-logika fémjelez. A témával ezidáig csak külföldön foglalkoztak, így először az ott létrehozott, leginkább eredményesnek bizonyult rendszereket mutatjuk be. Ugyanakkor az általunk kidolgozott, új-szerű megközelítés, amire utolsóként térünk ki, szintén bír

néhány előnyös tulajdonsággal. Fontos tudni azt is, hogy eme megvalósítások mindegyikét leginkább laboratóriumi környezetben alkalmazzák.

3.1. A FLORID

A FLORID (F-LOGic Reasoning In Databases) a Freiburgi Egyetem Informatikai Intézetében létrehozott deduktív objektumorientált adatbázis [2]. Lényegében nem más, mint az F-logika egy realizációja. Mivel az F-logika az objektumorientált paradigma fogalmainak pusztán egy leképezése a logika világára, az adatbázis működtetéséhez létrehozták saját deklaratív nyelvüket. A rendszer ezen keresztül érhető el.

A megvalósításban, az elméletnek megfelelően, elsősorban az objektumorientált és deduktív részek kaptak hangsúlyt, az ún. aktív elemek támogatása nem erőssége a rendszernek. Objektumorientált szempontból a megalkotott nyelv képességei lehetővé teszik a többszörös öröklést, az osztályattribútumok és a paramétertől függő attribútumok használatát², de hiányoznak a differenciális öröklés és az egységbezárás elemei.

Deduktívan tekintve a FLORID rendelkezik a szükséges magasabbrendű logikával, ami elengedhetetlen ahhoz, hogy sémainformációra vonatkozó következtetéseket vonhassunk le. Ezt támogatja, hogy az osztályok egyúttal példányok is. A még meg nem kötött változók éppúgy jelölhetnek osztályokat mint példányokat. Jelentésük pusztán a programban elfoglalt helyük alapján dönthető el. Továbbá az osztályokra vonatkozó információkat (séma és szignatúra) nem elkülönítetten, hanem szabályok segítségével az adatok között kell megfogalmazni. Tehát a séma is más adatok függvénye lehet.

Az adatbázis használata alapvetően két munkafázisból tevődik össze: előbb bevisszük egy program formájában a sémát, majd kiértékeljük. (A matematikai logikában az utóbbit modellalkotásnak nevezik.) Miután létrejönnek a tényleges entitások, megfogalmazhatunk lekérdezéseket. A kiértékelés — ha javított módon is, de — alulról felfelé történik. Ennek egyik, talán legfontosabb következménye, hogy a rendszer teljesítménye elmarad a felülről lefelé kiértékelést használóké mögött. Megemlítendő, hogy az F-logikára a hatékonyabb kiértékelési mód megvalósítása nem egyszerű vállalkozás [3].

A nyelv nem típusos, azt azonban, hogy a létrejött modell adatainak típusa a sémának megfelelő-e, a rendszerrel ellenőriztethetjük. Van más lehetőség is: a programozó további axiómákkal kényszerítheti a rendszert típushelyes modell felállítására. Kellemetlen következménye a típusok nemléte, hogy a közvetlen ős-, ill. leszármazott osztályok, valamint azok a példányok, amelyek adott osztálynak és nem valamely gyermekének példányai, csak hosszadalmas, körülményes lekérdezéssel nyerhetőek ki a rendszerből. Meglepő, ámde megindokolható az is, hogy mivel így az objektumoknak nincs típusuk, egyszerre több osztály

² Az irodalom nem egységes ennek elnevezésében. Vannak, akik ezeket nevezik tagfüggvényeknek. Ezt az indokolhatja, hogy az efféle attribútumoknak törzsük is lehet: tekinthetőek akár példányonként (vagy mint látni fogjuk: osztályonként) eltérő törzsű függvényeknek.

közvetlen példányai³ is lehetnek. Az ettől eltérő viselkedést explicit kell előírunk, hiszen a modellalkotás során – erre vonatkozó állítás hiányában – a tágabb, általában nem kívánatos lehetőséget fogja a rendszer feltételezni és esetlegesen kihasználni.

Fontos jellemzője még a modellalkotásnak az indeterminizmus: amennyiben a leírásnak több, különböző modell is megfelelne, a rendszer azok közül egyet választ a kiértékelés során. Ezt kihasználva bizonyos aktivitást kívánó feladatok megoldhatóak, de egyes – egyébként önmagukban ellentmondásos – sémák esetén a rendszer nem jelez hibát, az egyik legális változatot veszi figyelembe.

A deklaratívitás egyik fontos követelménye, hogy a felhasználó adhassa meg az objektumok azonosítóját (a nevet, ahogyan ő szeretné hívni). Ezt a FLORID teljesíti is. Ugyanakkor e megoldás új problémákat vetne fel, amennyiben a FLORID valódi, *perzisztens* adatbázis lenne. Hiszen akkor pl. egy új példány bevitelkor *sosem* lehetnénk teljesen biztosak abban, hogy a kérdéses azonosító még nem foglalt. Így azonban az objektumok élettartama a program futásának idejére korlátozódik, tehát – legalábbis elvileg – ismerhetjük az összes azonosítót.

3.2. A ROL2

A ROL2-t (Rule-based Object Language új verzióját) mint deduktív objektumorientált nyelvet a kanadai Reginai Egyetemen fejlesztették ki. A nyelvre épülően jelenleg is folyamatban van egy, egyelőre még egyetlen felhasználós adatbázis kifejlesztése.

A ROL2 minden objektumorientált lehetőséget biztosító típusos nyelv. Lehetővé teszi azt is, hogy az elemi típusokat is objektumosztálynak tekintsük, hozzájuk pl. új attribútumokat adjunk. A differenciális öröklés pedig egy rendszer által előre definiált, példánytalan osztály segítségével oldható meg. Sajnálatos azonban – bár ez alól az elterjedt objektumorientált programozási nyelvek sem kivételek –, hogy az objektumok közötti kapcsolatokat kétféleképpen is realizálhatjuk: aggregáció (objektumba ágyazott objektum) és tényleges asszociáció segítségével is.

Mint láttuk, egy deduktív objektumorientált adatbázis esetében a dedukció két dolgot takar: explicit nem tárolt állítások levezetési és a sémainformáció következtetési képességét. Előbbire a ROL2 megvalósításakor nem fordítottak energiát. (Nem definiálhatóak pl. származtatott attribútumok és csak más értékektől független halmazmeggörításokat lehet tenni.) Az utóbbi viszont minden igényt kielégít.

Mivel végső soron egy adatbázisról van szó, érdemes pár szót szentelnünk néhány, ezzel kapcsolatos kérdésnek. Az objektumok azonosítóját itt is a felhasználó adhatja meg. Lehetséges alapértelmezett értékek megadása is. A módosítás annyiban körülményesnek nevezhető, hogy felhasználó általi törlésre és beszúrásra van szükség.

Aktív lehetőségekkel a ROL2-t nem ruházták fel. Ennek oka, hogy a rövid távú cél egy működő deduktív és ob-

³ Közvetlen példány alatt azt értjük, hogy egyszerre több osztály – más rendszerek terminológiáját használva – példányosításával keletkeznek. (A „közvetlen” jelző segítségével különböztetjük meg attól az esettől, hogy a leszármazási hierarchia miatt lehetnek példányai akár több osztálynak is.)

jektumorientált adatbázis létrehozása volt. Valójában azonban – ahogy már említettük – a deduktivitást az elvárhatónál szűkebben értelmezték.

3.3. Az ALGRES

Az ALGRES-t az IDEA (Intelligent Database Environment for Advanced Applications) projekt keretében Milánóban hozták létre. Nem más, mint a Chimera modell és nyelv [4] egy *részbeni* megvalósítása. Magát a nyelvet kifejezetten DOOD-k számára alkották meg.

A rendszer egy valódi (perzisztens adattárolásra alkalmas), objektumorientált adatbázis deklaratív felülettel és működéssel.

A Chimera típusos nyelv. Vannak előre definiált, osztályjellemzőkkel fel nem ruházott elemi típusai. A megvalósítás – az osztályokon kívül – beépítetten egyetlen összetett típust kínál: a halmazt. A halmazokkal elérhető, hogy egyszerre több példányon is végezzünk műveletet. Mind a nyelv, mind a megvalósítás biztosítja a halmazokra az ún. aggregátumfüggvények alkalmazását, akár lekérdezésekben is. (Az adatbázisok működése, ha mindig csak egyetlen objektumon végzünk műveletet, rendkívül lelassul.)

Az ALGRES természetesen támogatja a hierarchiába szervezett osztályok létrehozását, akár többszörös örökléssel is. Az utóbbi esetében azonban megszorítás, hogy az összes szülő, ill. azok ősei között kell lennie legalább egy közös osztálynak. Differenciális öröklés nem lehetséges. Újabb megszorítást jelent, hogy az implementáció nem teszi lehetővé a tagfüggvények felüldefiniálását.

Az osztály szignatúrájához tartoznak még az ún. triggerek (aktív szabályok)⁴, amelyek segítségével aktív adatbázisok hozhatók létre. Mivel ez az eszköz biztosíthatja az adatbázisban az ellentmondások megszüntetését, az adatok integritására vonatkozó megszorítások (ún. passzív szabályok) nem adhatók meg. Sőt, a későbbiekben az axiómák automatikus triggerrekké konvertálását szeretnék megoldani.

Az aktív szabályok törzse egy újabb probléma forrása lehet: az ott kezdeményezett adatmódosítások miatt végtelen ciklus jöhet létre. Ez ellen nincs igazi orvosságuk, bármely szabályt adott számú – a mesterséges intelligencia területről kölcsönzött szóval élve – elsütése után a rendszer a továbbiakban nem aktivál.

Az objektumokra egyértelműen azonosítójuk (Object Identifier-jük) segítségével lehet hivatkozni. Ezeket a rendszer hozza létre. A jelenlegi megvalósítás nem támogatja a felhasználó által megadott azonosítók használatát. Ez nem azt jelenti, hogy az OID-k elérhetőek lennének, csak láthatóak. A *null* érték bármely típus ismeretlen elemét jelentheti (alapértelmezett értékek kezelése ezzel válik lehetségessé), de a megvalósításban a *null* érték csak OID helyén használható (tehát pl. egész érték helyén nem).

A ROL2-vel ellentétben az ALGRES-ben (akárcsak az FLORID-ban) lehetőség van arra, hogy egy objektum ne csak egyetlen osztály közvetlen példánya lehessen.

⁴ A triggerrek megadott feltételek fennállása esetén végrehajtandó tevékenységeket írnak le.

Az ALGRES másik érdekes lehetőségét object migrati-on névvel illetik. Lehetőség van arra (adatbázis-módosító műveletként), hogy bármely objektumot az osztályhierarchiában felfelé, ill. lefelé mozgassunk. Egy ilyen művelet értelemszerűen triggerben is szerepelhet, ezzel megoldhatóak az attribútumértékektől függő osztályba sorolási feladatok. (A megvalósításban az ősök irányába csak egyesével lépegethetünk.) A rendszer további korlátja, hogy a bevitt séma később csak osztály törlésével és újrafelvételével módosítható, valamint nem tud kezelni ideiglenes objektumokat.

A magasabbrendű logikával megoldható következtetések sem erősségei a nyelvnek (és így a megvalósításnak sem). Mivel minden változónak meg kell adni még mielőtt értéket kapna, milyen típusú értéket fog felvenni, nincs lehetőség pl. annak megkérdezésére, mely osztályokban van egész típusú, *születési év* nevű attribútum! Ugyanezen okból változó nem állhat függvény (eljárás) helyén és így tovább.

A leírtakból is látszik, elsősorban egy jól meghatározható szemantikával bíró, aktív, objektumorientált adatbázis-kezelőt kívántak létrehozni, többé-kevésbé sikeresen. Jelenlős deduktív részek viszont elsikkadtak vagy már a Chimera nyelv szintjén (vö. változók típusmegadása), vagy az ALGRES implementációja során (lásd pl. származtatott attribútumok, axiómák hiánya).

4. AXIOMATIKUS MEGKÖZELÍTÉSÜNK

Az axiomatikus megközelítés vezérelve, hogy az objektumokat funkcionálisan, tulajdonságai mentén axiómákra képezi le. Elveti tehát az egyes modellek minden elemének megfeleltetésének szükségességét, azonban mindvégig szem előtt tartja a modellek eredeti céljait. (Maximális rugalmasság minimális értékvesztéssel.)

Az axiomatikus rendszerekben az osztály (class) fogalmát – az ismertett rendszerekkel ellentétben – nem egyetlen elemi struktúrára képezik le, hanem *több* axiómával, elemi állítással modellezik. Az objektumok közötti kapcsolatok (öröklődés, asszociációk) szintén megfeleltethetők axiómáknak. A példányok pedig nem mások, mint az axiómarendszer konkrét értékkel való olyan behelyettesítései, amelyek az axiómarendszert kielégítik; matematikai logikai értelemben véve annak modelljei.

Az általunk kidolgozott rendszer az előbbieknél megfelelően három, jól elkülöníthető komponens segítségével valósítja meg az adatok tárolását. Az osztályok közötti kapcsolatokról (származási fa, asszociációk) az egyik, az objektumok felépítéséről egy másik, végül pedig a példányok attribútumainak értékeiről egy harmadik modul rendelkezik információkkal.

Természetesen egy adatbázis-kezelőből nem hiányozhatnak a séma (DDL – Data Definition Language), ill. a lekérdezések, a módosítások (DML – Data Manipulation Language) bevitelért felelős egységek és az adatbázis menedzser (DBMS) sem. E legutóbbi az egész rendszer „lelke”: összefogja, irányítja a többiek működését. A sémák bevitelére esetén a DBMS a kapott információt szegmen-

tálja, és a megfelelő komponensek számára adja továbbfeldolgozásra. Teljesen hasonló módon a lekérdezésekre a kért információval ténylegesen rendelkező modul válaszol. A módosításokat a DBMS szintén a nekik megfelelő helyen kezdeményezi.

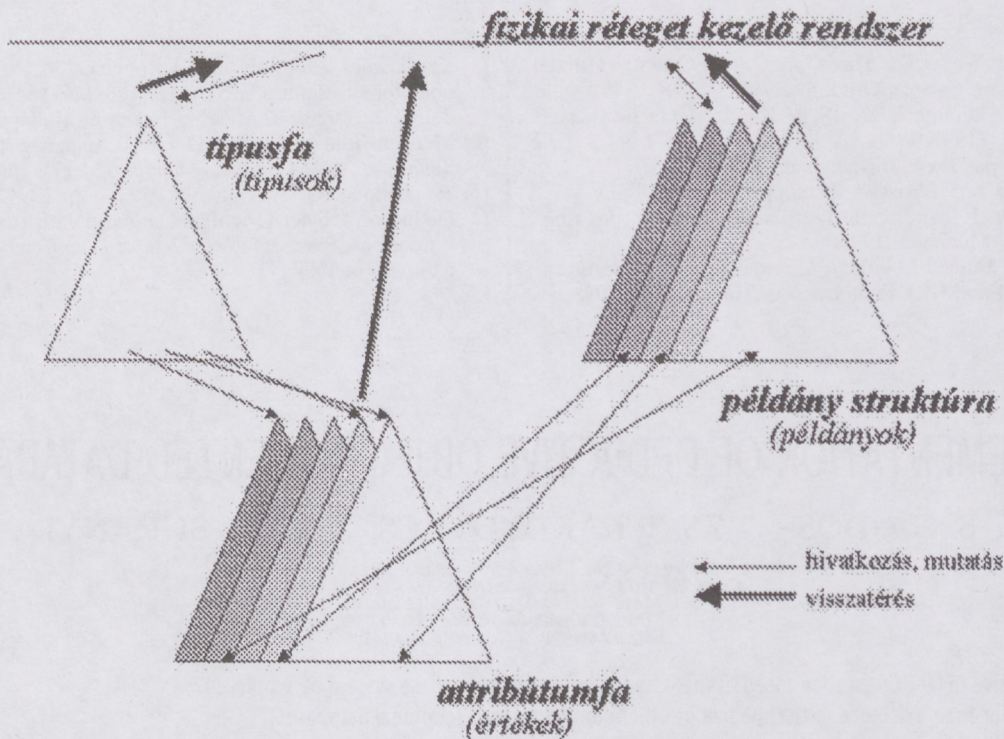
Mindezekon kívül az adatbázis menedzser feladata a tranzakciókezelés, a felhasználói adatbázis és a jogosultságok kezelése. Ezek azonban lényegesen nem különböznek egy hagyományos objektumorientált adatbázis hasonló funkcióitól, így itt csak egyetlen problémát említenénk meg. Nevezetesen a felhasználó által bevitt objektumok eljárásai futtatásukkor végtelen ciklusba kerülhetnek, hiszen azokat definiálásukkor nem ellenőrizzük szemantikailag. A végtelen hurok azonban nyilvánvalóan kedvezőtlenül befolyásolná az adatbázis teljesítményét, ezért erre megoldást kellett találnunk. Jelenleg a tranzakcióknak megfelelő jogosultsági személyek által, az egész rendszerre globálisan állítható időhatárt húzunk. (Könnyen látható, a szemantikai ellenőrzés nem is lenne egyszerű feladat. Épp ezért vezették be az ALGRES-ben is az aktív szabályok kapcsán a már ismertetett, a felhasználás számához kötött korlátozást.)

A származási hierarchiát és az asszociációkat karbantartó modul tárolja az összes osztályok közötti kapcsolatot (öröklést, asszociációt, aggregációt stb.; ezeket összefoglalóan relációknak nevezzük a továbbiakban). Elsősorban hatékonysági okokból hoztuk létre, mivel ezáltal gyorsabb lehet az osztályokhoz való hozzáférés. Ezen túlmenően, természetesen, képes arra is, hogy a modell felépítésére vonatkozó információkat szolgáltatson a DBMS felé.

A szignatúrák kezelését is egyetlen modulban valósítottuk meg. Logikailag itt az osztályokra jellemző általános információkat tároljuk. Ebben a modulban megy végbe a kényszerek legáltalánosabb szintű betartatása, beleértve az osztályhoz való tartozást is. A lekérdezések, amennyiben az az osztály egészére vonatkoznak, itt értékelődnek ki. A tulajdonságok örökléséből származó hierarchikus keresés is ilyennek tekintendő megvalósításunkban.

A fizikai réteg azon túlmenően, hogy értelemszerűen az attribútumok tárolását, visszakeresését menedzseli, további hasznos funkciókat biztosíthat az adatbázis számára. Lehetővé teszi például explicit módon nem tárolt (származtatott) mezők kezelését, továbbá az érték szerinti attribútumkeresést. Ez utóbbi segítségével értelmezhetjük objektumok hasonlóságát: két példány hasonló, ha valamelyik állapota részalmazza a másik állapotának. A 2. ábra egy lehetséges megvalósítást mutat.

A típusfa az elemi típusokat tartalmazza. A fa egyes elemei egy-egy attribútumfára mutatnak, amelyek az adott típusú, az adatbázisban ténylegesen szereplő értékeket egyetlen példányban tárolják. A fa levélelemei pedig megadják mindazokat a példányokat, amik tartalmazzák az adott értéket valamely mezőjükben. A példányok az osztályoknak megfelelően egy-egy fába szervezettek és hivatkozásokat tartalmaznak attribútumaik értékeire. Az ábráról leolvasható az is, hogy az attribútumfa pusztán a másik két fán keresztül érhető el, habár visszatérési értéket közvetlenül tud szolgáltatni.



2. ábra. A fizikai réteg felépítése

Amennyiben a fizikai réteget az ismertetett módon építjük fel, gazdag funkcionalitással fog bírni, azonban karbantartása nem lesz egyszerű. Ez különösen akkor mutatkozik meg, ha a tényleges tárolás valamiféle háttértáron történik. Épp ezért döntöttünk úgy, hogy prototípusunk szintjén megelégszünk egy memóriában működő változattal.

Milyen előnyökkel jár – túl az alapvető deduktív és objektumorientált követelmények kielégítésén – a megvalósításunkban alkalmazott, axiómákra leképező ábrázolásmód? Lehetővé válik, hogy az elemi egységekre vonatkozóan ugyanezzel a koncepcióval – a relációs adatbázisokhoz hasonlatosan – megszorításokat fogalmazzunk meg. (Így tehát a dedukciós vonal ismét visszakerülhet az adatbázis-kezelőbe.) Ugyanígy lehetséges a teljes rendszer szintjéről nézve az alapfogalmak (pl. öröklődés) újraértelmezése. A szemléletmód jellemzője az is, hogy a deklaratív leírás konkrét megjelenítése tetszőleges objektumorientált környezetben elképzelhető. Végül, de egyáltalán nem utolsó sorban a lekérdezések kiértékelését sikerült felülről lefelé elvégezhetővé tenni.

Sajnálatos módon a felépítésnek komoly hátránya is van. A kényszerek naiv módon történő érvényesítésének számítási ideje az egyébként jól beilleszthető aktív elemek megvalósítását meggondolandóvá teszi.

5. ALKALMAZHATÓSÁG, JÖVŐKÉPEK

Az F-logikán alapuló megoldások mindegyike rendelkezik azzal a képességgel, amivel egy objektumorientált szemléletű rendszer általában véve bír. Mindazonáltal egyiket sem lehet a DOOD elvárásait teljes egészében megvalósító rendszernek tekinteni.

Azonban elmondható, hogy a megalkotott rendszerek már most is imponálóan kiterjedt eszköztárral rendelkez-

nek a „hagyományos” objektumorientált társaikhoz képest. A ROL2-t elsősorban elméleti problémák elemzésére, kutatására használják. A FLORID-ot – részben nyilván annak köszönhetően, hogy korábban készült el – ezen kívül egy objektummodell kidolgozásával alkalmassá tették nagy hatékonyságú internet alapú keresőmotorokban (search engine) tartalom szerinti keresések kielégítésére. Az ALGRES-t a nagyszabású IDEA projekt keretében szerteágazó feladatok megoldására alkalmazták és alkalmazzák esetenként kísérleti jelleggel.

A jövőt illetően a legnagyobb feladatnak a jól skálázható, magasszintű nyelvekhez és fejlesztőeszközökhöz illeszthető adatbázis-kezelő megvalósítása látszik. Egyfelől a már létező és használt adatbázisok migrációját, másfelől a különböző bonyolultságú lekérdezések különböző szintű és sebességű kezelését kellene lehetővé tenni. Ezáltal részben lehetőséget és részben felületet kell tudni biztosítani a már meglévő adatbázis-kezelők által alkalmazott technológiák egyszerű, olcsó beágyazására. Egyértelmű, hogy enélkül a DOOD nem lesz igazán sikeres.

Munkánk során, éppen ebből adódóan, az ilyen irányba mutató problémák megoldását tűztük ki célul. Elméleti alapokon sikerült egy egységes és közel teljes modellt létrehozni, amely képes az ilyen jellegű igények kielégítésére, miközben nem veszítettünk a kifejezőerőből a korábbi DOOD-khez képest. Mivel a fejlesztésnek csak az elején tartunk – idáig egy olyan prototípust készítettünk el, amely pillanatnyilag a memóriában dolgozik – szeretnénk áttörést elérni a DOOD-k gyakorlati alkalmazhatóságának és ipari bevezethetőségének terén.

Az általunk kidolgozott prototípus, ill. az ebből várhatóan elkészülő perzisztens adatbázis-kezelő rendszer a bevezetőben már bemutatott problémák mindegyikét képes lesz modellezni és a felmerülő kérdésekre választ adni.

- [1] David Maier: Why isn't There an Object-Oriented Model, *Technical Report*, Oregon Graduate Center, 1989.
- [2] J. Frohn, R. Himmeröder, P-Th. Kandzia, G. Lausen, C. Schleppehorst: FLORID – A Prototype for F-Logic, *IEEE Computer Science Press*, Birmingham, 1997.
- [3] Paul-Th. Kandzia, Christian Schleppehorst: FLORID – A Prototype for F-logic, 12th German Workshop on Logic Programming, München, 1997.
- [4] Stefano Ceri, Rainer Manthey: Consolidated Specification of Chimera (CM and CL), Politecnico di Milano, Italy, 1993.
- [5] Kardkovács Zsolt Tivadar, Surányi Gábor Mihály: Deduktív objektumorientált adatbázis tervezése és megvalósítása, TDK dolgozat, Budapesti Műszaki Egyetem, Budapest, 1999.
- [6] Mengchi Liu: Deductive Database Languages: Problems and Solutions, *ACM Computing Surveys*, 31 (1), 1999, 27-62
- [7] A. Dinn, M. H. Williams, N. W. Paton: ROCK & ROLL: A Deductive Object-Oriented Database with Active and Spatial Extensions, *Proc. 30th Int. Conf. of Data Engineering*, Birmingham, April, 1997.

IMPLEMENTATION OF DEDUCTIVE OBJECT-ORIENTED DATABASES

S. GAJDOS, ZS. T. KARDKOVÁCS, G. M. SURÁNYI

TECHNICAL UNIVERSITY OF BUDAPEST
DEPT. OF TELECOMMUNICATIONS AND TELEMATICS
E-MAIL: GAJDOS@TTF-202.TTBME.HU
E-MAIL: LODOKTOR@KAY.TTBME.HU
E-MAIL: SURPROF@KAY.TTBME.HU

What does deductive object-orientation mean? Where and how can such database system be employed? Is there a reason for their existence in the shadow of other commonly used relational databases? We are mainly looking for answers to these questions. A short summary is given about experiences of up-to-date, most successful implementations. Finally, we present an overview of the potential possibilities behind our functional prototype. Keywords: deductive object-oriented databases, database implementation, logical data modeling.



Gajdos Sándor a BME Villamosmérnöki Karán 1986-ban villamosmérnöki oklevelet, majd 1988-ban híradástechnikai szakmérnöki oklevelet szerzett. Éveken keresztül digitális jelfeldolgozó processzorok távközlési alkalmazásaival foglalkozott, ebből a témából írta egyetemi doktori értekezését 1989-ben. A Távközlési Kutató Intézetben töltött két év után 1991-től a BME oktatója, jelenleg adjunktus. Érdeklődése

az utóbbi években elsősorban az adatbáziskezelés elméletéhez kapcsolódó változatos területekre terjed ki. 1998 óta a Hewlett-Packardnál döntéstámogató rendszerek tervezésén és megvalósításán dolgozik.



Kardkovács Zsolt Tivadar 1995-től a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki és Informatikai Karának műszaki informatika szakos hallgatója. Jelenleg az üzleti távközlés és az információs rendszerek számítógéppel integrált tervezése elnevezésű szakirányokon folytatja tanulmányait. Deduktív objektumorientált témában, egymás után két alkalommal is (először önállóan, majd Surányi Gábor Mihállyal közösen) a kari TDK I. díjában részesítették. Szándékai szerint a BME doktoranduszi képzésében folytatja tovább a DOOD-k világában már megkezdett kutatómunkát. Érdeklődési területe az adatbázisok, a UNIX alapú rendszerekre, valamint a prolog programozásra, ill. a szakmai tevékenységen túl a zenére, az utazásra, a szellemivetelkedőkre és a sakkozásra terjed ki.



Surányi Gábor Mihály 1995-től a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki és Informatikai Karán a műszaki informatika szak hallgatója. Szakirányai az üzleti távközlés és az intelligens rendszerek. Ezekon kívül érdeklődési körébe tartoznak még: a Windows NT operációs rendszer, a programozási nyelvek (főként C++, Prolog, OCCAM), az adatátvitel biztonsági kérdései és – nem utolsósorban – az adatbázisok. Önállóan, ill. évfolyamtársaival közösen tavaly és idén összesen három, kari TDK-n első díjjal jutalmazott dolgozatot készített: OCCAM fordítóprogram készítése Prolog nyelven, titkosított társalgó készítése Java nyelven és a kiszolgáló működtetése Windows NT alatt, Deduktív objektumorientált adatbázis-kezelő tervezése és megvalósítása.

ON-LINE MICROWAVE MOISTURE MONITORING OF CORN*

FERENC VÖLGYI

TECHNICAL UNIVERSITY OF BUDAPEST
DEPT. OF MICROWAVE TELECOMMUNICATIONS H-1111, BUDAPEST, GOLDMANN TÉR 3, HUNGARY
PHONE: 36 1 463 1559; FAX: 36 1 463 3289; T-VOLGYI@NOV.MHTBME.HU

The basic definitions and relations for calculating the main characteristics of a transmission-type microwave moisture measurement using two antennas in the radiating near field are introduced. Making known the preliminary considerations for the design of integrated microwave moisture sensors, a block diagram is discussed. A number of measurements (transmission and return loss, temperature effects) were carried out, including the compensation of moisture content of yellow dent field corn.

1. INTRODUCTION

New businesses are important in the economic situation of Hungary. Such firms should manufacture, and the farmers should produce, cheaper marketable goods and crops, using the benefits presented by modern technology. One of the most important technological processes is drying corn to the moisture content specified for storage. For automatic operation of dryers, moisture sensors are needed.

Our versatile microwave moisture sensors [1] were made with microwave hybrid integrated circuits (MHIC) on plastic substrates [2]. Recently, we have developed copper thick-film MHICs on alumina ceramic, which are cheaper and have better characteristics than gold-film circuits. These were integrated with microstrip antennas (active array), creating integrated microwave moisture sensors.

Using the classification of microwave sensors being used for moisture content measurement in [3], our instrument is transmission type, aperiodic, open, and constructed with two antennas. For such an instrument, used for agricultural and industrial automatic process control, high reliability, stability, simplicity, small size, and low cost (if possible) are the major requirements.

This paper introduces the basic definitions and principles of the moisture measurement using two antennas, reviews our integrated microwave moisture sensor family, and shows some useful measurement results relating to our near-field circuit stability and quality, and temperature-effect examinations.

2. BASIC DEFINITIONS AND PRINCIPLES

Assuming a plane wave (TEM) propagating in lossless free space, the attenuation between a transmitting antenna with gain G_t and receiving antenna with gain G_r at a distance R is

$$A_f = 20 \log(e\pi R/\lambda) - G_t - G_r \text{ [dB]}, \quad (1)$$

* This is an extend of the paper presented at IEEE MTT-S by F. Völgyi in Atlanta, GA, USA on June 14, 1993 [9]

where λ , the free-space wavelength, is

$$\lambda = c/f; \lambda \text{ [dB]} \cong 30/f \text{ [dB]}. \quad (2)$$

A lossy dielectric material l cm thick attenuates the TEM wave as follows:

$$A = \alpha l = (0.91\sqrt{\epsilon'} \tan \delta) fl \text{ [dB]}, \quad (3)$$

where α is the attenuation factor (dB/cm), f is the frequency (GHz), and ϵ' is the real part of the complex relative permittivity:

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (4)$$

The power dissipation is indicated by the loss factor ϵ'' , which is proportional to the tangent of the loss angle δ :

$$\tan \delta = \epsilon''/\epsilon' \quad (5)$$

The field strength of the microwave field penetrating the lossy material decreases exponentially. Skin depth is defined as the distance from the surface where the power density is reduced by a factor of $1/e$ ($e = 2.7142$) and is written

$$d = \lambda/2\pi\sqrt{\epsilon'} \tan \delta \quad (6)$$

The characteristic impedance of a plane wave in a lossy space is

$$Z_0 = 377 \left[1 - \frac{3(\tan \delta)^2}{8} + \frac{j \tan \delta}{2} \frac{1}{\sqrt{\epsilon'}} \right] [\Omega]. \quad (7)$$

The power dissipated in a volume V of homogeneous material is

$$P_d = 5.56 \times 10^{-11} f \epsilon' (\tan \delta) |E|^2 V \text{ [W/m}^3\text{]}, \quad (8)$$

where E is the effective value of the electric field strength [V/m].

After calculating a few characteristic values referring to water in the 0.4–10 GHz frequency range, we make the following observations:

1. The power dissipated in water rapidly increases with frequency and is proportional to $(f\epsilon' \tan \delta)$; this product varies from 0.6 to 297, skin depth varies from 67.6 to 0.12 cm, and the attenuation factor varies from 0.06 to 36.4 dB/cm.
2. The free-space attenuation at 10 GHz between two antennas with 5 dB gain 10 cm apart is 22.4 dB. With small microstrip antennas, it is easy to achieve a 12 dB gain; hence the base attenuation at calibration can be expected to be no more than 8.4 dB.
3. Water as a lossy material exhibits an impedance with approximately a 45 Ohm real part; therefore, surface reflections are expected.

There are reflections from other parts of the sample, too, depending on the geometry of the sample. This was examined [4] with an approximate approach based on geometrical optics, and it was determined that minimum thickness and transverse dimensions of the sample are needed, depending on the moisture content. To analyze these problems, we must know the exact solution of the electromagnetic fields between the antennas used in moisture content measurement, which is difficult.

In moisture measurement using two antennas, the receiving antenna is usually located in the radiating near field (Fresnel region) of the transmitting aperture, and the expected attenuation at calibration (empty cell) will be higher than in eq. (1), because G_r and G_t are the so-called far-field gains (measured in the Fraunhofer region).

The limit of the Fresnel region is

$$x = \frac{R}{2L^2/\lambda} = 1, \quad (9)$$

where L is the larger dimension of the radiating aperture. It is useful to examine quantitatively the radiating near-field variation, especially along the axis, for such applications as personnel radiation hazards and short-distance illumination of moist substances. For a tapered circular aperture, the normalized on-axis power density [5] is

$$p(x) = 26.1 \left[1 - \frac{16x}{\pi} \sin \frac{\pi}{8x} + \frac{128x^2}{\pi^2} \left(1 - \cos \frac{\pi}{8x} \right) \right], \quad (10)$$

which is an oscillating function, and if $x = 1$ then $p = 1$. The peak power density occurs at about $x = 0.1$ and is nearly 42 (or 16.2 dB). The asymptotic value for a small distance is 26.1 (14.2 dB). The on-axis power density at $R = 2L^2/\lambda$ is

$$p = 3\pi P/64L^2, \quad (11)$$

where P is the radiated power and L is the aperture diameter.

Directivity is reduced and the main beam is broadened in the near field. The relative reduction of the gain is

$$g(x) = G(x)/G_0 = p(x)x^2, \quad (12)$$

where $p(x)$ is the normalized on-axis power density given by eq. (10), and G_0 is the gain at $x = 1$. The beam-broadening factor is the square root of the reciprocal of the directivity reduction factor; i.e.,

$$\vartheta(x) = \frac{\Theta(x)}{\Theta_0} = \frac{1}{\sqrt{g(x)}} = \frac{1}{x} \frac{1}{\sqrt{p(x)}}, \quad (13)$$

where Θ_0 is the beamwidth at $x = 1$. Assume $P = 10$ mW, $f = 10$ GHz, and $L = 2.5$ cm (tapered illumination). Then the calculated on-axis power density (0.42 cm from the aperture), from eqs. (9)–(12), is $p = 10$ mW/cm², which is the personnel safety limit.

3. DESIGN OF INTEGRATED MICROWAVE MOISTURE SENSORS

Preliminary considerations:

1. It is useful to select the frequency of the moisture sensors in the X-band, because the sensitivity of the microwave attenuation related to moisture content is dominant.
2. For safety, no more than 10 mW of radiated power is suggested.
3. Using Fig. 1, the measured microwave attenuation of wet corn having 28 % moisture content is approximately 40 dB (at 10 GHz) if the thickness of the sample is 4.9 cm.
4. We must apply a minimal input signal level of -40 dBm, using a simple Schottky detector, to achieve a sufficient signal to noise ratio at the output of our equipment.
5. A distance of 10 cm between antennas is suitable for various applications.

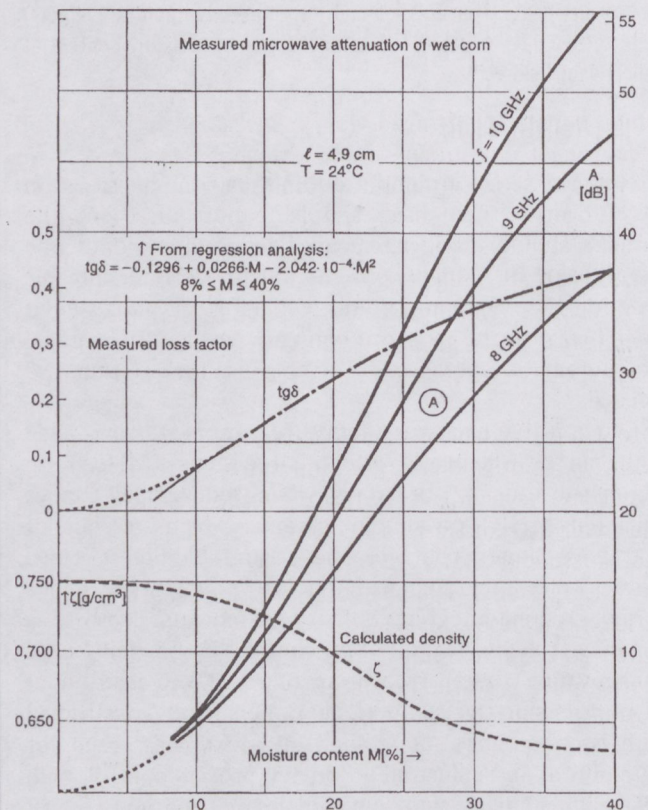


Fig. 1. Measured microwave attenuation of wet corn as a function of moisture content

From the above considerations, the free-space attenuation will be no more than 10 dB at calibration, and from eq. (1) comes the minimal value of 11.2 dB of gain needed for such antennas. To get reliable information about the moisture content of wet substances, a minimal value of illuminated cross section is needed. It is important from a practical point of view that we have only limited fluctuation of the received signal during calibration or during measurement of quasi-dry substances, if the range of the antennas has a little variation (because of dryer vibration or, e.g., textile swinging). We summarize the main specifications and our measurement results for such antennas in Table 1.

Table 1. Parameters and measured values of tested antenna models

MODEL TYPE	G_0 (dB)	Illuminated shape (approx.)	A (dm ²)	Θ_3 (deg)	$R = 10$ cm $A_M \pm \Delta A$ [dB]	ΔG [dB]	F [GHz]
A	7.4	$D = 10$ cm, circular	0.8	76	18.5 ± 0.12	-0.20	10.5
B	6.1	$D = 11.5$ cm, circular	1.0	88	21.0 ± 3.50	-0.15	10.5
C	12.6	7.2×7.2 cm, square	0.5	42	9.0 ± 0.15	-0.70	10.5
D	12.0	7.5×7.5 cm, square	0.6	45	10.9 ± 0.60	-1.0	10.5
E	13.0	12.5×10 cm, rectang.	1.2	56/28	8.6 ± 0.65	-2.1	8.0
F	18.6	11.3×8.7 cm, rectang.	1.0	19/17.5	6.4 ± 1.20	-5.3	10.5

G_0 = far-field gain in dB

A = "illuminated" surface (approx.) at $2x(-3\text{dB})$, taking into account beam broadening

Θ_3 = 3 dB beamwidth; A_m = measured transmission loss (dB) at $R = 10$ cm

ΔA = transmission loss variation near the distance of 10 cm

ΔG = measured gain reduction in the near field $R \cong 10$ cm

The examined antenna models are:

A = circular primary feed, $D_i = 21$ mm, $D_0 = 48$ mm, four grooves

B = open circular waveguide (C-120), using extreme large flange $D_i = 17.5$ mm, $D_0 = 60$ mm

C = circularly polarized microstrip antenna with four elements

D = linearly polarized microstrip antenna with four elements

E = circularly polarized microstrip antenna with eight elements

F = optimal pyramidal horn, $A \times B \times L = 110 \times 84 \times 102$ mm

Before designing the moisture sensors for different purposes, preliminary measurements [1] were conducted on lots of granulated materials and grains to obtain reference attenuation data [6]. With given density and temperature of sampled materials, the microwave attenuation is characteristic of the moisture content if a constant sample thickness is maintained with a proper closed sensor structure [7]. Based on measured data in the X-band, it can be noted that in the typical moisture range characteristic attenuation values are 1–50 dB for corn, 2–20 dB for wheat, 2–20 dB for leather, and 0.5–12 dB for textiles. Fig. 1 shows the microwave attenuation of wet corn as a function of moisture content, the average density value taken from the literature, and the loss factor calculated from the measurement together with its regression expression.

In our equipment, instead of two-parameter (attenuation and phase) measurements, which are accurate and well suited for laboratory conditions, we measure only the attenuation (it simplifies the receiver), and the errors are decreased by other means.

The block diagram of the integrated moisture sensor for grain is shown in Fig. 2. The transmitter and receiver are built together and located outside the sample space. A square-wave-modulated (30 kHz) system was developed, and thus a reduced oscillator noise and simplified signal processing on the receiver side can be achieved. The transmitter oscillator (dielectric resonator oscillator (DRO) working around 8 GHz, with simple on-off modulation) is integrated with the miniature circulator (reducing the load-pull effect) and microstrip antenna array.

In the receiver, a simple microstrip (planar) detector is used, integrated onto the receiver microstrip antenna (1.6 mm thick) protected by a plastic planar radome and located in the flowing moist grain. Because of the high dynamic range requirements, a logarithmic amplifier is used in the receiver. The U_0 (M) output signal of the receiver

is obtained after detection and dc amplification. During processing of calibration data, temperature (measured by a thermistor temperature sensor) compensation is organized by a microprocessor. The low variation of corn density in the sample space (surrounded by 40×40 cm² metal tube) was provided by the mechanical means of directing sheets. In practice, an optimal control was found based on 1 sample/min with moving averaging.

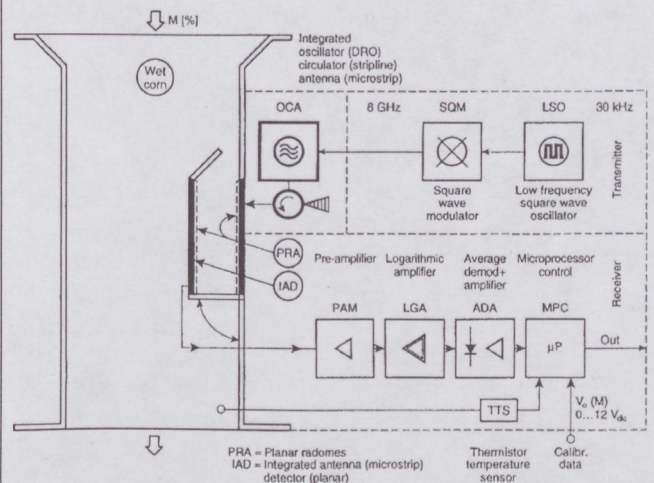


Fig. 2. Block diagram of the integrated moisture sensor for grain

4. EXPERIMENTAL RESULTS

4.1. Integrated Moisture Sensor for Grain (MSG)

Our instruments (shown in Fig. 2.) were mounted at the input and output of a corn dryer with 80-ton capacity and 15–20 ton/hr drying speed. A Burrows Model-700 digital moisture meter was used for calibration (see Fig. 3). The built-in microprocessor selects automatically the appropriate A or B characteristic, so the sensitivity

at the linear range of M (16–29 %) will be as high as $\Delta V/\Delta M = 1.119 \text{ V}/\%$. For yellow dent field corn, the simple linear temperature compensation ($\Delta M = -0.14(T - 22.5)$) was used, which was sufficient in practice. The measured uncertainty of the moisture content determination was ($M = 0.41 \%$ (20 replicates) at $M = 23.7 \%$). Using the numerical coefficients and the equation for one-parameter measurement in [7], the calculated relative fluctuation of the material density in the measuring cell was $\Delta\rho/\rho = 0.105$, which is a real value for this simple mechanical solution using directing sheets.

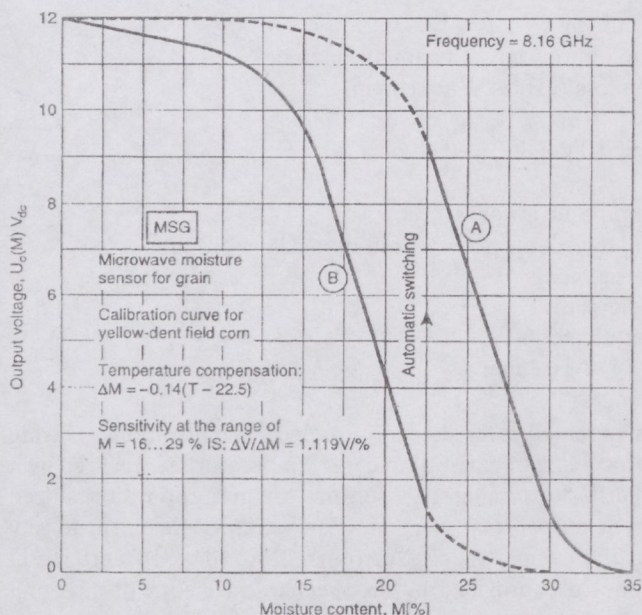


Fig. 3. Calibration curve of the MSG for yellow dent field corn, showing sensitivity ranges A and B. Temperature compensation and sensitivity values are also given.

4.2. Quality and Stability of Microwave Circuits Used in Our Moisture Sensor

To characterize the quality and stability of our copper thick-film microwave circuits used in the MSG, the unloaded quality factor Q_0 (dashed line in Fig. 4) and resonant frequency measurements of ring resonators were executed in a broad temperature range (in comparison with our high-temperature superconductor microstrip resonators). At 300 K, $Q_0 = 145$ at the first resonant frequency $f_1 = 2.86 \text{ GHz}$, and the frequency-temperature stability factor is $\Delta f/(f \cdot \Delta T)^{-1} = -93 \text{ ppm/K}$. The attenuation constant for microstrip line having $Z_0 = 50 \text{ Ohm}$ characteristic impedance is $\alpha = 5.1 \text{ dB/m}$ and the frequency dependence is $\alpha = 2.97\sqrt{f} + 0.017f \text{ [GHz]}$. The measured results on the third resonance (around 9 GHz) are $Q_0 = 250$, $\alpha = 9.1 \text{ dB/m}$. These parameters are better than the measured values for gold thick-film resonators on the same alumina substrate.

In our MSG instruments, small-dimension and low-profile microstrip antennas were used as radiating elements. To check the temperature dependence for these resonant arrays, a relatively narrowband four-element rectangular microstrip antenna for 4.4 GHz was made. The results for the temperature-dependent input return loss

versus frequency measurement are shown in Fig. 5. The relative frequency-temperature stability of the resonant array is 86 ppm/K. Because our microstrip antennas used in the MSG have 2.3 times higher relative bandwidth at 8 GHz, this problem is practically negligible.

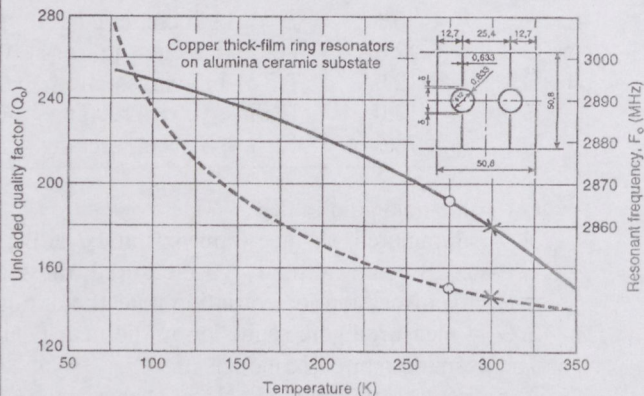


Fig. 4. Measured unloaded quality factor and resonant frequency of copper thick-film ring resonator on alumina substrate as a function of temperature

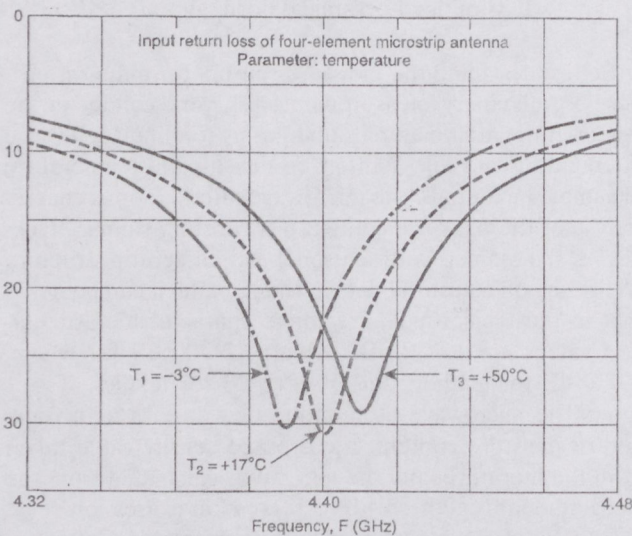


Fig. 5. Input return loss of four-element microstrip antenna as a function of frequency. The parameter of the curves is the temperature.

4.3. Radiating Near-Field Experiments

Transmission Measurement (Calibration)

Different types of antennas are used for microwave moisture measurement. Low transmission loss (at calibration, moist substance out), matched input impedance, given value of "illuminated" cross section, and relatively smooth loss-distance characteristic are the main requirements. Because closed formulas are known only for simple apertures (e.g., for tapered circular aperture: eq. (1), we examined this problem experimentally.

Pyramidal horns are frequently used in practice. The received relative power of an optimal pyramidal horn (model F, see Table 1) as a function of the range between antennas is shown in Fig. 6. At $R = 10 \text{ cm}$, the relative power is -6.4 dB ; the rapid variation near this distance is $\pm 1.2 \text{ dB}$. Far-field gain is $G_0 = 18.6 \text{ dB}$, and from eq. (1)

we find that the reduced gain in the near field at $R = 10$ cm is only 13.3 dB.

Fig. 7 shows the relative axial power densities of receiving antennas (models A, D, and C) as a function of distance from the transmitting loop. The extrapolated "gain" of the loop from measurements was about -15 dB. These curves are in good agreement with theoretical predictions; at 6–14 cm models A and C are in the far-field region ($1/R^2$ function), and model D at 4–10 cm is in the radiating near-field (Fresnel) region. Transmission loss (at moisture measurement calibration) is shown in Fig. 8 for models A, C, and E. At 10 cm, models C and E are in the $1/R$ region and the attenuation is about 9 dB. Model A is in the $1/R^2$ region, with a relative level of received power of -18.5 dB.

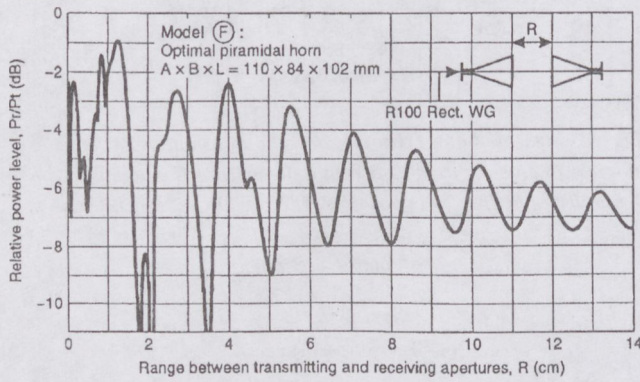


Fig. 6. Received relative power level of optimal pyramidal horn as a function of the range between antennas

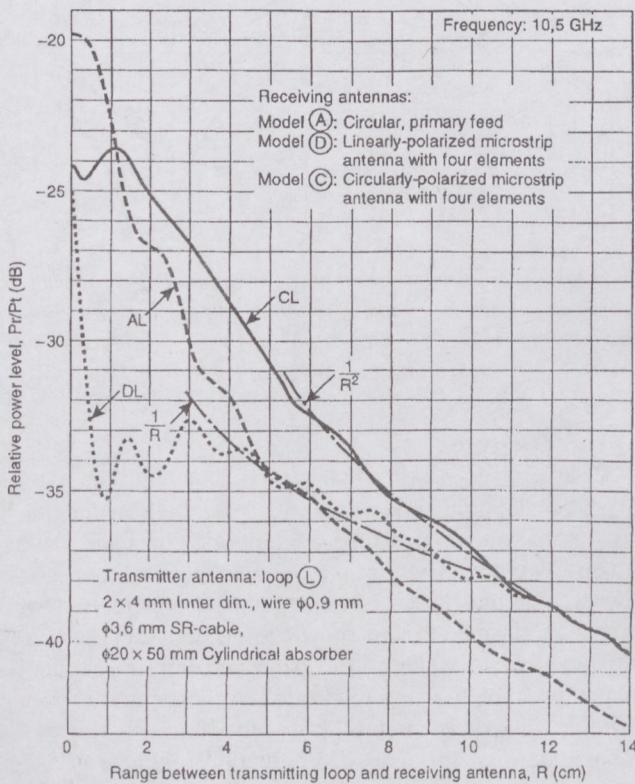


Fig. 7. Relative axial power levels of receiving antennas as a function of distance from transmitting loop

The radiating properties of an antenna (measured in the near field) are changed considerably when placing the radiator into a metal box. Modeling this problem, an open circular waveguide with an extremely large flange (this is the front wall of the cylindrical metal box) was measured. The result is shown in Fig. 9 (curve BB) where a compressed vertical scale (5 dB/div) is used. A very large periodical variation of the received power is observable, while it has a smooth function at model A (curve AA).

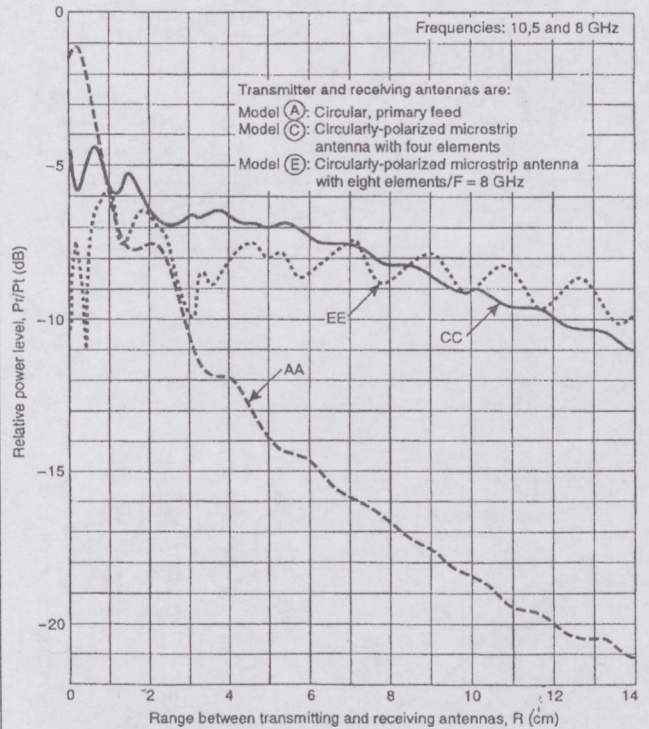


Fig. 8. Transmission loss as a function of the range between antennas

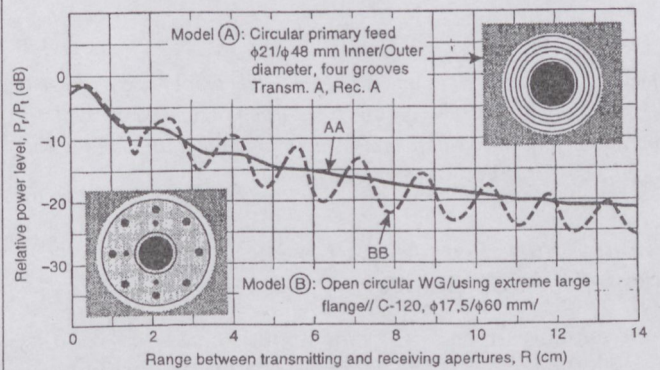


Fig. 9. Relative power levels in 5 dB/div compressed vertical scale of models A and B, as a function of range between transmitting and receiving apertures

The above-mentioned problem is avoidable by using circular polarization. We have made four-element microstrip antennas with circular polarization (well known from the literature). Locating the input microstrip lines in the same and opposite directions, the received relative power levels as a function of range between transmitting and receiving antennas are shown in Figs. 10 and 11. The best results

are given by the last configuration, because of the high-received level (-9 dB) and low variation (± 0.15 dB). In our original solution, the microstrip power splitter network between radiating elements had quasi-double symmetry [1].

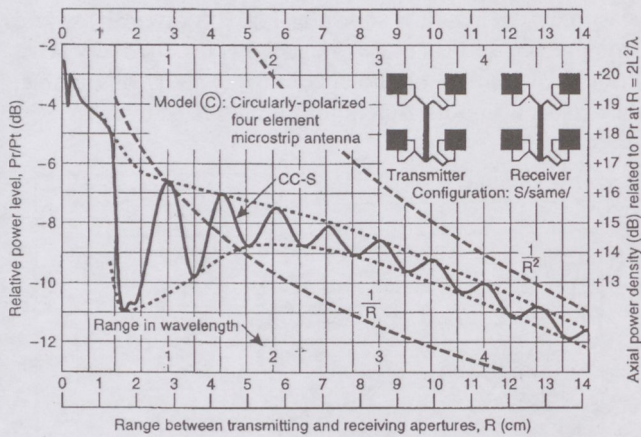


Fig. 10. Received relative power level as a function of range between transmitting and receiving apertures, using circularly polarized microstrip antennas with four elements. Input microstrip lines are in the same position.

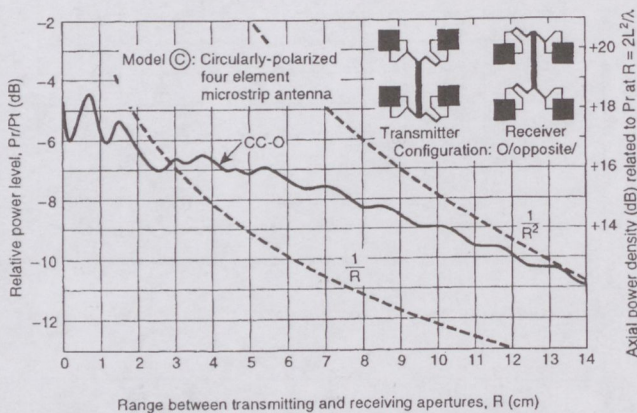


Fig. 11. Received relative power level as a function of range between transmitting and receiving apertures, using circularly polarized microstrip antennas with four elements. Input microstrip lines are in the opposite position.

Input Return Loss Measurement (with Moist Substance)

According to eq. (7), the input return loss of the transmitting antenna will degrade, locating moist substance near the radiating aperture. This effect was measured at 2.45 GHz with a motorized automatic input return loss measurement setup using two types of microstrip antennas. Fig. 12 shows the input return loss of the transmitting rectangular microstrip antenna, loading it with different moist materials at a distance R [cm]. The nearest optimum position is $R = 4$ cm, where the minimal return loss is $RL = 12.5$ dB, which means $VSWR = 1.6$; the reflection coefficient $|\Gamma| = 0.24$, and the mismatch loss $ML = 0.25$ dB. Using a broadbanded microstrip antenna [8] at the nearest optimum (also $R = 4$ cm), $RL = 15$ dB, $VSWR = 1.4$, $|\Gamma| = 0.18$, and $ML = 0.14$

dB. Sometimes the moist substance gives greater reflection than the water tank itself. On the other hand, it is possible to obtain "matching" by the dry sample (Fig. 13, curve 2, at $R = 5$ cm), which may be useful in certain cases (low-loss reflecting plate or the wall of the dielectric sample holder).

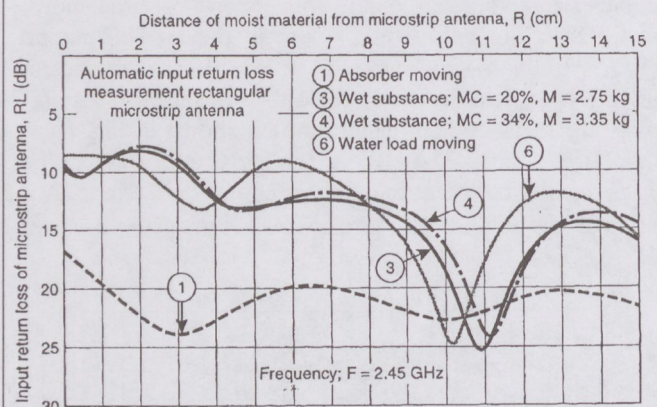


Fig. 12. Measured input return loss of the transmitting rectangular microstrip antenna loading it with different moist materials at the distance of R [cm]; (1) absorber, ECCOSORB AN 79, (3) wet book $21 \times 30 \times 5$ cm³, (4) wet book, (6) water in $35 \times 32 \times 5.5$ cm³ plastic container.

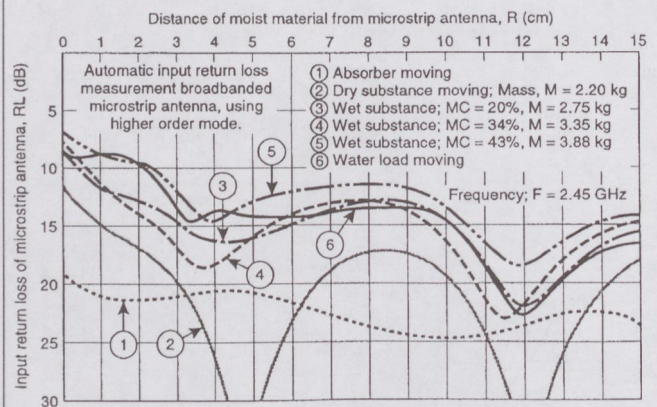


Fig. 13. Measured input return loss of the transmitting broadband microstrip antenna as a function of distance of the moist material from it: (2) dry book $21 \times 30 \times 5$ cm³, (5) wet book; (1), (3), (4) and (6) are the same as in Fig. 12.

5. CONCLUSIONS

The development and widespread use of instrumentation for microwave moisture content measurement have matured. We now have to take the next step: cooperation between agricultural, microwave, and field engineers. One purpose of this paper is to show (experimentally) the possible reduction of calibration errors and improvement of equipment stability using integrated antennas and copper thick-film microwave circuits. It was found that in terms of propagation loss and near-field reflections, there is an optimum size (or element number) for the antenna, suitably a microstrip antenna with circular polarization.

REFERENCES

- [1] Völgyi, F.: "Versatile microwave moisture sensor" in Conf. Rec. SBMO'89, Sao Paulo, Brazil, 1989, Vol. II, pp. 456-462.
- [2] Völgyi, F., Jachimovits, L. and Bozsoki, I.: "Design of hybrid integrated microwave circuits on plastic substrate" in Conf. Rec. IV. Nat. Conf. on Microwave Solid State Electronics, Gdansk, Poland, 1977, pp. 45-53.
- [3] Kraszewski, A. W.: "Microwave aquametry — needs and perspectives" IEEE Trans. MTT, Vol. 39, No. 5, pp. 828-835, May 1991.
- [4] Mladek, J. and Beran, Z.: "Sample geometry, temperature and density factors in the microwave measurement of moisture" J. Microwave Power, Vol. 15, No. 4, pp. 243-250, 1980.
- [5] Hansen, R. C. (ed.): "Microwave Scanning Antennas" New York: Academic Press, 1964, Vol. I, Ch. 1, pp. 1-46.
- [6] Nelson, S. O.: "RF and microwave dielectric properties of agricultural products and their applications" in Conf. Rec. SBMO'89, Sao Paulo, Brazil, 1989, Vol. I, pp. 29-35.
- [7] Kraszewski, A. W.: "Microwave monitoring of moisture content in grain - further considerations" J. Microwave Power Electromag. Energy, Vol. 23, No. 4, pp. 236-246, 1988.
- [8] Völgyi, F.: "Microstrip Antenna Array Application for Microwave Heating" 23rd European Microwave Conference (EuMC), Madrid, Spain, 6-9 Sept, 1993, pp. 412-415.
- [9] Völgyi, F.: "Integrated microwave moisture sensors for automatic process control" Ch. 15 in book: Microwave Aquametry (edited by A. Kraszewski), IEEE Press, New York, 1996, ISBN 0-7803-1146-9, pp. 223-238.

KUKORICA FOLYAMATOS NEDVESSÉGMÉRÉSE MIKROHULLÁMON

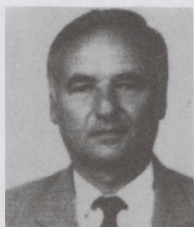
VÖLGYI FERENC

BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM, MIKROHULLÁMÚ HÍRADÁSTECHNIKA TANSZÉK
1111 BUDAPEST, GOLDMANN TÉR 3.
TEL.: 36 1 463 1559; FAX: 36 1 463 3289; T:VOLGYI@NOV.MHTBME.HU

Gabonaszárítók automatikus működtetéséhez nedvesség-érzékelőkre van szükség, melyek folyamatos, azonnali (on-line, real-time) információt szolgáltatnak a szemestermény állapotáról. A feladat célszerűen mikrohullámú frekvenciákon oldható meg, nyomtatott antennák között mért átviteli csillapítás-adatok felhasználásával.

Az alapelvek és fontosabb jellemzők definiálása után a cikk ismerteti a tervezéssel kapcsolatos megfontolásokat, valamint az integrált mikrohullámú gabonanedvesség-mérő blokkstruktúráját. A kísérleti eredményekkel foglalkozó rész a mérőrendszer kalibrációs diagramjait és kritikus mikrosztripp áramkörének hőmérsékletfüggését vizsgálja. Részletesen tárgyalja az ilyen típusú méréseknél jelentős szerepet játszó sugárzó-közeltéri mérések eredményeit, majd ezek alapján fontos következtetéseket von le. A vizsgált különféle antennák közül a négyelemes, körpolarizált nyomtatott antennák használata tűnt a legcélszerűbbnek.

Az ismertett elvek alapján készített mikrohullámú szenzorokat sikerrel alkalmazták a Bábólnán gyártott szemestermény-szárító berendezéseknél.



Ferenc Völgyi was born in Siofok, at the Balaton Lake, Hungary. He received a diploma in electrical engineering (with honors) and the specialized microwave engineer degree (honors) in 1964 and 1972 respectively, both from the Technical University, Budapest, Hungary. He then became an Assistant Professor, then a Senior Assistant of the Department of Microwave Telecommunications at the Technical Uni-

versity of Budapest. His teaching and research activities have been devoted to several topics, including the design of passive and active microwave circuits, parametric amplifiers, mm-wave oscillators and microstrip antennas. He got the Pollak-Virág award in 1986, for the paper of "High-Gain Microstrip Antenna Arrays" (in Hungarian) from the HTE/Scientific Society for Telecommunications, Hungary and he obtained one of the "best solution" awards in 1986, for development of a 256-element Microstrip Antenna Array, from Orion Co. He has held positions or made important developments at Precision Mechanics Enterprise Budapest, at Research Institute for Techn. Physics of the Hungarian Academy of Sciences, Stog GmbH Munich, L&S Hochfrequenztechnik GmbH Lichtenau-Ulm, Germany, Boston Communication Networks USA, Real Time Devices Inc. State College PA-USA, Tateyama Kagaku Co. Toyama City Japan, and Microval

Ltd. Hungary. He was the leader or cooperator of more than 50 R&D projects. He is a member of the HTE and MATE (Scientific Society of Measurement and Automation, Hungary). He served as session chairman of the SSTA99 Int.Conf., Denver, Colorado, USA, the 20th EuMC, Budapest, Hungary and ICOMM'90 Dehradun, India, where he received the silver Jubilee Memorial Plaque from D.E.A.L./Dehradun. Ferenc Völgyi has authored or coauthored more than 50 journal articles, conference papers and presentations, has written chapters three text-books in the field of microwave theory and techniques, and holds four relevant patents. He gave lectures and presentations at Universities and Conference cities of: Brazil, Bulgaria, Czechoslovakia, Finland, France, Germany, Greece, Hungary, India, Israel, Italy, Japan, Poland, Spain, Switzerland, Turkey, United Arab Emirates and United States of America (California, Colorado, Georgia, Pennsylvania, Virginia). His current research activities include active microstrip antennas and arrays, integrated microwave and millimeter-wave circuits, WLAN and EMC-test systems, high-temperature superconductivity, microwave sensors and radars, industrial, agricultural and scientific applications of microwaves, Ferenc Völgyi serves the Program Committee and the Editorial Board for the International Conference and Journal of "Subsurface Sensor Technologies and Applications" (SSTA). He is a senior member of IEEE (MTT, AP, IM, and COM). Mr. Völgyi is married, his wife is Martha, they have two daughters Sylvia and Katharine. His hobbies are: folkdance, voyage and sailing.

TOVÁBBLÉPÉS A SZABÁLYOZOTT ELEKTROMÁGNESES KÖRNYEZET FELÉ

BOGNÁR ZOLTÁN

PANNON GSM RT
2040 BUDAÖRS, BAROSS U. 165.

A szabályozott elektromágneses környezetért és továbbfejlesztésének elősegítésére jött létre a HTE keretében egy szakértői csoport. Szakmai klubnapjukon bárki meggyőződhetett arról, hogy Magyarországon az elektromágneses környezet állapota és szabályozottsága igen kedvező. A mobil telefónia bázisállomásainak szaporodásával ez a helyzet fenntartható, tovább javítható ellenőrzött és a nyilvánosság számára hozzáférhető módon. A cikk ismerteti az elmúlt években kialakult gyakorlatot, a nagyszámú bázisállomás esetén is szabályozott állapot jogszabályi hátterét és a megvalósítás lehetőségét.

1. ELŐSZÓ

Éppen ideje volt megszólalni a szakmának a mobil telefonok és bázisállomásainak egészségre gyakorolt hatása témakörében. Most viszont nagyon jól szólalt meg a közelmúltban a Híradástechnikai és Informatikai Tudományos Egyesület (HTE) által rendezett nyílt napi rendezvényen. Felvonultatta kitűnő szakembereit, a Műegyetem (BME) professzorait, kutató szakembereket, akik a tudomány megállapításaival bizonyították azt, amit a rádiós szakemberek a gyakorlatból már régóta tudnak nevezetesen, hogy a rádióhullámok használatának az a módja, amit a bázisállomások valósítanak meg, teljesen veszélytelenek.

2. LEHETŐSÉGEK ÉS KORLÁTOK

A sajtóban sajnos megjelenhettek szakmai szempontból nem ellenőrzött anyagok is. Nem-szakemberek véleményét is közölték, és néha még ma is közlik a 'veszélyről', mellyel számos embert vezettek félre, tiltakozásokat generáltak, önkormányzati testületeket készítették átgondolatlan döntésekre. Az utóbbiak figyelmébe ajánlanám egyik kollégám hasonlatát a múlt századi vasútépítéssel kapcsolatos döntésekről, amelyek máig ható következményei jól láthatók. Jól láthatók abban, hogy egykor jelentős települések mára elmaradtak a fejlődésben. Elmaradtak, mert nem értették meg a kor szellemét. Ma a kor szelleme az információs társadalomban jelenik meg. és aki nem ismeri fel, hogy az utóbbi években milyen hatalmasat nőtt az információ értéke, az végképp lemarad. Ezen belül a leggyorsabban az információ mobil változata, és annak értéke növekszik.

A mobil távközlés iránt világszerte olyan nagy érdeklődés és igény van, melyet gyakorlatilag nem lehet csillapítani szűklátókörű határozatokkal. Valóban a bázisállomások antennáinak a környezetből való kiemelése nélkül mobil távközlést gyakorlatilag nem lehet megvalósítani. A látvány tekintetében néha kompromisszumokat kell kötni, de vannak szakmai követelmények, melyektől nem lehet eltekinteni. Veszélyről, kockázatról pedig szó nincs akkor, ha az

érvényes jogszabályokat betartják. Erről valamint a szabályozás és a gyakorlat kapcsolatáról szövegek az alábbiakban.

3. MIÉRT NEM JELENTENEK VESZÉLYT A BÁZISÁLLOMÁSOK?

Hogy miért nem jelentenek veszélyt a bázisállomások, már több szerző bizonyította [1]–[3]. Talán a legfőbb érv mindig az volt, hogy a magyar szabvány [4] határértékei a legszigorúbbak Európában. Hogy ez mennyire így van, álljon itt bizonyítékul a Dr. Thuróczy írásából [2] átvett táblázat (1. táblázat). Ebből világosan kitűnik, hogy a lakosságra vonatkozó határértékek 900 MHz-en 45-ször, 1800 MHz-en pedig 90-szer alacsonyabbak, mint az EU által ajánlott értékek. (!)

Gondolom mindenki egyetért azzal, hogy az EU országok közvéleménye is érzékeny a környezet egészségre gyakorolt hatására. Ha ott a sok millió felhasználó, bázisállomás közelében lakó ember élhet a 45-ször (!) magasabb szabványértékkel korlátozott elektromágneses térben, akkor talán veszélyeket nálunk sem kellene emlegetni. *Az az másképpen fogalmazva, Magyarországon a szabvány csak 2,22 %-át engedi meg annak a teljesítménysűrűségnek, amelyet az EU országokban megengednek 900 MHz-en a lakott területeken.* Az utóbbi időben felerősödtek az EU normák szigorítására irányuló törekvések. Ha ezek meg is valósulnak, nem valószínű, hogy olyan alacsony határértékeket szabnának meg, mint a magyar szabvány.

Ezen határértékének megállapítása nem volt mentes politikai hatásoktól sem. Az 1. táblázat ezt az üzenetet is tartalmazza. A magyar szabvány határértékeit túlságosan szigorúnak is tekinthetjük. Érdekességként megjegyzem, hogy egy átlagos méretű emberben a magyar szabvány szerinti $0,1 \text{ W/m}^2$ teljesítménysűrűségű sugárnyalámban tartózkodva csak akkora teljesítmény disszipálódik, amely mintegy 2000-szer (!) alacsonyabb annál a disszipált teljesítménynél, amely a testhőmérsékletet 1 C° -kal emeli meg.

1. táblázat. A lakosságra vonatkozó megengedhető határértékek 900 és 1800 MHz frekvencián

Testület vagy ország	Megengedhető teljesítménysűrűség (W/m ²)		Megengedhető térerősség (V/m, A/m)		Megjegyzés
	900 MHz-en	1800 MHz-en	900 MHz-en	1800 MHz-en	
CENELEC	4,5	9	41,1 V/m	58,12 V/m	Magyar előszabvány
ENV 1995	* (f/200)	(f/200)	0,109 A/m	0,54 A/m	
ICNIRP	4.5	9	41,1 V/m	58,12 V/m	
1990	(f/200)	(f/200)	0,109 A/m	0,154 A/m	
WHO	4.5	9	41.1 V/m	58.12 V/m	
1993	(f/200)	(f/200)	0,109 A/m	0,154 A/m	
NRPB (UK)	36.9	100	112,5 Vm	194 V/m	Kivizsgálási szint
1993	(0,041xf)		0,297 A/m	0,52 A/m	
DIN (Német)	4,5	9	41,1 V/m	58,12 V/m	
1995	(f/200)	(f/200)	0,109 A/m	0,154 A/m	
MSZ 16260	0,1	0,1	–	–	Biztonsági övezet
1986					
USA ANSI	6	100	–	–	Nem-ellenőrzött övezet
1991	(f/150)				
Szovjet	0,1	0,1	–	–	
1984					
Japán	6	10	47,55 V/m	61,4 V/m	Bármilyen feltétellel
1990	(f/150)		0,126 A/m	0,163 A/m	
Ausztrál	0,2	0,2	27,5 V/m	27,5 V/m	
1985			0,073 A/m	0,073 A/m	
Osztrák	6	10	47,55 V/m	61,4 V/m	
1995	(f/150)		0,126 A/m	0,163 A/m	

* f: frekvencia MHz-ben

A jogszabályokat tekintve, a magyar szabvány kötelezővé tétele [5] megteremtette azt a feltételt, hogy olyan elektromágneses környezet alakuljon ki Magyarországon, melyben az emberre gyakorolt hatás tekintetében a jelenlegi intenzív mobil hálózati fejlesztés mellett sem emelkedik ki ennek hatása más meglévő környezeti tényezőké közül. Ez a kötelezettség összhangban van az Egészségügyi Világszervezet (WHO) egyik ajánlásával [6], [7], nevezetesen azzal, hogy minden országban tartsák be a saját belföldi rendelkezéseiket, azaz ne lépjenek túl az ott megszabott határértékeket.

Feltehető a kérdés, hogy be lehet-e ezeket a határértékeket tartani. Be lehet-e tartani ésszerű költségek mellett és konstrukciós megoldásokkal oly módon, hogy a megkívánt szolgáltatási színvonal elérhető legyen. A válasz erre mindenképpen igen. De az a munka, amit erre kell fordítani az nem kevés.

Jogos az a kérdés is ezután, hogy vajon a szolgáltatók betartják-e ezt az elektromágneses tér teljesítménysűrűségére adott határértéket, amelynek tehát már semmiféle veszélyhez nincs semmi köze és csak egy jogszabályban is megfogalmazott, a többi civilizációs hatás egyikeként kezelendő környezeti tényező.

4. A SZABVÁNY HATÁÉRTÉKEINEK BETARTÁSA

Kezdetben számítással ellenőriztük a szabvány határértékeinek betartását. Ezt azonban az önkormányzatok, a tulajdonosok és a környezetben élő lakosság igényének

megfelelően már a hálózatfejlesztés elején mérési jegyzőkönyvvel is igazolnunk kellett. Az Országos Sugárbiológiai és Sugáregészségügyi Kutató Intézet (OSSKI) igen sok mérést végzett ennek ellenőrzésére. A mérések néhány kivétellel igazolták a szabvány szerinti határérték betartását, sőt nagy biztonsággal való betartását is. Ezt igazolja a mérési jegyzőkönyvekben található, a bázisállomás antennái körüli sok-sok mérési pontban kapott eredmény. A bázisállomás felépítése utáni méréseket az OSSKI jó műszerekkel, tapasztalt szakemberekkel végezte.

Meg kell itt jegyezni (a szakemberek könnyen kiszámíthatják), hogy ezen szigorú szabványértékek általában az antennától néhány méter vagy néhányszor 10 méter távolságban teljesülnek (a műszaki adatoktól függően) és csak az antenna fő sugárzási irányában. Azon kívül szinte alig érdemes a dologgal foglalkozni. (Csak tájékoztatásul jegyzem meg, hogy ott már csak a rendkívül érzékeny mobil készülékek vevői tudják hasznosítani az igen kisszintű, alacsony határként 10-10 mW nagyságrendű vett jelet.) Könnyű sorsa van az EU országok szolgáltatóinak ebben a tekintetben. Az antennáikhoz szinte nem is lehet olyan közel menni, hogy a miénknél 45-ször magasabb határérték ne teljesülne.

Az említett néhány kivétel (cégünk esetében 3 ilyen eset volt) a kezdeti időszakban fordult elő és a gyakorlat hiányának tulajdonítható, hogy a határértéket rövid időre túlléptük. Természetes volt számunkra, hogy kivétel nélkül mindegyik helyen módosítsuk a bázisállomást oly módon, hogy a szabványérték teljesüljön. Ennek érdekében

antennaáthelyezést, bázisállomás áttelepítést végeztünk illetve egy esetben árnyékolást létesítettünk. Az ellenőrző mérések igazolták módosításainkat.

5. AZ ORSZÁG ELEKTROMÁGNESES KÖRNYEZETI ÁLLAPOTA

Az ország elektromágneses környezeti állapotát bázisállomásaink környezetében tehát a magyar szabvány határértéke jellemzi legjobban. És ezt környezetvédelmi szempontból igen jónak kell tekinteni. Ezen a megállapításon még az sem változtat, ha figyelembe vesszük az OSSKI mérésekben meglévő, viszonylag ritkán előforduló és a GSM adás természetéből fakadó eltérés lehetőségét.

Ez abból adódik, hogy a GSM bázisállomások adóinak kimenő teljesítménye forgalomfüggő. A rendszer felépítése olyan, hogy minden bázisállomáson van egy rádiócsatorna, amely teljes teljesítménnyel ad akkor is, ha a forgalom ezt nem igényli (ez a szolgáltatás megfelelő működésének fenntartása céljából szükséges), míg más csatornák adóinak forgalmi időréseiben csak akkor van adás, ha arra forgalmi igény van. Természetesen a rendszerben további adóteljesítmény csökkentő szabályozások is működnek (adókapcsolás a beszédszünetekben, a bázisállomás közelében tartózkodó előfizető esetében az adóteljesítménynek a megfelelő minőséghez szükséges minimumra való beállítása). Ebből nyilvánvaló, hogy a bázisállomás egy adott cellájába a kisugárzott összes teljesítmény erősen függ a forgalomtól. Természetesen kivéve azt a kevés cellát, ahol csak egy adó működik, azaz egy rádiócsatornát használunk. Így tehát egy cella ellátott területén, annak közelében a létrehozott teljesítménysűrűség és ebből adódóan az ott tartózkodó emberek testében a fajlagos abszorpció (egységnyi tömegben elnyelt rádiófrekvenciás teljesítmény) is függ a cella forgalmától. Természetesen itt igen kis teljesítményekről van szó. Érdekes megemlíteni, hogy a magyar szabvány – ellentétben más szabványokkal – nem tartalmaz korlátértéket a fajlagos abszorpcióra, hanem csak a megengedett teljesítménysűrűségekre. Az emberre gyakorolt hatás tekintetében pedig ez a döntő fontosságú jellemző. Ennek feltehetően az az oka, hogy a fajlagos abszorpció közvetlenül nem, míg a teljesítménysűrűség jól mérhető.

Fentiekből látható, hogy az OSSKI által végzett mérések pontosak, de csak egy mintának, pillanatértéknek tekinthetők, így az általuk mért értékek a minimális forgalom (éjszaka) és a csúcsgorgalom (torlódás kezdete) teljesítménysűrűségei között vannak. Miután az OSSKI a méréseket az esetek túlnyomó részében a délelőtti órákban végezte, azaz a csúcsgorgalmi órák közelében, így megállapításai helytállóknak tekinthetők. Nem végezhetett mérést azonban olyan csúcsterheléseknél, amelyet például sportesemények, vásárok, kiállítások jelentenek a forgalomban. Ezek elérhetik a telítés mértékét is egy-egy rövid időtartamra, amikor már az adott cella nagyobb forgalmat lebonyolítani, újabb hívás átviteléhez időrest biztosítani nem tud.

A szolgáltatóknak van meg a lehetősége arra, hogy szándékosan előidézett szélső forgalmi helyzeteket hozzanak létre és az előforduló maximális teljesítménysűrűség értékeit megmérjék. Az OSSKI mérései pedig ennek ellenőrzésére szolgálhatnak.

6. A SZABÁLYOZOTT ELEKTROMÁGNESES KÖRNYEZETI ÁLLAPOTÉRT

A bázisállomások tekintetében az érintett hatóságok és a szolgáltatók akkor teszik a legtöbbet, ha ezt az alapon dolgot a gyakorlatban is érvényesítik. Ez valójában meg is kezdődött a 29/1999 KHVM [8] rendelet kiadásával, mely kimondja (7§(3)), hogy a szakhatóságok hozzájárulásának jogszabályokon kell alapulni, azaz jelen esetben a kötelezően alkalmazandó ((8/1999 (II. 26) KHVM [5]) MSZ 16260-86 szabvány [4] határértékeit kell betartani.

Ezt a fentiekből jól láthatóan a szolgáltatók tudják garantálni azzal, hogy a használatbavételi engedély kéréséhez az általuk elvégzett mérésekről készült jegyzőkönyvet nyújtják be a hatóságnak, mely bizonyítja, hogy az adott új bázisállomás környezetében az előforduló legnagyobb teljesítménysűrűség értékek sem lépik túl a szabvány határértékeit.

Az OSSKI mérései pedig ezen deklarációk ellenőrzésére szolgálhatnak. Az Állami Népegészségügyi és Tisztiorvosi Szolgálat (ÁNTSZ) részére a közelmúltban módosított ÁNTSZ törvény (8) előírja (4.§(2)) a nem-ionizáló sugárzással kapcsolatos sugárvédelmi normák és közegészségügyi követelmények ellenőrzését.

Mivel nagyon jól ismerem ezen a területünkön dolgozó szakembereinket tudom, hogy a bázisállomások tervezésénél mindig igen fontosnak tartották a magyar szabványnak való megfelelést, valamint a bázisállomás látványának a környezethez való illeszkedését. A teljesítménysűrűség méréssel való ellenőrzése házon belül is lehetséges lesz a jövőben, ellenőrzését pedig az ÁNTSZ végzi. Így zárul a szabályozási hurok. Ezzel hozzájárulunk ahhoz, hogy Magyarországon hosszú távon kialakuljon egy ellenőrzött, szabályozott, Európában talán a legalacsonyabb 'szennyezettésgű' elektromágneses környezet a GSM bázisállomások környezetében.

A szolgáltatóknak fel kell készülni ilyen deklarációk kiadásához, meg kell teremteni a saját mérés lehetőségét. Ezeket az antennákkal végzett munkák után ismételni kell. Tovább kell fejleszteni a közös bázisállomásoknál végzett egyeztetéseket.

Itt fel kell hívni a figyelmet arra, hogy ezek létesítését a túlságosan szigorú magyar szabvány következetes betartása korlátozhatja. A közös bázisállomásokat a környezetvédők, a közvélemény is szorgalmazza ugyan, de egyes esetekben, például amikor egy a tetőn lévő napozó terasz vagy egy erkély az antenna-árbock közelében olyan elhelyezésű, hogy egy szolgáltató antennái által a rajtuk létrehozott teljesítménysűrűség még nem éri el a szabvány szerinti határértéket, de kettő vagy háromé már túllépi azt.

7. UTÓSZÓ

A HTE (Híradástechnikai és Informatikai Tudományos Egyesület) lépett, szakértői csoportot hozott létre az elektromágneses környezet szabályozottságáért, tisztaságáért. Mint az előszóban említettem, kitűnő szakemberek vesznek részt munkájában. Mindez a HTE minapi rendezvénye

IRODALOMJEGYZÉK

- [1] Drozdy Győző: Káros-e a rádiótelefon az emberi szervezetre? Magyar Távközlés, X. évf. 10. szám, 1999 október, 48-51 old.
- [2] Dr. Thuróczy György: Mobiltelefon-bázisállomások sugár-egészségügyi és szabványosítási kérdései. Szabványügyi Köz-
löny. 51. évf. 11. szám, 1999 november, 31-36 old.
- [3] Dr. Bognár Zoltán: Veszélyesek-e a mobil távközlés bázisállo-
másai. Előadás a MEISZ VII. Távközlési Konferencián. Mát-
raháza. 1999. augusztus 25-27.
- [4] MSZ 16260-86 A nagyfrekvenciás elektromágneses tér meg-
engedett határértékei.
- [5] 8/1999 (II.26) KHVM rendelet az egyes közlekedési, hírköz-
lési és vízügyi nemzeti szabványok kötelezővé nyilvánításáról

kapcsán fogalmazódott bennem, mivel cégünk már készül ezen környezetvédelmi gyakorlat kialakítására.

KÖSZÖNETNYILVÁNÍTÁS

Befejezésül meg köszönöm mindazok segítségét, akik a cikk megírásában támogattak és segítően bírálták annak tartalmát és formáját.

- [6] WHO Fact Sheet No. 193, May 1988. Electromagnetic Fields and Public Health. Mobile Telephones and Their Base Stations.
- [7] Dr. Szabó D. László: WHO tájékoztató. Orvosi Hetilap, 1999. január 27.
- [8] 29/1999 (X.6) KHVM rendelet a távközlési építmények engedélyezéséről és ellenőrzéséről.
- [9] 1999. évi 106. törvény az Állami Népegészségügyi és Tisztiorvosi szolgálatról szóló, 1991. évi 11. törvény módosításáról. MK 1999/101. szám.

STEPS TOWARD THE REGULATED ELECTROMAGNETIC ENVIRONMENT

Z. BOGNÁR

PANNON GSM RT
H-2040 BUDAÓRS, BAROSS U. 165.

SUMMARY

A group of professionals has been formed at the HTE (Scientific Association of Telecommunication and Informatics) to help developed the controlled electromagnetic environment. At their open day anyone could see that the status of and the control over electromagnetic environment in Hungary is rather favourable.

With the growing number of mobile telephony base stations the current status can be maintained, even improved in a controlled and open way.

The paper describes the current practice formed in the last couple of years, the legal background of the controlled status in case of numerous base stations and the possibility of implementation.



Bognár Zoltán villamosmérnök, mikrohullámú szakmérnök. 1962-ben végzett a Budapesti Műszaki Egyetemen. Ipari cégek-nél (Orion, FMV, TKI) kezdte szakmai munkáját, majd a távközlésben dolgozott a Posta Vezérigazgatóságon 1971-től. 1980-tól a KTMF (ma Széchenyi István Főiskola) Vezetéknélküli Távközlési Tanszé-két vezette 1992-ig. 1985-től főiskolai ta-nárként oktatta a mikrohullámú technikát.

Rövid ideig dolgozott az Antenna Hungáriánál, 1994-től a Pannon GSM Rt-nél irányította a 900 MHz-es hálózat fejlesztését. Je-lenleg ugyanott műszaki igazgatóhelyettesként dolgozik. Doktori disszertációját 1973-ban védte meg a BME-n. ITU szakértőként dolgozott Zambiában és Dél-Jemenben.

RADIO-FREQUENCY INTERFERENCE IN DIGITAL COMMUNICATION LINKS

A. HILT

BME-MHT, TECHNICAL UNIVERSITY OF BUDAPEST
DEPARTMENT OF MICROWAVE TELECOMMUNICATIONS
H-1111 BUDAPEST, GOLDMANN GY. TÉR 3., HUNGARY
PHONE: (+36) 1 463 41 42, FAX: (+36) 1 463 32 89
E-MAIL: HILT@MHTBME.HU
TKI RT INNOVATION COMPANY FOR TELECOMMUNICATIONS
H-1142 UNGVÁR UTCA 64-66, BUDAPEST, HUNGARY
PHONE: (+36) 1 252 70 01, FAX: (+36) 1 251 98 78
E-MAIL: HILT@TKI.HU

G. MAURY, B. CABON

LEMO-ENSERG-INPG-UJF
INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE
23 RUE DES MARTYRS, BP 257, F-38016 GRENOBLE, CEDEX 1, FRANCE
PHONE: (+33) 04 76 85 60 16, FAX: (+33) 04 76 85 60 80
E-MAILS: MAURY@ENSERG.FR, CABON@ENSERG.FR

Transmission and reception of digitally modulated microwave (MW) and millimeter-wave (MMW) radio signals in point-to-point and point-to-multipoint systems are widely investigated [1]–[6]. This paper addresses the problem of digital MW/MMW radio reception and demodulation in the simultaneous presence of additive Gaussian white noise [7], [8] and radio-frequency interference in the radio channel. First a novel representation of receiver interference immunity is shown and experimental examples are given. Then we present simulation results for links employing quadrature amplitude modulation (QAM). Receiver constellation diagrams suggest a very demonstrative explanation of bit error rate (BER) degradation due to the interference signal. Finally, based on this physical model, analytical expression is developed to estimate the BER.

1. INTRODUCTION

In digital MW/MMW radiocommunication links radio-frequency interference (RFI) is a principal source of BER degradation [9]–[12]. Transmitters of other communication links operating closely or inside the frequency band of our communication channel act as interference sources and result in degradation of reception quality.

Different techniques have been developed to avoid RFI. The main possibilities are multiplexing in the spatial, in frequency or in time domain. Spatial separation is a rather complex but perspective possibility in mobile systems applying adaptive antennas [13]. Intelligent phased arrays can follow the moving subscriber with a very narrow antenna beam. By this method, same radio frequencies can be reused simultaneously within one microcell or picocell. Interference is not encountered, but the complexity of the base station is significantly increased. Time domain separation is successfully employed in fixed MW networks such as low and medium capacity point-to-multipoint (PMP) time division multiple access (TDMA) radio systems [14]–[17]. By means of proper channel allocation frequency domain separation is already standardized for MW point-to-point (PP) radio links [18]–[20]. It seems to be the most obvious solution in the MMW range where high capacity systems can benefit the inherent advantage of the wide available radio spectrum [21]–[26]. Future wireless broadband services will find available free radio spectrum in the 26, 42 or 60 GHz communication bands [13], [27], [28]. Using proper radio channel allocation and any of the above mentioned multiplexing techniques in the radio network, undesired interference effects can be reduced [29],

[30]. Unfortunately RFI cannot be completely eliminated, therefore it should be taken into account with accurate models during the system planning [31].

Comparing interferer signals to thermal noise a significant difference is observed in their power spectral density (PSD). In most of the realistic cases the interferer signals do not have constant PSD within the frequency band of our digital receiver. Therefore well established thermal-noise-like models cannot provide correct prediction of BER performance. The resulting BER depends not only on the amplitude but also on the frequency and spectral characteristics of the interferer. Naturally, thermal noise always contributes to the BER. Finally, it is rather difficult to derive exact models for the case of interfered radio reception in the simultaneous presence of additive Gaussian white noise (AGWN) [3], [32].

2. INTERFERENCE SENSITIVITY OF DIGITAL RADIO RECEIVERS

First the degradation of BER due to RFI in digital radio receivers operating at MW or MMW frequencies is studied. The importance of good selectivity and immunity of the receivers employed in the digital communication link is emphasized.

2.1. Elements of the digital radio link

Fig. 1 shows the general model of a 4 state QAM radio transmitter (often called as 4-QAM or QPSK). The upconverter oscillator operates in the MW or in the MMW band. The carrier signal f_c is modulated digitally so information is transmitted to the receiver at MW/MMW frequencies.

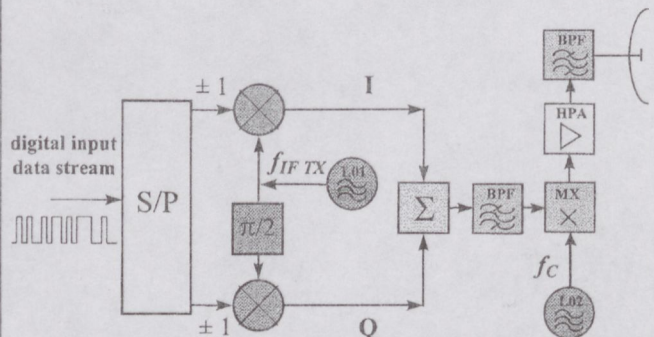


Fig. 1. Block diagram of the QPSK transmitter

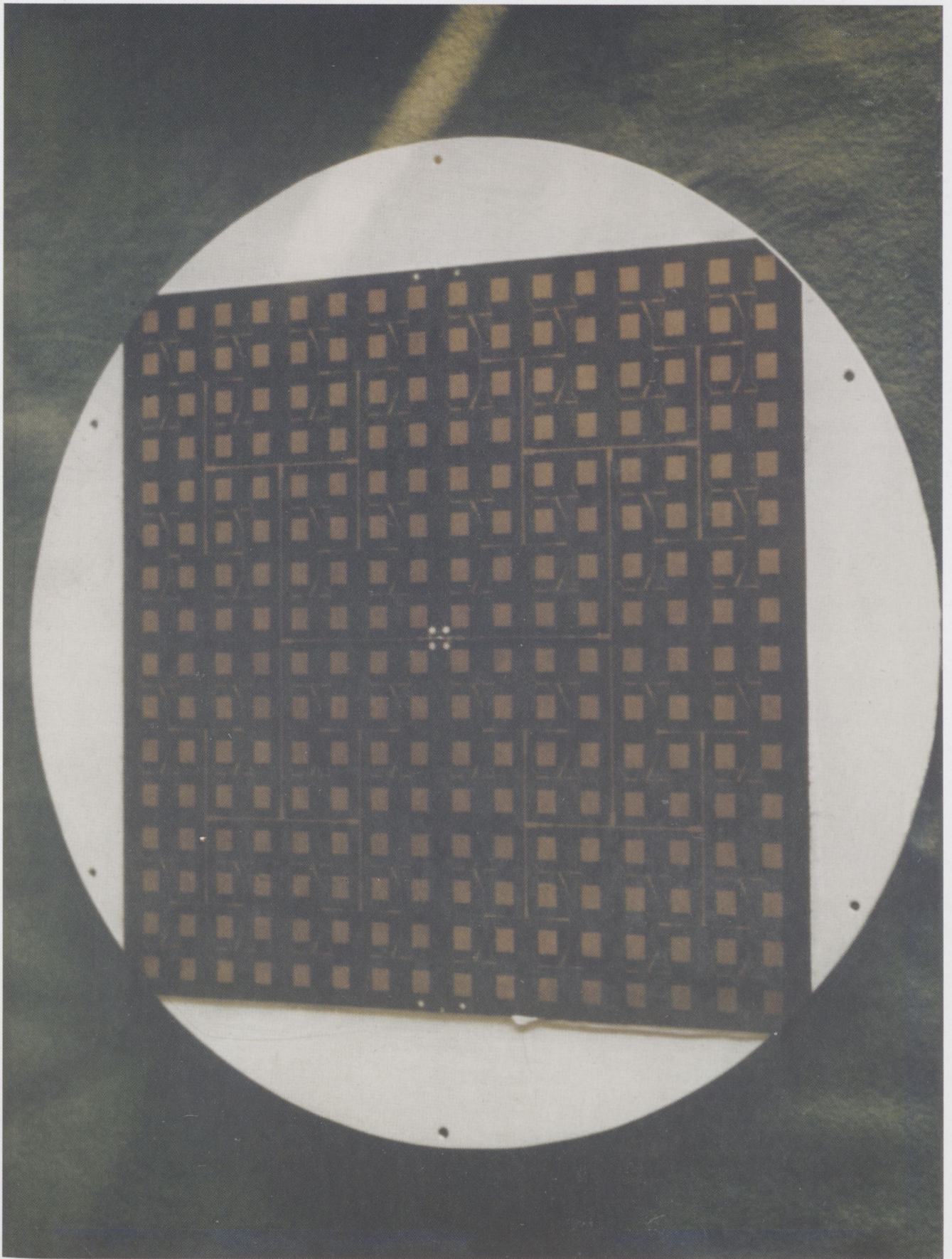


Fig. 1. Photograph of the 8.15 GHz MSA-array [2].

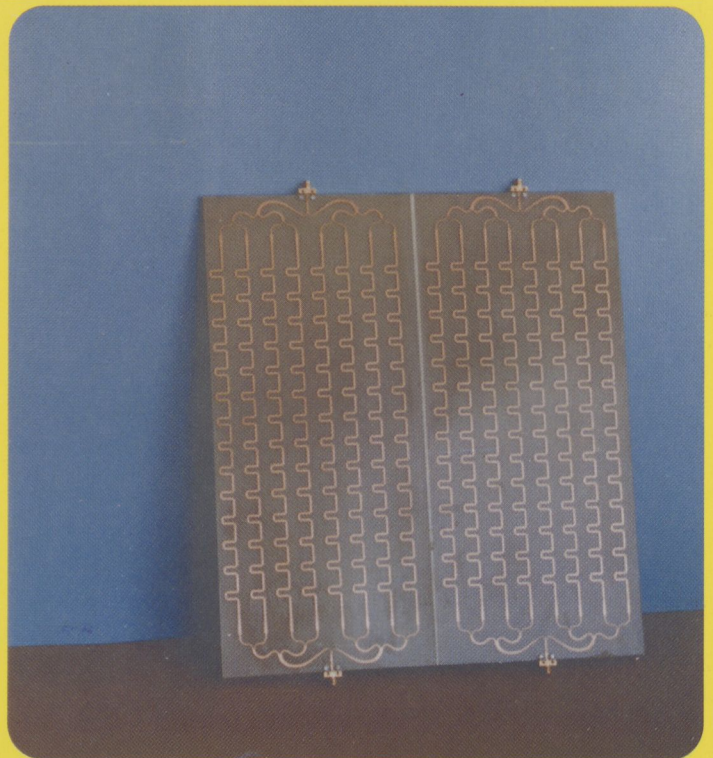

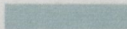



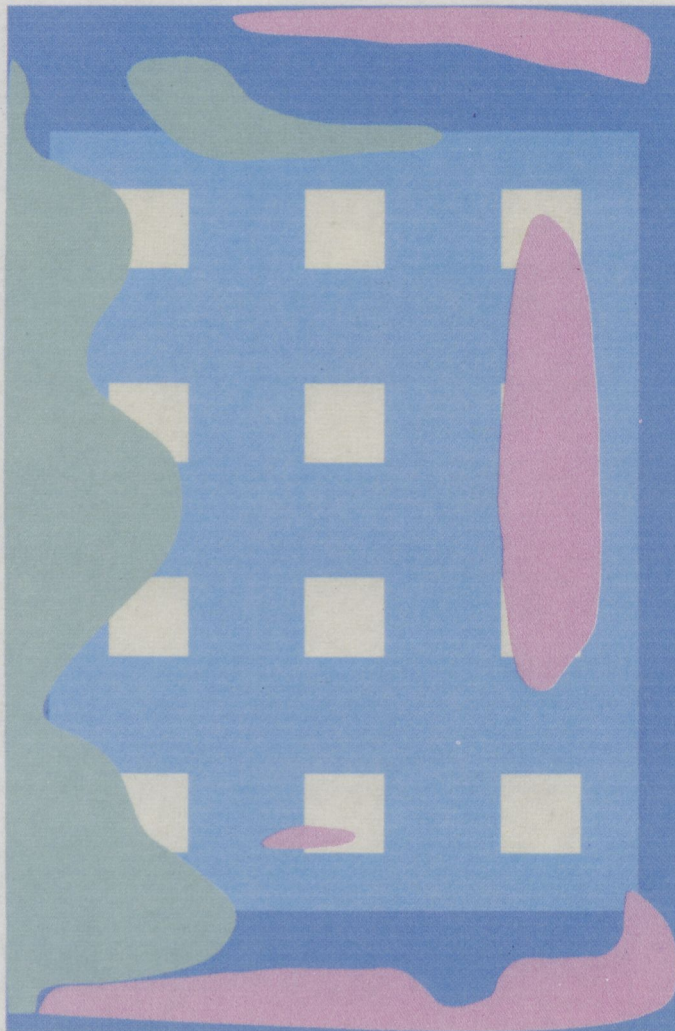
Fig. 14. Different types of experimental MSAs [13] made at TUB/DMT. Travelling-wave (meander line) antennas, single- and multilayer resonant arrays realized on plastic substrates (Polyguide, Duroid) and on ceramic (alumina) are shown on photograph in right side. On the top a three-layer, dual-polarized circular patch with parasitic elements is shown. Circularly polarized meander-line antenna array with four inputs is shown on the left-bottom.



Fig. 18. Experimental Tx- and Rx-models for moisture measurement of textiles [5] using linearly polarized MSAs.
An X-band array with 4 x 4 elements, realized in ceramic substrate is shown on right-bottom.

DRYING RESULT USING THE PATCHARRAY

-  DRY (16% OF WATERCONTENT) AFTER 2 MINUTES
-  DRY (16% OF WATERCONTENT) AFTER 4 MINUTES
-  DRY (16% OF WATERCONTENT) AFTER 6 MINUTES



MAXIMUM DIFFERENCE BETWEEN DRY AND WET AREAS: 10% AT 2 MINUTES



TECHNICAL UNIVERSITY OF BUDAPEST
DEPARTMENT FOR MICROWAVE TELECOMMUNICATIONS

L&S
Hochfrequenztechnik

Fig. 20. Drying results using the high-power MSA-array [11].

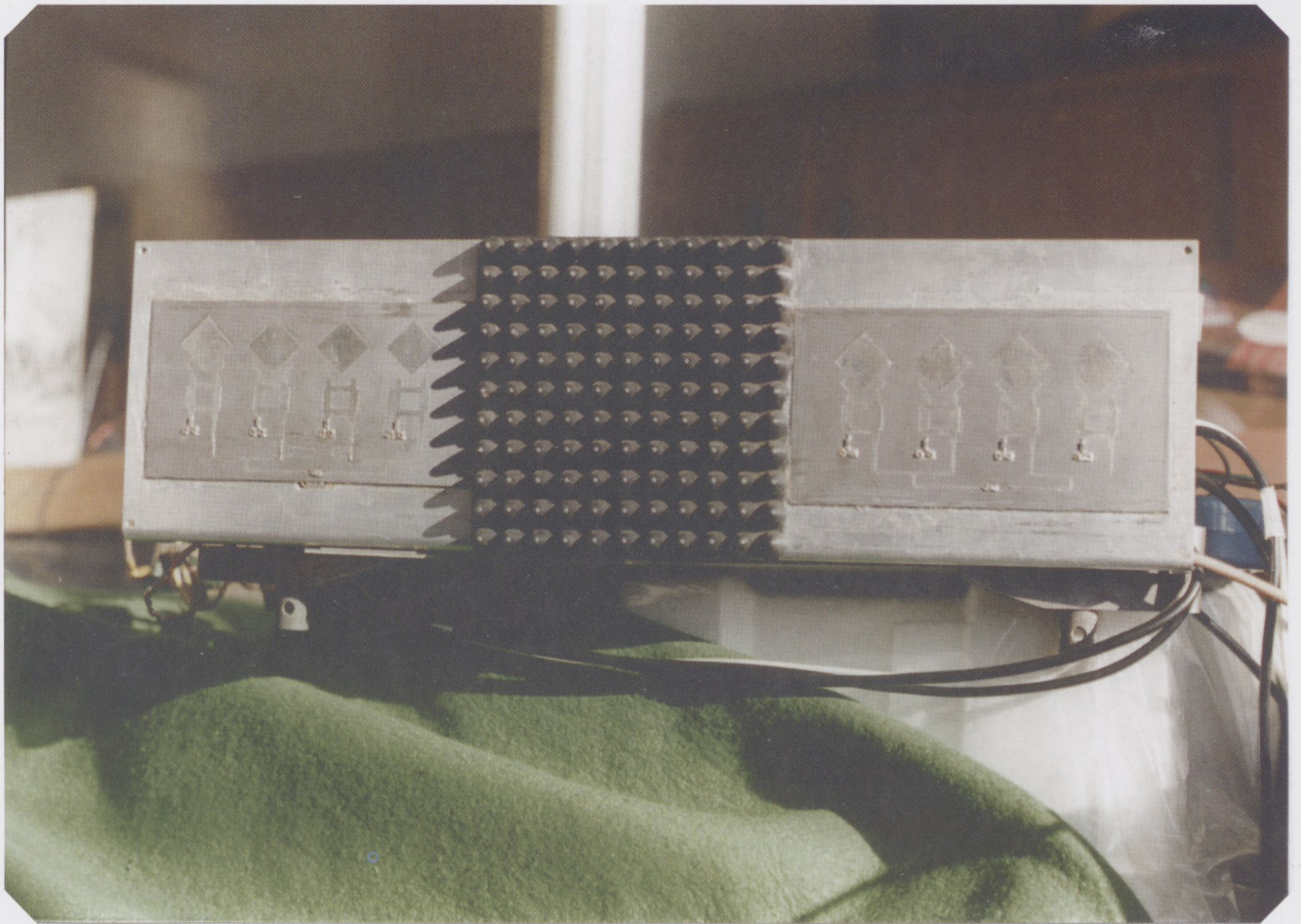


Fig. 25. On the top: circularly polarized Tx/Rx antennas for on-line monitoring of particleboard production [22]. On bottom: backscatterer array of dual-element BPSK-modulators (see Fig. 23.), as it shown on the lower part of the photograph

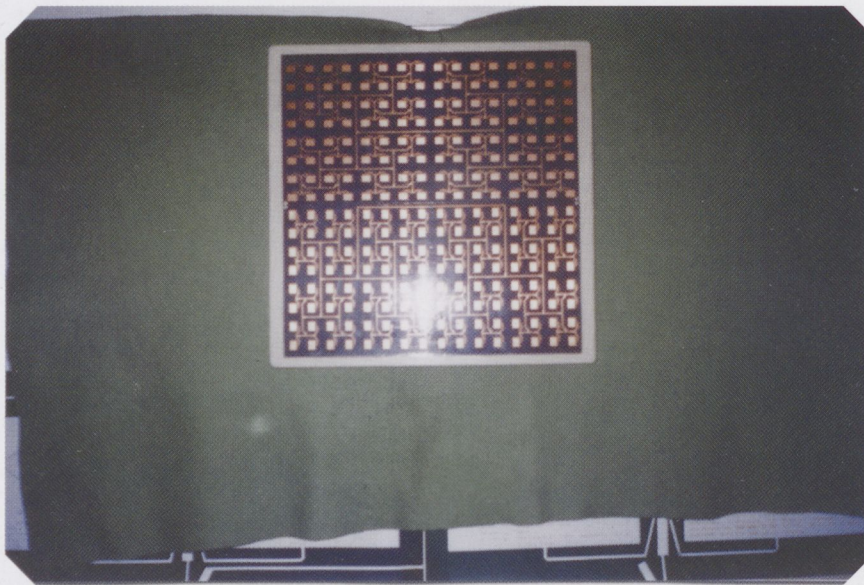


Fig. 26. Upper part: Dual-polarized X-band scatterometer MSA-array, having two independent inputs (SMA-connectors are behind the back-metallization). Lower part: turned-out MSA-array of the moisture sensor for corn [10].



Fig. 27. Preparation of the master-photo for atching, at TUB Dept. of Electronic Technology.

COMING SOON: 2000/1-5

Supply-side Capacity comes to Europe



Supply-Side capacity comes to Europe

Supply-side Capacity comes to Europe



THE FIRST WDM WORKSHOP IN HUNGARY

COMING SOON: 2000/1-5

Supply-side Capacity comes to Europe



Supply-Side Capacity comes to Europe

Supply-side Capacity comes to Europe



THE FIRST WDM WORKSHOP IN HUNGARY

COMING SOON: 2000/1-5

Project Oxygen

Carriers and Users with Access to Bandwidth - Not Dedicated Circuits

67 X Cheaper than Satellite
100 X Cheaper than Existing Sub. Cable

Sold in units ranging from 1.24 Gb/s to 100 Gb/s

Undersea Fiber Capacity (1997-2001)

Fiber Miles Expansion: +370%
Transmission speeds: 5 Gps to 160Gps

Fully Self-Restoring, Ring / Mesh ATM Network

8,134% Capacity Increase



Supply-side Capacity comes to Europe



THE FIRST WDM WORKSHOP IN HUNGARY

COMING SOON: 2000/1-5

Supply-side Capacity comes to Europe

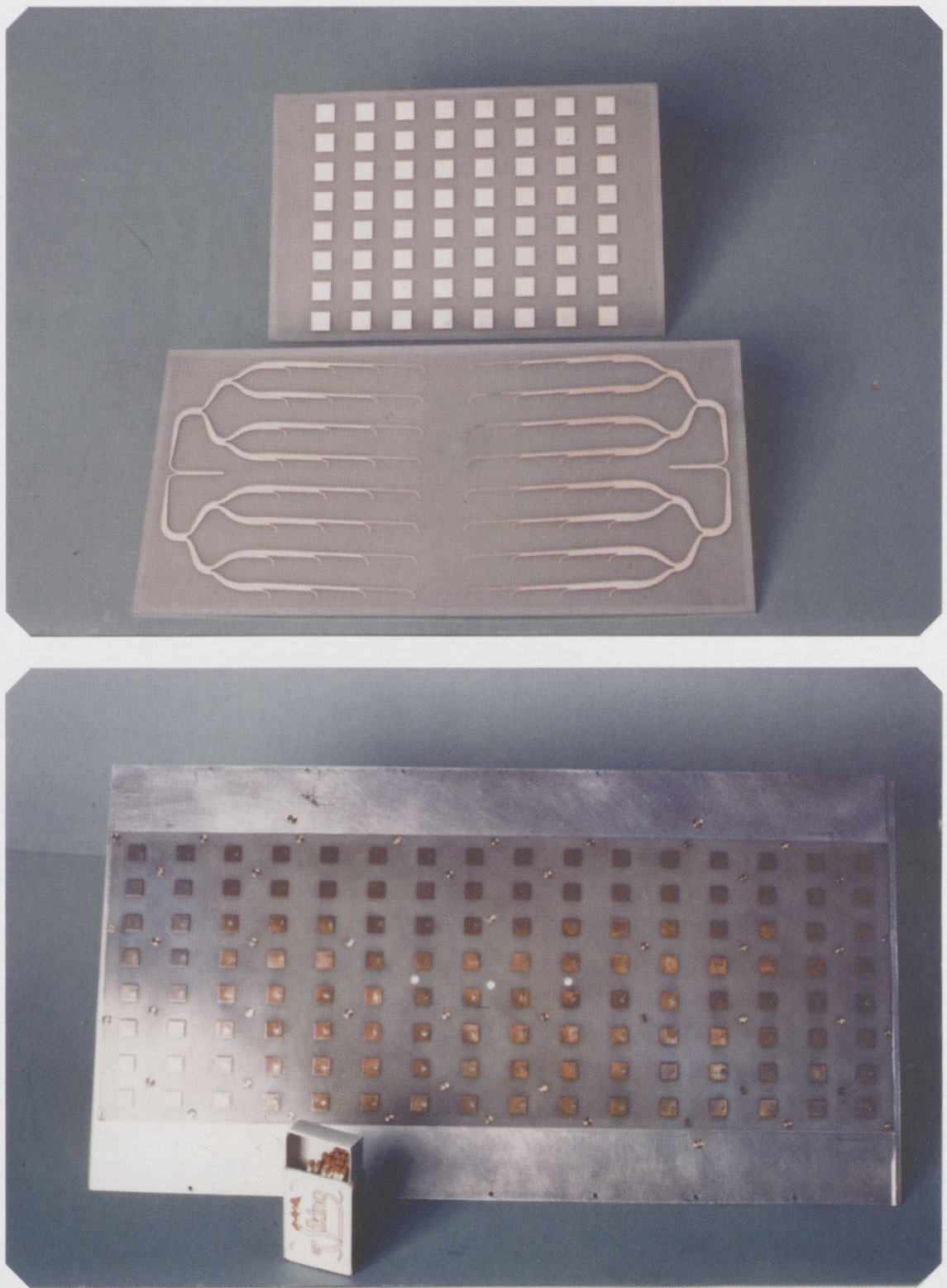


Supply-Side Capacity comes to Europe

Supply-side Capacity comes to Europe



THE FIRST WDM WORKSHOP IN HUNGARY



*Fig. 28. At the top: Photograph of the 8 x 8 element, disassembled multilayer-array, shown on left side of figure 14.
At bottom: Photograph of the assembled X-band multilayer MSA-array shown in Figure 13.*

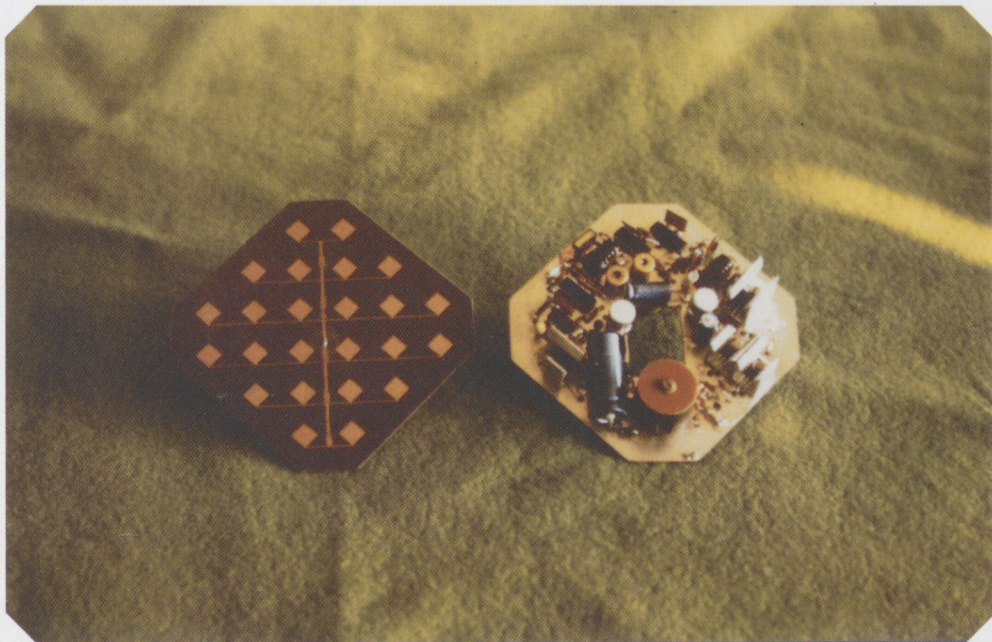
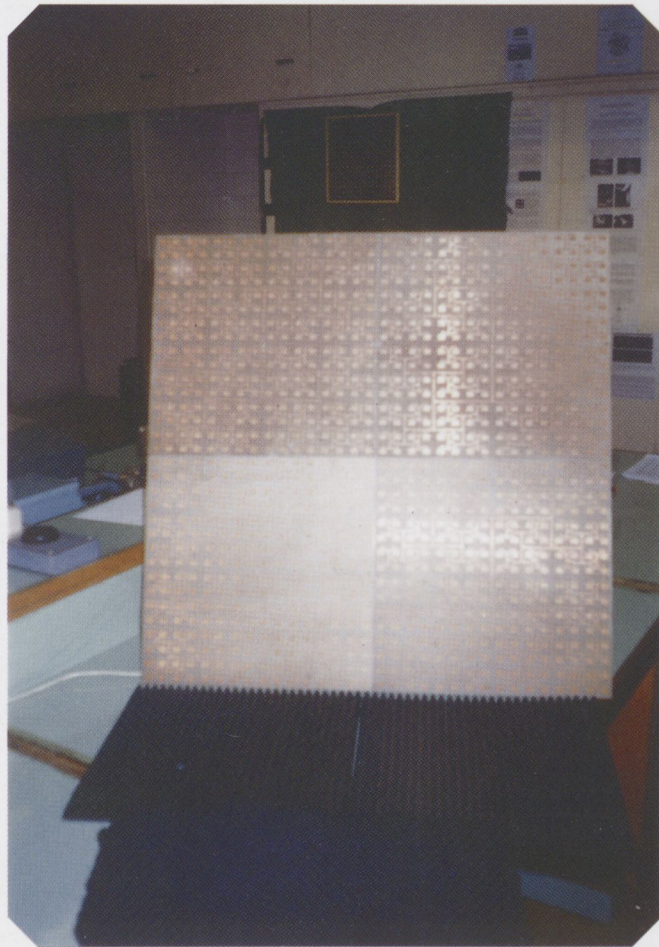
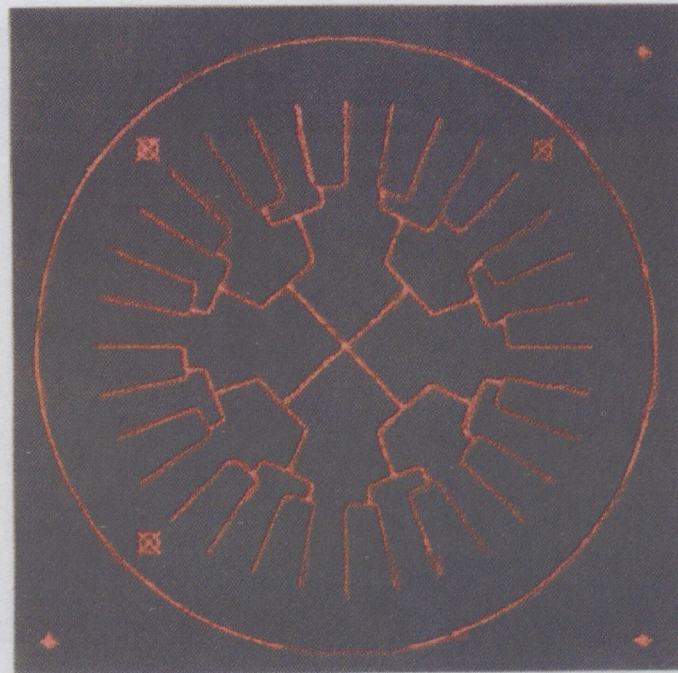
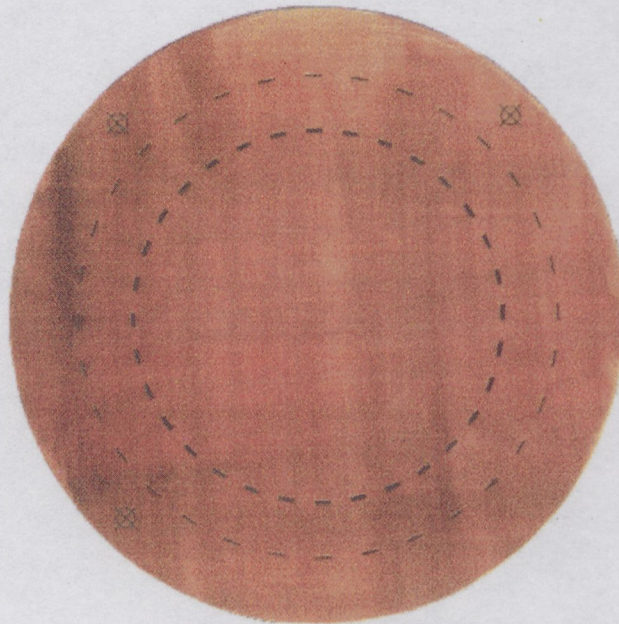


Fig. 29. Upper photo: Our 1024-element MSA-array with linear polarization for receiving signals of 12 GHz direct Tv-broadcast satellites. The structure consists of four quarters and the inputs are combined using semi-rigid cables and a hybrid. Dimensions of the array: 0.7 x 0.7 x 0.005 m. The antenna is shown in the Microwave Laboratory (V2-building, No.604) of the TUB/DMT.



Fig. 30. Mounting of the particleboard monitoring system [44]. The 5.8 GHz Tx/Rx unit is shown on the left-bottom, the backscatter-array can be seen on right-bottom. Photograph on the top shows the Tx/Rx-MSAs (without random) and the incoming boards in rotating-cooler.

**Slot radiators for 38 GHz converter
(metallization is gold)**



**Microstrip power-splitter for 38 GHz TEM-TE_{16,2} converter
(metallization is gold)**

Fig. 31. Photograph of the 38 GHz-model for TEM-TE_{16,2} mode converter [34] slot radiators are shown on the top and the backside of that (microstrip power splitter) is shown on bottom.



Technical University of Budapest, Hungary
Department of Microwave Telecommunications
H-1111 Budapest, Goldmann tér 3.
Tel.: +36-1-463-1559, Fax: +36-1-463-3289

MICROSTRIP ANTENNAS (MSAs)

Analysis, Design, Realization and Measurement of:

- MSA elements on ceramics, plastic - or ferrite substrates
- 2-10³ element arrays with monolithic integration
- Varactor - tuned arrays for frequency agility
- Dual - polarized or polarization switched MSAs
- MSA - arrays for primary-feed applications
- Multilayer antennas
- Miniature antennas for modulated backscatter- or WLAN-applications
- Extremely light-weight antennas
- High - power MSAs
- MSA elements and arrays for 0.1 - 38 (140) GHz
- Wideband spiral antennas
- Microstrip excited slot radiators, etc.

Fig. 32. List of the arsenal of MSAs, developed at TUB/DMT.

The general block diagram of dual-downconversion MW or MMW digital radio receivers is shown in Fig. 2.

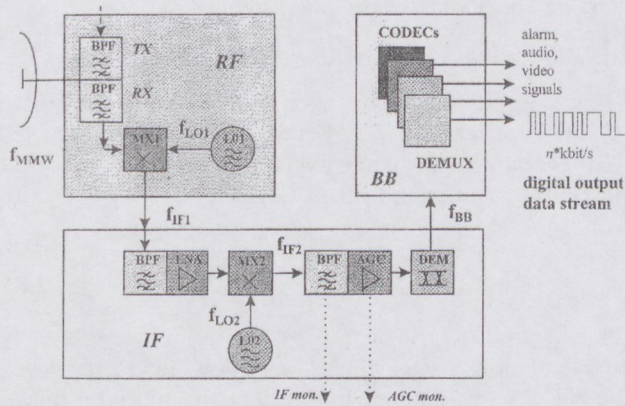


Fig. 2. Block diagram of a typical dual-downconversion MW/MMW digital receiver

Finally, Fig. 3 shows the model of the entire digital communication link. As it is shown AGWN and interference is added to the desired signal in the radio channel.

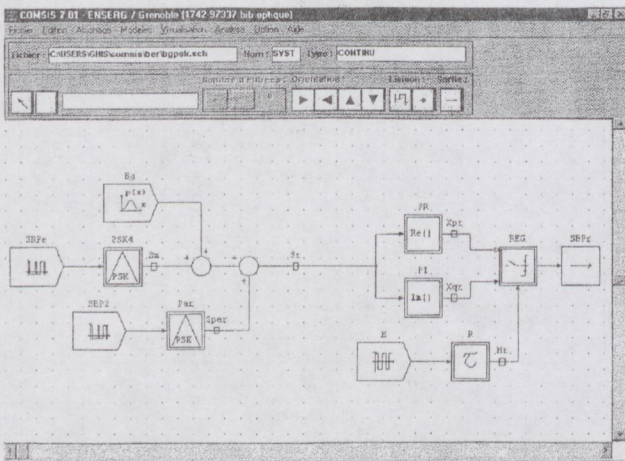


Fig. 3. COMSIS model of the interfered digital communication link with AGWN [29]

2.2. Co-channel and adjacent channel interference

In the absence of interferer signals entering the receiver shown in Fig. 2, the *BER* is mainly determined by the signal-to-noise (*S/N*) ratio. The *BER(S/N)* function has the well known *erfc(x)* shape [1]–[4]. It is shown by the lowest curve of Fig. 4, indicating the case of values measured on a 38 GHz receiver. The parameter of the curves is the signal-to-interferer (*S/I*) power ratio.

As seen the *BER* is deteriorated when the interferer signal appears in the frequency band of the desired signal. At a given received signal level (*RSL*) the *BER* degrades as the level of the interferer signal increases. Without RFI or for very low interferer levels (*S/I* $\approx \infty$) the usual thermal noise limited *BER(RSL)* curve is recovered.

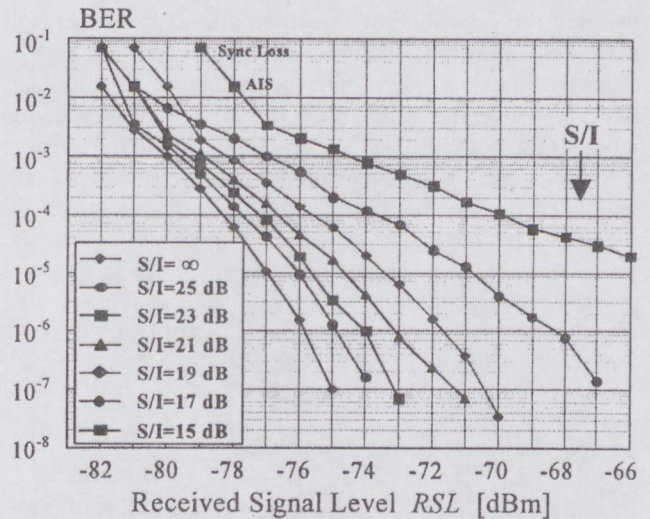


Fig. 4. Measured co-channel interference curves vs. *RSL* of a 38 GHz 8 Mbit/s digital receiver

Fig. 4 indicates the conventional representation of *BER* degradation caused by co-channel RFI. Similar curves are obtained either for sinusoidal or for like-modulated interferers. But for each different interference frequency a new set of *BER(RSL)* curves should be plotted. As a comparison, effect of adjacent-channel RFI is depicted in Fig. 5. Now due to the selectivity of the digital receiver, higher level of the interferer signal is tolerated compared to the case of Fig. 4.

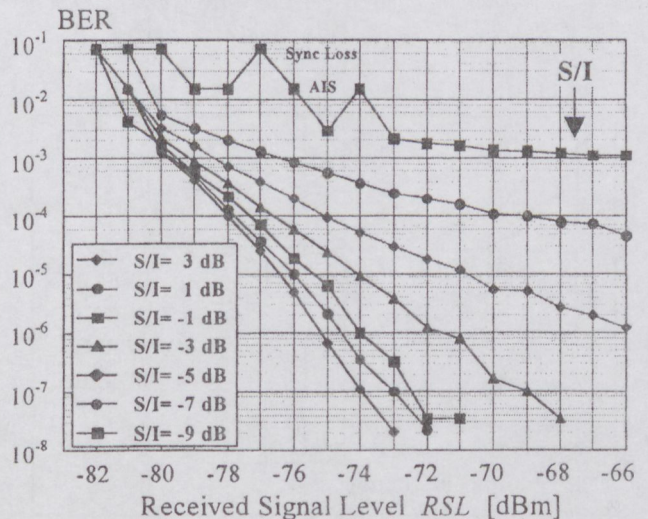


Fig. 5. Measured adjacent-channel interference vs. *RSL* of a 38 GHz 8 Mbit/s digital receiver

2.3. Receiver and demodulator thresholds

The curves of Fig. 4 and Fig. 5 can be represented in another way as well. Fixing the *BER* at a given constant level (e.g. at 10^{-6}), corresponding *S/I* values are plotted in Fig. 6 as a function of the *RSL*.

These curves exhibit two asymptotes [12], [30], [34]. As the *RSL* of the digital receiver is increased the *S/I* ratio can be decreased maintaining the same *BER* level. But even for very high *RSL* values, depending on the predefined error rate, a minimally required *S/I* level remains, which is always essential for the demodulation. It is

denoted the demodulator threshold and its value depends mainly on the actual modulation mode used and on the quality of the receiver. The demodulation threshold is typically between 10 and 16 dB for commonly used digital modulation modes [9], [11], [29]–[32]. On the other hand, if we decrease the RSL , at the receiver sensitivity threshold the correct demodulation will be distorted by errors. At the absence of RFI or at negligible interferer levels, the reception is limited by the thermal noise, which is always present in the channel. Fig. 7 shows the thresholds of the digital receiver for co-channel and adjacent channel interference in a common plot.

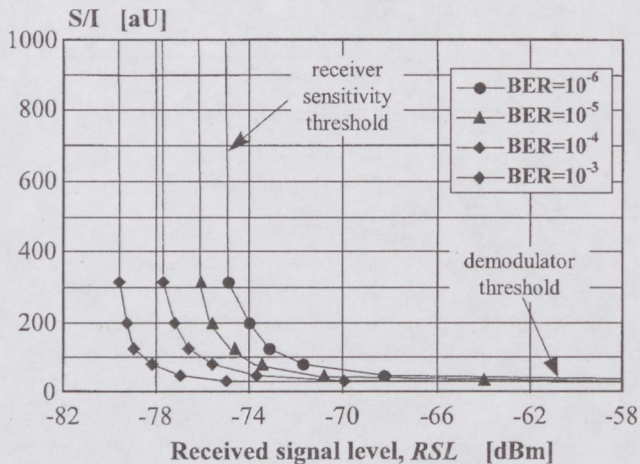


Fig. 6. Required S/I resulting in a $BER = 10^{-x}$ as a function of RSL in a 38 GHz 8 Mbit/s digital radio receiver

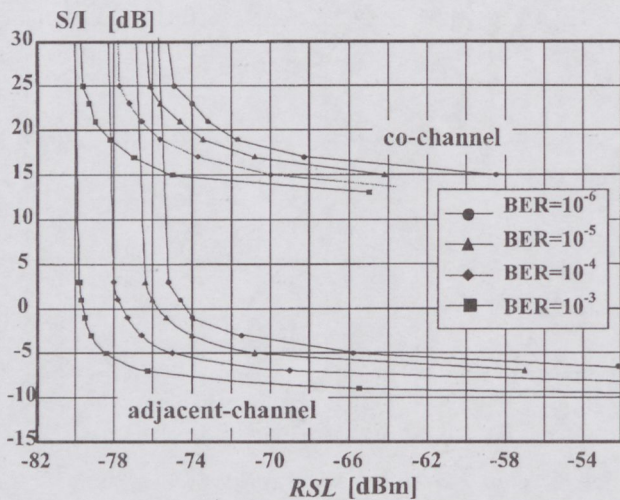


Fig. 7. Required S/I resulting in a $BER = 10^{-x}$ as a function of RSL in a 38 GHz 8 Mbit/s digital radio receiver

3. SIMULATION OF RADIO INTERFERENCE

Using Monte-Carlo method of a communication system analysis software we modeled RFI of 4-QAM and 16-QAM receivers. The simulation tool used for the analysis is called COMSIS [33]. In Fig. 3 the model of the digital link has been already shown. In the figure we can see the transmitter part, the radio channel and the receiver part. The transmitter is modulated by a pseudo-random bit sequence (PRBS) and in the radio channel additive

noise and an interferer signal is added to the digitally modulated MW/MMW signal. The interferer can be either a sinusoidal tone or a modulated signal. The receiver filters and demodulates the radio signal.

3.1. Simulation results with 4-QAM

First we plotted interference immunity contours of a 4-QAM receiver. In Fig. 8 the curves are constructed from several points where each point represents a series of consecutive simulation runs. At a given frequency offset of

$$\Delta f = f_{INT} - f_{RX} \quad (1.)$$

the simulation starts with a very low interferer level. The BER corresponding to this signal-to-interferer power ratio (S/I) is calculated. Then at this f_{INT} frequency the interferer amplitude is increased until the BER becomes 10^{-3} . The frequency band of interest has been traced for two different cases: the upper curve shows like-modulated interferer, while the lower curve is plotted for a sinusoidal CW tone.

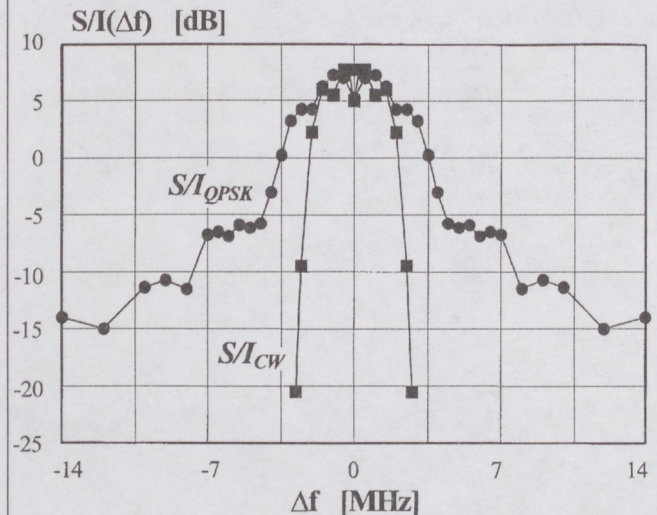


Fig. 8. Simulated results of 38 GHz QPSK reception under sinusoidal and like-modulated interference, with Nyquist filter of $\alpha = 0.5$ roll-off factor

Then we plotted the constellation diagrams of the 4-QAM receiver. The ideal signal at the transmitter output has a constant amplitude with a phase distributed equally between the values of $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$ or $-\pi/4$ due to modulation of the carrier with a random bit sequence (Fig. 1).

Fig. 9 shows digital reception corrupted only by AGWN. Instead of dots, we observe an uncertainty in the signal space due to noise [8]. In Fig. 10 interference is also introduced in addition to AGWN. Now, instead of dots we observe circles. This effect is mentioned only in a very few literature [9]–[11]. To our knowledge such simulated results have been presented previously only in [31], [32].

3.2. Simulation results with 16-QAM

Very similar results are obtained for 16-QAM links. Fig. 11 shows the case without interfering tone.

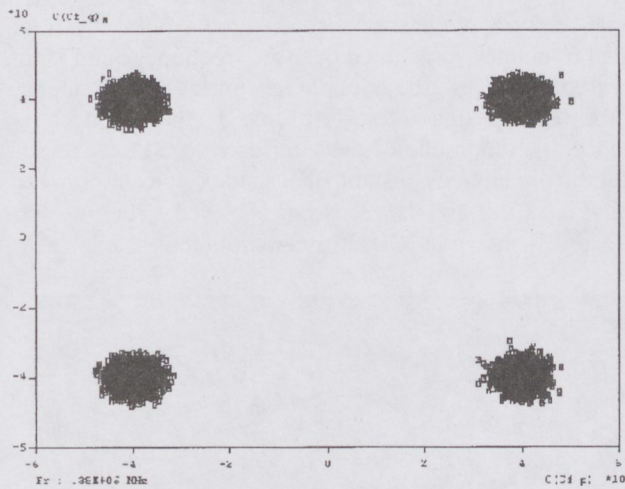


Fig. 9. Simulated constellation diagram of 38 GHz 4-QAM signal corrupted only by AGWN

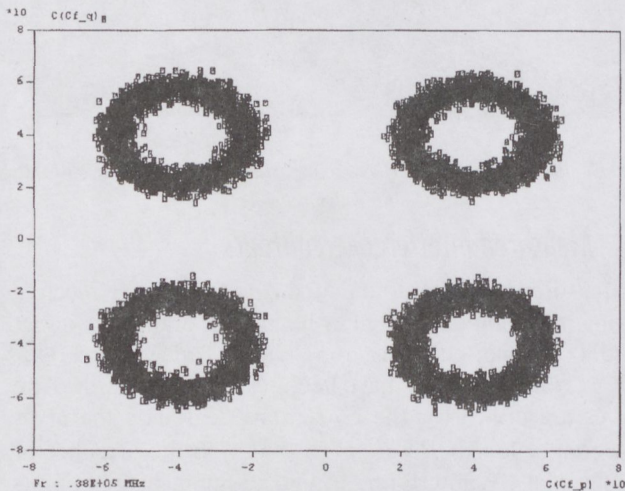


Fig. 10. Constellation diagram of 38 GHz 4-QAM signal corrupted by sinusoidal CW interference and AGWN

Similarly to Fig. 10, Fig. 12 represents the case of simultaneous noise and interferer present in the radio channel.

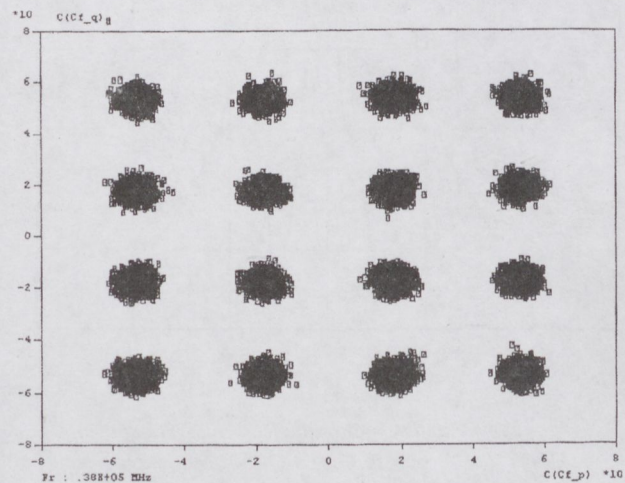


Fig. 11. Simulated results of noisy 38 GHz 16-QAM reception without interference

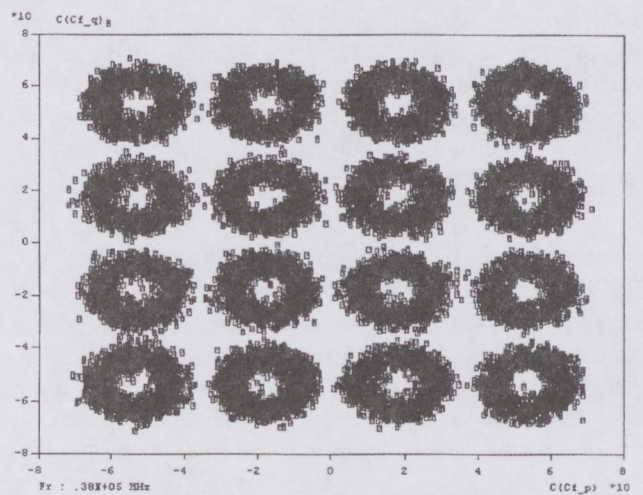


Fig. 12. Simulated results of 38 GHz 16-QAM, interfered reception with $S/I = 15$ dB

4. MODEL OF RFI

In this part we explain the result of Fig. 10 and Fig. 12 by phasor representation of the interferer signal rotating in the signal space. Based on the vectorial explanation of Fig. 13 we develop a mathematical method to estimate the BER degradation of the interfered radio link.

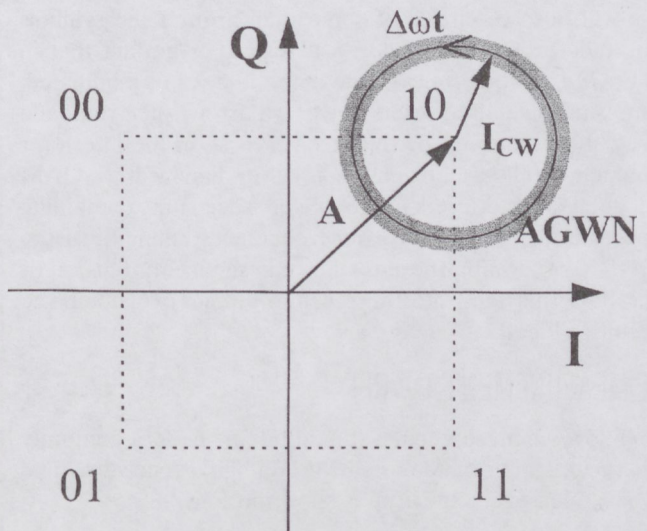


Fig. 13. Gray coded 4-QAM signal. Interference at frequency $f_{INT} = f_s + \Delta f$ is represented in the signal space by a vector rotating around the symbol and displacing AGWN

In the mathematical model we discuss the case of 4-QAM for simplicity, since the method can be followed for higher order QAM links similarly. First we suppose that each symbol has the same probability. So the symbol error probability is equivalent to the error probability of one symbol:

$$P_{\text{Symbol}} = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 P_{S,i} \quad (2.)$$

Therefore it is sufficient to calculate with only one symbol. For acceptable BER levels, most of the errors result from confusion of two neighboring symbols. Since generally Gray coding is used, confusion of neighboring symbols induce only one bit error as depicted in Fig. 13. So, we can deduce the bit error probability P_e as:

$$P_e = P_{\text{Symbol error}}/2. \quad (3.)$$

The received signal is located on a circle (Fig. 10, Fig. 12). The circle has a radius of I and its center is in point $A/\sqrt{2}, A/\sqrt{2}$ on the constellation diagram, where I and A represent the interferer and signal amplitudes, respectively. The interferer has a uniform phase distribution in $[0, 2\pi)$, since it is represented in the signal space as a phasor rotating with an angular speed of $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$:

$$\phi_{\text{INT}}(t) = (\omega_{\text{INT}} - \omega_S)t + \phi_0. \quad (4.)$$

Finally, the BER can be calculated as:

$$P_e = \frac{1}{2} - \frac{1}{16\pi} \int_0^{2\pi} \text{erfc} \left(-\frac{A/\sqrt{2} + I \cos \phi}{\sqrt{2}\sigma} \right) \text{erfc} \left(-\frac{A/\sqrt{2} + I \sin \phi}{\sqrt{2}\sigma} \right) d\phi \quad (5.)$$

where σ^2 represents the noise power $N_0 B_{\text{eq}}$ present in the channel. Now we can compare the effect of like-modulated and sinusoidal interferers. If $f_{\text{INT}} \neq f_{\text{RX}}$ then we will observe circles of same radii around the symbols to be detected in both cases. It is due to the fact that in 4-QAM links theoretically the amplitude is not modulated. But sinusoidal interferers have a narrow spectrum and they are filtered out by the receiver as soon the interferer frequency falls out from the receiver bandwidth. QAM modulated interferers have wider spectrum containing spectral sidelobes. For carrier frequencies falling out from the RX bandwidth, there is still some significant portion of the PSD that falls into the reception band, explaining the result of Fig. 8.

5. MEASUREMENT OF RFI

In [35] we presented a test method for the RFI immunity characterization of MW and MMW digital receivers. The typical measurement setup is shown in Fig. 14.

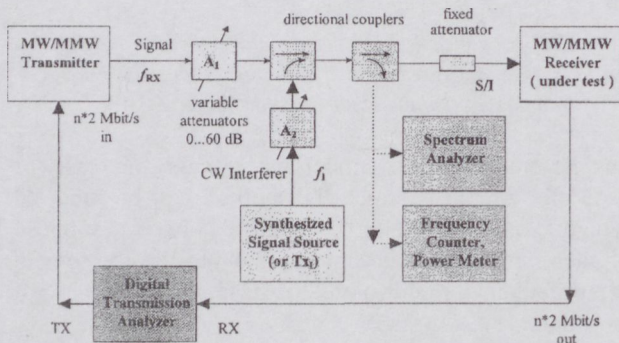


Fig. 14. Measurement setup for RFI sensitivity tests of MW/MMW digital radio receivers

The interferer signal is introduced either by a radio transmitter (TX) similar to that of transmitting the wanted

signal or by a synthesized signal source. The interferer signal frequency f_I is tuned over the frequency band of interest around f_{RX} , the nominal reception (RX) frequency of the receiver under test. At each f_I interference frequency, the amplitude of the interferer signal is increased until the predefined constant BER value (typically between $BER = 10^{-6}$ and 10^{-3}) is not achieved. The interference test is shown in laboratory environment in Fig. 15.

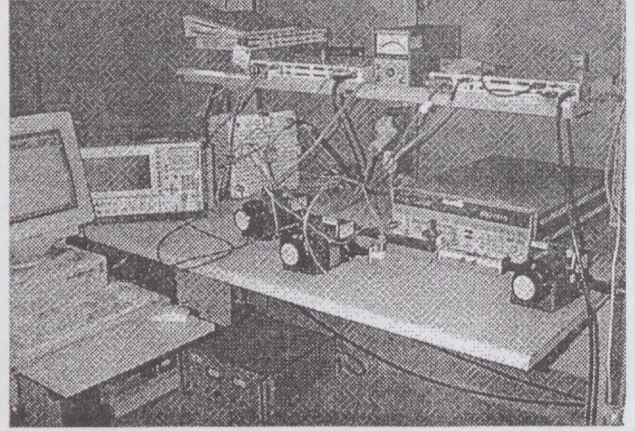


Fig. 15. Photograph of interference measurement setup of a 15 GHz digital radio receiver

5.1. Measured interference contours

Measured S/I contours of a 4-QAM digital receiver having programmable IF filter bandwidth and operating at 15 GHz are plotted in Fig. 16. Channel capacities of 16x2, 8x2, 4x2 and 2x2 Mbit/s have been tested, respectively. The curves are drawn for the S/I ratios degrading the error free connection to $BER = 10^{-6}$ due to the presence of a sinusoidal CW interferer. In Fig. 16 the measured points have been normalized to the midband S/I ratio denoted as $S/I(f_{\text{RX}})$ as:

$$(S/I_{\text{CW}})_{\text{norm}} = S/I_{\text{CW}}(\Delta f) - S/I_{\text{CW}}(f_{\text{RX}}) \quad (6.)$$

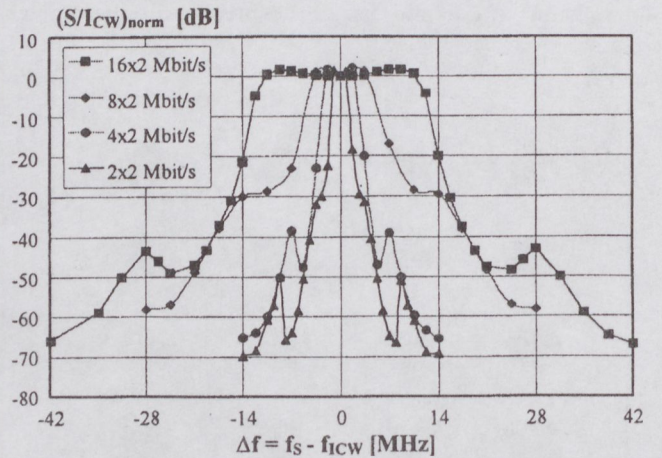


Fig. 16. Normalized signal-to-interferer ratios resulting in $BER = 10^{-6}$ of a 15 GHz 4-QAM digital receiver

The normalizing factor and the shape of the curves of Fig. 16 depend on the capacity of the digital channel as well as on the quality of the receiver. Applying higher interferer levels inside the RX channel, the reception

becomes faulty. However, outside the reception channel the radio receiver tolerates interferer levels of about 70 dB higher than the wanted signal.

It is worth to compare Figs. 4-5 to Fig. 8 or to Fig. 16. Curves of Fig. 8 and Fig. 16 recall the frequency response shape of bandpass filters. In fact, all the frequency selective elements within the radio chain (Fig. 2) have their influence on the shape of the measured curve. Its width is determined mainly by the receiver IF stage. IF filter and amplifier characteristics should be fitted to the symbol rate of the radio link to reduce noise as much as possible. But the shape of the curves depend on the modulation format, the spectral characteristics and spectral efficiency of the transmitter, as well as on the bandwidth of the RF amplifiers, on the scrambling and error correction algorithms used (e.g. Viterbi or FEC). Fig. 16 gives a better understanding of digital receiver immunity and selectivity. Applying the presented method, we performed RFI sensitivity measurements of several MW and MMW FSK and QAM receivers operating in the 1.5, 3.5, 15, 18, 23, 26 and 38 GHz frequency bands. The method has the advantage of simplicity, meanwhile the radio receiver can be treated as a "black-box".

5.2. Receiver image rejection

In addition to co-channel and adjacent channel RFI tests, image rejection and spurious reception properties of the receiver under test can be traced too. Image rejection is typically better than 70 dB. As a counter example Fig. 17 shows measured results of a poor quality 23 GHz digital receiver. The radio utilizes single downconversion from the MW range to IF so image rejection is weak.

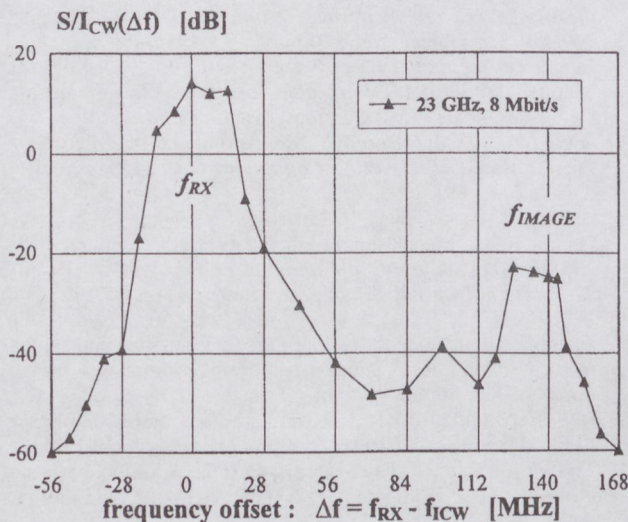


Fig. 17. Measured signal-to-interferer ratio resulting in $BER = 10^{-6}$ in a 23 GHz digital radio receiver

6. CONCLUSIONS

In the paper BER performance of MW/MMW digital links has been investigated in presence of radio-interference in the wireless channel. In PP radio links other transmitters occur as interference sources. In PMP systems interfering signals exist due to neighboring micro-cell or picocell base stations. Effect of interference has been widely studied in digital radio theory [1], [3], [4], [9]. RFI tolerance became a standardized parameter of MW/MMW receivers recently [34], [36], [37], [38].

Until now however, less attention has been forwarded to the explanation and correct modeling of RFI. In our paper first simulation results have been presented. Then mathematical discussion of the problem is developed based on a very demonstrative vectorial explanation. Finally, an efficient method was shown for testing selectivity of MW/MMW digital radio receivers. Compared to previous interpretations of RFI, the measured values are presented by curves recalling the shape of a bandpass filter response. It gives a better understanding of digital radio receiver immunity and selectivity.

Measured results have been shown for 15, 23 and 38 GHz receivers appropriately indicating the necessity of good receiver immunity and selectivity to avoid interference and BER degradation in wireless communication channels.

7. ACKNOWLEDGMENTS

The authors wish to thank dr. Zoltán Csehó, dr. Julianna Györösi, János Farkasvölgyi, dr. János Grad and dr. Andor Benedek for the helpful discussions and their valuable comments. The authors are grateful to ALCATEL and ERICSSON for providing the laboratory facilities for some of the measurements.

They also greatly acknowledge the Commission of the European Union and the Hungarian Scientific Research Fund for the continuous support to their research work (under the projects of MOIKIT, FRANS and OTKA No. T017295, F024113, T030148, T026557, T019857).

REFERENCES

- [1] I. Frigyes, Z. Szabó, P. Ványai: "Digital Microwave Transmission", *Elsevier Science Publishers and Akadémiai Kiadó*, Budapest, Hungary, 1989.
- [2] J. G. Proakis: "Digital Communications", *Second Edition*, *McGraw-Hill International Editions*, 1989.
- [3] J. C. Bic, D. Duponteil, J. C. Imbeaux: "Éléments de communications numériques, Transmission sur fréquence porteuse", *Editions Dunod, Collection technique et scientifique des télécommunications*, Bordas et CNET-ENST, Paris, France 1986.
- [4] A. A. R. Townsend: "Digital Line-of-Sight Radio Links", *Prentice Hall International*, UK, 1988.
- [5] H. Walker: "Digital Radio - Part 1, Modulation schemes aid digital radio growth", *Microwaves & RF*, Feb. 1987.
- [6] H. Walker: "Digital Radio - Part 2, Gauging errors sets digital radio quality", *Microwaves & RF*, April 1987.
- [7] H. Nyquist: "Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors", *The Physical Review*, Vol. 32, Second Series, pp. 110-113, July-December 1928.
- [8] C. E. Shannon: "Communication in the Presence of Noise", *IRE*, Vol. 37, pp. 10-21, 1949.
- [9] Hewlett-Packard: "Digital Radio Theory and Measurements", *Application Note 355A*, USA, Oct. 1992.
- [10] Hewlett Packard: "Vector Modulation Measurements", *Application Note 343-1*, USA, November 1986.
- [11] Hewlett-Packard: "Measuring Digital Microwave Radio M-Curves/Signatures", *Application Note 379-1*, USA, August 1989.
- [12] G. Lange, J. Magnus, W. Schneider: "DRS 2-8/7400 Digital Microwave System", *ANT Telecommunications Reports*, Vol. 2, pp. 54-59, December 1985.
- [13] N. Imai, H. Kawamura, K. Inagaki, Y. Karasawa: "Wideband Millimeter Wave/Optical Network Applications in Japan", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 27-30, Denver, USA, June 1997.
- [14] "ETS 300 636, Transmission and Multiplexing (TM); Time Division Multiple Access (TDMA) point-to-multipoint digital radio systems in the frequency range 1 to 3 GHz", *ETSI*, Sophia Antipolis, France, October 1996.
- [15] "Draft EN 301 021 V1. 2. 1 (1999-05), Transmission and Multiplexing (TM); Digital Radio Relay Systems (DRRS); Time Division Multiple Access (TDMA); Point-to-multipoint radio systems in the Frequency Division Duplex (FDD) bands in the range 3 GHz to 11 GHz", *ETSI*, Sophia Antipolis, France.
- [16] "ETSI EN 301 213-1 V1. 1. 1 (1999-11), Fixed Radio Systems; Point-to-multipoint equipment; Point-to-multipoint digital radio systems in frequency bands in the range 24,25 GHz to 29,5 GHz using different access methods; Part 1: Basic parameters", *ETSI*, Sophia Antipolis, France.
- [17] "Draft EN 301 213-3 V1. 1. 1 (1999-04), Transmission and Multiplexing (TM); Digital Radio Relay Systems (DRRS); Point-to-multipoint DRRS in frequency bands in the range 24,25 GHz to 29,5 GHz using different access methods; Part 3: Time Division Multiple Access (TDMA) methods", *ETSI*, Sophia Antipolis, France.
- [18] "ETSI EN 301 128 V1. 1. 1 (1999-08), Transmission and Multiplexing (TM); Digital Radio Relay Systems (DRRS); Plesiochronous Digital Hierarchy (PDH); Low and medium capacity DRRS operating in the 13 GHz, 15 GHz and 18 GHz frequency bands", *ETSI*, Sophia Antipolis, France.
- [19] "Draft ETSI EN 300 198 V1. 3. 1 (1999-11), Fixed Radio Systems; Point-to-point equipment; Parameters for radio systems for the transmission of digital signals operating at 23 GHz", *ETSI*, Sophia Antipolis, France.
- [20] "Rec. ITU-R F.637-3, Radio-frequency channel arrangements for radio-relay systems operating in the 23 GHz band", 1986-1992-1994-1999.
- [21] "Draft ETSI EN 300 431 V1. 2. 1 (1999-10), Fixed Radio Systems; Point-to-point equipment; Parameters for radio system for the transmission of digital signals operating in the frequency range 24,50 GHz to 29,50 GHz", *ETSI*, Sophia Antipolis, France.
- [22] "Rec. ITU-R F.748-3, Radio-frequency channel arrangements for radio-relay systems operating in the 25, 26 and 28 GHz bands", 1992-1994-1995-1999.
- [23] "Draft ETSI EN 300 197 V1. 3. 1 (1999-11), Fixed Radio Systems; Point-to-Point Equipment; Parameters for radio systems for the transmission of digital signals operating at 38 GHz", *ETSI*, Sophia Antipolis, France.
- [24] "Rec. ITU-R F.749-1, Radio-frequency channel arrangements for radio-relay systems operating in the 38 GHz band", 1992-1994.
- [25] "ETS 300 407, Transmission and Multiplexing (TM); Parameters for Digital Radio Relay Systems (DRRS) for the transmission of digital signals and analogue video signals operating around 55 GHz", *ETSI*, Sophia Antipolis, France, March 1997.
- [26] "Rec. ITU-R F.1100, Radio-frequency channel arrangements for radio-relay systems operating in the 55 GHz band", 1994.
- [27] A. Hilt, T. Marozsák, G. Maury, T. Berceci, B. Cabon, A. Vilcot: "Radio-Node Upconversion in Millimeter-Wave Fiber-Radio Distribution Systems", *Proc. of the MIKON Conference*, Vol. 1, pp. 176-180, Kraków, Poland, May 1998.
- [28] A. Hilt, A. Vilcot, T. Berceci, T. Marozsák, B. Cabon: "New Carrier Generation Approach for Fiber-Radio Systems to Overcome Chromatic Dispersion Problems", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1525-1528, Baltimore, USA, June 1998.
- [29] A. Hilt, T. Berceci, A. Vilcot, B. Cabon, A. Zólomy: "Interference Sensitivity of Digital Receivers in Fiber-Radio Distribution Networks", *Proc. of the 1st International Summer School on Interactions between Microwaves and Optics, OMW'98*, pp. 156-157, Autrans, France, 24-28 August 1998.
- [30] A. Hilt, T. Berceci, A. Vilcot, G. Maury, A. Zólomy: "Radio-Frequency Interference in Radio-over-Fiber Distribution Networks", *Proc. of the 10th MICROCOLL*, pp. 149-152, Budapest, Hungary, March 1999.
- [31] A. Hilt: "Transmission et traitement optiques des signaux dans les systèmes de télécommunications hertziens", *Ph. D. thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble*, Grenoble, France, 17. May 1999.
- [32] A. Hilt, G. Maury, Z. Csahók, V. Girod: "QAM Radio Reception in Presence of Interference and Noise", *Proc. of the Conference on Microwave Techniques, COMITE'99*, pp. 109-110, Pardubice, Czech Republic, October 1999.
- [33] Ingénierie pour Signaux et Systèmes, IPSIS: "COMSIS 7.0, Manuel d'utilisation", *Immeuble Lutétium A2, 3 square du Chêne-Germain*, 35510 Cesson-Sevigne, France.
- [34] "FGI-A1/193 Interference Measurements of Microwave Digital Radio Receivers", *Communications Authority*, Budapest, Hungary, 1993.
- [35] A. Hilt, J. Farkasvölgyi, J. Györösi, I. Csonka: "Microwave Digital Radio Measurements in the Frequency Bands of 23 and 26 GHz", *Journal on Communications*, Vol. XLIV, pp. 37-39, (in Hungarian), Budapest, Hungary, August 1993.
- [36] "ETSI EN 301 126-1 V1. 1. 2 (1999-09), Fixed Radio Systems; Conformance testing; Part 1: Point-to-Point equipment - Definitions, general requirements and test procedures", *ETSI*, Sophia Antipolis, France.
- [37] "DEN/TM 04026-2 V1. 1. 8, Transmission and Multiplexing (TM); Digital Radio Relay Systems (DRRS); Conformance Testing for Radio Relay Systems; Part 2: Additional parameters for P-MP Equipment", *ETSI*, Sophia Antipolis, France, April 1998.
- [38] "Draft ETSI EN 301 390 V1. 1. 1 (1999-10), Fixed Radio Systems; Point-to-point and Point-to-Multipoint Systems; Spurious emissions and receiver immunity at equipment/antenna port of Digital Fixed Radio Systems", *ETSI*, Sophia Antipolis, France.
- [39] "National Frequency Sharing and Allocation Table", in Hungarian: "Frekvenciasávok Nemzeti Felosztási Táblázata", *Magyar Közlöny*, 101. szám, II. kötet, Budapest, Hungary, 19th November 1997. and *Magyar Közlöny*, 117. szám, 251/1998 (XII. 24) *Korm. rendelet*, 24th December 1998.

RÁDIÓINTERFERENCIA DIGITÁLIS ÖSSZEKÖTTETÉSEKBEN

HILT ATTILA

BME-MHT, BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM
MIKROHULLÁMÚ HÍRADÁSTECHNIKA TANSZÉK
TKI, TÁVKÖZLÉSI INNOVÁCIÓS RT

GHISLAINE MAURY, BÉATRICE CABON

LEMO-ENSERG-INPG-UJF
INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE
23 RUE DES MARTYRS, BP 257, F-38016 GRENOBLE, CEDEX 1, FRANCE

Digitális mikrohullámú rádióösszeköttetések minőségét nem csupán a csatornában fellépő additív gaussi fehérzaj határozza meg [7], [8]. A rádiófrekvenciás spektrum egyre telítettebbé válása rádió-interferenciához vezet [1], [3], [4], [27]. Cellás rendszerekben például a szomszédos cellák adói lépnek fel interferenciaforrásként. Míg a szimbólumközi áthallás (ISI) jelensége a szakirodalomban részletesen tárgyalta [2], addig a rádiófrekvenciás interferencia (RFI) témakörével átfogóan csak néhány szerző foglalkozik [1], [3], [9]–[12].

Cikkünk a mikrohullámú, ill. milliméteres-hullámú rádióösszeköttetések bithibaarányával foglalkozik fehérzaj és interferencia együttes jelenléte esetén. A digitális rádióvevők interferenciaérzékenységének bemutatása után számítógépes rendszerszimulációval nyert eredményeket mutatunk.

Részletesen foglalkozunk QAM rendszerekkel, tekintettel arra, hogy jó spektrális hatékonyságuk miatt lassan kiszorítják a hagyományos frekvenciabillentyűzéses (FSK) rendszereket. A szimulációk eredménye szemléletes fizikai magyarázatot sejtet, amely végül elvezet a probléma matematikai tárgyalásához. Az általunk ismertetett modell könnyen érthető vektoros ábrázoláson alapul, és a bithibaarányra numerikusan modellezhető eredményt ad. Ez a korábbi közelítő számításokhoz képest (amelyek pl. fehérzajként modellezték az interferáló jel hatását) szemléletesebb és pontosabb. Egyúttal lehetőséget ad eltérő spektrális tulajdonságú interferáló jelek hatásának összehasonlítására is. Méréstechnikai egyszerűsége miatt a szinuszos, illetve az azonos modulációs módot alkalmazó interferáló jelek a legalkalmasabbak egy digitális vevő interferenciaátürésének vizsgálatára. A szerzők tudomása szerint a két mérési módszer közti összehasonlítást a szakirodalom eddig nem tárgyalta.

Végezetül a probléma ismertetése, a szimuláció és a matematikai modell eredményeinek áttekintése után konkrét mérési eredményeket mutatunk. A korábbi analóg mérési módszerek helyett a bemutatott mikrohullámú digitális mérési módszer egyik nagy előnye, hogy a digitális rádióvevő „fekete dobozként” kezelhető. A vevő szelektivitási tulajdonságai a rádió megbontása nélkül mérhetők. Továbbá a mérés nemcsak a vételi sáv közvetlen környezetében végezhető el, hanem széles sávban, így például a tükröz-, illetve egyéb parazita-vételi frekvenciákon is.



Attila Hilt graduated in electrical engineering at the Technical University of Budapest, (BME) in 1990. Since 1989, he has been with the Research Institute for Telecommunications (TKI Rt.), presently called the Innovation Company for Telecommunications. He worked in the development of microwave, millimeter-wave and optical circuits and systems. His research interests include tests of various

communication systems, microwave and millimeterwave photonics, and combined microwave-optical systems. In May 1999 he received the Ph.D. degree from the Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG) in France. Currently he is leading the Communications Test Laboratory at TKI Rt. and a research contract at the Microwave Telecommunications Department of TUB. A. Hilt is a member of the IEEE.



Ghislaine Maury obtained the grade of engineer in telecommunications from 'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications' (ENST) of Paris and the 'Diplôme d'Études Approfondies' in electronics from the University 'Paris VI' in 1995. She received the Ph.D. degree in optics, optoelectronics, and microwaves from the 'Institut National Polytechnique de Grenoble' (INPG), France in 1998. She is presently working at 'Laboratoire d'Electromagnétisme, Micro-ondes et Optoelectronique' (LEMO), ENSERG, INPG, in France. Her main research interests include optical communications and optical-microwave signal processing.



Béatrice Cabon was born in 1954 in France. She received the Ph.D. degree in microelectronics in 1986. She worked from 1986 to 1989 at CNET, the National Center of Telecommunications, in the field of CAD and modeling of microelectronic components. Since 1989, she has trained engineering and doctorate students in electronics, optics and microwave engineering at ENSERG-INPG. For the past ten years she has been head of LHOG, the Laboratory of Microwaves and Guided Optics, a laboratory of INPG for training engineering students. In 1989 she joined LEMO (the Laboratory of Electromagnetism, Microwaves, and Optoelectronics) laboratory of INPG-CNRS and became a professor in 1997. Her research interests have been the modeling of propagation characteristics of various passive superconductive circuits and microwave photonics. She is presently head of a research group of optical-microwave interactions, and she is involved in the optical processing and transmission of microwave and high bit-rate signals, optical control of active and passive microwave devices. Prof. B. Cabon has supervised several PhD theses and she is author and co-author of 140 scientific publications. She is a member of IEEE and LEOS.

MICROSTRIP ANTENNA R&D IN HUNGARY*

FERENC VÖLGYI

TECHNICAL UNIVERSITY OF BUDAPEST
DEPT. OF MICROWAVE TELECOMMUNICATIONS
H-1111, BUDAPEST, GOLDMANN TÉR 3, HUNGARY
PHONE: 36 1 463 1559 (ADMINISTRATION); 36 1 463 1721 (MICROWAVE LABORATORY)
PHONE: 36 1 463 3692 (ROOM NO. 638)
FAX: 36 1 463 3289
E-MAIL: T-VOLGYI@NOV.MHTBME.HU
INTERNET: HTTP://NOV.MHTBME.HU/T-VOLGYI

This paper summarizes relevant R&D activities in microstrip antennas (MSAs) at the Technical University of Budapest, Dept. of Microwave Telecomm. (TUB/DMT), in the years of 1985–1999. After using some self-references, agricultural, industrial and scientific applications of MSAs and the latest developments are shown. More details will be given in the next edition of this Journal.

1. INTRODUCTION

Initiations of private enterprises was the solution for the troublesome economic situation of Hungary in the years of 1990–1998. These firms should manufacture cheaper and marketable goods for their own profit. In microwave technology microstrip antennas perfectly satisfy these requirements because of the simple printed circuit technology utilized for their fabrication. *The results of our MSA R&D* and the modular design concept of microstrip antenna arrays can be well exploited in the education and the laboratory practice of the students [15]–[17], [26]–[32]. Our instruments containing MSAs are used not only in Hungary, but in abroad too: in Germany, Japan, Russia and U.S.A. International cooperation with Helsinki University of Technology Radio Laboratory (Finland), Karlsruhe University – Institute for High Frequency Technique and Electronics (Germany) has already shown significant results [11], [13], [38].

2. HISTORICAL BACKGROUND

A *CAD software package* was developed [1] to analyze and test modular, rectangular shaped microstrip patches, which are successfully applied in high efficiency MSA-array design [2]. In paper [2] a fixed beam (broadside) two-dimensional microstrip array of 16×6 resonant rectangular radiating elements at the frequency of 8.15 GHz with a gain of 29.5 dB was introduced (see the photograph shown in Fig. 1 in colours*). A modular approach was utilized in which a given antenna was used as a building block for a higher gain antenna. The high efficiency was achieved by optimizing the layout and the impedance levels of subarray feeding of the conventional uniformly illuminated monolithic array. H-plane radiation pattern at 8.15 GHz is shown in Fig. 2. Further parameters of this antenna are: in H-plane (horizontal) the beamwidth is 4.9° , the sidelobe level of nearly 14 dB is found. Cross-polarization level: (< -40 dB, front-to-back ratio: > 40 db. In the E-plane, the beamwidth is 4.9° , sidelobe level ~ 13 dB. The width of mainlobe in the H- and E-plane are 11.4° , and 11.0° , respectively. The center frequency

and gain of the linearly polarized array are 8.15 GHz and 29.5 dB, respectively. For a $VSWR \leq 2$, the bandwidth is nearly 500 MHz (6 %). The efficiency is (≈ 60 %), the overall size is 41×41 cm. The manufacturing cost of the MSA-array is only a fraction of that of the paraboloid antenna previously used in the communication system.

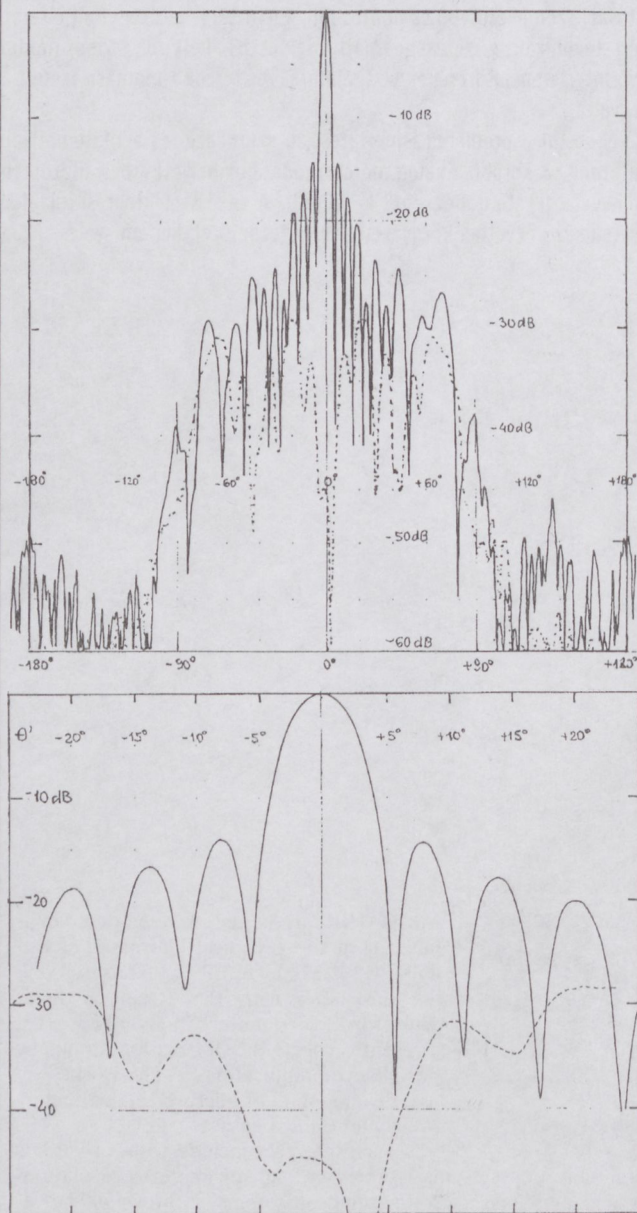


Fig. 2. H-plane radiation pattern at 8.15 GHz (Θ' on expanded scale). Cross-polarization level is shown using dotted line.

* This is an extend of the paper [41]

Linear dual-polarization MSAs were constructed by F. Völgyi with 256-elements for a 10.5 GHz scatterometer [3], and by Völgyi and Mernyei for a 4.5 GHz Tx/Rx system [18], as shown in Fig. 3.

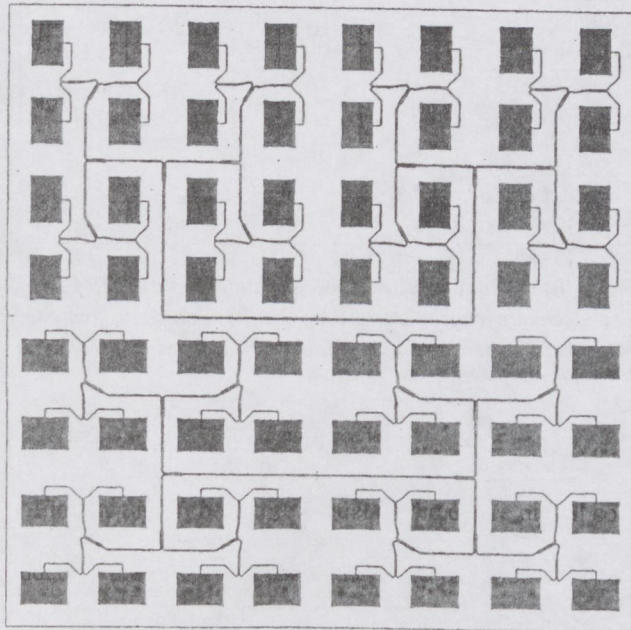


Fig. 3. Upper S-band dual polarized microstrip antenna (DPMSA).
Dimensions: $40 \times 40 \times 0.16 \text{ cm}^3$, substrate material; D-5880.
Gain of the array is 24.5 dB, isolation between two inputs is better than 45 dB, half power beamwidth 8.8° and 17.6° are, respectively.
Relative difference of the center frequencies is 5 %.

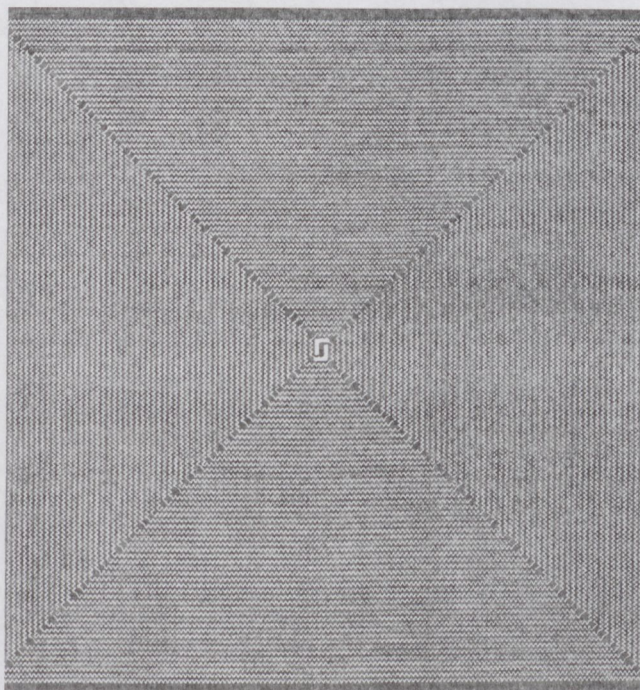


Fig. 4. Broadband rectangular-spiral antenna [4].

Broadband, multilayer MSAs were developed for a decimeter-wave geological radar [4]. The double-arm rectangular spiral antenna with compressed zigzag lines is shown in Fig. 4. Its main parameters are: the frequency range is 100–3500 MHz (limited by the balloon-transformer).

For the primary-feed of reflector antennas, extended bandwidth MSAs (patented [6] solutions) were developed, a prototype for 0.4 GHz (see Fig. 5, where No. 21 is a recurred circular MSA with vertical polarization), and another for 2 GHz. These antennas are used in low capacity microwave radio instruments.

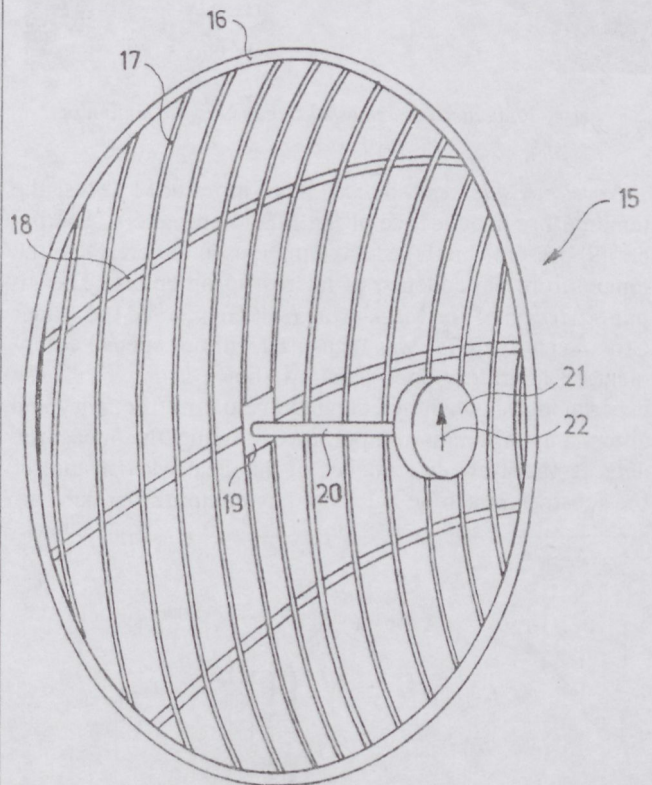


Fig. 5. Recurred circular MSA (No. 21) with vertical polarization used as a primary-feed [6] in a paragridd antenna.

Extremely light antennas [7] for 1.4 GHz and 2.6 GHz airborne radiometer applications were developed. Introducing a new concept (specific gain), the paper [7] qualitatively characterizes the "lightness" and the technological quality of microstrip (and other type) antennas. To illustrate the new concept an extremely lightweight microstrip antenna was discussed. In paper [8] a flat, lightweight antenna (with dimensions of $0.66 \times 0.66 \times 0.013 \text{ m}$, with less than -27 dB side lobe level, mountable on airplanes (see Fig. 6) had to be prepared for a 1.4 GHz radiometer) was introduced. The specific gain of this antenna is $G_s = 10 \cdot \log(G/f^2 M) = 16 \text{ dB/GHz}^2 \text{ kg}$.

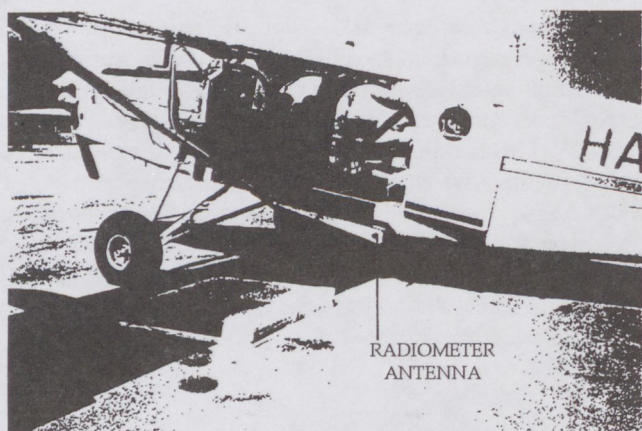


Fig. 6. Radiometer antenna [8] mounted to the bottom of Pilatus-Porter airplane.

Novel measurement methods were introduced to test the temperature dependence of the MSA parameters. The paper [9] presents methods that can be used to determine the temperature dependence of microstrip antennas. The input reflection of the MSA-array (see Fig. 7), and the Radar Cross Section (RCS) was measured without special equipment in laboratory conditions, as shown in Fig. 8. These experiments showed the change in resonant frequency and antenna gain versus temperature. Using the measured data, temperature dependence of the dielectric constant of the substratum can be calculated by computer modelling.

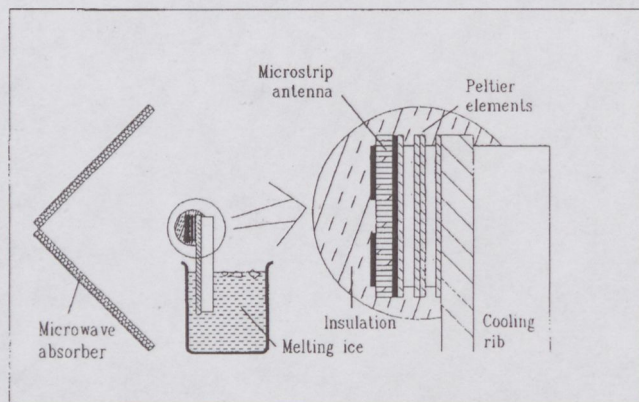


Fig. 7. Temperature dependent input impedance measurement of a 2×2 element MSA-modul [9]. The antenna is mounted on two (thermally serially connected) Peltier-elements, which are mounted on a cooling rib, diving into melting ice. The modul is connected to a network analyzer to measure the return loss versus frequency characteristics at different temperatures between $-40 \dots +60 \text{ C}^\circ$.

Tapered amplitude distribution was used at our 16×16 element planar array [12], which was made for application in a 15 GHz digital microwave radio system. The relative amplitudes for rectangular radiating elements are written on the computer-artwork of one quarter of this MSA-array, as shown in Fig. 9.

Calculated radiation characteristic is shown in Fig. 10, while Fig. 11 shows the measured H-plane radiation pattern. The master-photo of the array is given in Fig. 12.

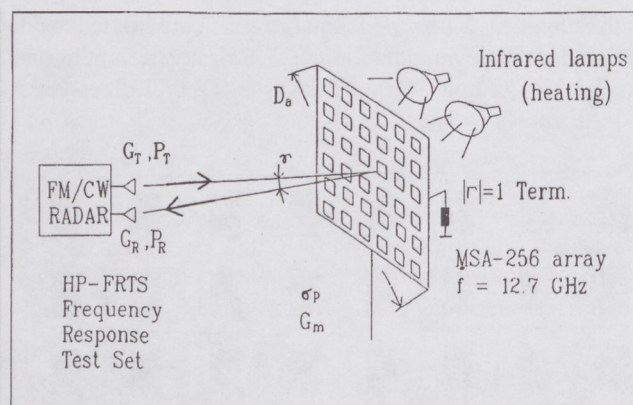


Fig. 8. Temperature dependent RCS-measurement of a MSA-array, at temperature range $+20 \dots +50 \text{ C}^\circ$. The gain versus frequency characteristic is calculated from the measured RCS [8].

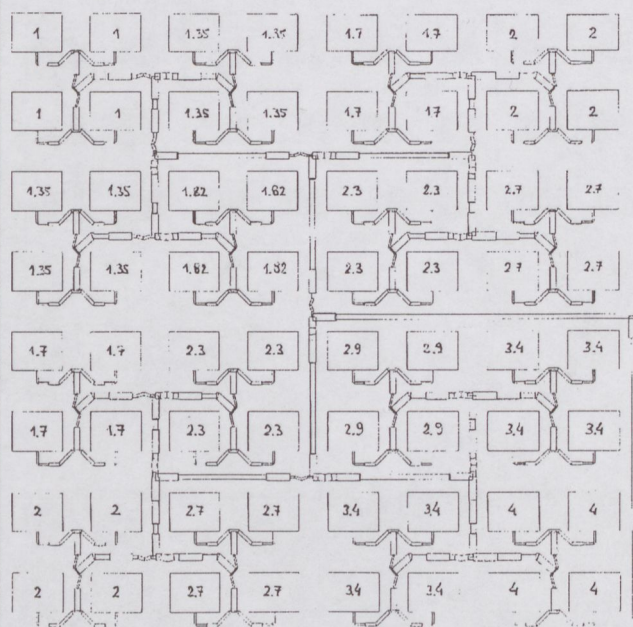


Fig. 9. Computer-artwork of one quarter of the 256-element array for 15 GHz [12]. Relative amplitudes are written in radiating elements.

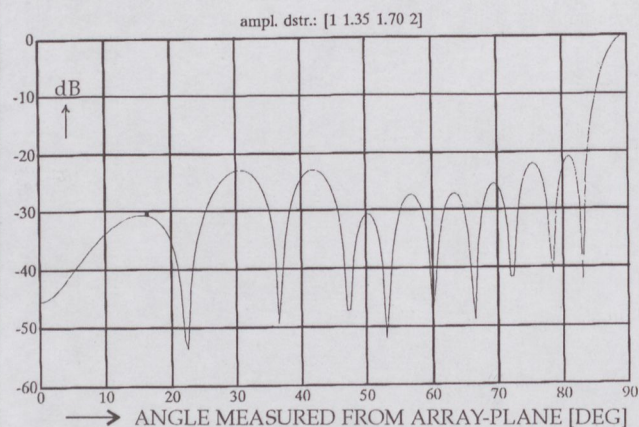


Fig. 10. Calculated radiation characteristic for relative amplitude distribution: $1-1.35-1.7-2$.

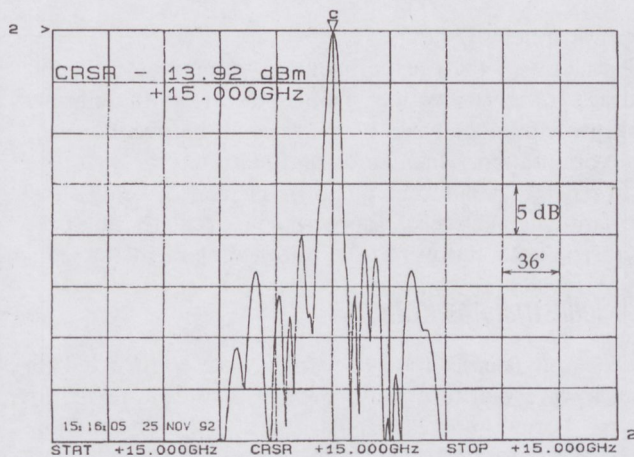


Fig. 11. Measured H-plane pattern, where the sidelobes are in the $-20 \dots -30$ dB range, according to the calculation (Fig. 10). From expanded scale of the main beam, at 1-3-5-10-15 dB points the beamwidths: $3.4^\circ - 6.0^\circ - 7.6^\circ - 10^\circ - 12.3^\circ$ are, respectively. The cross-polarization level is 35 dB, front-to-back ratio is better than 45 dB.

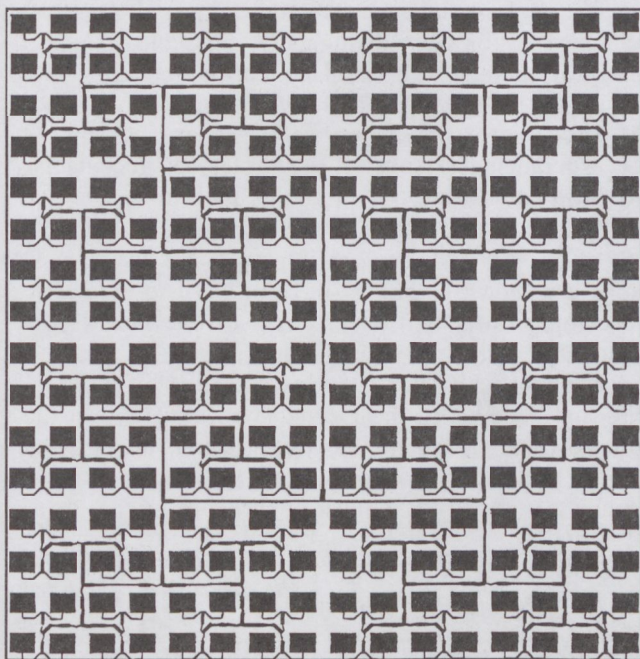


Fig. 12. Master-photo of the 16x16 element array with tapered amplitude distribution for 15 GHz [12]. Outer dimensions are: $200 \times 200 \times 0.8$ mm, respectively, substrate material is RT-Duroid-5880. Input impedance is 50 Ohm, bandwidth (~ 90 MHz), gain of the array is 29 dB.

Microstrip travelling-wave antennas and high gain arrays (see Fig. 13) were analyzed and measured in [13]. Frequency scanning effects, main beam direction, gain of a single element and of the total array, bandwidth etc. and the costs of modular-experiments were examined. Different experimental MSAs (made at TUB/DMT) are shown on the photographs in Fig. 14 separately in colours*.

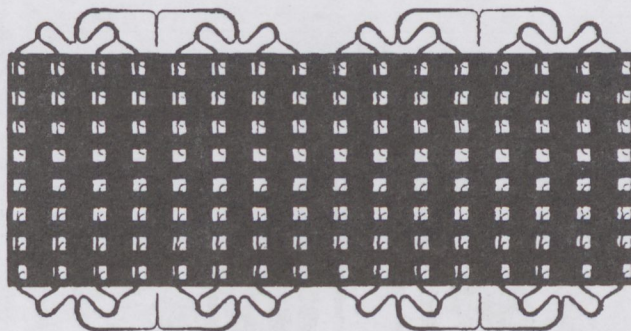


Fig. 13. An X-band, high-gain array [13] using multilayer technology. The radiating layer consists of 128 rectangular patches (metallization is white). The power splitter network was realized in stripling (metallization is black). There are four independent inputs, demonstrating multibeam or monopulse effects for students.

At the field of active microstrip antennas our Department is also active. Varactor tuned MSA measurements showed that at the S-frequency band 30 % operational frequency bandwidth was achievable, compared to 2 % the unloaded patch radiator [29]. This frequency agile technique does not improve the instantaneous bandwidth, however, this method of increasing frequency range for MSAs is useful even in its present form for a large number of applications [14], see Figs. 15 and 16.

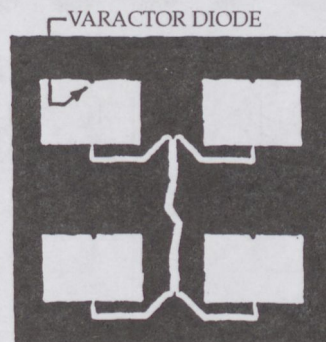


Fig. 15. Single module of the Frequency Agile Microstrip Antenna (FAMSA) array for 4 GHz. Outer dimensions of the 4-element module: $10 \times 10 \times 0.08$ cm³, substrate material: 3M-Cuclad-217. Tuneability: 10 %, gain at f_{max} is 12.7 dB, half power beamwidth nearly 36° and 46° are, respectively. Instantaneous bandwidth is 1.5 % [14].

Two types of phased array MSAs were designed:

1/ For linear polarization, at the center frequency of 2 GHz, using 4-bit varactor diode phase shifters. The radiating elements (8-pieces) were rectangular patches [15].

2/ For circular polarization, at the center frequency of 5.8 GHz [16], using 3-bit digital PIN-diode phase shifters for steering the beam. Circular patches (8-pieces) were used as radiating elements. Maximum scanning angle was $\pm 49^\circ$ with respect to broadside direction. The phased array is shown in Fig. 17.

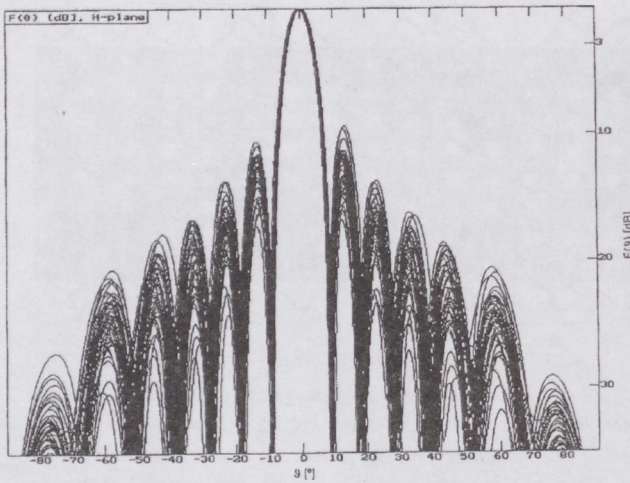


Fig. 16. Calculated H-plane pattern of the 8 by 8 element, varactor tuned FAMSA-array [29]. Making tolerance analysis the Monte-Carlo method was used for polling, with amplitude and phase variation of $\pm 8\%$ (supposed $(\Delta C_{j0}/C_{j0} = \pm 2\%$, for MA-46470 type varactors). Fifty curves are shown on this Figure. Important to mention: variation of gain is only $+0.15$ dB, the main beam deviation is only $\pm 0.6^\circ$, the first side lobe level is 12 ± 1.5 dB.

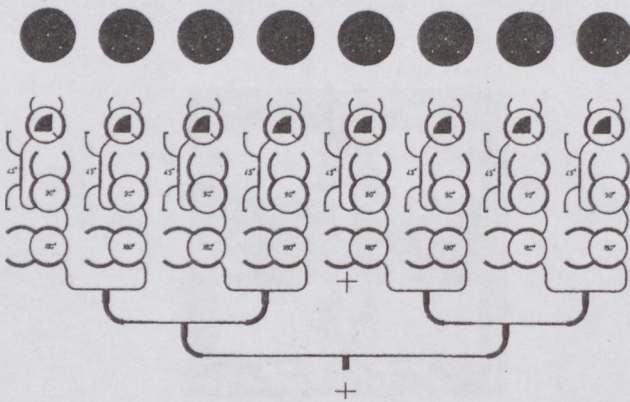


Fig. 17. Circularly polarized 8-element phased array for 5.8 GHz, using 3-bit digital PIN-diode phase shifters [16]. The three-layer structure consists of the radiator, phase shifters (PHS), and digital electronics. The second layer with PHS consists of the input power splitter, three PHS using 3×2 PIN diodes, and the quadrature hybrid.

Our microstrip active Gunn-patch antenna experiments [17] showed nearly 20 dBm of ERP (effective radiated power) at the upper X-band, for a single element. Injection locking technique was used to improve short-term and long-term stability of our oscillating four-element array.

3. MICROSTRIP ANTENNA APPLICATIONS

3.1. Agricultural Applications of MSAs

Using different types of antennas, measuring results of grains (corn, wheat) and the temperature compensation of moisture content measurement for yellow dent field corn was discussed in [5] and [10], respectively. Drying experiments were carried out using a special, so-called slow wave microwave surface applicator to examine the drying kinetics of corn and the effects of several dielectric field parameters. It was found that the inner compositions of materials determine their reactions to the effect of

microwave fields [24].

Parallel with these experiments, we made some cubic matrices of corn (variety Pioneer 3921) with different moisture content. Inside of matrices all kernels have the same orientation. Attenuation and phase shift is measured in free space at different angle of incidence, using small and large signal levels. Linearly and circularly polarized microstrip antennas were used as radiating elements [25].

3.2. Industrial Applications

Circularly polarized MSA-modules were constructed for a microwave moisture sensor, which is used in textile industry. Formerly, linearly polarized 2×2 element MSA-arrays were used (see Fig. 18 in colours*) for preliminary measurement of textiles. In paper [5] an X-band, modularly built, transmission-attenuation type, universal moisture sensor (and meter) applying special microstrip antennas; the measuring results of textiles and the experiences of industrial applications were discussed.

Radiating near-field measurement results are given in [10] (see Fig. 19). It was experienced that in terms of propagation loss and near-field reflections, there is an optimum size (or element number) of antenna, suitably microstrip antenna with circular polarization. Two types of high-power MSA applicators were developed. Paper [11] describes the preliminary considerations, design and first experimental results of a 12-element rectangular microstrip antenna array (applicator) used for microwave heating at the frequency of 2.45 GHz with dimensions of $40 \times 30 \times 2.1$ cm³, and a CW-power of 1 kW. Drying results are shown in Fig. 20 in colours. The innovative applicator consists of a planar array of electrically thick rectangular microstrip antennas and a striplining reactive power splitter with thick copper conductors at the inner strips and filled with a heat conducting insulation in the input section. Although the applicator is used in the radiating near-field, it is also possible to design a transmit antenna, e.g. for FM-CW radar applications.

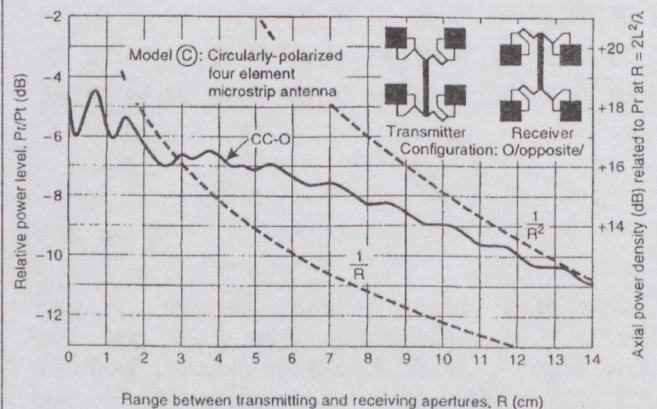


Fig. 19. Relative power level as a function of range between transmitting and receiving apertures, using circularly polarized microstrip antennas with four elements. Input microstrip lines are in opposite position [10].

3.3. Scientific Applications

In the year of 1991 there were under development: a/ MSAs for "Wafer-Tau" Instruments (Carrier lifetime measurement on silicon wafer), b/ slot "antennas" for submillimeter wave detector arrays [19] and c/ Tapered-slot antennas (see Fig. 21) and Vivaldi-radiators on high- T_C superconducting thick films [20].

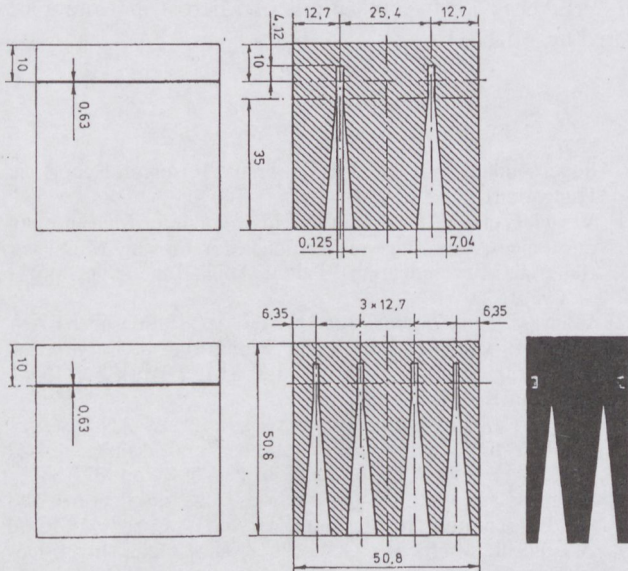


Fig. 21. Tapered slot antennas made on high- T_C superconducting (HTSC) thick film on alumina substrate. Basic HTSC material is: BaSrCaCuO, temperature: 77 K (liquid Nitrogen), gain of the array is 9 dB (at 9 GHz), beamwidths 20° and 50° are, respectively. Input-output is connected to the ends of the vertical microstrip line.

As a part of a US-Hungarian Joint Research Program, a mode transducer was introduced (in 1996) which generates a whispering gallery mode output with coaxial TEM mode input. The low-power device will be used for cold-test measurement of a high power gyrotron at 140 GHz. The basic idea, design, experimental model measurement data at 15 GHz [33], and the design of a new model for 38 GHz are given for the TE_{16,2} transducer using microstrip-slot antenna (MSSA) exciter [34].

The fundamental idea, i.e. to stimulate the field of the useful mode by a microstrip slot antenna and to filter out the unwanted modes by an iris-coupled wave guide-cavity filter is provided to be realizable. Using the network model a network-like measurement was carried out in the closed device. Antenna measurement methods were applied to control the amplitude and phase distributions of radiating slots, and the far-field characteristic of the open structure [37].

4. NEW DEVELOPMENTS

Some results are shown in the next figures. The half-photomask of the microstrip circuitry of MSSA is depicted in Fig. 22 [34], where the phase differences are given by the built-in transmission line phase shifters. The substrate is double-sided radiating slots are placed on the back-side. Fig. 23 shows the dual-element backscatter used in our particleboard test system [22], [39]. The Schottky-diode

BPSK-modulator (see left), for 5.8 GHz is realized on the back-side of the rectangular-patch radiators. Ten models of these backscatterers are taken in a U-form metal tube covered by a plastic radome used in a Particleboard Company, as shown on the bottom of Fig. 25 in colours*. The circularly-polarized Tx and Rx MSA-arrays are shown on the top of this figure. Measured isolation between antennas is higher than 45 dB. A conformal base-station antenna for 2.48 GHz is shown in Fig. 24, where the 3×6 element array is bent over a cylinder with vertical axis, having a diameter of 25 cm [30]. We have measured these MSAs in laboratory environment using our new absorbers [40].

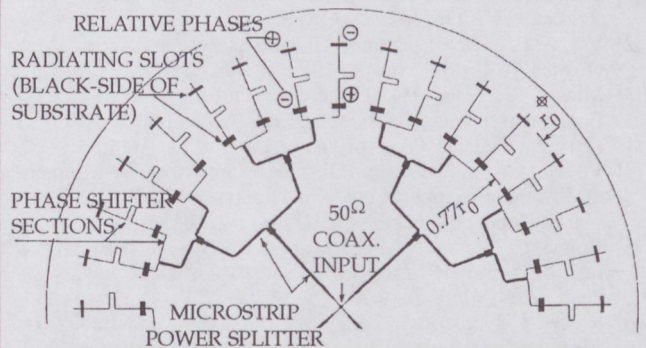


Fig. 22. The half-photomask of the microstrip circuitry of microstrip-slot antenna array exciter for the 15 GHz model of a whispering-gallery mode converter [34]. 2×32 slot radiators are etched on the backside of the microstrip power splitter.

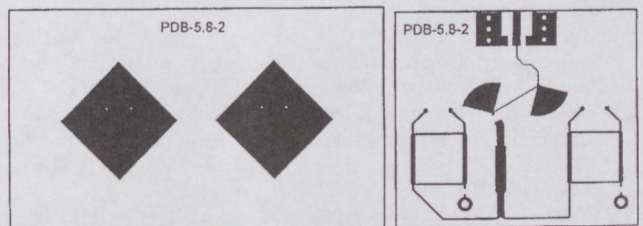


Fig. 23. Dual-element backscatter with circular polarization (left). The Schottky-diode BPSK-modulator (right) for 5.8 GHz is realized on the backside of the CP-MSA [39].

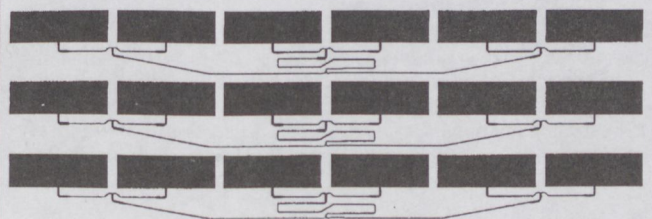


Fig. 24. Conformal base-station antenna for 2.48 GHz [30]. The array is bent over a cylinder ($D = 25$ cm) with vertical axis. There is a second layer for the interconnection of the three input points. Gain of the omnidirectional array is $G = 5.7$ dBi, deviation in azimuth directions is ± 0.8 dB.

* Coloured pictures cited are shown separately in the colour pages of this issue.

5. CONCLUSIONS

The Hungarian developments of MSAs, based on awarded paper [13] and patents [6], [21], mainly focused on microstrip antennas for widespread applications in agriculture, industries and scientific researches. Many students (BSc, MSc, PhD) were involved in these programs at the TUB/DMT. Some of them were awarded by the Hungarian Scientific Society for Telecommunications [29], [30], [31] or by U.R.S.I. (Olasz, P. in [35]) and by APMC'98 Secre-

tariat (L. Nyúl in [39]). Our MSAs are known all around the world, because the author of this paper gave a lot of presentations in 17 countries of four continents.

Our MSAs are known all around the world, because the author of this paper gave a lot of presentations in 22 countries of four continents. Some developments, mentioned above, will be discussed in the next edition of *Telecommunication Journal on C⁵*, which will be a Special Issue on "WLAN & ISM Applications of Microstrip Antennas" edited by Völgyi, F.

REFERENCES (1985–1999)

- [1] Völgyi, F.: "Development of MSAs"(in Hungarian) Res. Report., TUB/DMT, 1985, OKKFT A/5-C/2, p. 157.
- [2] Völgyi, F.: "High Efficiency Microstrip Antenna Array" Proc. of the 17th EuMC., Rome, 1987, pp. 747-752.
- [3] Mihaly, S. Seller, R. Farkas, B. and Bozsoki, I. : "X-Band Scatterometry in SLAR Image Evaluation" IGARSS'91 Helsinki, Finland, Proc. pp. 613-616.
- [4] Völgyi, F.: "Subsurface Interface Radar for Environmental Protection Applications" (in Hungarian) TUB/DMT Research Report, November, 1987, No. 427.085/87
- [5] Völgyi, F.: "Versatile Microwave Moisture Sensor" SBMO'89 Int. Microwave Symp. Brazil, Sao Paulo, 24-27 July, 1989, Proc. Vol-II, pp. 456-462.
- [6] Völgyi, F. Denk, A. Somogyi, A. Tamasi, S. and Babits, L.: "Broadbanded Microstrip Antenna" Hungarian Patent, 30th June, 1989, No. 205 816 B (Int.C1. H 01 Q 1/38)
- [7] Völgyi, F.: "Flying Decibels – Extremely Lightweight Microstrip Antennas" ICOMM'90 Int. Conf. on Millimeter Wave and Microwave, Dehra Dun, India, December, 1990, pp. 343-348
- [8] Mernyei, F. and Völgyi, F.: "Planar Antenna Array for Airborne Radiometer Applications" ICOMM'90, Dehra Dun, India, December, 1990, pp. 393-396.
- [9] Mernyei, F. and Völgyi, F.: "Simple Methods for Testing Temperature Dependence of Microstrip Antenna Arrays" 20th EuMC, Budapest, September, 1990, pp. 365-370.
- [10] Völgyi, F.: "Integrated Microwave Moisture Sensors for Automatic Process Control" Ch. 15. in book: "Microwave Aquametry" (ed. A. Kraszewski), ISBN 0-7803-146-9, IEEE Press, N.Y., 1996, pp. 223-238.
- [11] Völgyi, F.: "MSA Array Applicator for Microwave Heating" 23rd EuMC, Madrid, 1993, pp. 412-415.
- [12] Völgyi, F. and Mernyei, F.: "MACONT-Type Microstrip Antennas for 8 and 15 GHz Frequency Bands" (in Hungarian) October, 1989, TUB/DMT, p. 67.
- [13] Völgyi, F.: "High-Gain Microstrip Antennas" (in Hungarian) Híradástechnika, Vol. 36, No. 6, 1985, pp. 266-281. (A Pollák-Virág awarded paper)
- [14] Völgyi, F.: "Upper S-Band Microstrip Antennas with Polarization Diversity and Frequency Agility" MILCON'95 Int. Defence Conference, 1995, Abu Dhabi, United Arab Emirates, Proc., pp. 200-207.
- [15] Nizar Numan, M. S.: "Design of a Microstrip Phased Array Antenna for 2 GHz with Linear Polarization" Final Project for M.Sc. degree, TUB/DMT, May 1990, Supervisor: Völgyi, F.
- [16] Bizzer, L.: "Design of a Phased Array Antenna for 5.8 GHz with Circular Polarization" (in Hungarian) Diploma Thesis, TUB/DMT, May 1987, Supervisor: Völgyi, F.
- [17] Nizar Barakeh: "Design of an Active Microstrip Antenna" Final Project for B.Sc. degree, TUB/DMT, May 20, 1994, Supervisor: Völgyi, F.
- [18] Völgyi, F. and Mernyei, F.: "Dual Polarized Tx/Rx Microstrip Antenna" (in Hungarian) Know-How Doc. No. 16-427/87, November, 1987.
- [19] Völgyi, F.: "Copper Thickfilm Microstrip Antennas" OMFB Research Report (in Hungarian) TUB / DET and DMT, 1991, Ch. 5, pp. 129-167.
- [20] Völgyi, F.: "Microstrip Slot Antennas on High Temperature Superconducting BSCCO Thick Films" Research Report (in Hungarian), November 1991.
- [21] Völgyi, F. et al.: "Treatment and Instrument for Measuring of Substances, Advantageously Applied for Moving-, Multilayer Materials" (in Hungarian), Patent Appl., June 1996, MSZH – P9601630.
- [22] Völgyi, F. and Zombori, B.: "A New Application of WLAN-Concept: Complex Permittivity Monitoring of Large-Sized Composite Boards" IEEE MTT-S, WMFB-Workshop, 1996., San Francisco, USA, pp. 119-122
- [23] Völgyi, F.: "Microstrip Antennas Used for WLAN Systems" ISAP'96 Int. Symp. on Antennas and Propag., 24-27 September 1996., Chiba, Japan, Proc., Vol. 3, pp. 837-840.
- [24] Völgyi, F. and Beke, J.: "Interactions of Kernel Features and Field Parameters in Microwave Drying of Corn" APMC'96 Asia-Pacific Microwave Conference, New Delhi, India, December 17-20, 1996.
- [25] Völgyi, F.: " Polarimetric Measurements of Grain Permittivity in Free Space Using Small- and Large Signal Levels" (in Hungarian), Research Study, TUB/DMT, 1997.
- [26] Mubashar, A.: "Design of Circularly Polarized MSA" Dipl. Thesis, TUB/DMT, 1995, Supervisor: Völgyi, F.
- [27] Krivokuca, A.: "Design of a Microwave Transponder's BPSK Modulator and ASK Detector" Diploma Thesis, TUB/DMT, 1995, Supervisor: Völgyi, F.
- [28] Gűnder Tunay: "Design of a Phased-Array MSA for 5.8 GHz" Diploma Thesis, TUB/DMT, 1997, Supervisor: Völgyi, F.
- [29] Porcsin, T.: "Varactor Tuned Printed Antenna System" (in Hungarian), Diploma Thesis, TUB/DMT, 1995, HTE Awarded Project, Supervisor: Völgyi, F.
- [30] Gyuricza, T.: "Design of an Omnidirectional Microstrip Antenna" (in Hungarian), Awarded Diploma Thesis, TUB/DMT, 1997, Supervisor: Völgyi, F.
- [31] Varga, Z.: "Theoretical and Practical Examination of Microstrip Antennas" (in Hungarian), HTE-Awarded Diploma Thesis, TUB/DMT, 1997, Supervisor: Völgyi, F.
- [32] Nyúl, L.: "Interaction of Electromagnetic Field and Material" (Microwave Measuring of Particleboard, Dielectrical Mixture Model) (in Hungarian), HTE-Awarded Diploma Thesis, TUB/DMT, 1998, Supervisor: Völgyi, F.
- [33] Völgyi, F. Reiter, G. Veszely, G. and Bercei, T.: "Experimental Results on a Coaxial TEM-Circular TE_{16,2} Mode Transducer" 22nd Int. Conf. on Infrared and Millimeter Waves, 1997, Wintergreen, VA, USA, pp. 33-34.
- [34] Völgyi, F. Reiter, G. Bercei, T. and Veszely, G.: "A Whispering Gallery Mode Transducer Using Microstrip-Slot Antenna Exciter" 27th EuMC, Jerusalem, Israel, 8-12 September 1997, pp. 168-174.
- [35] Völgyi, F. Mojzes, I. Seller, R. and Olasz, P.: "Permittivity Monitoring of Composite Boards Using Spread Spectrum Techniques" URSI'98 Int. Symp. on EM Theory, Thessaloniki, Greece, May 1998, pp. 97-99.
- [36] Völgyi, F. Olasz, P. and Mojzes, I.: "New Application of WLAN Concept; Modulated Backscatter- and Spread-Spectrum Techniques" PIERS'98 Progress in EM Research Symp., Nantes, France, 1998, p. 565.
- [37] Bercei, T. Reiter, G. Veszely, G. Völgyi, F. and Járó, G.:

"Whispering Gallery Mode Converters" PIERS'98, Nantes, France, 1998, p. 1056.

[38] Mernyei, F. Völgyi, F. Heidrich, E. Kehrbeck, J. and Lebherz, M.: "Microstrip Antenna Applications" Periodica Polytechnica, Ser. El. Eng. Vol. 36, No. 1, pp. 273-283 (1992).

[39] Nyúl, L. and Völgyi, F.: "Contactless Testing of Particle-boards" APMC'98 Asia-Pacific Microwave Conference, December 8-11, 1998, Yokohama, Japan, Proc., pp. 213-216.

[40] F. Völgyi, L. Nyúl, S. Tatár, Á. Mrovcza: "A New Radio Frequency Absorber for GTEM Cell Applications" EMC Zurich, 13th Int. Symp. Zurich, Switzerland, 16-18 Feb. 1999, pp. 675-678.

[41] Völgyi, F.: "Microstrip Antenna R&D in Hungary" 10th MICROCOLL, Budapest, Hungary, March 21-24, 1999, pp. 249-252.

[42] Ramadan Elsabee: "Design of a microstrip antenna array for AM-Micro receiver" MSc Diploma Thesis, TUB/DMT, 1999, Supervisor: Völgyi, F.

NYOMTATOTT ANTENNA K+F MAGYARORSZÁGON

VÖLGYI FERENC

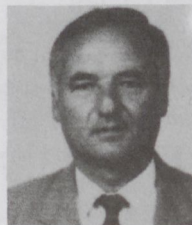
BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM
MIKROHULLÁMÚ HÍRADÁSTECHNIKA TANSZÉK
1111 BUDAPEST, GOLDMANN TÉR 3.

A nyomtatott (printed, patch, microstrip, planar) antennák magyarországi kutatása-fejlesztése gyakorlatilag a szerző 1985-ös cikkével [13] indult és a Budapesti Műszaki Egyetem Mikrohullámú Híradástechnika Tanszékén (BME/MHT) koncentrálódott. Ezen antennák ismert (ezen a területen kevésbé jártas olvasók számára javasolható [13] áttekintése) előnyeit figyelembevéve, az akkor megjósolt fejlődés ma realitás, amely az aktív-integrált antennarendszerek, s az „intelligens antennák” területén csúcsonylik ki.

A cikk időrendben és főbb alkalmazások szerint számbaveszi a fejlesztési eredményeket, sok ábrával, színes fotóval illusztrálva azokat. A konkrét hivatkozásokat részletes irodalomjegyzék teszi teljessé. A szerző az áttekintett, BME/MHT-n végrehajtott innováció nagy volumene miatt természetesen nem vállalkozhatott részletes ismertetésre, a működés bemutatására, csupán felvillantja az érdekesebb megoldásokat. Ezek címszavakban, a 32. színes ábrán látható felsorolás alapján:

- mikrosztripp antenna (MSA) elemek kerámián, lágy dielektrikumú hordozón vagy ferriten,
- 2...103-elemű monolit-integrált antennák,
- varaktoral frekvenciában hangolt antenna rendszerek,
- kettős polarizációjú vagy kapcsolt-polarizációjú MSA-k,
- primer sugárzóként használt MSA-elrendezések,
- többrétegű antennák,
- miniatűr antennák modulált visszaverőkhöz vagy vezeték nélküli helyi hálózatok (WLAN)-ban való felhasználásra,
- extrém könnyű antennák,
- MSA-k nagy teljesítményekre,
- MSA-elemek és rendszerek, a 0.1–38 (140) GHz-en belüli tetszőleges sávra,
- szélessávú spirál és haladó hullámú antennák,
- mikrosztripp gerjesztésű réssugárzók stb.

Néhány kiemelt fejlesztés részletes ismertetésére jelen folyóirat 1999-12. számában kerül sor, mely egy különkiadás lesz angol nyelven, Völgyi Ferenc szerkesztésében, „Nyomtatott antennák WLAN és ISM alkalmazásai” címmel. Mikrohullámok ipari, mezőgazdasági és tudományos alkalmazásai területén végzett jelentős fejlesztő munka bemutatása mellett ez a kiadvány az antenna K+F újabb kihívásait (smart-antennas, „fractal-antennas”, photonic-bandgap antennas, micromachining, plazma-grating, optical control, monolit integration) is számbaveszi.



Ferenc Völgyi is a sr.ass.professor at Department of Microwave Telecommunications of the Technical University of Budapest, Hungary. He has authored or coauthored more than 50 journal articles, conference papers and presentations, has written chapters in three text-books in the field of microwave theory and techniques, and holds four relevant patents. He gave lectures and presentations in 22 countries

of four continents. His current research activities include: active microstrip antennas and arrays, integrated microwave and millimeter-wave circuits, WLAN and EMC-test systems, high-temperature superconductivity, industrial, agricultural and scientific applications of microwaves, subsurface sensors and applications.

* A színes ábrák ennek az újságnak a színes oldalain találhatóak — megfelelő feliratozással.

ÖSSZEFOGLALÓ AZ „INFOKOMMUNIKÁCIÓS TRENDEK '99” NEMZETKÖZI KONFERENCIÁRÓL

BARTOLITS ISTVÁN

HÍRKÖZLÉSI FŐFELÜGYELET
1015 BUDAPEST, OSTROM U. 23-25.; E-MAIL: BARTOLITS@HIF.HU

Kiemelkedő sikerrel rendezte meg a Hírközlési Főfelügyelet a már szokásosnak mondható őszi konferenciáját. A hat éves hagyomány 1993-ban kezdődött, akkor még egy szűkebb területre – a műholdas távközlés aktuális kérdéseire – korlátozódott a rendezvény témája. A témakör 1998-ban szélesedett ki, amikor a rendezvény középpontjába a távközlés, számítástechnika és a média konvergenciájából egyre határozottabban kirajzolódó közös terület, az infokommunikáció került. A Hírközlési Főfelügyelet már akkor felismerte, hogy a hazai fejlődés egyik kulcskérdése a konvergencia előnyeinek felismerése és hatékony kihasználása, ez azonban csak akkor történhet meg, ha az ezzel kapcsolatos ismeretek széles körben ismertté válnak és a piaci szereplők – szolgáltatók, gyártók, konzultáns cégek, szabályozók stb. – közösen tudnak gondolkodni, eszmét cserélni a jövő infokommunikációs trendjeiről.

Míg az „Infokommunikációs Trendek '98” konferencia a technológiai és a szabályozási trendek mellett az információs társadalom egyes kérdéseit, a hálózatok összekapcsolását és a tarifakérdést, valamint a számozás és címzés kérdését járta körül, addig az 1999-es rendezvény más területeket vett sorra. Most a postai szektort és a rádiókommunikáció egyes témáit helyezték a középpontba a konferencia szervezői. A négy szekcióban összesen 21 előadás hangzott el, s ebből hat előadó volt külföldi és további két előadó képviselt külföldi szervezetet, illetve kutatóintézetet.

Összefoglalónkban keresztmetszetet adunk a konferencia előadásairól azok számára, akiknek nem volt módjuk a személyes részvételre. A konferencia teljes anyagát – sok más hasznos információ társaságában – CD-n kiadta a Hírközlési Főfelügyelet, de az előadások megtalálhatók a HIF honlapján (www.hif.hu) is.

1. SEKCIÓ: TECHNOLÓGIAI ÉS SZABÁLYOZÁSI TRENDEK

A technológiai és szabályozási trendekkel foglalkozó első szekció bevezető előadásában Frischmann Gábor, a HIF elnöke azokat az új kihívásokat elemezte, melyek a következő évezred elején várnak a világra és benne természetesen szűkebb környezetünkre is. Jövőnket tekintve a fenntartható társadalom egy jól körvonalazódó megjelenési formája az információs társadalom, azonban ennek sikere nagymértékben függ az előfeltételektől. Ha az univerzálisan alkalmazható, olcsó technológiák, a környezetkímélő technológiák el tudnak terjedni, ha az ember–gép kap-

csolat tovább közeledik az ember felé, ha az alkalmazott rendszerek meg tudnak felelni a fokozott biztonsági követelményeknek, akkor az információs társadalom jövője az optimista jóslatok irányában fejlődik tovább. A technológiai előfeltételek mellett azonban fontosak a szabályozási előfeltételek is. Meg kell találni az üzleti növekedésben való érdekeltség, az univerzális elérhetőség és az általános ellátottság igénye közötti egyensúlyt, s ez az egyensúly a liberalizáció és a globális univerzális szolgáltatás megteremtése irányában mutat.

Szűkebb környezetünkre térve, a HIF elnöke számba vette a hazai piacon megoldandó kérdéseket. Ezek jó részét a 2000-ben elkészülő Egységes Hírközlési Törvény (EHT) ugyan rendezzi, de ezen felül is marad még megválaszolandó kérdés. Az előfizetők számára előnyös verseny kereteinek kijelölése, a jövő postai piaci struktúrájának kialakítása, a szűkös erőforrásokkal való gazdálkodás kultúrájának megteremtése mind olyan feladatok, melyet a jövőben még meg kell oldani. Vannak az EHT-től teljesen független kérdések is, melyek szintén megoldásra várnak. Az országnak – ahogy persze másoknak sem – nincs tapasztalata abban, hogyan kell információs társadalmat építeni. Együtt kell kitalálnunk, hogy tudunk ebből a lehető legtöbb előnyhöz jutni – nagyobb hátrányok nélkül. Ugyancsak nem látható még át, milyen hatása lesz WTO tagságunknak és mit fog jelenteni számunkra a gyakorlatban a jövőbeni EU tagság. Ebben a kérdésben különösen az infokommunikáció globális és hazai szereplőinek a viszonya, piaci térnyerése lesz izgalmas kérdés. A következő időszak ad választ arra is, mi legyen a tartalomszabályozással, kinek és milyen mértékben kell ebben valamit tennie. Jelenleg még a kérdés nemzetközi aspektusai sem alakultak ki, ugyanakkor biztosak lehetünk abban, hogy a vita itthon is előbb-utóbb megkezdődik. Izgalmas kérdés magának a konvergenciának a szabályozása is, hiszen eltérő szabályozási kultúrák konvergálnak egymáshoz. Lehet-e az egyre inkább egybefonódó hírközlést és médiát teljesen más elveken alapuló szabályozással működtetni vagy ezeknek is közeledniük kell? Ez is a jövő megoldandó kérdése. Végezetül a harmadik generációs mobil rendszer, az UMTS bevezetésének időpontja és hogyanja is előbb-utóbb eldöntendővé válik.

A következő előadó, Adriana Nugter a GSM Asszociáción részéről a mobil kommunikáció trendjeiről és ennek a távközlésre gyakorolt következményeiről tartott igen érdekes előadást. Nugter az elmúlt időszakban a GSM Asszociáció elnöke volt, jelenleg pedig az „Europolitan” nevű

svéd mobil szolgáltató céget képviseli a szövetségben. Világos érvelésével, alátámasztott érveivel igen hatékonyan képviselte az Európai Unióval folytatott tárgyalásokon a GSM Association érdekeit, ezért előadását a jelen lévő EU képviselők is nagy érdeklődéssel hallgatták.

Nugter most is a valóban lenyűgöző tényekkel kezdte előadását. A GSM Association igen komoly szervezetté nőtte ki magát, hiszen 133 országból már 347 tagja van, szolgáltatók, gyártók, szabályozók és helyi érdekképviseltek egyaránt. A nagy létszám érthető: a GSM előfizetők száma már túllépte a 205 milliót, s 127 országban összesen 344 hálózat működik az európai szabványok alapján. A GSM sikere a technológia és az átgondolt egységes európai szabvány mellett ma már a GSM Association egységes fellépésének is köszönhető. Különösen jó a helyzet Európában, ahol már minden EU országban legalább három versenyző szereplő van a piacon és négy országban – Nagy-Britanniában, Franciaországban, Olaszországban és Németországban – az előfizetők száma már átlépte a 10 milliót. A jövőt már Finnország példája mutatja, ahol a mobil elterjedtsége meghaladta a 60 %-ot, s túllépte a fix telefonvonalak számát. 1999 végéig csak Európában több, mint 60 milliárd Euro-t invesztáltak ebbe az üzletágba, melynek sikerei hosszú távon meghatározóak lesznek.

A siker részleteit elemezve Nugter kiemelte a nemzetközi barangolás lehetőségét, a fejlett számlázási és elszámolási elveket valamint a szabványok betartása következtében kialakult széles versenyt, melyet az tesz lehetővé, hogy az eltérő gyártóval rendelkező berendezések is tökéletesen együtt tudnak működni. Ezen kívül azonban fontosnak tartotta a biztonság kérdését és a továbbfejleszthetőséget, melyre éppen a harmadik generáció felé való sima átmenet a legjobb példa.

Nugter a jelen után a jövőre tért át és elemezte a közművek és a versenypiac szabályozása közötti különbséget abból kiindulva, hogy a legtöbb ország a telekommunikációt hasonló törvényekkel szabályozza, mint a közműveket, miközben a helyzet egyre inkább versenyszabályozást igényelne. Két példán keresztül mutatta be, mi a különbség a szabályozó nézőpontja és a piaci szereplők nézőpontja között. Az előadás végére levonta a következtetést: a mobil piacon valós verseny alakult ki, a beruházások igen erőteljesek és erősen növekvő trendet mutatnak, a jövő tehát a szabályozók kezében van. Ha ugyanis távol tartják magukat a piactól és engedik a versenytörvényeket érvényesülni, a fejlődés biztosított. Az erős beavatkozás azonban – Nugter és a GSM Association szerint – nem lenne szerencsés, a kialakuló mesterséges piaci viszonyok az állandó pereskedések miatt csak az ügyvédeknek kedveznének.

A szekció következő előadója, Hans-Peter Gebhardt az EU DG XIII igazgatósága képviselőjében éppen az európai liberalizáció témájában tartotta a következő előadást, melynek apropóját az adta, hogy az EU 1999-ben vizsgálta felül az első tapasztalatok fényében a távközlésszabályozási elveit. A szabályozás elvei a felülvizsgálat eredményének megfelelően módosulnak. Gebhardt ezek közül kiemelte, hogy ott kell szabályozni, ahol arra feltétlenül szükség van és a szabályozásnak a gazdasági növekedést és a versenyt elősegítő világos irányelveken kell alapulnia. A szabályozásnak technológia-függetlennek kell lennie, és egyensúlyt kell találnia a jogbiztonság és a rugal-

masság között. Példaként az új szemléletre a rádió és telefon végberendezésekre vonatkozó RTTE direktívát hozta fel az előadó. A direktíva kevesebb szabályozási gátat emel az eddigieknél, ugyanakkor egyensúlyt teremt a gyártók és szolgáltatók jogai és kötelezései között.

A konvergencia és a postai szabályozás kapcsolatát mutatta be előadásában Dr. Szivi László, a Magyar Posta főigazgatója. A görögökig visszanyúló történelmi bevezető világosan megmutatta, hogy a postának komoly múltja van. A stratégiai igazgató előadásából azonban az is világos lett, hogy az új technológiák alkalmazásával és a posta szerepének a rugalmas módosításával a jövője is biztosított. Természetesen az újragondolt postai szerep olyan új szolgáltatásokkal, új fogalmakkal párosul, mint például a hibrid levél, az integrált postahivatal, az elektronikus kereskedelem. Ezekre a fogalmakra valóban hat a konvergencia, s ezen keresztül a posta is részesévé válik ennek a folyamatnak.

A szekció befejezésekképpen Dr. Kovács Gábor, az ITU Rádiószabályozási Igazgatóságának a tagja egy hazai szempontból is érdekessé vált területről, a műholdas távközlés szabályozási kérdéseiről tartott előadást. Érdekes területről van szó, hiszen itt a nemzetközi egyezmények és a nemzeti szabályozás kerülhet ellentétbe, ugyanakkor pedig a tétlenség sem vezet eredményhez: a geostacionárius műholdak pályapozíciói ugyanolyan szűkös erőforrásként jelentkeznek, mint a frekvencia, vagy a kábelfektetéshez szükséges csőnyílás. Mint Kovács Gábor elmondta, az orbit-pozíciók kiadása ugyan tipikusan nemzetközi egyeztetést követelő feladat, még sincs remény olyan nemzetek felett álló „orbit-hatóság” létrehozására, mely a frekvenciasávokhoz hasonló módon – pl. árveréssel – tudná elosztani a jelentkezők között a műhold-pozíciókat. Marad tehát a nemzetközi egyezményeken keresztüli, közvetett szabályozás és a már odaitélt pozíciók sorsának a megfigyelése. A WRC-97 világszerte merült fel komolyan a lefoglalt, de fel nem használt műhold-pozíciók, az ún. papírszatellitek megfigyelése, azóta bevezették a „due diligence” eljárást, melynek értelmében a nemzeti igazgatóságok rendszeresen kötelesek beszámolni a lefoglalt műholdpozíció sorsáról, a projekt állásáról.

2. SZEKCIÓ: A KONVERGENCIA HATÁSA A POSTÁRA

Érdekes és nagyon aktuális témát tűzött napirendjére a második szekció, mely a „Konvergencia hatása a postára” címet viselte. A postai szektor is a hírközléshez tartozik és a korszerű hírközlési technológiák, valamint a konvergencia erős hatást gyakorol erre a területre. A szekciónak külön aktualitást adott, hogy a konferenciát megelőző időszakban tartotta az UPU (Universal Postal Union – Egyetemes Posta Egyesület) a kongresszusát Pekingben.

A szekció keretében az európai szabályozási trendekről Fernando Toledano és Uta Klinkers adott tájékoztatást az Európai Közösség szemszögéből. Dömötörné dr. Ács Katalin, a HIF postai szabályozással foglalkozó igazgatóságának vezetője a hazai liberalizáció kérdéseivel foglalkozott, majd Budai Iván előadása hangzott el a pekingi konferencia kapcsán az UPU strukturális reformjáról. Ugyancsak az UPU kongresszussal foglalkozott dr. Kósa Zsuzsanna, a HIF igazgatója (az előadás jelen számban teljes terjedel-

mében megtalálható). Végezetül Sziráki Péter mutatta be, milyen elképzelései vannak a Magyar Postának a távközlési alkalmazásokkal kapcsolatban.

3. SZEKCIÓ: EVOLÚCIÓ VAGY REVOLÚCIÓ A RÁDIÓKOMMUNIKÁCIÓBAN?

A konferencia harmadik szekciója a rádiókommunikáció izgalmas kérdéseivel foglalkozott. Elsőként Dr. Heinz W. Hermann, a DaimlerChrysler Aerospace előadója a műholdas távközlés technológiai trendjeivel ismertette meg a hallgatókat. Az első kereskedelmi célú műhold pályára állítása óta eltelt 35 évben egy teljesen új üzletággá nőtte ki magát a műholdas hírközlés, mely ugyan még csak 1 %-át teszi ki a világ teljes telekommunikációs piacának, de az előrejelzések szerint ez az érték a következő évtizedben 5 %-ra nő.

Komoly növekedés várható a műholdas tv-műsorszórás területén, ahol a digitális csatornák megjelenése és a hatékony kompressziós technikák elterjedése lecsökkentette a csatornák bérleti díját. Szintén terjednek a szélessávú műholdas Intranet hálózati megoldások, főként a világ azon régióiban, ahol a földi infrastruktúra elmaradottsága miatt nem kínálkozik más gazdaságos megoldás. A Ku-sáv telítettsége miatt ezek a szolgáltatók inkább a Ka sávot részesítik előnyben. Ez a sáv azonban – eltérő jellemzői miatt – más technológiát igényel, mint a Ku-sáv, itt tehát alapos fejlesztési munkák folynak. Az előrejelzések a következő évtized végére mintegy 100 millió felhasználóval számolnak ezen a piacon. Ugyancsak jelentős felvevő piacnak tűnik a műholdas mobil telefonrendszerek piaca, azonban itt Hermann óvatosságra intett: szerinte ezek a szolgáltatások a jövőben is az előrejelzéseknél lassabban fognak terjedni.

A műholdas távközlés további terjedésének az igényoldal mellett fontos meghatározója a pályára állítási kapacitás megléte is. Jelenleg az egyik legnagyobb probléma, hogy az 1 kW-os műholdak helyett ma már a 10 kW-os műholdak iránt van igény, sőt a szolgáltatók már inkább 20 kW-os műholdakat látnának szívesen. Ezek pályára állítás viszont tömegük miatt nem egyszerű feladat, hiszen a mai rakéták össztömegének mindössze néhány százaléka a hasznos tömeg. Ezen tehát új hajtóművekkel – pl. a plazmahajtómű megjelenésével – lehet segíteni.

Végezetül fontos kérdés a földi vevőkészülékek árának az elfogadhatóvá tétele, mert az 1000 dollár körüli ár nem lesz széles körben piacképes. A megoldást a tömeggyártás jelentheti, ehhez azonban komoly szabványosítási munkára van szükség, melyben a szabályozásnak is komoly szerepe lehet.

Dr. Pap László a közeljövő új mobil rendszereinek világába vezette be a hallgatókat. Ez a technológiai részleteket is bemutató, de ugyanakkor mégis jól áttekinthető előadás nagyban fogja segíti a következő években a tájékozódást a megjelenő új rendszerek között. Pap professzor a hírközlés nagy fejlődési trendjeitől – globalizálódás, digitalizálódás, mobilitás és integrálódás – húzott ívet a harmadik generációs mobil rendszer, az UMTS megjelenéséig, melynek részletesen ismertette jellemzőit és a különböző egymással versengő irányzatokat.

Kitekintést adott azonban a kutatás további lehetséges irányaira is, s ezzel a távoli jövőt is felfestette a hallgatók

elő. Pap professzor szerint a harmadik generációs rendszerek megjelenése után a mobil szélessávú rendszerek kutatása kerül előtérbe a 60 GHz-es tartományban, valamint a Wireless Customer Premises Network, a hordozható számítógépes alkalmazások világa. A kutatás forró témái között említette az adaptív antennák területét, a többszintű cellás rendszerek tervezését, a WLAN technológiákat, a W-CDMA rendszerek analízisét és az ATM alkalmazását a mobil hálózatokban. Előretör a mobil számítástechnika és a mobil IP protokollok, főként a WAP alkalmazása. Pap László előadását azzal zárta, hogy ma a mobil rendszerek K+F munkáinak legfőbb hajtóereje ezek üzleti sikere. A legtámogatottabb új irányzatokból jól látszik, hogy a jövő hírközlési és informatikai rendszereiben a mobilitás meghatározó fontosságú elem marad.

Boda Miklós, az Ericsson kutatója a téma kutatási aspektusaival foglalkozott. Bevezetőjében kiemelte, hogy a világon a legdinamikusabban fejlődő terület éppen az Internet és a mobil telefonok világa. Ennek következtében drasztikusan lecsökkent az az időtartam, mely egy ötlettől a kész termékig terjed. Példaként említette, hogy a nyolcvanas évek elején kigondolt ATM a kilencvenes évek elejére lett valóság, tehát 10 év volt ez a kritikus időtartam, de az UMTS esetében ez már 7 évre rövidül, mert az 1995-ös idea 2002-re realitássá válik. Ennek megfelelően összetelődik az akadémiai kutatás, az alkalmazott kutatás és az ipari fejlesztés időskálája is. Eredményként egyre több PhD hallgató jelenik meg az élkutatások területén, hogy aztán az eredményeket közvetlenül az iparba vigyék. Ezt a folyamatot érdemes itthon is erősíteni a tapasztalt előadó szerint.

A rádiózás és a televíziózás új módszereiről Heckenast Gábor és Kissné Akli Mária tartott áttekinthető előadást (Kissné Akli Mária előadása jelen számban teljes terjedelmében megtalálható).

Végezetül a szekciót Dr. Bausz Andrea előadása zárta, mely a harmadik generációs mobil rendszerekkel kapcsolatos legújabb eredményeket ismertette. Ebből kiderült, hogy az optimista előrejelzések szerint 2005-re az adattáviteli szolgáltatások igénybevétele azonos mértékű lesz, mint a beszédcélú igénybevétel. Megismerhettük az európai UMTS bevezetés ütemtervét is, mely szerint a phase 0, a pre-UMTS a következő 2-3 évben kerül bevezetésre, míg a phase 1, a harmadik generációs UMTS rádiós interfész GSM GPRS törzshálózattal 2002-től kerül bevezetésre.

4. SZEKCIÓ: A FREKVENCIAGAZDÁLKODÁS KIHÍVÁSAI

A negyedik szekció a frekvenciagazdálkodás területét vette nagytól. Josef Huber, az UMTS Fórum képviselőjében a harmadik generációs rendszerek spektrális kérdéseivel foglalkozott. Előadásából kiderült, hogy az UMTS Fórum intenzíven foglalkozik az UMTS rendszer frekvenciaigényeinek felmérésével és ennek a munkának az eredményeként már most látszik, hogy a szolgáltatás céljára biztosított sáv szélességet növelni kell. A jelenlegi második generációs GSM szolgáltatásra kijelölt sávjai ugyan még lehetővé teszik a beszédalapú szolgáltatások kiszolgálását 75–80 %-os lefedettséggel, azonban a megjelenő új multimédia szolgáltatásokra már szükséges az ITU/IMT 2000 számára kijelölt új sáv. Ez azonban csak 2005-ig elégíti ki

a követelményeket, úgy néz ki, hogy 2010-ig földi viszonylatban további 187 MHz sáv szélességre, míg műholdas viszonylatban további 30 MHz sáv szélességre lesz szükség Európában. Ezek a kérdések már a WRC 2000 konferencián élesen felmerülhetnek. Huber igen pozitívan értékelte, hogy az ITU-R 1999 márciusában a brazil Fortazala-ban tartott konferencián az IMT 2000 számára újabb 160 MHz sáv szélesség allokálásához járult hozzá világméretben. Európa már be is jelentkezett a 2520–2670 MHz-es sávra.

Dr. Grád János a WRC 2000 számára készülő egységes európai javaslatot mutatta be. A WRC (World Radio Conference) hozzávetőleg 3 évenként ül össze, az utolsó WRC 1997-ben Genfben volt, míg a mostani ülésre Isztambulban kerül sor 2000 áprilisában. Egyetlen feladata a Nemzetközi Rádiószabályzat egyeztetése, kezelése. A Rádiószabályzat azért kiemelten fontos, mert tartalma a világ teljes távközlésére meghatározó jellegű. A részt vevő országokat nemzeti delegációk képviselik, de a nagy európai távközlési szervezetek önállóan is részt vesznek az ülésen. A WRC 2000 várható résztvevőinek a száma 1500 körül lesz. Magyarországot a KHVM helyettes államtitkára által vezetett nemzeti delegáció fogja képviselni. Mint Grád előadásából kiderült, Magyarország az európai javaslatok kidolgozásában aktívan részt vesz, így most például az UMTS ürszolgáltatás, a műsorszóró műholdas szolgáltatások témakörében, valamint a földi alkalmazások terén a HDFS (High Density Fixed Service) szolgáltatások és a UMTS európai változatának kidolgozásában minden szegmensben érdekelt vagyunk.

Az utolsó két előadás azokról a Hírközlési Főfelügyeleten belül végzett projektekről szólt, melyek a hatékony frekvenciagazdálkodás eszközeinek kiépítésére irányulnak és nemzetközi mércével mérve is korszerű, jól kezelhető rendszert kínálnak a frekvenciagazdálkodással foglalkozó, tervezést, engedélyezést, mérést végző munkatársak számára. Dr. Pados László a frekvenciagazdálkodás szoftver eszközeiről, ezen belül is a megvalósítás alatt álló frekvenciamentesítő rendszerről, az FMS-ről tartott előadást (Dr. Pados László előadása jelen számban teljes terjedelmében megtalálható).

Tomka Péter, a HIF mérőszolgálati igazgatója a mérések szerepét mutatta be a frekvenciagazdálkodásban. Előadása bevezetőjében nagyon jó áttekintést adott a frekvenciagazdálkodás infrastruktúrájáról, majd a mérőszolgálati rendszer felépítéséről. Tomka ezután egy Galilei idézettel világította meg az igazgatóság előtt álló feladatokat: „ami mérhető, azt mérd meg, ami nem mérhető, azt tedd mérhetővé”. A több száz éves idézet a mai gyakorlatban bonyolult mérőműszerek beszerzését és hatékony algoritmusok

kidolgozását követeli meg, amihez persze tudni kell, hogy miért, mit, mikor, hol és mivel mérjenek. Az öt kérdésre megkeresve a választ, körvonalazódik az a rendszer, mely a mérőszolgálat feladatainak hatékony ellátásához szükséges. A rendszer megvalósítása SIMON (Spectrum, Interference, MONitoring) projekt néven indult meg a Hírközlési Főfelügyeleten. Tomka Péter előadása további részében ezt a projektet ismertette. A rendszer a 20 MHz – 3 GHz tartományban kezdi meg működését, de bővíthető a megfigyelt tartomány 9 kHz-től egészen 40 GHz-ig. A vizsgálható adásmódok között egyaránt szerepelnek analóg és digitális műsorszóró és kommunikációs szolgálatok, FDMA, TDMA, TDD és CDMA rendszerek. A SIMON mintarendszer – 2 mobil és 2 fix állomással – már 2000 áprilisában megkezdte működését, míg a teljes országos rendszer a mintarendszerrel szerzett tapasztalatok beépítésével 2001-ben vagy 2002-ben lesz kész.

INFOKOMMUNIKÁCIÓS TRENDEK 2000: KÖZÉPPONTBAN AZ INFORMATIKA

A konferencia Dr. Sallai Gyula vezette Szervező és Program Bizottsága úgy döntött, hogy a 2000. évben folytatja a sorozatot és ismét megrendezi az Infokommunikációs Trendek konferenciát. A rendezvényre október 12-én és 13-án kerül sor és változatlanul négy szekcióban foglalkozik aktuális kérdésekkel. Az első szekció ez alkalommal is a technológiai és szabályozási trendek általános kérdéseit tűzi ki témájául, azonban a konferencia súlypontjába ez alkalommal az informatika aktuális kérdései kerülnek. A második szekció az informatikai szabályozás problémakörét fogja körüljárni. A téma nagy érdeklődésre tarthat számot, mert az elektronikus kereskedelem és az on-line bankműveletek elterjedése csak akkor várható, ha a digitális aláírás, a hitelesítés és a biztonság kérdése mind műszaki, mind jogi szinten rendezett. A harmadik szekció a hírközlés és az informatika egy igen erősen konvergáló és rohamosan terjedő területét, a mobil Internet elérés terén mutatja be a nemzetközi és hazai helyzetképet és a legújabb eredményeket. A témának különös jelentőséget ad, hogy Magyarországon is erős érdeklődés mutatkozik a WAP (Wireless Application Protocol) alapú szolgáltatások elindítása iránt, s több mobiltelefont fejlesztő, gyártó cégnek is Magyarország az egyik kutató-fejlesztő, illetve gyártó bázisa. Várhatóan ezzel párhuzamosan a mobil tartalomszolgáltatás is megjelenik a hazai piacon, tovább szélesítve a konvergencia által érintett területeket. Végül a negyedik szekció az elektronikus kereskedelem – vagy általánosabban az e-business – témaköréből merít.

Bartolits István a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán 1978-ban szerzett oklevelet, majd 1980-ban Híradástechnikai Szakmérnöki oklevelet. A BHG Fejlesztési Intézetében fejlesztőmérnökként, majd osztályvezetőként foglalkozott tárolt programvezérlésű telefonközpontok szoftver rendszerének fejlesztésével. 1983-ban integrált távközlés témakörben doktori fokozatot szerzett a BME-n. 1994-től a BHG Alközponti Ágazatában, majd a BHG TELCO kft.-nél projekt menedzserként dolgozott. 1998 óta a Hírközlési Főfelügyelet elnökhelyettesi tanácsadója. Az In-

fokommunikációs Trendek konferencia Szervező és Program Bizottságának a tagja. 1978 óta a Hírközlési és Informatikai Tudományos Egyesület tagja, 1990 óta megszakítás nélkül az Intéző Bizottság tagja, jelenleg főtitkár-helyettes. 1993-1999 között a Távközlési Mérnöki Minősítő Bizottság alelnöke volt. Egyesületi munkájáért 1990-ben és 1999-ben Puskás Tivadar emlékérmét, 1993-ban HTE Aranyjelvényt kapott. Számos szakcikk, tanulmány, koncepcióális előkészítő anyag szerzője, 1990 óta a Híradástechnika folyóirat szerkesztője, rovatvezetője.

SOFTWARE TOOLS FOR EFFICIENT SPECTRUM MANAGEMENT

LÁSZLÓ PADOS

COMMUNICATION AUTHORITY, HUNGARY
H-1015 BUDAPEST, OSTROM U. 23-25.

The basic purpose of spectrum management is to give efficient frequency usage and to minimise interference effects of near distant co- and neighbour frequency transmitters. The increasing use of new technologies has produced tremendous opportunities for country's economy, have spurred greater interest and demand for the limited spectrum resource. Without efficient spectrum management it would take years to assign, co-ordinate and licence all those frequencies. But considering the enormous pressure from the communication market and the users, all work has to be completed within months. The whole activity has to be based on computer supported engineering calculations and effective data access. The main objectives of this article are to summarize the functions of an efficient frequency management system(FMS), to introduce the system concept of the Hungarian FMS and the features of the engineering tools. This subject was presented at the International Conference on Infocommunication Trends '99 held in Budapest in September, 1999.

1. INTRODUCTION

Spectrum management has operated eves since we were able to emit electromagnetic waves on defined frequencies with controlled power. The basic purpose is to give efficient frequency usage and to minimise interference effects of near distant co- and neighbour frequency transmitters.

Government controlled organisations are responsible for deciding which frequency is to be used by whom and at which location. These regulators also control the power, antenna height and type, and other technical parameters.

The basic of this work: frequency planning, co-ordination rules, calculation procedures.

A regulator's job is very complex. It is necessary to combine a deep technical knowledge with national and international politics and to organise this work very effectively in order to ensure all negotiations and administrative matters take up no more time than is absolutely necessary.

Without efficient spectrum management it would take tens of years to co-ordinate all frequencies.

But considering the enormous pressure from the telecommunication market and the users, all work has to be completed only one or two years, sometimes even months. Therefore the need for efficient tools, permanently updated on the basis of the latest agreements and recommendations is obvious.

2. SPECIFIC FUNCTIONS OF THE FMS

2.1. Operational requirements

- *Application processing*

This function should support the data entry of an application for wireless service. This can be an application

for new service, for modification to an existing licence, or modification to a pending application. The applications should be processed sequentially through the following steps: check that all information is included and the fee paid; check specified equipment; check channel availability; check administrative compliance. If any of these checks fail, a standard letter should be produced for the applicant indicating the nature of the problem. If the proposed site is located within a region of international co-ordination (i.e. border area), the system should produce a request for international co-ordination complete with all the data required by ITU or by bi-lateral agreements with neighbouring administrations.

- *Frequency allocation plan/channel processing*

This function should support the processing and analyses required to approve a requested frequency channel, or to respond to a request for international co-ordination from a neighbouring administration. This function may also be used to investigate the availability of open channels in the spectrum.

- *Licence processing*

This function should support the following activities:

- issue a licence that has been indicated as ready;
- renew an existing licence for which all conditions of renewal have been satisfied;
- increase the fee for an existing licence;
- terminate a licence for non-compliance with existing requirements for operation; query the database to locate one or a group of licences.

- *Fee processing*

This function should support the management of financial tasks, such as recording of fee payments, production of invoices, and production of financial statements in statistical or individual format. It should also allow the setting and changing of fee rates.

- *Report processing*

This function supports the query of the database and production of reports in graphic or text form. The FMS should have a number of standard reports and standard letters, and should also support the production of custom reports as specified by the operator.

- *Reference tables processing*

This function should support the review, update and printing of all reference tables used by the system. The system administrator should be the only person with the authority to view or modify any table in the system. Equipment tables, such as antennas, transmitters; receivers may be viewed by all operators, but should be modified only by technical personnel. The security access table should only be viewed and modified

by the Director of Frequency Management and the system administrator. The frequency allocation table, which defines frequency plans used by the system, may be viewed by all operators, but should be modified only by the Director or the system administrator.

- *Security processing*

This function should restrict access to specific data records or to certain types of transactions to only those operators who have the proper security access level. The required security levels should be built into the design of the FMS. The allocation of operators to one of several security levels should be controlled by the password table or other mechanism created as each operator is registered by the system administrator.

- *Transaction processing*

This function creates a record in the database, registering the date, time and identity of the operator who performs each transaction, such as administrative approval of a licence, for instance. The system should also ensure that the operator attempting the transaction meets the security access criteria, and that all necessary preceding transactions have been completed. For instance, a request for international co-ordination should not be issued until the fees have been paid, the equipment has been approved, and the in-country frequency assignment has been completed. This function should also prevent an operator from repeating a transaction, which has already been completed once. The transaction processing implemented by the FMS should guarantee the integrity, reliability and recoverability of the database.

2.2. Record keeping requirements

The FMS should support a database containing frequency assignment data and information concerning individual licence holders.

An individual, a supplier, a service provider or an operator may be prohibited from marketing or operating telecommunication equipment without assignment of an applicant/grantee code. The applicant fills in a request form; the user enters the legal company name and address into the records. A code is permanently assigned and is valid only for the party listed. This applicant/grantee code is used for equipment authorisation and then for operating applications. The owner list is the foundation for Invoicing, Fee type and Licensing control.

2.3. Engineering analysis requirements

The FMS should automatically identify interference-free frequencies for an applicant if such a frequency is available; if not, it should identify the acceptable interference case. Such automatic techniques should be included where practicable. The process is to use appropriate calculations in conformity with commonly used interference assessment methods, frequency-distance functions or tables that allow for the user specification of minimum acceptable distance separations for co- and adjacent channels for each service in each band. It should also be possible to analyse a specific proposed frequency assignment using the same models to determine

its interference potential. An option to calculate the power density from a transmitter should be provided.

This module provides tools to assist frequency assignment.

Six types of analysis tools should be provided: Broadcast Analysis tools, HF Analysis tools, VHF/UHF Analysis tools, Microwave and SAT Analysis tools, Intermodulation Analysis tool, and EMC Analysis tool.

2.4. Border co-ordination

The FMS should identify licence applications requiring border co-ordination and automatically create a co-ordination document to be used for co-ordination with bordering administrations. The ITU recommends international co-ordination for certain frequency assignments, depending essentially on the frequency (and power) of the transmitter.

The system should enable the identification of license applications requiring border co-ordination. For this purpose, the field strength coverage in the bordering countries' transmitters should be calculated, as well as interference. In this manner, the system should support interference calculations and prints forms for co-ordination.

The system should automatically identify whether stations under evaluation are located in a co-ordination zone using a GIS-based map. It should also provide a query function to enable on-line viewing of co-ordination data and status of selected co-ordination records using user-specified parameters.

2.5. Notification to the Radiocommunication Bureau

The system should automatically identify applications requiring BR notification and create appropriate notification forms suitable for submission to the BR.

2.6. Monitoring

The FMS should provide spectrum management data to assist the monitoring stations.

In accordance with Recommendation ITU monitoring assists spectrum management by being the eyes and ears enabling the verification of proper technical and operational characteristics of authorised (and unauthorised) transmitters, the detection and location of unauthorised transmitters, the identification and resolution of interference problems, and the validation of propagation and sharing models.

Penalties may be enforced on licensees whose emitting parameters are different than in the database of authorised stations. The System should provide spectrum management data, tasks and priorities to the monitoring stations. The data is essential for comparing the monitored signal (in a particular frequency channel within a certain geographic area) to the licensed data, and to draw attention to discrepancies and ensure their correction.

2.7. Reports generation

The FMS should be capable of producing a number of built-in standard notices, invoices, correspondence, text

format reports, and graphic reports, available to the operator via the Report Processing function. In addition, the system should be equipped with all the tools required to produce custom reports, using only simple operator commands.

2.8. Geographic map display functions

The FMS should include the software for the storage, processing and display of geographic data and terrain/topography data. The system should be capable of accepting map data in standard formats. The Frequency Management System should be capable of storing, processing and displaying of the digital map.

On the base of topographic data the system should calculate the estimated field strengths for any contour from the transmitter.

3. GENERAL DESCRIPTION OF THE HUNGARIAN FMS

In 1998 Communication Authority called for tenders for purchasing of a complex FMS. The winner of the tender is L&S Hochfrequenztechnik GmbH, Germany.

In order to better understand the whole system concept, we provide an overview on the whole spectrum management software system, which could be offered from L&S.

The spectrum management system is a fully integrated solution incorporating detailed engineering, national and international co-ordination procedures (CHIRplus_/ADMINxx, MULTI-/ADMINlink), full administrative licensing and fee collection, workflow control (SPECTRAplus) and a link to interface with monitoring equipment and perform evaluation of monitoring data (MONITORplus) (see Fig. 1). To make data comparable the System incorporates the BROWSER Database, comprising a highly sophisticated data-model to handle data entries for all services and frequencies. All software packages have the facilities to update the common Browser database whenever a change in the service specific database has been carried out. In that way the Browser's data content stay consistent and every user has permanently all relevant data directly at his desk.

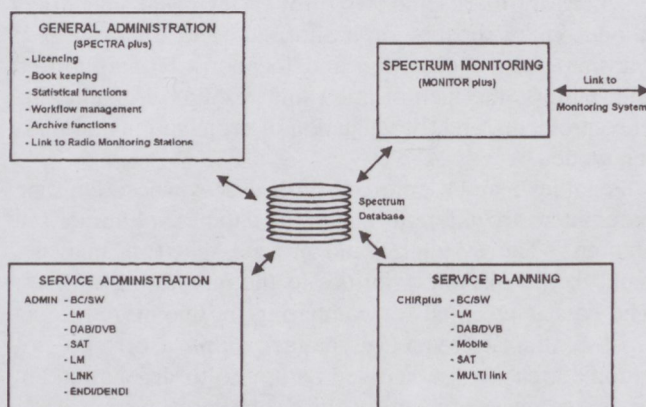


Fig. 1. System Overview

The FMS system delivered by L&S consists of the following software tools:

3.1. SPECTRAplus

It is a comprehensive tool for administration. A basic SPECTRAplus idea is the modularity. All the needed tool modules and software packages are combined under a SPECTRAplus shell and can work together.

Features

- High capacity multi-user database
- Data security via access control
- High flexibility datamodel
- Link to radio monitoring stations
- Billing and bookkeeping functionality
- Printing of licensing forms, reminders and credit notes
- Full report on license approval tests
- High quality documentation of results
- Project tracing, workflow management, user guidance
- Data entry works for each service
- Interface to customer data
- Deadline management
- Archives functions
- Multilanguage ability
- Statistical functions

3.2. CHIRplus_SAT

CHIRplus_SAT offers special functions for the planning and analysis of satellite links and beams in the broadcast satellite band. The calculations of power flux density and link parameters of the uplink/downlink budgets use free space propagation including atmospheric and rain attenuation as well as depolarisation loss. Standard broadcast transmitter and receiver antenna patterns as well as test point descriptions of coverage areas are available. The software calculates the coverage and the beam contours and displays them as vectors on world map projections, or simultaneously also writes the result in a text window. Using procedures and technical data defined in the WARC 77 Plan for Satellite Broadcasting in Regions 1 and 3; it is possible to verify the influence of new assignments on the existing plan, and to analyze the situation of a beam frequency already existing in the plan. Moreover, the co-ordination contour around an earth station can be calculated acc. to ITU Regulations AP28.

Features and Highlights

- Database for satellite and beam data, Earth station, antenna pattern, test points, vectors, etc.
- Advanced spreadsheet functions
- World Window with Mercator, Polygonal, Mollweide, Equatorial Orthographical Projections
- Visualisation tools to display sub satellite points, Bore sight, test points, etc.
- Calculation of beam and coverage contours
- Check of power flux density limits
- Interference analysis
- Link budget for uplink and downlink (using free space propagation, atmospheric and rain attenuation, depolarisation loss)
- Calculation of co-ordination contour as per AP28

3.3. CHIRplus_Broadcast

CHIRpIusBC is a powerful and flexible tool for the planning and co-ordination of broadcast transmitter stations in the frequency bands I-V. It can be used by operators as well as by regulators to analyse existing networks, plan new frequencies, or make the necessary co-ordination calculations according to international agreements.

Features and Highlights

- Powerful transmitter database containing international and national frequency plans
- Graphical user interface
- Advanced map handling
- Display of stations and calculations on selectable background maps
- Field strength prediction acc. to ITU-R 370
- Terrain based propagation models including diffraction effects
- Contour calculations
- Interference calculations
- Various multiple interference calculation algorithms (power sum, SMM, log normal, simplified log normal)
- Network processor
- Frequency scan
- Co-ordination tools
- Multi-user information database
- Import filter for ITU plans of IFRB CD-ROMs
- *Direct read from Weekly Circular (WIC) disks from ITU*
- *Automatic database update from VIC*

Implemented Recommendations and Regulations (Excerpt)

- ITU Rec. 470 5/6
- CCIR Rep. 239
- CCIR Rep. 945

FM:

- Geneva Plan 84
- ITU Rec. 412
- ITU Rec. 599

TV:

- Stockholm Plan 62/Geneva 89
- ITU Rec. 417
- ITU Rec. 419
- ITU Rec. 655
- CCIR Rep. 624

Available Extensions

- Population analysis
- User definable protection ratios
- DAB and DVB extension
- LF/MF frequency range coverage

3.4. MULTIlink

The planning and optimisation tool for microwave networks

The graphical user interface and the full use of geo data (overview maps, topography, land use) enable the user to design microwave networks in a most efficient way.

MULTIlink is an aid in optimising individual links (e.g. path loss calculation, availability calculation) as wide as in network-wide analyses (interference calculation, channel assignment).

MULTIlink is available as a standalone package and as an extension module to SPECTRApIus.

Features

- Powerful database containing sites, links, receivers, transmitters, antennas, devices, frequency rasters, etc.
- Graphical user interface
- Advanced map handling
- Display of sites, links, and interferes on selectable background maps
- Determination of reflection points
- Terrain and field strength profiles, Fresnel zone
- Calculation of free space loss, atmospheric absorption loss, rain attenuation, clear air fading loss, obstruction loss
- Area wide field strength prediction
- Availability calculations considering rain and multipath
- Worst months statistics, annual statistics
- Analysis of long-term and short-term interference's
- Improvement factor acc. to space and frequency diversity
- Creation of microwave link reports
- Point-to-multipoint database and planning features
- Satellite-earth station co-ordination

3.5. CHIRplus_LM

CHIRpIus_LM is the tool for the planning, selection, and co-ordination of frequencies for all sorts of land mobile services. It has been developed especially to meet the needs of Regulating Authorities. Due to their obligation imposed by the ITU to co-ordinate their frequency spectrum acc. to specific agreements (e.g. Vienna Agreement, regional agreements), these Authorities are required to use a software package, which takes into account these Agreements.

Features

- Powerful databases containing sites, transmitters, antennas, frequency pool, etc.
- Graphical user interface
- Advanced map handling
- Display of stations and calculations on selectable background maps
- Assignment of frequencies in accordance with: frequency range and international agreements
- 4 different frequency assignment methods
- Area-wide field strength prediction
- Contour calculation
- HCM integrating shell
- Time guarding system in compliance with Vienna Agreement
- Lattice maps with link to frequency database
- User-editable frequency plans

4. ENDI AND DENDI

ENDI and DENDI are database oriented co-ordination tools for GSM 1800 and GSM 900 mobile systems. Administrations can comply with their federal duties by carrying out co-ordination calculations in an efficient and time saving way. Co-ordinating 1,000 new stations now are a

job of one day. Operators will set up their network much faster. Checking their new base stations in advance before sending an application to the regulator. This ensures that their co-ordination request will be successful.

Due to integrated test procedures for mutual and bilateral agreements, whole networks or parts of them can be tested against other networks in order to avoid interference problems.

Features

- International co-ordination with neighbouring countries
- National co-ordination between interfering services
- Borderline checks, calculation against monitoring stations, relay stations, aeronautical stations
- Vienna Agreement for GSM 900, and GSM 1800 are included (harmonised calculation method, international import/export format, standardised codes for antenna pattern)
- Different modes for single step and automatic calculation
- Detailed calculation results in log files
- Various data exchange formats
- Printout of form sheets
- Plots of terrain profiles
- Database for base stations and mobile stations, monitoring stations, relay stations, antenna pattern, preference frequencies
- Sophisticated database search functions

4.1. MONITORplus

MONITORplus provides the interface between the SPECTRAplus licencing database and monitoring measurement results.

It could be applied centrally or in mobile monitoring stations in order to access and visualise contents of the transmitter database and monitoring results.

MONITORplus allows the visualisation of transmitter data on maps and it furthermore provides an automatic link between transmitters and measurements, useful, e.g. too easy identify illegal emissions. Also monitoring orders can be created, sent and administrated by this tool.

5. DVB-T/T-DAB CO-ORDINATION MACRO

Special tools in order to get full automatic co-ordination functionality's according to Chester and Wiesbaden agreement.

5.1. CHIRplus_Mobile

CHIRplus_Mobile is the new state-of the-art tool for the design, optimization, and evaluation of any mobile network (GSM 900, GSM 1800, GSM 1900 (PCS), DECT, TPIVIR, NMT, ANIPS, TACS). Besides its extensive analysis and optimization capabilities, this tool sets a new standard in user interfacing and handling right now into the market. Apart from the design of a mobile network, the tool is tailored to support the following tasks:

- early project studies,
- license applications or offer phases first rollout,
- detailed network phase planning including site management,
- network optimization from the subscribers' and operators' point of view,
- interfaces to the hardware installation (BSS parameter generation).

Frequency Management Software System is installed at the HIF headquarters (Ostrom utca and Visegradi utca) as well as at the Regional Centres. In accordance with the types of the software tools there are different computer configurations (planning and administrative computers) (see Fig. 2).

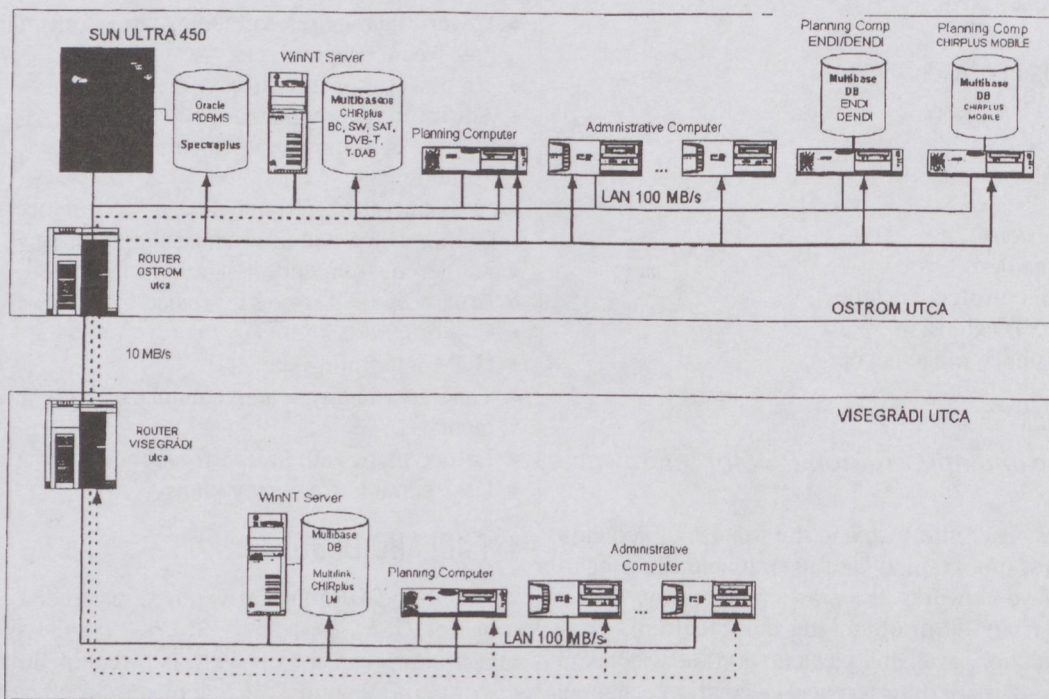


Fig. 2. Hardware architecture for FMS

6. UPDATING

Spectrum Management Organisation is never static. On the one hand, new recommendations and international agreements are introduced, forcing countries to react and change the calculation processes. On the other hand, there are national needs such as changes to laws, the

integration of new services into the frequency plan and assigning frequencies for them.

As a result, the software needs to be imperative that a permanent update service is offered, providing up-to-date information on international regulations and recommendations.

A HATÉKONY FREKVENCIAGAZDÁLKODÁS SZOFTVER ESZKÖZEI

PADOS LÁSZLÓ

HÍRKÖZLÉSI FŐFELÜGYELET
1015 BUDAPEST, OSTROM U. 23-25.

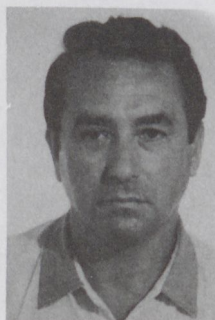
ÖSSZEFOGLALÓ

A frekvenciagazdálkodás fő célja, hogy hatékony frekvenciafelhasználást biztosítson és minimalizálja a káros interferenciás hatásokat. Az új technológiák hatalmas lehetőséget nyújtanak egy ország gazdasága számára, és új követelményeket támasztanak a korlátozott spektrumforrással szemben.

Hatékony spektrumgazdálkodási eszközök nélkül a frekvenciák kijelölése, koordinálása és a rádióengedélyek kiadása évekig tartana. A telekommunikációs piac óriási igényeit figyelembe véve ez nem elfogadható. Ezért az egész tevékenységet számítógéppel támogatott, központi adatbázishoz kapcsolódó mérnöki számításokra kell építeni.

A cikk fő célja, hogy összefoglalja egy korszerű frekvenciagazdálkodási szoftver rendszer (FMS) fő funkcióit, és bemutassa a magyar FMS kialakításának koncepcióját, valamint a rendszer egyes elemeinek jellemzőit.

Az előadás az Infokommunikációs Trendek '99 Nemzetközi Konferencián hangzott el.



László Pados has graduated at the Technical University of Budapest, obtaining MSc degree of Electrical Engineering. He received Ph.D. degree of Electronic Warfare (EW). He is now the member of Communication Authority, Hungary. His professional experience is as follows: from 1969 to 1996: network designer (MoD), head of department of EW (MoD), counsellor (Electronic Directorate), had of the department of frequency licencing and co-ordination (MoD), member of Frequency Management Directorate, Communication Authority, Hungary, respectively.

THE POSTAL SECTOR AFTER THE BEIJING CONGRESS OF THE UPU

ZSUZSANNA KÓSA

COMMUNICATION AUTHORITY, HUNGARY
H-1015 BUDAPEST, OSTROM U. 23-25.

Postal sector is now at the midway of expected changes. Diversification of customer needs and information technologies lead to technical modernisation. Growing competition leads to globalisation and strategy group forming. These inevitable changes drive UPU to an institutional reform, but it goes with debates. In this process there will be winners and losers also.

1. IMPACT OF GLOBAL TRENDS ON POSTAL SECTOR

1.1. Globalisation of commerce

Globalisation of commerce is a crucial trend for postal sector, because it is coming from the customers' side.

The power of large customers is growing. As the postal operation is integrating into other commercial activities (like home shopping or logistic services), the trend of globalisation would impact on postal services too.

1.2. Information technology

The usage of information technologies is a spreading tendency. Postal sector is one of the information intensive industries. It is natural; that changes in information technologies would change the technology of posts both internally and in their customer contacts too.

Once information technology is developed, new services can be offered to the customers. For example: tracking and tracing through Internet, fast hybrid business-mail, or electronic commerce. Development of postal financial services is mainly based also on modern information technology: just as postal giro systems, etc.

1.3. Liberalisation of services in general

Liberalisation of the commercial services all over the World, based on the WTO/GATS Agreement, would impact also the postal sector. Even though some countries do not want to open their postal market.

Postal market has the growing competition of substituting services. When express-courier and financial services are liberalised and postal services are not liberalised, a possibility of cherry picking from the market is opened for them. Services, having the same market basis should be re-regulated together or at least in a co-ordinated way. In case, when one of these services have universal service obligation, substituting services are supposed to be registered, and contributing to the cross-subsidy of the obligatory services.

1.4. Forming strategic groups

Growing competition and commercial globalisation causes a process to form strategic groups. This has happened in other service sectors, like telecommunications, flight-transport and finances too. Postal sector can be considered as an integrator of transport, telecommunication and finances. It is obvious, that the trend of forming strategic groups would reach this sector too. But now this sector is at the beginning of this capital concentration process yet.

The sector has four major Global Integrators; they are famous international courier companies, mainly from USA. Only two of them have partnership with traditional post. It is rather difficult to combine the interests and build up a stable partnership, because traditional posts are strongly controlled by national states, and private courier companies must meet their shareholders expectations. But in order to win in the future, interested stakeholders should have long-term objectives and understand the other side also.

2. TRENDS WITHIN POSTAL SECTOR

2.1. Universal access and service

The main advantage of the modern postal sector is the personal accessing network from person to person all over the world. It is called positive external effect, and it has social advantages for other sectors: like commerce, transport, environment, etc.

UPU also talks about universal accessibility, which means: geographically extended postal service network from persons to persons with a small range of traditional postal service products, but continuous and spread in the whole country. This category is mainly used for low-income countries (below 1.000 USD/capita). These countries announced, that more than two-third part of the population has access to the postal network, but less than one-third part of the population has possibility to reach telecommunication networks.

Middle income and high countries (over 1.000 USD/capita), combine accessibility with affordability, and talk about universal services. That means: there is a defined range of services, which must be provided not only continuous and spread in the country, but also at affordable prices. When affordable price means lower price than a commercial price should be, than some kind of cross-financing mechanism must exist, even within the postal operator or outside of the company.

On the Congress there was a contribution by France about universal service. In that approach, it means access, permanency, quality, liability, security of information, etc. They proposed some international funding System for that, but it was not clearly set up there.

2.2. *Wider and changing product scale*

Representing the widening product scales, and in order to compete with courier services it was a change of product definition: change from content to delivery time. Differentiation was on content of mailed items: letters, parcels, printed materials, etc. Now it is changing for due time of delivery: normal delivery, guaranteed for day, guaranteed for hour delivery.

Financial services are also products of postal network. International monetary organisations (World Bank) want to extend the Global financial markets, so they insist to have more financial services like cash or credit-card handling, giro, savings, etc.

There is a possibility to introduce new services based on information technologies. Hybrid mail is a good example. Based on this technology, business and direct mail can be faster than the traditional mail, but it can reach larger scale of customers than the direct telecommunication and information networks. These are mainly small companies or customers from developing countries.

2.3. *Standardisation and technical co-operation*

There is an urgent need for standardisation of services and their information. Standards of addressing, covering, delivery time etc., are crucial, because of global competition with the Express Courier companies. If the postal sector causes extra costs for the customer, or uncertainty on the provided quality, would surely lose in long term. Technical co-operation helps standardisation; standardisation help economic scale and scope of services, and modern technology produce better quality. This is a chance for win on the market.

2.4. *Reliability, safety and security*

International community is interested to improve quality of international services. Within EU it is called cross-border services. Quality in postal sector consists of many factors: accessibility and liability of services, assured delivery time, information about the services, and security of the information about the services. All these features can be called as reliability.

On the Beijing Congress it was one of the questions what should be the penalty in the case of lost or damaged postal items. Some of them wanted to have an insurance rate; others wanted flat rate penalty in case of losses.

Safety of cash handling is essential in order to extend financial services in rural areas and also internationally. Spreading information technology would help to increase safety. As one of the consequences, security of information becomes more and more important. Postal services are to make their information and any other transactions safe against crime and terrorism. Privacy defence is also a crucial requirement. Postal operator knows just everybody,

but it is not supposed to loose or sell this information about the client.

3. UPU AND ITS' CONGRESS

3.1. *UPU as professional organisation*

UPU now it is an inter-governmental organisation, based on a multilateral agreement called UPU Convention. It can be considered also a Global network with a multilateral accounting System. The quality of this network depends on the weakest part of the chain. International quality measures have become more and more important.

This Global network must have also standardisation, but its phase is earlier than it is in other sectors. Standardisation is the key to upgrade the quality of services.

UPU is an intergovernmental organisation, and sometimes it has to solve its professional duties influenced by political problems too. On the Congress one of these issues was the reestablishment of postal traffic between South Korea and North Korea. The negotiations still continue on this topic.

UPU begins to deal with regulatory issues and postal policy also. It comes from the fact, that in the developed part of the world operation and regulation has already been separated.

3.2. *National responsibilities*

As member states of the UPU, states are responsible for the international postal traffic and accounting, independently from their internal approaches. As national governments, there are different approaches to the responsibilities of the states and governments. For their citizens they are expected to provide universal access or universal service in the postal sector.

Some of them organise directly the postal operation as a state entity. This is the case of the less developed countries.

Others make clear postal regulation as a governmental duty, and give the postal operator commercial freedom. That means: they separate postal regulation and operation. Regulation remains the duty of government, and the operator is allowed to become a modern corporate. This is the case in EU member states.

Some countries like New Zealand and USA think that postal sector mainly can be handled under fair competition rules.

Developed countries have to face with strong competition in their postal market. They speak about transparent cross-subsidies for universal services. These cross-financing methods should be set up at national level.

3.3. *Regional issues*

UPU has geographical restricted unions like Europe, Arabs, Caribbean, etc. The real lobbying and decision making processes were in these restricted regional groups on the Congress.

The European group consists of two regional organisations like CERP & POSTEUROPE, since in Europe the separation of Regulation and the Operation is already

done. European operators have POSTEUROPE and European Regulators have CERP as their own organisations. It was expected to vote due to the common position of the Europeans.

European Union as a regional economic integration of countries has a special situation concerning to UPU. EU itself is not a member state of the UPU, and it could participate on the UPU Congress only as an observer. But according to EU's internal rules, EU member states were obliged to harmonise their votes and opinion. For the accession countries to the EU was also expected to vote together with EU.

3.4. Main topics of UPU Beijing Congress

"Universal service to meet social needs" was the slogan of the Congress. Less developed countries had strong expectations of international funding System.

Customer focus, quality of services and regulatory issues were major topics on the table of the Congress. These issues came from the market oriented and developed part of the world.

Concerning quality of postal services, the secretary general has the right and duty to claim to the national governments, when a country does not fulfil the quality requirements (for example a large percent of mail is lost or damaged).

The Congress has changed the terminal due System of the international letter and parcel traffic. There are two categories of UPU member states: developed and developing countries. They pay different amount of money for the cross border mail delivery. This is one step toward cost based terminal due System, which is a desire of high-income countries.

Postal policy changes became important. There was a hot topic on the Congress: let or exclude private mail operators to participate in UPU. Different proposals tried to achieve the same goal: modernisation of the sector internal rules and to make a set up consultation for all interested parties.

4. VISION OF THE POSTAL SECTOR

4.1. Development of technology and postal market

Development of technology will cause some inevitable changes in postal sector. Service products may have more diversity and better quality. The state of the art technology needs more invested capital and less human manpower. The ratio between invested capital and human resources would change. On the other hand, postal operators would need more skilled computer literate employee, to handle these modern technologies.

New services and new types of customer contacts would also induct need for training in postal operator companies. Operators would spend also a lot of money to inform and educate their customers, how to use modern but standardised postal services (standard packaging, standardised address writing etc.)

As a consequence of all these effects, economic models and price calculations should also be changed.

4.2. Redefined relation to telecommunication

Post and telecommunication sector just recently has been separated. In the near future, there will be a reintegration process but with different approach. Postal sector will be the big customer for the telecommunication sector in a just liberalised and supply driven market. That means: instead of substituting competition postal sector may become a powerful large customer. These two, twinning sectors of communication should put their abilities together again in order to serve customer needs better. From the postal side this step can be considered as backward integration of its' value chain.

4.3. Growing electronic commerce

For postal sector, the biggest new chance and challenge is the electronic commerce. Telecommunication networks are to handle orders and information from the customer. But physical delivery is not possible through electronic networks. Postal operators may participate in electronic commerce in two different ways. First way is that: as universal service providers, they are natural partners of the home shopping service providers. In this case postal operator is used as a marketing channel for consumer goods. The second way is, that postal operator itself steps into these commercial services. This would be (according strategic theory) a forward integration of the postal value chain.

4.4. Spreading financial services

Extension of postal financial services may contribute to the viability of the postal operator, in order to extend or maintain the postal network. On one hand, postal financial services must be simple and understandable for a mass market. On the other hand, financial services and products are to be built for personal needs. These requirements can be fulfilled by modularity of the financial services. Theoretically financial services can be also considered as forward integration of the value chain. The core value chain of the postal operator is transfer of financial information or cash physically; the addition is reliability and knowledge about the financial product.

4.5. Separation of operation and regulation

In many countries, ownership and regulation of the postal operator still be in one hand. Regulation is responsible for universal service and the market structure. Regulator should deal with customers' and social interests, fair competition, etc.

Ownership is responsible for commercial success of the company, such as market share, earnings. To have a chance to win (survive), postal operator will need commercial freedom, technical modernisation with externally funded capital investments. So benchmarks and efficiency become important.

Regulation and ownership should be separated somehow in the future, because these are completely different responsibilities.

4.6. Globalisation of postal sector

On the UPU Congress in Beijing there was a very interesting discussion with the Readers Digest Company. They used to be the largest customers of the national postal operators. Now they decided to become more regional: two-three countries will be supplied from one regional centre. They can manage their business (like paper printing, packing, addressing and subscribing lists and also mailing) at lower costs from a regional centre. They would like to see a competition between the postal operators of the region for their large volume and high value business. This example shows, that globalisation reaches postal sector from the side of large multinational customers, they require at least regional operators, or better a Global operator.

There are now four "Global integrator" groups on the mail market: DHL has partnership with Deutsche Post, TNT has partnership with Dutch Post, UPS and FEDEX have not decided yet to enter into traditional postal market or not. But the game is now at the beginning. On the congress, the Japanese Post announced to spend a huge amount of money on EMS Co-operative. This fact might be a sign to become the fifth Global-integrator by Japanese Post. Let me raise a question: is there any place left on global postal market left or not?

5. CONCLUSIONS

Consider global trends

There are many external and internal trend of postal sector to become a customer oriented, commercial service sector. Both regulators and operators should deal with these trends. There is always a choice, to sail with or against the wind. But, if a community wants to achieve success, it is better to choose the direction in line with global trends.

Postal operator should be viable and successful at the market. There is no other way to have an extended postal network, providing also universal services for all the customers. These expectations can be fulfilled through clear

regulation, separated ownership functions and commercial freedom for the postal operator.

Customer focus

Postal operators may become System integrator of different service types, like traditional postal services, new information services, financial services, and other commercial services too. There are many other applicants to become System integrator for the customer. In this competition, the real advantages of the postal sector are extended networks from and to persons, and the image of reliability.

Becoming good System integrator, postal operators are expected to extend their business activities to telecommunication, trade of information intensive products and services (home working, savings, etc.)

Commercial focus of postal operators would cause also key account management for large customers. Their main goal will be, how to fulfil the existing postal network with goods and services delivered to customers.

Changes in values and approach

All interested parties in postal sector should change their approach to this sector. It used to be a big family of solidarity through the World. This picture used to be based on well-defined product scale, on labour intensive local technology, and no competition within this sector or in substituting sectors.

The situation has been changed: product scale is wider and fast growing, technology needs more capital investment and less but more skilled labour-force, there is intensive substituting competition. So participants of this game should change their behaviour, and build up an arena of the fair competition. This change of values shall be the most difficult in this natural development process.

After Beijing Congress

UPU Congress in Beijing opened the door for changes, but it is only a possibility. We have to work more for the success of the postal sector at global, regional and national level. The real success happens always on the market.

A POSTAI SEKTOR HELYZETE AZ UPU PEKINGI KONGRESSZUSA UTÁN

A postai szektor nagy változásokon megy keresztül napjainkban. A felhasználók igényei széles körben differenciálódnak, és terjednek az információs technológiák, a postai szektor modernizálásának ezek a legfőbb alapjai. A növekvő verseny globalizációhoz és stratégiai csoportok formálódásához vezet. A postai szektor tagadhatatlan változásaira az Egyetemes Postaegyesület (UPU) intézményi reformmal válaszol, de ez nem megy viták nélkül. A változási folyamatban győztesek és vesztesek egyaránt lesznek.

Zsuzsanna Kósa has been worked for Communication Authority Hungary since 1996, now as strategic director. She has degree in engineer electric (1978) and in engineer economic (1983). Her previous activities and publications were in the field of strategy forming the telecommunications companies and sectors. In 1998-99 one of her favorite topics was the regulation strategy and modernisation of the postal sector. She is also senior lecturer of the telecommunications management on the TUB.

NEW WAYS OF TELEVISION BROADCASTING

MÁRIA KISSNÉ AKLI

COMMUNICATION AUTHORITY, HUNGARY
H-1015 BUDAPEST, OSTROM U. 23-25.

This lecture was presented at the International Conference on Information Trends '99 held in Budapest in September, 1999. It gives an overview about the digital television services, transmission standards, delivery systems, preconditions of interactive services and basic requirements for digital receivers.

1. INTRODUCTION

In 1995 the digital revolution has reached the area of television broadcasting, as well. The digital transmission of digitally created programs has begun by satellite and cable. Although it is only the beginning of the use of digital television in all the three kinds of delivery media we can hear more and more about initiatives serving the introduction of digital television (creating platforms, choosing standards, trials) all around the world. Thus the use of digital television can be suspected to spread fast. The aim of my presentation is to summarise the new digital methods that have been or soon to be applied in television broadcasting in various delivery media including continents other than Europe, as well.

2. LAST STEP TO THE DIGITAL AGE

After the first television (Berlin, 1935) several national standards were developed. In 1952, the 'modern' television was born when a single standard was proposed and adopted throughout Europe. Whilst the quality of pictures has increased and color services have launched over the years, analogue transmission is still considered to be wasteful on power and frequency spectrum. Although digital technology is already used in the studios, most of today's television programs are still broadcast by analogue transmission processes. By 1995, developments in digital compression techniques allowed different kinds of and enhanced services to be transmitted in a given channel capacity and is already extensively used in multi-channel satellite and cable networks. As a result of intense research and development, Digital Television Terrestrial Broadcasting (DTTB) has finally reached the implementation stages. DTTB services have been available in England and USA, since November 1998 and Sweden had its technical launch this year. Many countries have announced their choice for a DTTB standard, their implementation plan, or/and trials. Already, digital television is not spoken of in terms of the future but of the present.

3. DIGITAL BROADCASTING

There are many benefits associated with moving from analogue to digital broadcasting techniques. We can examine these benefits from different point of views. Now following I try to outline the possibilities of digital video

broadcasting with regard to the services, standards, delivery systems and technical solutions.

3.1. Services

The big advantage of digital transmission is that the quality of picture and sound is not degraded by transmission imperfections. The picture is clearer compared to the analogue one, the sound remains CD quality after the transmission, and there is 'ghost free reception'. In other words, the viewer receives exactly what the broadcaster sends from the studio. As the saying often goes digital television is to analogue television what CD is to the gramophone record.

There is the potential for high quality reception on portable, even on mobile sets using set-top aerials, as well. In addition DTV provides advanced television features on wide screen displays such as widescreen with 16:9 aspect ratio and High Definition Television (HDTV) with cinema-quality picture and hi-fi surround sound.

Digital television presents the opportunity to distribute more television programs in a given analogue TV channel, which means a better use of frequency spectrum. Broadcasters can make a choice between the number of services delivered and the picture quality. The statistical multiplexing technique offers further improvements in channel capacity or picture quality.

Based on the MPEG-2 standard different kinds of additional services can be transmitted. These are served by broadcasters, multiplex service providers or data service providers to enhance the viewing experience.

After switching-on the receiver an overview of all services available may appear on the screen, which is provided by the built-in navigation function of the receiver. It presents information about all services without necessarily going into specific detail. The EPG, the most basic interactive service, constitutes the second level of the consumer navigation system giving detailed information on the contents of programs/services and their events. Teletext services such as news, sports, weather, traffic, travel, etc. information are well known from the analogue world. The digital teletext will provide these ones, but on a more attractive way. The main features are faster page access, 256 colors instead of 8, wide range of fonts, hyperlinks, and photographic image.

The pay-per-view option means two main forms. The near-video-on demand or video-on demand when the consumer buys a chosen film. The other possibility is to subscribe for a special event such as sports matches.

Additional multimedia services are essential ingredients to make digital services attractive to the consumer. However, the first generations of digital services, and the corresponding set-top boxes, were not geared up for interactivity. The new digital receivers may or will be able to offer

users a variety of interactive possibilities. "Added values" television programs, such as news, sport, education, game programs or talk shows will make high interactivity possible. For example the user may produce personal news shows, can attend a talk show, or can take part in a multi-party game. Not program-related services, such as home shopping, banking, distance education, Internet over the air are also important part of the future services via digital television broadcasting.

Market researches show that enhanced digital service possibilities presently are improved according to the broadcasters' and related equipment manufacturers' demands. Though consumers will accept digital television, their basic viewing habits will not change. They will probably be reluctant to use interactive facilities and they do not want to pay for additional programs if they have high quality ones through free-to-air broadcasting. They will minimize the number of channels that they frequently watch, because they do not want to choose from a long list every time.

3.2. Transmission standards

The world's consumers and broadcasters are all familiar with the "standards gulf" from the last thirty or forty years of NTSC, PAL and SECAM analogue television and paid a high price for the diversity of analogue broadcasting standards. At first we trusted that it would not continue in the digital era and a single global digital standard would emerge. However, the ITU did not want to insist on one standard, therefore it was not a surprise that different standards were developed and adopted in Europe (DVB), America (ATSC) and Japan (ISDB).

The European Commission has given out the 95/47 Directives, which sets up some requirements for applied standard in the EU member countries. The main goals are to achieve an open system, definition of 16:9 standard, HDTV transmission ETSI standard, digital TV transmission ETSI standard, the scrambling descrambling algorithm has to respect to ETSI standard, and operators of conditional access services should be open to all broadcasters.

DVB is a family of compatible ETSI standards for the all television delivery media, including satellite (DVB-C, DVB-SMAT), terrestrial (DVB-T), cable (DVB-C) and multipoint distribution systems (DVB-MS/MC), which fulfils the EC requirements. The DVB family gives global solution for enhanced digital television and prospectively will give global solution for related multimedia services based on DVB-SI, DVB-CI, DVB-CS, (DVB-J!), etc. standards.

In the USA, the FCC adopted the ATSC standard, which is mandatory for DTTB. The standard supports non-proprietary scanning formats with HDTV, Standard Definition Television (SDTV) and datacasting.

ISDB standard is also a complete solution for all delivery media which provides a great variety of broadcasting services such as basic broadcasting services (SDTV and Hi-Vision) but also new, for example multimedia TV,

multimedia news and interactive information, and has also optional scanning possibility. The future advanced ISDB system will expectedly enable 3D images applied with an Integral Photography display technology.

Luckily, in the different competing digital standards we can find similarities. All of the three standards use the single global standard, the MPEG-2, for compressing digital TV pictures. The difference between the American and DVB terrestrial standards exists largely in their RF modulation technique. The US system uses the single-carrier, 8-VSB modulation scheme. DVB uses multiple-carrier "COFDM" modulation to provide the most rugged and flexible delivery mechanism for information available today. As the ISDB is a hybrid approach, the more significant characteristics are chosen from DVB or ATSC. A comparison of the three standards can be found in the next table.

Since there are more than one DTTB standard, many countries are thinking about choosing one of the digital system. The most European countries have voted for DVB-T when they have signed the CH'97 Agreement, but other countries sooner or later have to make decision. The ITU provided helpful information in the document "Guide for the use of Digital Television Terrestrial Broadcasting Systems based on performance comparison of ATSC 8-VSB and DVB-T COFDM transmission systems" to make this process easier. The comparison does not concern the ISDB-T standard. The most important conclusions are:

Each system has its unique advantages and disadvantages. The DVB-T system thanks to COFDM modulation technique is very robust in the presence of channel distortions caused by, for example, multipath reception or co- and adjacent channel interference from analogue TV. The DVB-T can be used for services requiring large scale Single Frequency Network (SFN) (8k mode) or mobile reception (2k mode). It also has comparable performance to DVB-T on low level ghost ensembles.

The ATSC 8-VSB system is more robust in a Gaussian channel, has a higher spectrum efficiency, requires lower peak-to-average power ratio, is better in interference into co-channel DTV, and is more robust to impulse noise and phase noise. The ATSC 8-VSB system could be more advantageous for Multi Frequency Network (MFN) implementation and for providing HDTV service within a 6 MHz channel.

With these different approaches the choice has become very complex for broadcasters and regulators not based in Europe, Japan or North America. A number of field tests and trial services have been underway especially in Argentina, Australia, Brazil, China and Singapore. Australia, Singapore, New Zealand and India have already announced adaptation of DVB-T standard. Even in the US, there is considerable interest in COFDM, especially among broadcasters who wish to deliver services to inexpensive reception equipment in dense urban areas. ISDB has not been implemented yet.

	DVB	ATSC	ISDB
<i>Compression</i>			
for picture	MPEG-2	MPEG-2	MPEG-2
for sound	MPEG Layer II	Dolby AC-3	MPEG-2 AAC
<i>Modulation scheme</i>			
for terrestrial transmission/carrier	COFDM/QPSK, 16, 64QAM	8-VSB	BST-OFDM/DPSK, QPSK, 16, 64QAM
for cable	64(16,32)QAM	64, 256QAM	64QAM
for satellite	QPSK	—	8PSK, QPSK, BPSK
Applicable picture quality	SDTV/HDTV	SDTV/HDTV	SDTV/HDTV

3.3. Delivery systems

There are significant differences between the alternative delivery systems, such as terrestrial, satellite, cable or microwave. Digitisation may modify the advantages of one system over another but fundamental physics remain the same. From the standpoint of the viewer, it is important for received quality to be independent of the delivery medium.

Terrestrial digital television networks have features which terrestrial analogue networks can not provide. The terrestrial delivery media is the most cost-effective method of reaching national coverage, delivering regional variations in television services. Furthermore, it is the only means of delivering portable and mobile (in the case of DVB-T and ISDB-T standards) television. For the first time, DTTB gives the broadcaster or multiplex service provider the opportunity to increase the number of programmes and ancillary services that can be offered to the viewer. The digital multiplex, which occupies an 8 or 7 MHz (may be 6 MHz) television channel is able to carry approximately up to 30 Mbit information per second. As a standard definition television programme requires around 4–6 Mbit/s depending on the content and quality required, the DTTB channel would therefore be able to deliver possibly as many as six SDTV equivalent digital services. However, there can be choice between number of programmes per multiplex, picture quality, ruggedness of transmission and percentage of locations covered. Once all analogue transmissions have ceased and UHF spectrum has been realised, DTTB could theoretically deliver between 30-40 services in most European countries.

The DVB-T transmission scheme based on OFDM allows for the use of either 1705 carriers (usually know as 2k), or 6817 carriers (8k). The 2k mode is suitable for single transmitter operation and for relatively small single frequency networks with limited transmitter power. The 8k mode can be used both for single transmitter operation and for large area single frequency networks. The 8k mode will also be able to receive the 2k mode. The data carriers in the COFDM frame can use QPSK and different levels of QAM modulation and code rates; in order to trade bit rate against ruggedness. Multipath immunity is obtained through the use of guard interval (its value is selectable), which is a proportion of the digital signal given away for echo resistance. Because of the multipath immunity of OFDM, it is potentially possible to operate an overlapping network of transmitting stations with a single frequency (SFN). This is a new spectrum efficient possibility with DTTB when a single frequency could be used throughout the whole country to carry a multiplex.

Each of MFN and SFN techniques has its advantages and disadvantages. SFNs offer greater spectrum economy but restrict the opportunities for local services. MFNs offer more flexibility but require more spectrum and can provide less benefits for portable reception.

Because DVB-T uses OFDM modulation technique, the system is particularly suitable for "plug-free" reception. Portable reception thus has the potential to free the viewer from the "static" television receiver connected to a cable/antenna socket on the wall. Portable reception's advantages are that the viewer may watch television where it is convenient and the installation cost is minimal, as there is no need for an external antenna or cabling to wall mounted RF sockets.

In order to maintain competitiveness with satellite and cable, terrestrial analogue VHF/UHF broadcasting networks must evolve and exploit the benefits of digital technologies. Although, DVB-T specifications were designed for fixed/portable reception, some of its rugged modes such as QPSK with strong inner code and 2k sub-carriers might allow mobile reception of TV-services. In other words, the possibility is open for providing crystal clear television to sets in cars, buses, trams, trains and even hand-held television sets. New enhanced and interactive services could also be delivered to moving receivers. Germany, Singapore, Hong Kong and Japan have or will soon have mobile services on trial.

Because of the single frequency modulation technique, ATSC standard is not suitable for mobile reception, but the American broadcasters are also interested in this possibility. There was a big chance for DVB-T standard to debut in USA at the NAB'99 exhibition where mobile DVB-T (for 6 MHz) demonstrations were performed.

For the areas that are not covered with DTTB services in the transition period, — because there are no UHF frequencies available or for low-density areas —, some complementary media can be used, such as satellite, microwaves or cable. Satellite performs two roles: the distribution of the signal to terrestrial and cable networks as well as direct-to-home broadcasting. Digital satellite reception shares many of the characteristics of its analogue equivalent. The transmissions will also be affected by heavy rainfall and by sun-outs but the error correction capabilities of digital — that may be used — can solve this problem.

DVB-S is a single carriers system, which is designed to cope with a range of transponder bandwidths (26 to 72 MHz). The signal is used to modulate the satellite broadcast carrier using Quadrature Phase-Shift Keying (QPSK).

In 1995 the DVB-S was the only — fully MPEG-2 compliant system — for the market needed satellite delivery media. The result is that DVB-S services may be received on all five continents and are being watched by millions of direct-to-home satellite viewer's world-wide.

For signal distribution in SMATV (Satellite Master Antenna Television) there are more standardised alternative solution systems, which differ in the modulation scheme and/or the frequency band used.

Cable distribution of television services takes place in a closed network where transmission conditions are predictable and stable. Analogue reception give consistently good quality under all conditions, providing the network is well designed and adequately maintained. In the case of digital program distribution through cable network, the parameters remain under the control of the network operators, especially where the set-top box is also provided by them. The quality of pictures and sound will improve but there will be little change in the underlying reliability of the delivery mechanism.

DVB-C services came into use in Europe and in Australia in 1995 and in many other countries around the world from that time. The system has the same core as the satellite system, but the modulation system is based on Quadrature Amplitude Modulation (QAM) rather than QPSK, and no inner-code forward error-correction is needed. The system is centred on 64-QAM, but lower-level systems, such as 16-QAM and 32-QAM can also be used. In each case the data capacity of the system is traded against the robustness of the data. Higher-level systems such as 128-QAM and 256-QAM may also become possible, but their use will depend on the capacity of the cable network cope with the reduced decoding margins. In terms of capacity, an 8 MHz channel can accommodate a payload capacity of 38.5 Mbit/s if 64-QAM is used.

In USA cable operators currently use "digital cable" boxes based on OpenCable standard to squeeze more standard-resolution programs down the pipe. There is possibility fore datacasting and interactive services as well, but they're not compatible with ATSC.

For coverage completion and infilling, it is necessary to provide access to a tertiary delivery system. In addition to terrestrial, cable and satellite, digital microwave has been considered for these purposes.

MVDS is a cellular based terrestrial multi-channel television delivery system. The high frequencies used (between about 2.5 and 40 GHz) imply that the coverage radius is small (from about 50 km down to 2 km). MVDS can be used as an alternative to cable for areas where the cost of cable distribution network would be prohibitive. In Europe analogue MVDS is also used.

DVB-MC is the digital Multipoint Distribution System, which uses microwave frequencies below approximately 10 GHz for direct distribution to viewers' homes. It is based on the DVB-C cable delivery system, and will therefore enable a common receiver to be used for both cable transmissions and this type microwave transmission.

DVB-MS is the digital Multipoint Distribution System, using microwave frequencies above approximately 10 GHz for direct distribution to viewers' homes. It is based on the DVB-S satellite delivery system. DVB-MS signals

can therefore be received by DVB-S satellite receivers, which need to be equipped with a small 'MVDS' frequency converter, rather than satellite dish.

Interactive services usually require return channels, which use various types of delivery systems depending on levels of interactivity for example. The lowest level is when the viewer contacts the service provider to order a service via PSTN network (DVB-RCT). For narrowband interactivity PSTN lines used, as well. Terrestrial and satellite broadcasters favour this approach and even cable companies use telephone return paths. One of the problems of telephone line usage is that while the PSTN line is in use for TV interactivity, it can not be used for phone calls. A wireless return path has considerable advantages over a wired one. The main options for this are GSM, DECT and in the future UMTS and new mobile satellite telecommunications technologies. In the case of CATV, the cable with two ways cable modems can be used for return path (DVB-RCC). The ACTS Interact project is testing the feasibility of UHF spectrum for wireless return data path. The technology and protocols used are the same as those used in VSAT. There is a technology for enabling return path information sending via electricity networks under development as well. The next step is when a forward video path is used for 'mediumband' interactivity, which is supported by switched networks (point-to-point). Developments in the area of asymmetrical telephony protocols (ADSL) have enabled standard definition video to be carried. ISDN technology is also capable of forwarding video path. Digital cable systems can offer broadband interactivity using full-service cable modems with high quality, high bandwidth video transmission in both directions. Teleconferencing and telemedicine are two possible areas of application. The next generation of satellites is also able to deliver very high data rates. With on board processing and inter-satellite linking, satellite technology may eventually prove competitive with cable.

3.4. Convergence

Digital technology creates the basis for convergence between broadcasting, information technologies, and telecommunications, thus setting up a new framework of industry. In spite of the technology driven developments, fundamental differences remain between traditional television broadcasting and television delivered through telecommunications networks or the Internet. They are perceived as fulfilling different purposes and are used differently. Television is available through the Internet but the picture and sound quality is limited. Television is about pushing out a stream of video from a limited number of sources to millions of people. The Internet is about an individual viewer pulling a specific item from one of millions of sources. The point of commonality is the screen. However, the higher cost of a high-resolution screen for PCs will deter ordinary television viewers. High definition television sets are unlikely to be used for computing purposes given their location.

3.5. Service Information (SI)

In a complex service environment with multiple types of service multiplexed into digital bitstreams not only will viewers need help navigating between channels, but the equipment itself will also require data on what sort of service it must deliver. In the DVB standard, user-definable fields in the MPEG-2 bitstream are used to deliver Service Information (SI) to the receiver. This information is used by the receiver to adjust its internal configuration dynamically to suit the received service. SI can also be used by the broadcaster or service provider as the basis of an Electronic Programme Guide (EPG).

Broadcasters are starting to broadcast across several media. For this they need a family of standards, which allows cross-media interoperability. DVB-SI allows programmes to jump easily from one delivery medium to another without decoding and re-coding of the MPEG-2 bitstream.

3.6. Multimedia Home Platform (MHP)

The MHP concept has arisen as it became clear that the DVB transmission standards do not ensure compatibility between reception devices. The MHP refers to a set of open technical specifications for running applications on digital receivers (set-top-boxes, TV sets, multimedia PCs). The aim is to provide an open solution for service providers to operate through a compatible receiver in the home.

The Application Programming Interface (API) forms the core element of MHP. It is between the operating system and the applications running on the set-top-boxes or TV sets. API is a precondition for advanced multimedia data applications, like EPG, interactivity and Internet. The requirements for API have been identified in order to deliver bridging between the hardware and software world, the consumer and the computer world, and the existing and future business environments. One of the key elements of the basic requirements is the interoperability, which means that the API shall support a full range of services and low to high functionality implementations and shall be network and hardware-platform independent. MHP on the other hand shall be able to be upgraded through the network in an environment where several receiver implementations co-exist.

DVB Project is already working on the standardisation of an open, common platform for running interactive multimedia applications across all future digital service receivers (DVB-J). The drawback to the DVB-MHP is that it has been developed too late. By this time the markets are characterised by the use of proprietary APIs, such as MediaHighway, Open TV, d-box Network. The inevitable problem has arisen that applications and set top boxes using different APIs are incompatible with each other. Since terrestrial digital services have been started later than other delivery media and several companies have recognised that the key element of success of DTTB introduction is the use of interoperable standard, the MHP conception and his common API are considerably supported for terrestrial broadcasting. The EuroMHEG specification is an advanced profile of MHEG-5 API,

which is developed by DigiTAG and DTG. As the only public specification API at this time, EuroMHEG has been available for adoption by broadcasters since June. The main aim of this specification has been to design the profile for general application and to simplify the task of migrating to the future DVB MHP operating system. From the countries/broadcasters point of view presently there are three different approaches implementing APIs.

- Some countries have based their approach on moving quickly from a no-API start up to a DVB-MHP second stage. (Availability of EuroMHEG could very much influence this strategy.)
- EuroMHEG has been selected as the interim API (e.g. Netherlands, Spain).
- Proprietary API is chosen (OpenTV in Sweden, but OpenTV committed themselves to provide its implementation of the MHP specification).

As I have already mentioned, the EPG constitutes the second level of the consumer navigation system giving detailed information on the contents of programmes/services and their events. The EPG forms a user interface, which can be provided by different parties to present a group of services. The functions of the EPG reflect the editorial freedom of each EPG provider. The EPG itself, therefore, cannot be standardised. However, its requirements must be supported by the multimedia home platform and its API.

4. NEW GENERATIONS OF MPEG STANDARDS

In 1990 experimental projects showed that the digital video compression system was highly effective in reducing the transmission capacity required for digital television. Up until then, digital television broadcasting was thought to be an impractical implement.

MPEG-2 digital compression is used by all proposed digital TV systems to achieve an adequate throughput of the vast amounts of data required by High Definition or multi-channel Standard Definition.

The MPEG committee is continuing its work beyond MPEG-1 and MPEG-2 to MPEG-4 and MPEG-7. Both of these new standards try to address some of the problems posed by interactive multimedia creation and distribution.

Like MPEG-2, MPEG-4 is a collection of tools that can be grouped into profiles for different video applications. MPEG-4. Version 1 (approved Oct. 1998) provides a "Delivery Multimedia Integration Framework" for "universal access" and "content based interactivity". The new toolkit lets multimedia authors and users store, access, manipulate and present audio-visual data in ways that suit their individual needs at the moment, without concern the underlying technicalities. Where MPEG-1 and MPEG-2 are efficient storage and transmission systems, MPEG-4 is mostly concern interactivity. (It is the standard for multimedia applications.) Automatically separating real objects from real scenes still remains a problem for the time being. MPEG-4 version 2 to be approved December 1999.

The increasing availability of potentially interesting material makes the search rather difficult. This challenging situation led to the need of a solution to the problem of quickly and efficiently searching for various types of

multimedia material. MPEG-7 is to provide the solution. MPEG-7 is not a compression scheme at all, but rather a "Multimedia Content Description Interface". It's an attempt to provide a standard set of descriptors for multimedia information that permits not only text-based inquiries, but scene motion and visual content searches as well. The standard is expected sometime in 2001. MPEG-7 is not going to replace MPEG-2 or in fact MPEG-4. Instead it is intended to provide complementary functionality to these other MPEG standards: representing information about the content, not the content itself.

4.1. Conditional Access

Conditional Access (CA) is a means allowing consumers access to the transmitted programmes on a subscription basis. CA systems have been in use since 1970s and pay-TV operators developed several proprietary products (e.g. Videocrypt, Irdeto, Eurocrypt). From the start, DVB has realised that many broadcasters will also want to offer encrypted digital pay-TV services and DVB Group defined two generic approaches to access these programmes.

To enable an Integrated Receiver Decoder (IRD) to descramble programmes which have been broadcast in parallel, using different CA systems, a Common Interface (CI) for Conditional Access can be incorporated into the IRD. By way of inserting a PCM/CIA module into the common interface, different CA systems can be addressed sequentially by that IRD. The term "MultiCrypt" is used to describe the simultaneous operations of several CA systems.

Another way of providing the viewer with access to programmes which have been processed by different CA systems is called "SimulCrypt". In this case commercial negotiations between different programme providers have led to a contract. This contract enables the viewer to use the one specific CA system built into his IRD to watch all the programmes, irrespective of the fact that these programmes were scrambled under the control of one of several CA systems.

If scrambled programmes received via satellite and terrestrial transmission are to be fed into cable networks it may in certain cases be advisable for the operator of that cable to change the CA system. In this case all the programmes in his network are under the control of only one CA system. The process of changing the CA system at a cable head end is called "Transcontrol".

At this time a number of services have already begun in Europe, or are being implemented, based on incompatible embedded proprietary technical solutions (e.g. Irdeto Digital, Viaccess).

4.2. Digital receivers

The consumer's first interest is programme content not technology. They wish to use the TV receiver set or set-top box on all input signals. For reasons of market penetration too it would be preferable if a single unique receiver platform could handle all types of signals providing for comparable service features and maximum degree of compatibility.

The largest cost component of digital television are the receivers-TV sets and set-top boxes. However the costs of these are decreasing rapidly. Manufactures are developing more generic equipment in conformance with international standards. There is very little difference in the costs of receivers attributable to the method of reception, but there are some additional costs of reception which are specific to delivery systems. Satellite reception requires a dish and an LNB. Cable reception requires physical connection to the cable network. In the case of multi-set households, the home-distribution system usually requires professional installation in cable and satellite homes. In the case of DTTB, this advantage is being exploited by planning the transmission in order to achieve deep in-home reception i.e. direct to the TV set-top aerial.

In the professional environment the need for comprehensive interfacing is clear. But the consumer will also need to be able to connect equipment together, like digital recorders and players and even items, which are still on the drawing board.

We have seen that both the ATSC as well as DVB standards provide ample opportunity for receiver manufacturers. It is likely though that the initial product ranges will differ substantially. For ATSC receiver manufacturers will focus on High Definition free-to-air integrated television sets whereas the DVB receiver market will be a mixture of (pay-TV) set top boxes and integrated television sets, supporting from day one some enhanced services. In the UK especially the set top box market will be accelerated, as the products are likely to be subsidised by the pay-TV operators. The UK terrestrial offering is a powerful combination of improved content, picture quality and services, which can be received using simple (mobile and in-house) aerials. For some consumers a combination receiver, which can handle multiple transmission methods, may be attractive. Here DVB provides inherent advantages due to the modular nature of the specification.

BIBLIOGRAPHY

- DigiTAG* documents
- Digital Terrestrial Television in Europe*, published by CDG Consultant Ltd.
- DVB* documents

A DIGITÁLIS TELEVÍZIÓS MŰSORSZÓRÁS ÚJ MÓDSZEREI

Az első dolog, ami a digitális televíziózásról eszünkbe jut, a tisztább, élesebb kép és CD hangminőség. Ennyi azonban kevés lenne a sikeres elterjedéshez, és természetesen más is kerül a mérleg digitális serpenyőjébe. A szellemkép-mentes vétel és egy adó vételi körzetén belül mindenhol azonos vételi minőség sokak számára jelent majd minőségi ugrást a tv nézésben. A televíziózás élményét növeli majd a 16:9-es szélesvásznú képmegjelenítés, illetve a HDTV néven ismert nagyfelbontású tv-kép Hifi térhatású hanggal kísérve. Az MPEG-2 szabványra támaszkodva a műsorhoz kapcsolódó kiegészítő szolgáltatások is továbbíthatók, amiket a műsorszolgáltatók, illetve a digitális televíziózás új szereplői, a multiplex szolgáltatók, vagy adat szolgáltatók nyújthatnak. A megnövekedett számú program közötti gyors eligazodást segíti a műsorkalauz (ESG, EPG). A teletext szolgáltatás, ami a műsorhoz szorosan nem kapcsolódó ún. Adatszolgáltatás, a ma ismert formájához képest egy sokkal imponansabb módon jeleníti meg a híreket, időjárás-jelentést stb. információkat. További szolgáltatásként, multimédiás interaktív lehetőségeket is biztosíthat a digitális televízió. Ez azonban speciális vevőkészülékeket, illetve szolgáltatást igényel, amik a bevezetés időszakában többnyire még nem biztosítottak. A jövő tv-jének szintén fontos jellemzője lesz a vezetékek nélküli Internet hozzáférés. Szintén új elem a kitűnő minőségű hordozható, illetve mozgó vételi lehetőség a földfelszíni műsorszórásban. Az eltérő analóg televíziós szabványok okozta kellemetlenségekből okulva bízunk abban, hogy szabvány háború nem ismétlődik meg a digitális televíziózásban. Jó hír, hogy Európa majd mindegyik országa közös szabványt fogadott el a földfelszíni televíziózásban. Tekintettel azonban arra, hogy az ITU nem akart kötelezni senkit egy világszabvány elfogadására, nem volt meglepetés, hogy különböző szabványokat fejlesztettek és alkalmaznak Európában (DVB), az Egyesült Államokban (ATSC) és Japánban (ISDB). Sőt a legfrissebb – a kínaiak a 4. digitális szabvány kidolgozásán fáradoznak.

A legfontosabb átviteli közegek a földfelszíni, a műholdas és a vezetékes rendszerek. Bár a digitális technológia némiképp módosítja a különböző átviteli közegek előnyeit a másikhoz képest, a közegek alapvető tulajdonságai nem változnak. A földi digitális szabványokat úgy fejlesztették, hogy egy hagyományos VHF/UHF csatornába beilleszthetők legyenek. A nézői oldalról a legkisebb költség ráfordítást igényli a földfelszíni, és csak ezen a módon lehet regionális, illetve helyi televíziózást megvalósítani. Szintén egyetlen módja a hordozható illetve mozgó vételi lehetőség biztosításának (DVB-T és ISDB-T esetében). A DVB-T-t többutas terjedéssel szembeni immunitása teszi alkalmassá az SFN kialakítására, mely hatékonyabb frekvencia felhasználást biztosít az MFN-nel szemben. Az MFN viszont olcsóbb, és rugalmasabban alkalmazható, pl. helyi televíziózásra. A DVB-T alkalmas HDTV-szolgáltatásra is, mely esetben egy UHF/VHF csatornában valójában csak 1 műsor továbbítható. Alapvetően azonban az ún. SDTV, azaz a mai PAL-hoz hasonló minőség biztosítását célozták meg, mely kb. 4-6 Mbit/s átviteli sebességet igényel. A rendszer paraméterek választásától függően egy 8 MHz-es csatornában akár 30 Mbit/s is elérhető. Az ATSC egy vivőfrekvenciás modulációs eljárás, mely nem teszi lehetővé sem az SFN hálózatok kialakítását, sem a mobil vételi módot. A japánok 2002-re tervezik a földfelszíni digitális televíziózás bevezetését. Az OFDM modulációnak köszönhetően a legalapvetőbb jellemzői a DVB-T-vel megegyeznek (SFN, mobil stb.).

A DVB-S az egyetlen MPEG-2-re támaszkodó műholdas szabvány volt a piacon 1995-ben, amikor a műsorszolgáltatók már készen álltak digitális műsorok szolgáltatására. Ennek az lett az eredménye, hogy a DVB-S világszabvánnyá vált, mind az öt földrészen nézők milliói vehetik parabola antennáikkal közvetlenül a DVB-S-ben továbbított műsorokat.

A DVB-C-t szintén 1995-től alkalmazzák Európában, Ausztráliában és azóta sok más országban is bevezetésre került. Az USA-ban az OpenCable szabványon alapuló kábeles digitális televízió rendszert alkalmazzák, mely nem kompatibilis az ATSC-vel. A digitális technológia lehetővé teszi a műsorszóró és a számítástechnikai technológia közeledését, divatos szóval konvergenciáját. Megfelelő modulok alkalmazásával (printer, billentyűzet, egér stb.) lehetőség nyílik Internetezésre, elektronikus levelezésre, multimédiás alkalmazásokra televízió vevőkészülékekkel. Ugyanakkor a számítógépek is alkalmasak televízió műsorok vételére. Az MHP koncepció olyan nyílt technikai megoldások összességét alkotja, mely lehetővé teszi, hogy bármelyik szolgáltató multimédiás alkalmazása, bármelyik vevőkészüléken megfelelően működjön. Ezzel elkerülhető, hogy egy adott típusú készülék vásárlásával, csak egy vagy néhány szolgáltató szolgáltatásai legyenek elérhetők. Az MHP legfontosabb eleme az API, ami nem más, mint egy olyan szoftver, ami a hardver (tv-készülék) és a szoftver (különböző multimédia szolgáltatások) világa között mintegy hidat képez. E nélkül nem lehetséges az EPG, interaktív és Internet szolgáltatások biztosítása. Az MPEG-2 képtömörítési eljárás lehetővé tette, hogy a nagymennyiségű információ továbbítását igénylő HDTV- vagy több SDTV-csatorna a hagyományos analóg tv-csatornán átvihető legyen. Az MPEG Bizottság továbbra is munkálkodik, jelenleg az MPEG-4 és MPEG-7 szabványokat fejleszti. Mindkét szabvány az interaktív multimédiás szolgáltatásokkal kapcsolatban felmerülő problémákra kíván megoldást adni.



Mária Kissné Akli received M.Sc. degree from the Technical University of Budapest at the Faculty of Electrical Engineering in 1986. She was lecturer at the Department of Telecommunications, Bolyai János Military Technical College for ten years. Currently she works for the Communications Authority, Hungary. Her interests are digital terrestrial television network planning and electromagnetic compatibility analysis

between television and military services.



A kezében van a helyzet megoldása

Az új Nokia TETRA professzionális mobil rádió megsokszorozza a gyorsaság, a higgadság, a döntésképeség, a csapatmunka erejét.

A Nokia TETRA rendelkezik az Európai Távközlési Szabványügyi Intézet (ETSI) által specifikált új digitális technológia minden lényeges elemével. Számos helyzetben jó szolgálatot tesz a rövid hívásfelépülési idő, a hang- és adatátviteli lehetőség, a megosztható felhasználás, a hatékony frekvencia-kihasználás, a prioritási szintek beállításának lehetősége.

A Nokia a teljes rendszerek szállítása és a rádiós berendezések területén szerzett rendkívüli tapasztalatával és nemzetközi ügyfélszolgálati hálózatával segíti az Ön munkáját.



Nokia TETRA. Megbízható technológia egy megbízható cégtől.



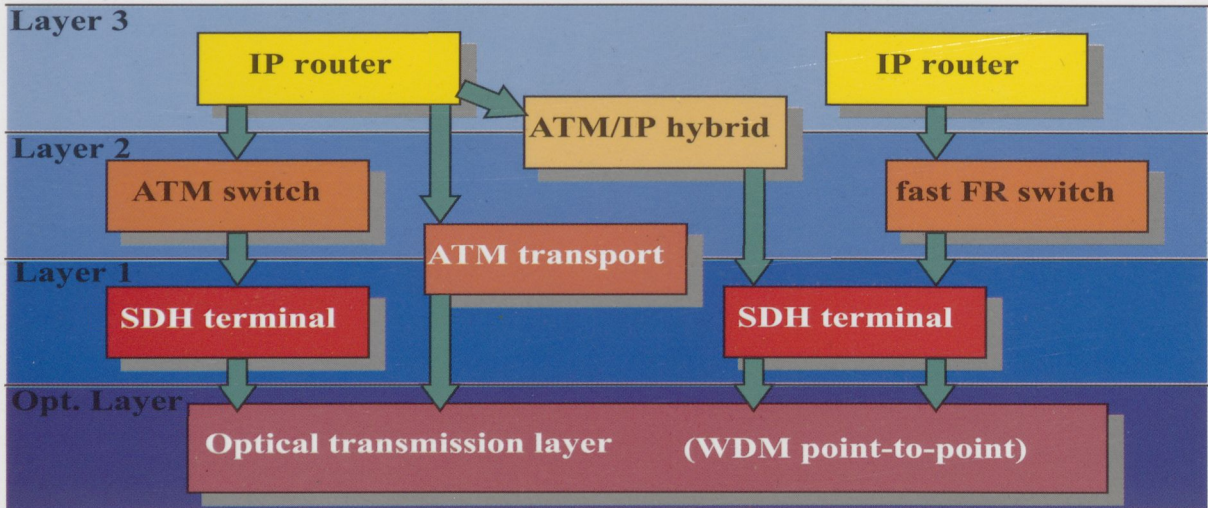
COMING SOON: 2000/1-5

EURESCOM

1st Hungarian WDM Workshop, 23 March 1999, Budapest

swisscom

Traffic Layering Today



Marcel Schiess
24 / 26 U-CITCTATS-2

Corporate Technology

Traffic Layering Today-Tomorrow

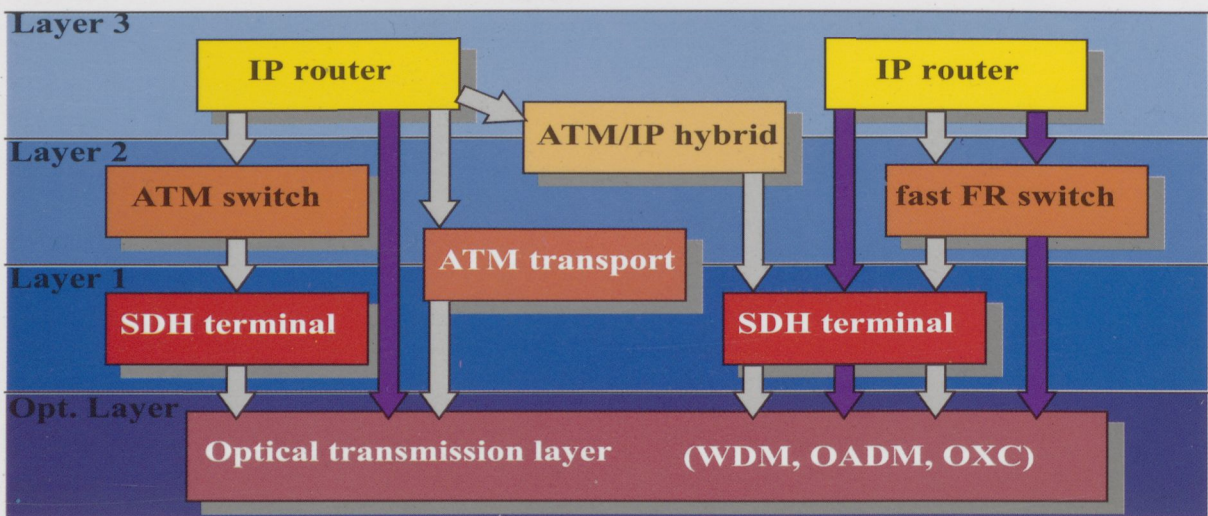
D24&25

EURESCOM

1st Hungarian WDM Workshop, 23 March 1999, Budapest

swisscom

Traffic Layering Tomorrow



Marcel Schiess
25 / 26 U-CITCTATS-2

Corporate Technology

THE FIRST WDM WORKSHOP IN HUNGARY