

híradástechnika

VOLUME L.

1999/8

50th
ANNIVERSARY



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 Regisztr Kft.

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

Type-setting by HTE. Printed by Regisztr Kft.

HU ISSN 0018-2028



50 years

from the Telecommunications Scientific Society

CONTENTS	1
Communications	
Iványi Miklósné, Szakács A.: <i>Hiszterézis modellek a numerikus térszámításban</i>	2
Jusztin T.: <i>A távközlő berendezések megfelelőségének és kölcsönös elismerésének szabályozása az EU-ban</i>	19
Jusztin T.: <i>Új távközlési minőségbiztosítási követelményrendszer: TL9000</i>	23
Computers	
Vesztergombi Gy. és Ziegler G.: <i>SDL alapú protokollok elemzése</i>	26
Convergence	
Nyúl L.: <i>Mikrohullámú anyagvizsgálati módszerek</i>	36
Contents & Distribution of Multimedia	
Narancsik M.: <i>Digitális műsorszórás 30 MHz alatt</i>	48
Susánszky L.: <i>Sugárzó rendszerek, antennák, modellezés</i>	59
Dósa Gy.: <i>Az első hazai fejlesztésű és gyártmányú, monoblock rendszerű adóberendezések üzembe állítása</i>	62
Companies	
Tóth Gy.: <i>Egy hadtörténész-tanár emlékezései (1956–1958)</i>	67

Abstract: In this issue 9 papers are presented. Section **Communications** is represented by 3 contributions on Hysteresis Model in Numerical Electromagnetic Field Analysis, and on Regulation of the Mutual Recognition of Equipment Conformity in the EU, and on the New Quality Assurance System, TL9000. Section **Computers** is comprised of 1 contribution on SDL-Based Protocol Analyser. Section **Convergence** is formed by a single contribution written on the Testing of Materials Using Microwave Methods. Section **Contents** and distribution of multimedia is containing 3 contributions from the Digital Broadcasting at Frequencies Below 30 MHz, and on Antenna Systems Modelling, and on First Monoblock Broadcast Transmitting Equipment in Hungary. Section **Companies** is now dealing with a single contribution on the Remembrance of a Teacher from the II. Rákóczi Ferenc High-School. In this issue 3 submitted papers of the 9 ones are scientifically evaluated by 4 senior reviewers. These papers have been accepted by the reviewers as scientific contributions. They are marked on their first pages by the sign of \mathcal{L} giving the evidence of the scientific nature.

HISZTERÉZIS MODELLEK A NUMERIKUS TÉRSZÁMÍTÁSBAN

IVÁNYI MIKLÓSNÉ, SZAKÁCS AMÁLIA

BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM, ELMÉLETI VILLAMOSSÁGTAN TANSZÉK
1521 BUDAPEST, TEL: 463 2817, FAX: 463 3189, E-MAIL: IVANYI@EVTSZLEVITBME.HU

Kulcsszavak: hiszterézis modellek, Jiles–Atherton hiszterézis modell skalár és vektor operátora, hiszterézis karakterisztika a globális variáció számításban, mágneses lemez forgó indukciójú mágneses térben

1. BEVEZETÉS

Az elektromágneses terek klasszikus elméletének kidolgozása a Maxwell egyenletek általános összefüggési és megoldási módszerei mellett a térjellemzők analitikus függvényekkel való előállításai, sok esetben zárt alakú, ill. függvénytáblával való közelítő megoldási módszereit foglalja össze, [52], [28], [50], [49], [17]. A történelmi fejlődés során a kutatók számos numerikus módszert dolgoztak ki az elektromágneses terek meghatározására. Ezek közül a leggyakrabban alkalmazott módszerek közé tartoznak az integrál egyenletek módszere, a Galjerkin eljárás alapuló módszerek, valamint a variációs elv alkalmazása, [36]–[38], [60], [16], [22], [5], [6]. Az elektromágneses terek numerikus módszerei között a fenti eljárásoknak mind a globális, mind a diszkrét tartományokon való realizálásával származtatható eljárásait alkalmazzák. Az integrálegyenletek módszere és ennek diszkrétizált változata, a peremlelem módszer, valamint az elemi tartományokon kiértékelt végelem módszerek mellett a teljes vizsgált tartományon a variációs elven alapuló globális közelítések a legelterjedtebben alkalmazott eljárások, [10], [60], [7], [48], [5], [34], [6], [27].

Valamely vizsgált, zárt vagy nyitott térrészen az elektromágneses terek térjellemzőinek numerikus módszerrel történő meghatározása a térjellemzőkre vagy a bevezetett segédváltozókra, a skalár és a vektor potenciálokra adódó differenciálegyenletek előírt határfeltételek melletti megoldásához vezet, [44], [45], [40]. Statikus és stacionárius elektromos és mágneses terek esetén a bevezetett skalár, ill. vektor potenciálra adódó Laplace vagy Poisson egyenlet megoldása a feladat. Frekvencia tartománybeli vizsgálatoknál a komplex írásmódot alkalmazva úgy a térjellemzőkre, mint a segédváltozóként bevezetett potenciálokra a térszámítási feladat a Helmholtz egyenlet megoldásának problémáját veti fel. Az elektromágneses terek térjellemzőinek időtartománybeli meghatározása a bevezetett változókra vonatkozó diffúziós ill. hullámegyenlet megoldásához vezet. A numerikus megoldási módszerek alkalmazása során a vizsgált térrész határán a térjellemzők normális és tangenciális komponenseire előírt határfeltételek kielégítése mellett kell a feladat megoldását előállítani. Az elektromágneses térjellemzők normális komponenseire előírt határfeltételek a bevezetett skalár potenciálokra Neumann típusú, míg a vektor potenciálok tangenciális komponenseire Dirichlet típusú határfeltétel kielégítésének követelményét állítja. A térjellemzők tangenciális komponenseinek elő-

írása a skalár potenciálokra Dirichlet típusú, míg a vektor potenciálokra Neumann típusú határfeltételt eredményez, [5], [27]. Időtartománybeli megoldások előállításánál a térjellemzőkre előírt kezdeti feltételeket is figyelembe kell venni.

A villamosmérnöki gyakorlatban az elektromos berendezések és eszközök tervezésében fontos szerepet játszik a felhasznált anyagok és tulajdonságaik átfogó ismerete. Ebből a szempontból különös figyelmet érdemelnek a mágneses anyagok, amelyek különböző módon viselkednek egyirányú alternáló és forgó mágneses mezőben. A korszerű eszközök tervezése során felmerül annak igénye, hogy figyelembe vegyünk az anizotróp mágneses anyagoknak az üzemeltetés során fellépő lineárisan, cirkulárisan, valamint elliptikusan polarizált mágneses gerjesztéssel szembeni különböző viselkedését. Ugyanakkor a villamosmérnöki gyakorlatban az anizotróp mágneses anyagok széleskörű elterjedése szükségessé teszi egyrészt a mágneses paraméterek pontosabb mérési eljárásainak kidolgozását az anyag mágneses mezőben való viselkedésének elemzésére, másrészt egy intenzív kutatómunkát indít el a korszerű mágneses anyagok hiszterézis karakterisztikájának a mérnöki gyakorlatban felhasználható szimulációs eljárásainak kidolgozására.

Matematikai szempontból a mágneses anyagok hiszterézis karakterisztikájának szimulációja egy nemlineáris, többértékű kapcsolat a $H(t)$ mágneses térerősség, mint bemeneti változó és az $M(t)$ mágnesezettség, mint kimeneti változó között. A mágneses anyag viselkedésének leírásához a fenti változók mellett még további belső, $x(t, H, M, \dots)$ ún. állapotváltozók, pl. hőmérséklet, az anyagban ébredő mechanikai igénybevételek, a domén struktúra szerkezete, valamint az anyag geometriai struktúrájából, ill. a technológiai eljárásból származó anizotropia stb. szerepét is figyelembe veendő implicit kapcsolatot a hiszterézis operátorral lehet jellemzi. A hiszterézis operátorral reprezentálható egyrészt a mágneses anyag információ tároló képessége, memóriája, másrészt a hiszterézis karakterisztikájának a mágnesezési folyamat változási sebességére való érzékenysége is, [35], [57], [58], [9], [26], [27], [4]

$$M = \mathcal{H}\{H(t), M(t), \dot{H}(t), \dot{M}(t), x, \dot{x}\}, \quad (1)$$

ahol az \dot{x} az időszerinti deriváltat jelöli.

Ha a hiszterézis operátor változóit a bemeneti változóra, a $H(t)$ mágneses térerősségre redukáljuk, a hiszterézis karakterisztika egy egyértékű $M = \mathcal{H}(H)$ függvény-

kapcsolattal adható meg, amely a hiszterézis karakterisztika fenomenológiai leírásán alapuló analitikus modelljeit foglalja magában, ahogy azt a következő referenciák mutatják [55], [53], [47], [59], [56], [33], [1], [26]. A fenomenológiai leírás alapuló analitikus modelleken belül a mágneses karakterisztikát szokás két, $g_1(H)$ $g_2(H)$, egyértékű függvény lineáris kombinációjával is leírni, $M = H(g_1(H), g_2(H))$, amely modell már egy többértékű hiszterézis karakterisztikát eredményez, [46], [54]. Mint ismeretes a mágnesezési folyamat változási sebessége is befolyásolja a kialakuló hiszterézis karakterisztika alakját, ezért ennek a folyamatnak a figyelembe vétele dinamikus hiszterézis karakterisztikát eredményez, ahogy az a Chua és a Hodgdon modellekben megtalálható, [11], [24].

A domén struktúra figyelembe vételén alapuló mezoskopikus hiszterézis modellek részben a mágneses anyag makroszkopikus paraméterein részben az anyag mikrostruktúráján épülnek fel. Ezek közé a modellek közé sorolhatók a mérnöki alkalmazásra felhasználható, összetettebb hiszterézis modellek, mint pl. a Jiles – Atherton, a Preisach, valamint a Stoner – Wohlfarth modellek, [29], [15], [12], [35], [51], [18]–[20], [26], [27].

A különböző hiszterézis modellek megismerése és elemzése lehetővé teszi a villamosmérnöki gyakorlatban a modern technológiával készült mágneses anyagok hiszterézis karakterisztikájának a numerikus téranalízisben való figyelembe vételét. A korábbi szakirodalomban, néhány próbálkozástól eltekintve, a nemlineáris anyagokat globálisan az első mágnesezési karakterisztika, a szűzgörbe szakaszonkénti linearizálásával vették figyelembe. Mivel azonban a numerikus módszerek lehetővé teszik az elektromágneses térnek a geometriai tér lokális pontbeli viselkedésének elemzését, így alkalom kínálkozik arra, hogy a mágneses anyagokat a lokális pontbeli hiszterézis karakterisztika figyelembe vételével vizsgáljuk.

A következőkben az anizotróp mágneses anyagokat modellező Jiles – Atherton féle skalár és vektor hiszterézis karakterisztika előállításának elvét és mérési adatok alapján történő realizálásának módszerét foglaljuk össze. Megmutatjuk, a skalár és a vektor szimulációjú hiszterézis karakterisztikák eltérő módon való viselkedését forgó mágneses indukciójú térrel való gerjesztés esetén. Megmutatjuk, hogy a hiszterézis karakterisztika skalár és vektor reprezentációja hogyan kapcsolható össze a globális variációs számítás és az R-függvények módszerével kétdimenziós (2D) és háromdimenziós (3D) elektromágneses terek térjellemzőinek meghatározási feladataiban. A fenti módszerrel az anizotróp lemezek vizsgálatára kidolgozott, horizontális elrendezésű, hengerelt lemezből készült egyetlen próbatest vizsgálatára szolgáló modern berendezések numerikus térszámítási modelljeiben szimuláljuk az elektromágneses tér változását az örvényáramok figyelembe vételével és elhanyagolásával.

2. SKALÁR ÉS VEKTOR JILES–ATHERTON HISZTERÉZIS OPERÁTOR

A hiszterézis karakterisztika skalár modelljében a H mágneses térerősség és az M mágneszettség vektorok párhuzamosak, a köztük lévő kapcsolatot egy skalár operációval lehet realizálni. A hiszterézis karakterisztika vektor

modelljében a két térjellemző vektor között a mágnesezési folyamat során szögeltérés lép fel amelyet a vektor hiszterézis operátorral a mágneszettség mértékétől függően vehető figyelembe. A Jiles – Atherton hiszterézis operátor egyike az elmúlt időszakban kidolgozott hiszterézis modelleknek, amellyel a hiszterézis karakterisztika skalár és vektor tulajdonságai is modellezhetők, [29]–[32], [3], [26], [27].

A skalár Jiles – Atherton modell a mágnesezési folyamat során fellépő, a domén falak dinamikáját jellemző kétféle mechanizmust, a domén falak elmozdulását és a domén falak elfordulását veszi figyelembe. A kétféle mechanizmusnak megfelelően a mágneszettség és annak megváltozása a reverzibilis és az irreverzibilis komponensekkel írható le

$$M = M_{rev} + M_{irr}, \quad dM = dM_{rev} + dM_{irr}. \quad (2)$$

A domén falak irreverzibilis elfordulásából származó, a mágneszettség irreverzibilis komponense, egyrészt a domén-fal energia megváltozásának figyelembevételével, másrészt a mágnesezési folyamat energia egyensúlyából adódóan a következő differenciál egyenlettel adható meg

$$\frac{dM_{irr}}{dH_e} = \frac{1}{k\delta} [M_{an}(H_e) - M_{irr}], \quad (3)$$

ahol M_{an} a hiszterézis nélküli mágnesezési karakterisztika, amelyet a klasszikus mágneses anyagok modellezésére alkalmazott Jiles – Atherton modell esetén a Langevin függvénnyel szokás közelíteni,

$$M_{an}(H_e) = M_s \mathcal{L}(H_e/a), \\ \mathcal{L}(H_e/a) = \coth(H_e/a) - a/H_e. \quad (4)$$

A fenti kifejezések a mágneses anyagban a domének közötti kölcsönhatást a mágneszettség állapotának megfelelően a $H_e = H + \alpha M$, az ún. effektív térerősséggel veszik figyelembe. A fenti kifejezésekben k , a , α anyagjellemző paraméterek, míg $\delta = \text{sign}(dH_e/dt)$ a mágnesezés irányát jelölő változó, azaz $\delta = 1$, ha $dH_e/dt > 0$, és $\delta = -1$, ha $dH_e/dt < 0$. A Jiles – Atherton modellnek megfelelően a mágnesezés reverzibilis folyamatát a hiszterézis nélküli és az irreverzibilis mágnesezés közötti energia szükséglet különbsége jellemzi,

$$M_{rev} = c(M_{an} - M_{irr}), \\ M = (1 - c)M_{irr} + cM_{an}, \quad (5)$$

ahol c a reverzibilitásra jellemző együttható. Figyelembe véve, hogy az irreverzibilis mágneszettségre vonatkozó (3) differenciálegyenlet a fizikai folyamatokat csak $(M_{an} - M_{irr})dH_e > 0$ feltétel mellett modellezi, így az $[x]^+ = x$, ha $x > 0$, és $[x]^+ = 0$, ha $x < 0$ jelölés bevezetésével a (2) egyenlet alapján a mágneses térerősség dH értékkel való megváltozása esetén a mágneszettség megváltozása a következő implicit összefüggéssel adható meg

$$dM = \frac{1-c}{k\delta} [(M_{an} - M_{irr})dH_e]^+ + cdM_{an}. \quad (6)$$

Figyelembe véve azonban, hogy $(1-c)(M_{an} - M_{irr}) = M_{an} - M_{irr}$, így a (6) egyenletben a hiszterézis karakterisztika $j + 1$ -edik közelítéssel kapott értéke az előző, j -edik közelítéshez tartozó mágneszettség értékből meghatározható,

$$dM_{j+1} = \frac{1}{k} [M_{an} - M_j]dH_e]^+ + cdM_{an}, \quad (7)$$

ahol a mágneses térerősség dH értékkel való megváltozása esetén az (7) iterációt mindaddig folytatjuk, amíg a mágnesezettség két értéke közötti eltérés a megadott hibahatárnál nagyobb.

A Jiles–Atherton modell Bergquist által javasolt vektor általánosítása, [3], valójában egy vektor operációt takar, ahol a reverzibilis és irreverzibilis mágnesezettség komponensei vektorok

$$\mathbf{M} = \mathbf{M}_{rev} + \mathbf{M}_{irr}. \quad (8)$$

A mágnesezettség irreverzibilis komponensének megváltozása a $\mathbf{H}_e = \mathbf{H} + [\alpha]\mathbf{M}$ effektív térerősség vektor bevezetésével a skalár hiszterézishez hasonlóan a következő alakban állítható elő

$$d\mathbf{M}_{irr} = \frac{\mathbf{x}'}{|\mathbf{x}'|} [\mathbf{x}' \cdot d\mathbf{H}_e]^+,$$

$$\mathbf{x}' = [k]^{-1}(\mathbf{M}_{an} - \mathbf{M}_{irr}), \quad (9)$$

ahol $|\mathbf{x}'|$ a vektor abszolút értékét jelöli. A reverzibilis mágnesezettség megváltozása pedig a következő vektor egyenlettel adható meg

$$d\mathbf{M}_{rev} = [c](d\mathbf{M}_{an} - d\mathbf{M}_{irr}). \quad (10)$$

A fenti egyenletekben a $[k]$, $[c]$, valamint a $[\alpha]$ anyagjellemzők tenzoriális mennyiségek. Az egyenletek összevetéséből és azok némi átrendezésével a mágneses térerősség $d\mathbf{H}$ értékkel történő megváltozása esetén a mágnesezettség vektorának megváltozása a következő módon fejezhető ki

$$d\mathbf{M} = x \cdot |\mathbf{x}|^{-1}[\mathbf{x} \cdot d\mathbf{H}_e]^+ + [c]d\mathbf{M}_{an},$$

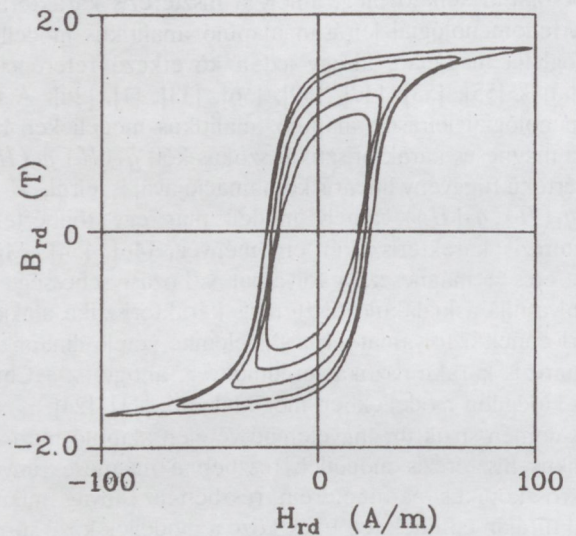
$$x = [k]^{-1}(\mathbf{M}_{an} - \mathbf{M}). \quad (11)$$

A vektor modell bevezetésekor a hiszterézis nélküli mágnesezettség leírásához pl. a Langevin formula vektor reprezentációja a következő lehet

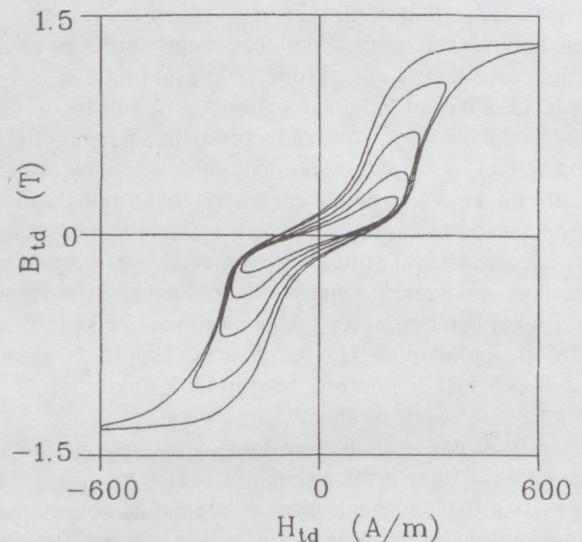
$$\mathbf{M}_{an} = \frac{(\mathbf{H} + [\alpha]\mathbf{M})}{|\mathbf{H} + [\alpha]\mathbf{M}|} M_s \mathcal{L}([\alpha]^{-1}(\mathbf{H} + [\alpha]\mathbf{M})). \quad (12)$$

A modern anizotróp anyagoknál azonban a hiszterézis nélküli karakterisztika, éppen a domén struktúrának a technológiai hatások miatti erős torzulása következtében nem írható le a Langevin típusú függvénykapcsolattal, más megoldást kellett keresni.

Mivel azonban a hiszterézis nélküli görbe meghatározó szerepet játszik a karakterisztika görbületének kialakításában, így a Bécsi Műszaki Egyetem Mágneses Laboratóriumában a 27ZDKH95 típusú japán Nippon gyártmányú lézerrel vágott, 0,27 mm vastag, $500 \times 500 \text{ mm}^2$ nagyságú mágneses lemezen $f = 50 \text{ Hz}$ frekvenciájú gerjesztéssel végzett mérések alapján, [43], [21], a skalár és a vektor hiszterézis modellek előállításánál a különböző amplitúdójú gerjesztésekhez tartozó hiszterézis karakterisztikák csúcspontjainak összekötésével adódó egyértékű görbe alkalmazható a hiszterézis nélküli modell reprezentációjaként, [27]. A mérés során a mágneses fluxus a szenzor tekercsekben indukált feszültségből, míg a mágneses térerősség a tangenciális komponenseinek mintáival határozható meg. A mérés során felvett karakterisztikákból néhány az 1. ábrán látható.



a)



b)

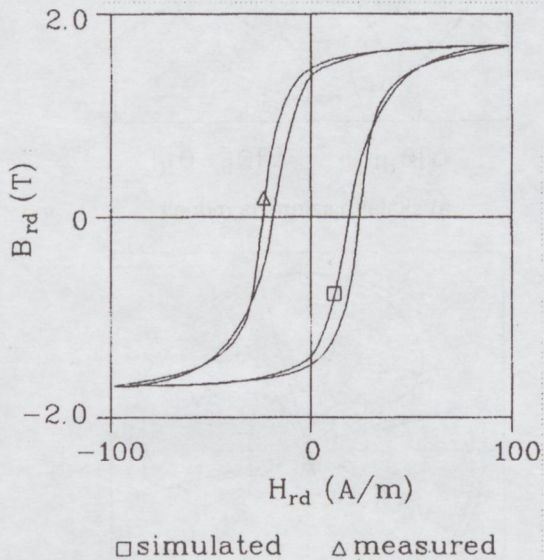
1. ábra. Mért hiszterézis karakterisztikák a) a hengerlés irányában (rd) és b) a hengerlésre merőleges irányban (td)

2.1. Skalár hiszterézis modell alternáló indukciójú térben

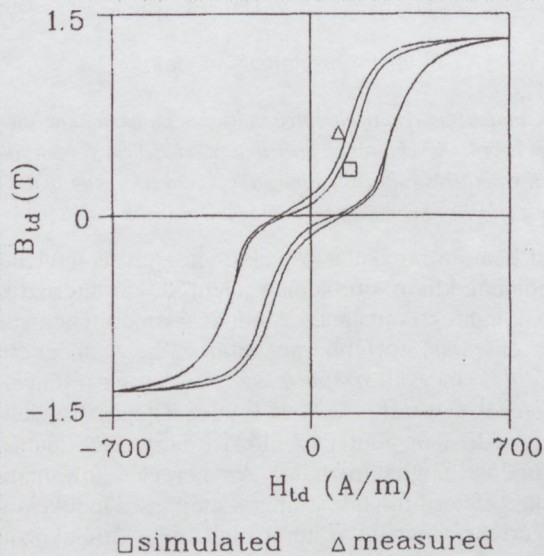
A skalár hiszterézis karakterisztikát leggyakrabban lineárisan polarizált gerjesztés esetén szokás alkalmazni, ha a gerjesztő tér iránya megegyezik az anyag valamely mágneses főirányával, mágneses tengelyével. Mivel anizotróp anyagoknál a hengerlés iránya közel esik a mágnesezési főirányhoz, ezért a hengerlés irányában és az arra merőleges irányban való mágnesezést általában lineárisan polarizált térrel végezve, a karakterisztika két skalár hiszterézissel közelíthető. Így, szinuszos gerjesztést alkalmazva az elvégzett mérések adatainak felhasználásával a hengerlés irányában (rd) és az arra merőleges irányban (td) a para-

méterek meghatározása után a kidolgozott algoritmussal a fenti anizotróp anyag hiszterézis karakterisztikájának skálár Jiles – Atherton modellje előállítható. A mérés sorozatból kiragadott két görbére mind a mért, mind a hiszterézis modellel előállított karakterisztikák a 2. ábrán láthatók.

A 2. ábrán felrajzolt mágnesezési karakterisztikák szimulációját összevetve a mért értékekkel, mindkét, a hengerlés irányában és a hengerlésre merőleges irányban az azonos mágnesezettséghez tartozó mágneses térerősségek eltéréseiből adódó hibák a karakterisztikákhoz tartozó maximális térerősségéhez viszonyítva a 3. ábrán láthatók.

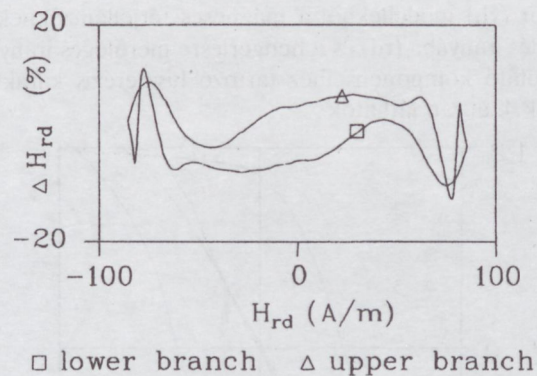


a)

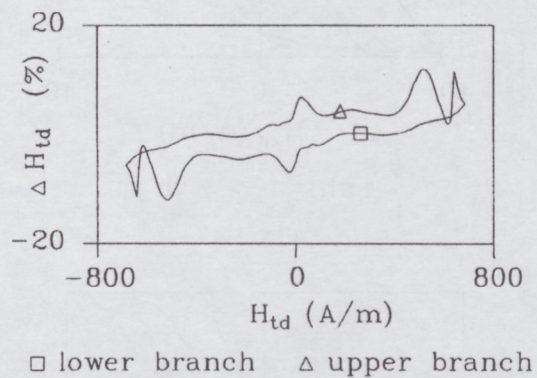


b)

2. ábra. Mért és a modellezett hiszterézis karakterisztikák a) a hengerlés irányában (rd) és b) a hengerlésre merőleges irányban (td)



a)



b)

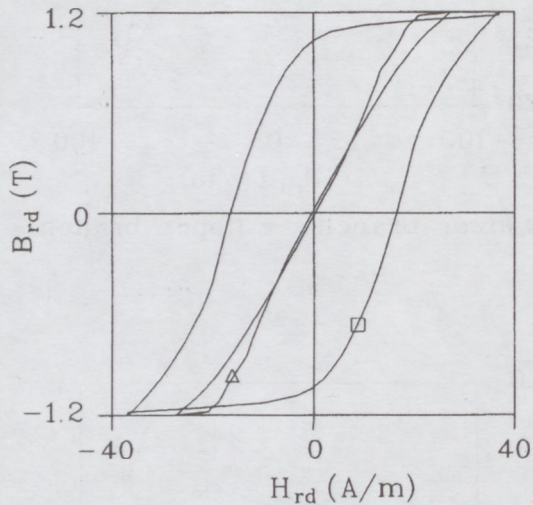
3. ábra. A mért és a szimulált hiszterézis karakterisztikák azonos mágnesezettségeihez tartozó térerősségek eltérésének hibája a) a hengerlés irányában (rd) és b) a hengerlésre merőleges irányban (td)

2.2. Vektor hiszterézis modell forgó mágneses indukciójú térben

Ha a gerjesztő mágneses tér nem az anyag valamely mágneses tengelye irányába mutat, a gerjesztésnek a mágneses tengelyek szerinti komponensekre bontása, azokhoz a skalár modellek alapján a mágnesezettség meghatározása, majd végezetül a mágnesezettség komponenseinek vektoriális összegezése szokásos, de „kockázatokkal” járó eljárás. A skalár modellek vektor-szuperpozíciójával előállított karakterisztikák reprezentációja a hiszterézis túltelítettségét okozhatja, valamint a mágneses anyagban a domének csak egyes, a mágneses tengelyek irányában fellépő kölcsönhatásait veszi figyelembe. Valamely, a mágneses tengelyekkel szöget bezáró irányba mutató gerjesztés mellett az anizotróp anyag karakterisztikájának a valóságoshoz közelebb álló modelljét eredményezheti a vektor hiszterézissel való közelítés. Különösen fontossá válik a fenti kérdés olyan berendezésekben ahol az elektromágneses tér cirkulárisan vagy elliptikusan polarizált forgó gerjesztést hoz létre.

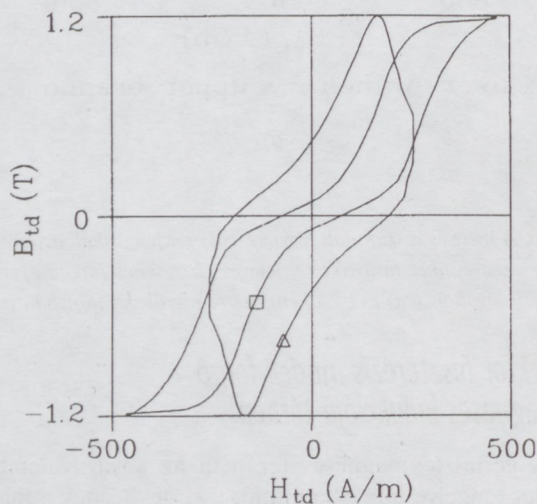
A fenti 27ZDKH95 kódjelű anizotróp anyagra a Jiles – Atherton operátor alapján realizálható a vektor hiszterézis modellje. Cirkulárisan polarizált amplitúdójú forgó mágneses indukcióval való gerjesztés esetén a skalár (sh) és

a vektor (vh) modellekből a mágneses térjellemzőknek a hengerlés irányába (rd) és a hengerlésre merőleges irányba (td) mutató komponenseihez tartozó histerézis karakterisztikák 4. ábrán láthatók.



□ sh Δ vh

a)



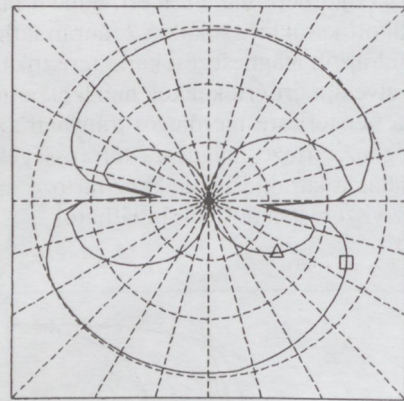
□ sh Δ vh

b)

4. ábra. Cirkulárisan polarizált, pozitív forgásirányú mágneses indukcióval való gerjesztés esetén a skalár (sh) és a vektor (vh) histerézis modellekben a mágneses térjellemzőknek az anizotrop anyag a) hengerlési irányába (rd) és b) a hengerlésre merőleges irányba (td) eső komponenseihez tartozó histerézis karakterisztikák

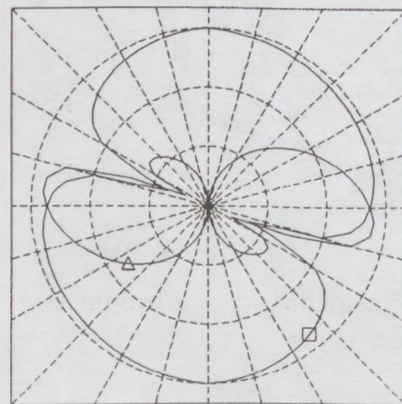
Forgó mágneses térben a mágneses indukció és a mágneses térerősség vektorok közötti kapcsolatot akár skalár histerézis modellek szuperpozíciójaként, akár vektor histerézissel véve figyelembe a fel- és a lemágnesezési ciklus során a térjellemző mágneses indukció vektorának θ_B pozíciójához képest a mágneses térerősség vektorának θ_H pozíciója és vele együtt a két térjellemző közötti $|\theta_B - \theta_H|$ szög is változik. A kidolgozott skalár és vektor modellekre ezen szögeknek a változása pozitív forgásirányú, cirkulárisan polarizált indukcióval való gerjesztés esetén az 5. ábrán

látható. A sugarak a θ_B pozícióját mutatják, a körök a $|\theta_H|$, ill. $|\theta_B - \theta_H|$ pozíciós szögeket jelölik 30° , 60° , 90° értékeknél.



□ $|\theta_H|$ Δ $|\theta_B - \theta_H|$

a) skalár histerézis modell



□ $|\theta_H|$ Δ $|\theta_B - \theta_H|$

b) vektor histerézis modell

5. ábra. Cirkulárisan polarizált, forgó mágneses indukciójú térben a mágneses térerősség vektorának pozíciója és a térjellemző vektorok közötti szögeltérés változása a mágneses indukció vektorának pozíciójához képest egy teljes mágnesezési ciklus alatt

A fent bemutatott skalár és vektor histerézis modellek realizációjánál külön problémát jelent a karakterisztika pontjainak indirekt, a mágneses indukció ismeretében való iterációs eljárással történő meghatározása. A mágneses indukció dB megváltozásához az r relaxációs tényező bevezetésével egy $dH = r \cdot dB$ megváltozást rendelve a karakterisztika új pontja az előző ismert érték alapján direkt módon meghatározható. Az iterációs folyamatot mindaddig célszerű folytatni, amíg a mágneses indukció új pontbeli értéke, valamint az iterációból adódó érték közötti relatív hiba a megadott korlát alá kerül.

3. NEMLINEÁRIS MÁGNESES TÉR NUMERIKUS ANALÍZISE

3.1. A nemlineáris mágneses tér egyenletei

Az elektromágneses terek, köztük a nemlineáris terek alapösszefüggéseit a Maxwell egyenletek foglalják össze.

Az elektromágneses terek meghatározásának egyik módja a Maxwell egyenletek numerikus megoldása az adott elrendezés térszámítási modelljében előírt határfeltételek kielégítése mellett. Nemlineáris mágneses terek esetén feltevézve, hogy nincsenek szabad töltések, valamint elhanyagolva az eltolási áramot, figyelembe véve azonban a nemlineáris mágneses anyag hiszterézis karakterisztikáját, a térszámítási feladat következő egyenletek megoldásához vezet

$$\nabla \times \mathbf{H} = \sigma \mathbf{E}, \quad \nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}, \quad \nabla \cdot \mathbf{B} = 0, \quad (13)$$

ahol ∇ a nabla vektor, \mathbf{H} a mágneses, \mathbf{E} az elektromos térerősség, \mathbf{B} a mágneses indukció és σ az anyag elektromos vezetőképessége. A mágneses anyagban a térjellemzők kapcsolatát skalár vagy vektor hiszterézis figyelembevételével a következő összefüggéssel lehet jellemezni

$$\mathbf{B} = \mu_0(\mathbf{H} + \mathbf{M}), \quad \mathbf{M} = \mathcal{H}\{\mathbf{H}, \mathbf{M}, d\mathbf{H}, d\mathbf{M}\}, \quad (14)$$

ahol $\mathcal{H}\{\}$ az alkalmazott hiszterézis operátor. A mágneses anyagokban a nemlineáris karakterisztika figyelembe vétele mellett a fellépő örvényáram jelenségek modellezése a téregyenletek időtartománybeli megoldását kívánja meg.

A nemlineáris mágneses térszámítási feladatot a legtöbb esetben nem közvetlenül valamely térjellemzőre, úgy mint a \mathbf{H} mágneses, vagy az \mathbf{E} elektromos térerősségre, hanem a segédváltozóra, a bevezetett mágneses vektor potenciálra szokás megfogalmazni, mivel ekkor a mágnesezettség vektora közvetlenül szerepel a megoldandó egyenletben, ahogy az a (17) összefüggésben látható. Ha mágneses, vagy az elektromos térerősségre mint változóra fogalmazzuk meg a térszámítási feladatot, a mágnesezettség vektorának idő szerinti, ill. a térbeli deriváltja is megjelenik a megoldandó differenciálegyenletben, amely származtatott volta miatt numerikus analízis pontosságát csökkentheti.

A mágneses anyagokban az elektromágneses tér hely szerinti eloszlásának és időbeli változásának meghatározására az \mathbf{A} mágneses vektor potenciál és a Φ elektromos skalár potenciál párost szokás bevezetni a (13) és (14) egyenletek megoldásának előállítására

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}, \quad \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \nabla \Phi. \quad (15)$$

Figyelembe véve, hogy a mágneses térerősség kifejezhető a mágnesezettséggel, valamint a mágneses vektor potenciál divergenciáját a Lorentz feltétel szerint választva

$$\mathbf{H} = \frac{\nabla \times \mathbf{A}}{\mu_0} - \mathbf{M}, \quad \nabla \cdot \mathbf{A} = -\mu_0 \sigma \Phi, \quad (16)$$

a nemlineáris mágneses tér (13), (14) egyenletei a bevezetett vektor potenciálra (15) egy nemlineáris diffúziós egyenletet eredményeznek. Ha azonban a kapott egyenletben szétválasztjuk az ismeretlen vektor potenciál és az ugyancsak ismeretlen mágnesezettség változását, a nemlineáris diffúziós egyenlet egy nemlineáris gerjesztésű differenciálegyenletté egyszerűsödik

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{A}) + \mu_0 \sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = \nabla \times (\mu_0 \mathbf{M}). \quad (17)$$

A fenti (17) differenciálegyenlet megoldásánál figyelembe kell venni a vizsgált térrész határán a mágneses térerősség tangenciális és a mágneses indukció normális komponenseire előírt peremfeltételeket, valamint az időtartománybeli megoldás előállításához a kezdeti feltételeket.

Legyen a vizsgált térrész $\Gamma = \Gamma_H \cup \Gamma_B$ határfelületén az előírt peremfeltétel a következő: a határfelület Γ_H részén a mágneses térerősségnek a tangenciális komponense legyen előírva, míg a határfelület Γ_B részén a mágneses indukció normális komponense legyen megadva

$$(\mathbf{H} \times \mathbf{n})|_{\Gamma_H} = \mathbf{H}_t, \quad (\mathbf{H} \cdot \mathbf{n})|_{\Gamma_B} = B_n. \quad (18)$$

A fenti peremfeltételek a mágneses vektor potenciálra megfogalmazva a vizsgált térrész Γ_H határfelületén a vektor potenciál rotációjának $(\nabla_t \times \mathbf{A})$ tangenciális komponensét köti meg és ezzel egy Neumann típusú peremfeltétellel előírásához vezet

$$\left[\left(\frac{1}{\mu_0} \nabla \times \mathbf{A} - \mathbf{M} \right) \times \mathbf{n} \right]_{\Gamma_H} = \mathbf{H}_t,$$

$$[(\nabla \times \mathbf{A}) \times \mathbf{n}]|_{\Gamma_H} = [(\nabla_t \times \mathbf{A})]|_{\Gamma_N}, \quad (19)$$

míg a térrész Γ_B határfelületén a mágneses indukció normális komponense a vektor potenciál \mathbf{A}_t tangenciális komponensére egy Dirichlet típusú peremfeltételt eredményez

$$[(\nabla \times \mathbf{A}) \cdot \mathbf{n}]|_{\Gamma_B} = [(\nabla \times \mathbf{A}_t)]|_{\Gamma_D}. \quad (20)$$

A nemlineáris diffúziós egyenlet megoldásához a kezdeti feltételeket is ki kell elégíteni. A numerikus térszámítási feladat megoldása során a kezdeti feltételek teljesítésére többféle lehetőség adódik. Ha a stacionárius üzemmód, állapot áll fenn, akkor a mágneses anyag hiszterézis karakterisztikáját a negatív koercitív pontból indítva, $\mathbf{B} = \mathbf{0}$, $\mathbf{H} = -\mathbf{H}_c$, a numerikus számításhoz a kezdeti feltételeket adottnak lehet tekinteni, [2]. Habár ez a módszer megkönnyítheti a stacionárius állapot numerikus számítását abban az esetben ha állandósult állapotban a mágnesezési ciklus alatt az anyag mindkét irányban telítésig mágnesesedik. A fenti eljárás azonban, elhanyagolásokat, ill. bizonytalanságokat okozhat ha az anyag a mágneses ciklus alatt nincs felmágnesesve telítésig mivel a mágneses karakterisztikán a koercitív térerősség értékét a mágneses anyag előlétele is befolyásolja. Pontosabb számítások elvégzéséhez a mágneses anyagot a $\mathbf{H} = \mathbf{0}$, $\mathbf{B} = \mathbf{0}$, nulla kezdeti feltétellel, lemágnesezett állapotból indítva a gerjesztés fokozatos növelésével a teljes tranzienst folyamatot elemezve lehet eljutni az állandósult állapot vizsgálatához. A numerikus tapasztalatok azt mutatják, hogy a Jiles–Atherton hiszterézis modellt alkalmazva energetikai eszközökben a kívánt állandósult állapot 3-4 periódus alatt beáll.

3.2. R-függvények a határfeltételek kielégítésében

Jelölje az $\mathcal{L}\{\mathbf{A}\} = \mathbf{G}$ szimbólum a vektor potenciálra adódó nemlineáris differenciál egyenletet, a vizsgált $\Gamma = \Gamma_D \cup \Gamma_N$ felülettel határolt Ω térrész Γ_D határfelületén jelölje az $\mathcal{L}\{\mathbf{A}\} = \mathbf{A}_D$ az előírt Dirichlet típusú peremfeltételt, míg a vizsgált térrész Γ_N határfelületén az $\mathcal{L}_N\{\mathbf{A}\} = (v \nabla \times \mathbf{A}) \times \mathbf{n}$ Neumann típusú peremfeltételt. A fenti jelölésekkel a térszámítási feladat a következőképpen fogalmazható meg. Keressük az

$$\mathcal{L}\{\mathbf{A}\} = \mathbf{G} \quad (21)$$

nemlineáris differenciálegyenletnek az Ω térrészen azon megoldását, amely a vizsgált térrész Γ_D határfelületén kielégíti az előírt Dirichlet típusú peremfeltételt és a vizsgált

térrész Γ_N határfelületén eleget tesz az előírt Neumann típusú peremfeltételnek

$$\mathcal{L}_D\{\mathbf{A}\} - \mathbf{A}_D = \mathbf{0}, \quad \mathcal{L}_N\{\mathbf{A}\} - \Psi_N = \mathbf{0}, \quad (22)$$

ahol \mathbf{A}_D és Ψ_N az mágneses indukció B_n normális komponensére, valamint a mágneses térerősség \mathbf{H}_t tangenciális komponensére előírt peremfeltétel. A fenti térszámítási feladatban a variációs számításnak és az R-függvények módszerének összekapcsolásával lehetőség nyílik a (21) nemlineáris differenciálegyenlet olyan közelítő megoldásának előállítására, amely mind az előírt Dirichlet, mind az adott Neumann peremfeltételeket egymástól függetlenül teljesíti, [25], [27].

A fenti módszer alkalmazásakor az alapvetőnek tekintett Dirichlet típusú peremfeltétel kielégítésére a potenciálfüggvény két tag összegeként állítható elő

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}, t) = \mathbf{A}_{sD}(\mathbf{r}, t) + \mathbf{A}_{mD}(\mathbf{r}, t), \quad (23)$$

ahol \mathbf{A}_{sD} a forrásteret leíró tag egy ismert, az R-függvények módszerének felhasználásával konstruált olyan függvény, amely az előírt Dirichlet típusú peremfeltételeket pontosan kielégíti, miközben a potenciálfüggvény ismeretlen \mathbf{A}_{mD} módosító tagja homogén Dirichlet peremfeltételnek tesz eleget a vizsgált térrész Γ_D határfelületén

$$\mathcal{L}_D\{\mathbf{A}_{sD}\} - \mathbf{A}_D = \mathbf{0}, \quad \mathcal{L}_D\{\mathbf{A}_{mD}\} = \mathbf{0}. \quad (24)$$

A nemlineáris gerjesztésű (17) diffúziós egyenlet hely és időfüggő numerikus közelítő megoldásában az ismeretlen \mathbf{A}_{mD} tag Ritz módszere szerint egy teljes függvény sor első n elemével közelíthető,

$$\mathbf{A}_{mD}(\mathbf{r}, t) = \mathbf{F}^T(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{a}(t), \quad (25)$$

ahol $\mathbf{F}_k(\mathbf{r})$ a közelítő függvény sor k -edik eleme, térbeli vektor, míg $\mathbf{a}(t)$ az ismeretlen skalár paraméterek oszlopvektora. A potenciálfüggvény ismeretlen tagja a (24) előírt homogén Dirichlet peremfeltételt akkor teljesíti, ha pl. a közelítő függvény sor elemeit egy, a vizsgált Ω térrészen értelmezett bázisfüggvények és egy súlyozó függvény szorzataként állítjuk elő

$$\mathbf{F}_k(\mathbf{r}) = w_D(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{f}_k(\mathbf{r}), \quad (26)$$

ahol a $w_D(\mathbf{r})$ súlyfüggvény tetszőleges $\mathbf{f}_k(\mathbf{r})$ bázisfüggvény választás esetén is biztosítja a homogén Dirichlet típusú peremfeltétel kielégítését

$$\mathcal{L}_D\{w_D(\mathbf{r})\} = 0. \quad (27)$$

A numerikus számítások elvégzése során az $\mathbf{f}_k(\mathbf{r})$ bázisfüggvényeket a Csebisev polinomok köréből választottuk. A térszámítási feladat megoldásához mind a potenciálfüggvény \mathbf{A}_{sD} ismertnek tekintett eleme, mind a $w_D(\mathbf{r})$ súlyfüggvény az elrendezés geometriájának ismeretében az R-függvények módszerével megkonstruálható,

$$\mathbf{A}_{sD}(\mathbf{r}, t) = \mathcal{R}\{\mathbf{A}_D, \Gamma_D\}, \quad w_D(\mathbf{r}) = \mathcal{R}\{\Gamma_D\}, \quad (28)$$

ahol az $\mathcal{R}\{\}$ szimbólum az R-függvényekkel definiált operációkat jelöli, [27].

A variációs számításban a homogén Neumann típusú határfeltétel természetes határfeltételként kielégíthető. Ez azt jelenti, hogy a differenciálegyenlet megoldása során a közelítés fokszámától függően a fenti peremfeltétel a geometriai tér egyes perempontjaiban közelítőleg teljesül. Néhány esetben azonban, különösen ha nem homogén típusú

az előírt Neumann peremfeltétel annak pontos kielégítése kívánatosnak tűnhet. Ekkor az R-függvények módszerét alkalmazva az előírt Neumann típusú határfeltétel kielégítése a már kielégített Dirichlet típusú peremfeltételtől függetlenül előállítható a potenciálfüggvényt egy további taggal való bővítésével

$$\mathbf{A} = (\mathbf{A}_{sD} + \mathbf{A}_{mD}) +$$

$$w_{DN}[\nabla \times (\mathbf{A}_{sD} + \mathbf{A}_{mD}) \times \mathbf{n} - \Psi], \quad (29)$$

ahol $w_{DN}(\mathbf{r}) = \mathcal{R}\{\Gamma_D, \Gamma_N\}$ súlyfüggvény, valamint a $\Psi(\mathbf{r}, t) = \mathcal{R}\{\Psi_N, \Gamma_N\}$, az előírt Neumann peremfeltételt tartalmazó függvény egy-egy R-függvény. Némi átalakítás után belátható hogy az $\mathbf{A} = \mathbf{A}_s + \mathbf{A}_m$ vektor potenciál továbbra is egy \mathbf{A}_s ismertnek és egy \mathbf{A}_m ismeretlennek tekintett függvény összegeként állítható elő, ahol

$$\mathbf{A}_s = \mathbf{A}_{sD} + w_{DN}[\nabla \times (\mathbf{A}_{sD}) \times \mathbf{n} - \Psi], \quad (30)$$

$$\mathbf{A}_m = \mathbf{A}_{mD} + w_{DN}[\nabla \times (\mathbf{A}_{mD}) \times \mathbf{n}], \quad (31)$$

3.3. A megoldás numerikus előállítása a globális variációs számítással

A fenti levek szerint képzett $\mathbf{A} = \mathbf{A}_s + \mathbf{A}_m$ vektor a potenciál kifejezésében az ismeretlen $\mathbf{A}(t)$ paramétereket a variációs számítás elve alapján az elektromágneses teregyenletekből adódó

$$\begin{aligned} \nabla \times \nabla \times (\mathbf{A}_s + \mathbf{A}_m) - \mu_0 \mathbf{M} + \mu_0 \sigma (\dot{\mathbf{A}}_s + \dot{\mathbf{A}}_m) \\ = \nabla \times (\mu_0 \mathbf{M}) \end{aligned} \quad (32)$$

nemlineáris gerjesztést tartalmazó diffúziós egyenlethez tartozó

$$\begin{aligned} \mathcal{F}(t_{i+1}) = \\ \int_{\Omega} \left[\left(\frac{1}{2} \nabla \times (\mathbf{A}_s + \mathbf{A}_m) - \mu_0 \mathbf{M} \right) \cdot \nabla \times (\mathbf{A}_s + \mathbf{A}_m) \right] d\Omega \\ - \int_{\Omega} [\mu_0 \sigma (\mathbf{A}_s + \mathbf{A}_m) \cdot (\mathbf{A}_s + \mathbf{A}_m)] d\Omega \end{aligned} \quad (33)$$

funkcionál $t_{i+1} = t_i + \Delta t_i$ időpillanatbeli stacionárius állapotának valamint az anyag mágneszettségének megfelelően a hiszterézis karakterisztika figyelembevételével az alábbi nemlineáris közönséges differenciálegyenlet megoldásával határozható meg, [27]

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_1 \mathbf{a} + \mu_0 \sigma \mathbf{K}_2 \cdot \mathbf{a} = \\ -\mathbf{G}_1 (\nabla \times \mathbf{A}_s) - \mu_0 \sigma \mathbf{G}_2 (\mathbf{A}_s) + \mathbf{G}_3 (\mu_0 \mathbf{M}). \end{aligned} \quad (34)$$

A fenti egyenletben az időbeli változástól független \mathbf{K}_1 merevségi és a \mathbf{K}_2 csillapítási mátrixok együtthatói a következők

$$\mathbf{K}_1(k, l) = \int_{\Omega} \nabla \times \mathbf{F}_k(\mathbf{r}) \cdot \nabla \times \mathbf{F}_l(\mathbf{r}) d\Omega, \quad (35)$$

$$\mathbf{K}_2(k, l) = \int_{\Omega} \mathbf{F}_k(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{F}_l(\mathbf{r}) d\Omega. \quad (36)$$

A potenciálfüggvény ismert komponenseit tartalmazó, az időbeli változástól függő jobb oldalon álló mátrixok elemei a következők

$$\mathbf{G}_1(k) = \int_{\Omega} \nabla \times \mathbf{A}_s(\mathbf{r}, t) \cdot \nabla \times \mathbf{F}_k(\mathbf{r}) d\Omega, \quad (37)$$

$$\mathbf{G}_2(k) = \int_{\Omega} \cdot \mathbf{A}_s(\mathbf{r}, t) \cdot \mathbf{F}_k(\mathbf{r}) d\Omega. \quad (38)$$

Végül a nemlineáris iterációt eredményező, a geometriai tér lokális pontjaiban a hiszterézis karakterisztika aktuális mágnesezettségét figyelembe vevő, a gerjesztési oldalon álló harmadik oszlopvektor elemeit a következő módon lehet meghatározni

$$\mathbf{G}_3(k) = \int_{\Omega} \nabla \times \mathbf{F}_k(\mathbf{r}) \cdot \mu_0 \mathbf{M}(\mathbf{r}, t_i) d\Omega. \quad (39)$$

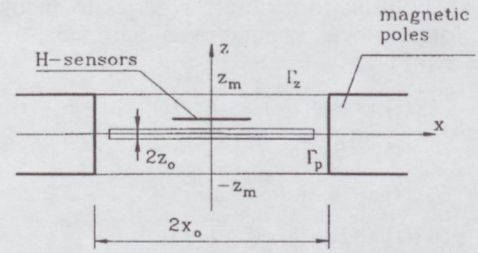
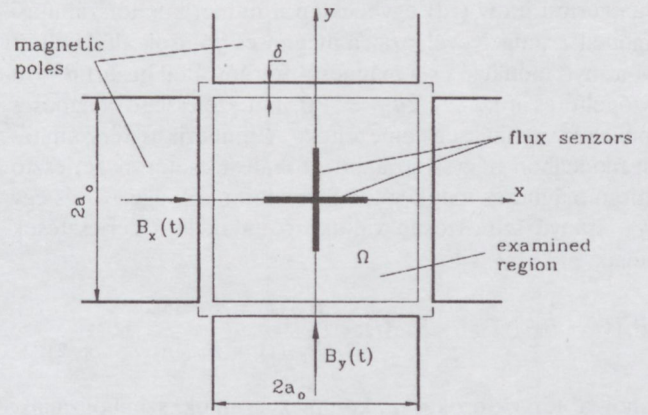
A (34) közönséges nemlineáris differenciálegyenlet megoldása a Crank–Nicolson iterációs séma bevezetésével, $\vartheta = 1/2$ választás mellett a $t_{i+1} = t_i + \Delta t_i$ időpillanatokbeli $\mathbf{a}(t_{i+1}) = \mathbf{a}_{i+1}$ ismeretlen paraméterekre adódó nemlineáris egyenletrendszer megoldásával előállítható

$$\begin{aligned} (\vartheta \Delta t_i \mathbf{K}_1 + \mu_0 \sigma \mathbf{K}_2) \mathbf{a}_{i+1} &= (\mu_0 \mathbf{K}_2 - (1 - \vartheta) \Delta t_i \mathbf{K}_1) \mathbf{a}_i \\ &- \vartheta \Delta t_i (\mathbf{G}_{3,i+1} - \mathbf{G}_{1,i+1} - \mu_0 \sigma \mathbf{G}_{2,i+1}) \\ &+ (1 - \vartheta) \Delta t_i (\mathbf{G}_{3,i} - \mathbf{G}_{1,i} - \mu_0 \sigma \mathbf{G}_{2,i}), \end{aligned} \quad (40)$$

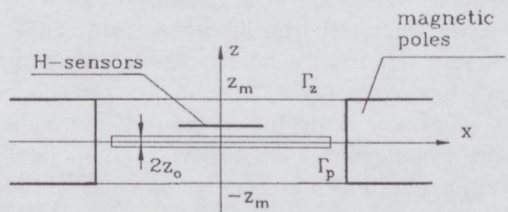
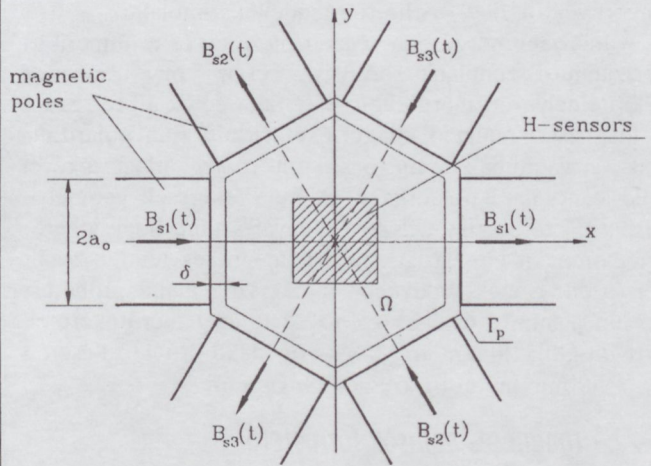
4. ELEKTROMÁGNESES TÉR MÁGNESES ESZKÖZÖKBEN

4.1. Ferromágneses lemez forgó mágneses mezőben

A kísérleti eredmények azt mutatják, hogy a mágneses, különösen az anizotróp anyagok másképpen viselkednek forgó mágneses térben, mint egyirányú, alternáló mágneses gerjesztés esetén, [8], [39], [41], [13], [23]. A mérési elrendezésekben kialakuló mágneses tér szimulációjára már kevesebb kutató vállalkozott, [42], [14], [27]. A legtöbb szimulációs eljárás statikus mágneses teret modellez, az örvényáramok figyelembe vétele csak néhány publikációban található meg. Az egyes szimulációs eljárásokban a figyelembe vett anyagmodellek is nagyon különbözőek. Egyes kutatók állandó permeabilitású anyagmodellt alkalmaznak, mások egyértékű mágnesezési karakterisztikát vezetnek be és annak a szakaszonként linearizált közelítésével dolgoznak. Néhány kutató az anizotróp mágneses anyag viselkedését a mérési adatok közvetlen felhasználásával, vagy a teljes hiszterézis hurokra a mért adatokból származtatott permeabilitás tenzonnal modellezi. A következőkben a 3. pontban kidolgozott módszer alkalmazásával az anizotróp mágneses anyagok forgó mágneses térbeli viselkedésének elemzésére és tulajdonságainak vizsgálatára kifejlesztett négyzet, és hatszög alakú, [13], [23], egyetlen lemezből készült próbatest mérésére szolgáló berendezésben kialakuló mágneses tér eloszlását analizáljuk. A négyzet alakú próbatest kétfázisú gerjesztéssel létrehozott forgó mágneses térbeli viselkedésének elemzését a 6. ábrán vázolt, elektromágneses térszámítási modell, míg a szimmetrikus háromfázisú rendszerrel gerjesztett forgó mágneses térben elhelyezett hatszög alakú próbatest viselkedését a 7. ábrán látható elektromágneses térszámítási modell elrendezések numerikus közelítő számításával végezhetők el, [27].



6. ábra. Négyzet alakú próbatest forgó mágneses térbeli viselkedésének elemzésére szolgáló térszámítási modell



7. ábra. Hatszög alakú próbatest forgó mágneses térbeli viselkedésének elemzésére szolgáló térszámítási modell

Mindkét modellben az előírásoknak megfelelően a lemezek oldalszélessége $2a_0 = 80$ mm, a lemez magassága $2z_0 = 0,35$ mm, a mágneses pólusok és a lemez közötti légrés mérete $\delta = 0,3$ mm. A mágneses anyag vezetőképessége $\sigma = 10^8/48$ S/m. A hengerlési technológiával készült mágneses lemezből a mintadarab oly módon kerül kivágásra, hogy a fő mágnesezési iránynak tekinthető

hengerlési irány (rd) egybeessen a numerikus térszámítási modell x tengelyével, azaz a mágneses pólusok által keltett x -irányú indukció és a mágneses főirány által bezárt $\theta = 0$ szögeltérés nulla. A $2a_0 = 80$ mm szélességű mágneses pólusok vertikálisan lemezelték. A numerikus térszámítási modellben négyyszög alakú próbatest esetén a gerjesztő forgó mágneses indukciót, a forrásteret két, egy x - és egy y - irányú szinuszosan váltakozó indukciójú gerjesztések adják

$$B_s(t) = B_{s1}(t) + j \cdot B_{s2}(t), \quad \begin{aligned} B_{s1}(t) &= B_0 \sin \omega t, \\ B_{s2}(t) &= B_0 \sin(\omega t - \pi/2), \end{aligned} \quad (41)$$

ahol a térvektorokat a komplex számok szimbolizálják, és $j = \sqrt{-1}$. A hatszög alakú próbatest esetén a mágneses pólusok forrásterét, a gerjesztő indukciót egy pozitív forgásirányú, szimmetrikus háromfázisú rendszer adja, $f = 50$ Hz,

$$\begin{aligned} B_s(t) &= B_{s1}(t) + a \cdot B_{s2}(t) + a^2 \cdot B_{s3}(t), \\ B_{s1}(t) &= B_0 \sin \omega t, \\ B_{s2}(t) &= B_0 \sin(\omega t - 2\pi/3), \\ B_{s3}(t) &= B_0 \sin(\omega t - 4\pi/3), \end{aligned} \quad (42)$$

ahol $a = e^{j2\pi/3}$, $a^2 = e^{-j2\pi/3}$ és $1 + a + a^2 = 0$. A numerikus térszámítás realizálása során a próbatestek mágneses hiszterézis karakterisztikáját a 2. pontban kidolgozott vektor Jiles–Atherton modellel szimuláljuk.

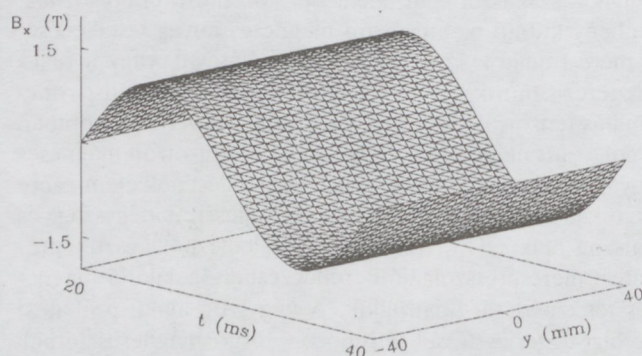
A mérőberendezésben végzett mérések és a numerikus térszámítási szimuláció során is a cél az, hogy a lemezek felett elhelyezett mérőtekercsek által a detektált térrészen a mágneses indukció átlagértékét körkörös polarizáltak tartva annak a mágneses térerősség átlagértékével való kapcsolatát felderítsük. A mérőtekercsek geometriai paramétereit úgy célszerű megválasztani, hogy lehetőleg homogén eloszlású legyen a mágneses tér a vizsgált térrészen. Ennek érdekében a négyyszög alakú próbatest esetén a mérési értékek elemzése után a mérőtekercsek hosszát $l_0 = 20$ mm, míg a hatszög alakú próbatest esetén $l_0 = 50$ mm méretűre célszerű választani.

4.2. A mágneses pólusok forrástere

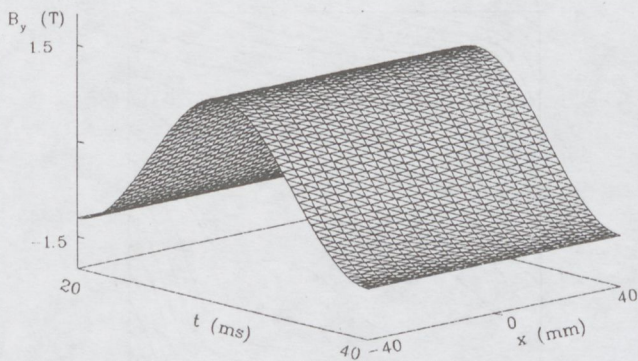
A 6. ábrán és a 7. ábrán felrajzolt elektromágneses térszámítási modellben a mágneses pólusok tere a ferromágneses lemezzel párhuzamosnak tekinthető, miközben a mágneses indukció a pólusokra merőlegesen lép be a vizsgált térrészbe. Így a térszámítási modellben a mágneses pólusokon a mágneses indukció normális komponensének homogén eloszlása egy z -komponensű $\mathbf{A}_s = \mathbf{A}_s(e_z, x, y, t)$ mágneses vektor potenciállal modellezhető. Figyelembe véve azonban a mágneses pólusok vertikális lamináltságát, ami a térszámítási modellben a mágneses pólusokon a mágneses indukciónak a lemez síkjában fekvő tangenciális komponensére nulla értéket ír elő, azaz homogén Neumann peremfeltételt eredményez.

A numerikus térszámítás alkalmazásakor az egyes módszereket a differenciálegyenlet és a határfeltételek kielégítése, ill. a közelítés során ezek kielégítésének hibája jellemzi. A globális variációszámításnak az R-függvényekkel való kombinálása egy olyan numerikus megoldást eredményez, amely a vizsgált térrész pontjaiban a differenciál-

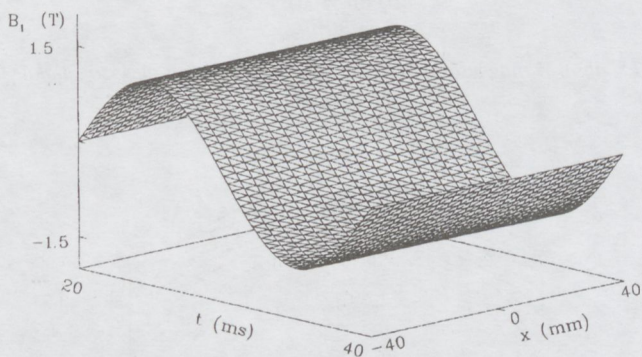
egyenletnek egy közelítő megoldását állítja elő, miközben a határfeltételek pontos kielégítését teszi lehetővé. A módszer alkalmazása különösen indokoltá válik olyan esetekben, amikor a gerjesztés a határfelületeken keresztül fejti ki hatását. Jelen feladatban mérlegelni kellett, hogy a vizsgált térrészben a mágneses pólusokon belépő indukció, vagy annak merőleges volta tekintendő elsődleges feltételnek. Habár a numerikus térszámításban a Dirichlet típusú határfeltételt tekintjük alapvetően meghatározó peremfeltételnek és a Neumann típusú határfeltételt természetes határfeltételként szokás kezelni, a mágneses pólusok lemezeltiségének figyelembevétele egy kellően szigorú Neumann típusú határfeltételt eredményezett. Figyelembe kell még venni, hogy az előírt homogén Neumann típusú határfeltétel kielégítése különösen gondot jelent abban az esetben, ha a mágneses vektor potenciált vezetjük be segédváltozóként az elektromágneses téregyenletek megoldásánál. Mivel a numerikus módszerrel szimulált mérőberendezésben a mérőtekercseken számított mágneses indukció átlagértékének körkörös polarizáltak kell lennie, ehhez pedig az anyag nemlinearitása és főleg anizotrópiája miatt egy visszacsatoláson alapuló kontrollt kellett realizálni a téregyenletek numerikus megoldása során, így a vizsgált feladatban a forgó mágneses mezőt létrehozó mágneses indukció amplitúdójának megválasztása, amely Dirichlet típusú határfeltételre vezet, nem lesz állandó az időbeli megoldás során. Ez a visszacsatolás a betáplált forgó mágneses indukció amplitúdójának, a Dirichlet feltétellel előírt határfeltételnek folyamatos változtatását eredményezi. Ezen indokok alapján a modell-feladat megoldása során az előírt homogén Neumann típusú határfeltétel kielégítését tekintettük meghatározónak. Miután a modellben a gerjesztést a mágneses pólusok fluxusa reprezentálja a (30) vektor potenciálban, így a forrásteret képviselő \mathbf{A}_s ismert tag a fenti elmélet szerint megkonstruálva az a mágneses indukcióvektorra előírt homogén Neumann peremfeltételt pontosan kielégíti. A négyyszög alakú próbatest vizsgálatára szolgáló berendezés modelljében a mágneses pólusokon a mágneses indukció vektor normális komponensének időbeli változása a 8. és 9. ábrákon látható. A háromfázisú gerjesztésű mágneses rendszer modelljében a mágneses indukciónak a pólusokon való időbeli változását a 10.–12. ábrákon tüntettük fel.



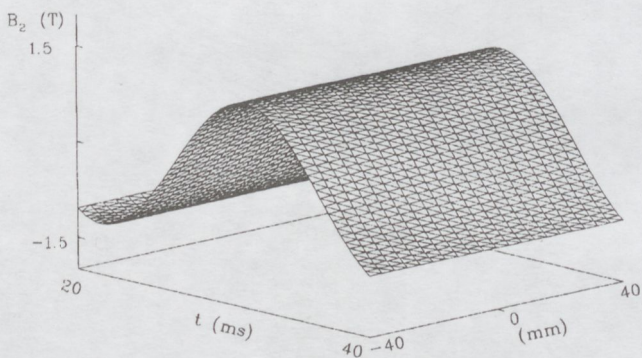
8. ábra. A térszámítási modellben a kétfázisú gerjesztő rendszer B_{s1} mágneses indukciója a póluson



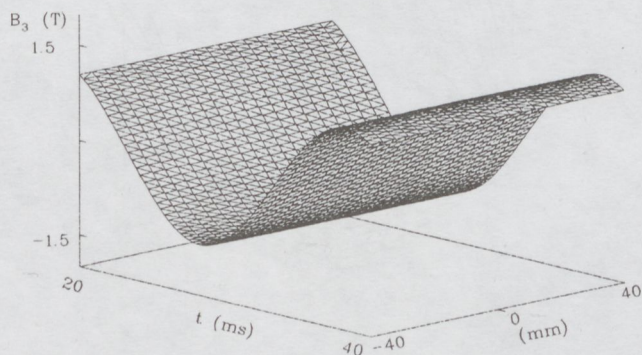
9. ábra. A térszámítási modellben a kétfázisú gerjesztő rendszer B_{s2} mágneses indukciója a póluson



10. ábra. A térszámítási modellben a háromfázisú gerjesztő rendszer B_{s1} mágneses indukciója a póluson



11. ábra. A térszámítási modellben a háromfázisú gerjesztő rendszer B_{s2} mágneses indukciója a póluson

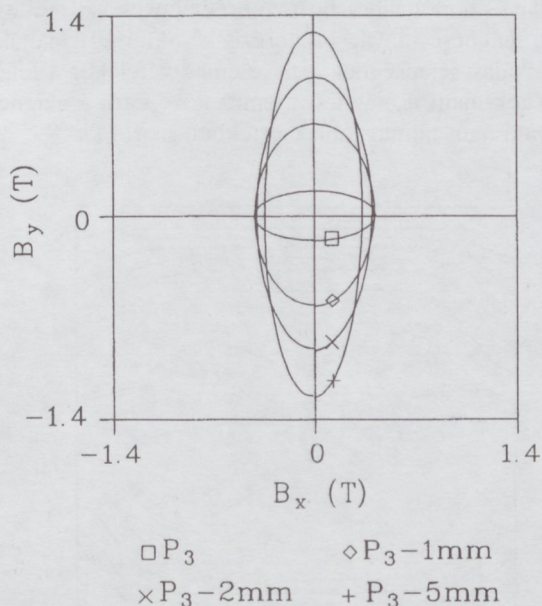


12. ábra. A térszámítási modellben a háromfázisú gerjesztő rendszer B_{s3} mágneses indukciója a póluson

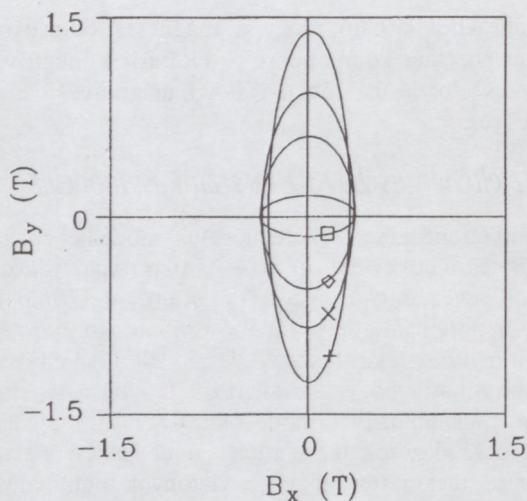
Az ábrákból látható, hogy a mágneses pólusokon a forrástér normális komponense az előírásnak megfelelően egyenletes eloszlású, időben változó mágneses indukciót eredményez.

4.3. Az elrendezés 2D/3D térszámítási modellje

A fenti elrendezés 2D (kétdimenziós) modelljében, amely a mágneses indukciónak az $x - y$ síkon való változását elemzi, a bevezetett $\mathbf{A}_m = A_1(x, y, t)\mathbf{e}_z$ egykomponensű vektor potenciál a lemez alakú próbatestre merőlegesnek, z-irányúnak tekinthető. A 2D modell alkalmazása során kimutatható, hogy a kidolgozott modell a szakirodalomban is alkalmazott térmodellekkel együtt jól alkalmazható a berendezések térszámítási modelljeiben kialakuló statikus és stacionárius mágneses viszonyok tanulmányozására. A skalár, ill. a vektor hiszterézis karakterisztikának a figyelembe vétele a térszámítási modell pontosságát növeli. Ha azonban a mágneses anyagban kialakuló indukálási jelenségeket is modellezni kívánjuk, amely az elektromágneses tér pontosabb analízisét eredményezi, a 2D modell nem bizonyul kellően jó közelítésnek. A 2D modell részeredményeiből a mágneses pólusok tengelye mentén a mágneses lemezben az indukálási jelenség figyelembe vételével a mágneses indukció vektor végpontjának változását egy teljes mágnesezési ciklus alatt a lemez szélén, $P_3(x = x_0, y = 0)$, és a lemez szélétől $P_3(x_0 - 1 \text{ mm}, 0)$, $P_3(x_0 - 2 \text{ mm}, 0)$, ill. $P_3(x_0 - 5 \text{ mm}, 0)$ távolságban a négyszög alakú lemezben a 13. ábra, valamint a hatszög alakú lemez szélén, $P_4(x_0, 0)$, és a lemez szélétől $P_4(x_0 - 1 \text{ mm}, 0)$, $P_4(x_0 - 2 \text{ mm}, 0)$, ill. $P_4(x_0 - 5 \text{ mm}, 0)$ távolságú pontokban a 14. ábra eredményei illusztrálják, [27].



13. ábra. Négyszög alakú mágneses lemez 2D modelljében az indukálási jelenség figyelembe vételekor a mágneses indukció vektor végpontjának változása az x -tengely mentén a P_3 , $P_3 - 1 \text{ mm}$, $P_3 - 2 \text{ mm}$ és $P_3 - 5 \text{ mm}$ pontokban



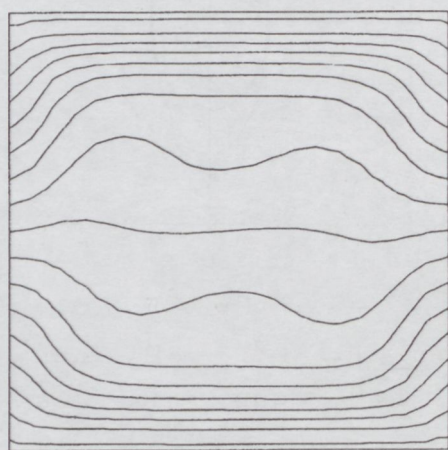
\square P_4 \diamond $P_4 - 1\text{mm}$
 \times $P_4 - 2\text{mm}$ $+$ $P_4 - 5\text{mm}$

14. ábra. Hatszög alakú mágneses lemez 2D modelljében az indukálási jelenség figyelembe vételekor a mágneses indukció vektor végpontjának változása az x -tengely mentén a P_4 , $P_4 - 1\text{ mm}$, $P_4 - 2\text{ mm}$ és $P_4 - 5\text{ mm}$ pontokban

A 2D modell hiányosságai következtében a próbatest síkjában közepén, ahol a mérőtekercseken a mágneses tér jellemzők átlagértékeit kívánatos meghatározni, azokra a realitásoktól eltérően nagyon kis értékek adódnak.

A 2D modell hiányosságainak illusztrálására a mágneses indukció vonalainak a vizsgált térrészen belüli eloszlását a 15. és a 16. ábrák mutatják a forrástér $\omega t = 0^\circ$ és $\omega t = 30^\circ$ pozíciója esetén.

A vizsgált elrendezésben az elektromágneses tér 2D modellje és a modellhez tartozó eredmények azt mutatják, hogy a mágneses anyag hiszterézis karakteristikájának és az indukálási jelenségnek a figyelembe vételekor a fellépő jelenségek miatt a mágneses lemez közepéről a mágneses tér a valóságosnál nagyobb mértékben szorul ki.

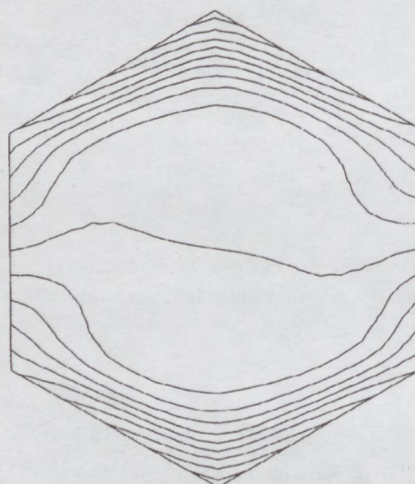


a) $\omega t = 0^\circ$

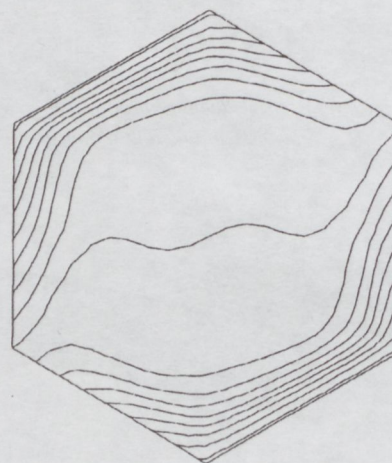


b) $\omega t = 30^\circ$

15. ábra. A mágneses indukció vonalok eloszlása a négyzet alakú próbatestben



a) $\omega t = 0^\circ$



b) $\omega t = 30^\circ$

16. ábra. A mágneses indukció vonalok eloszlása a hatszög alakú próbatestben

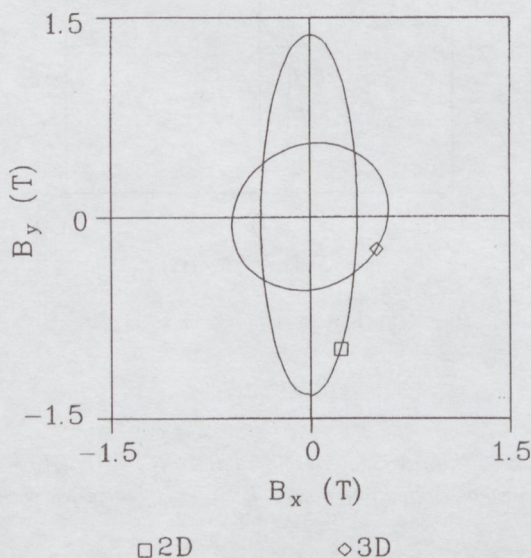
A 3D (háromdimenziós) modell bevezetésével a fenti probléma megoldódik, ahogy azt részletes számítások illusztrálják, [27]. A kidolgozott módszer szerint a 3D modellnél a 2D modell vektor potenciálja egy további, a lemez síkjában fekvő tangenciális komponenssel úgy bővíthető, hogy ezzel az indukált térből származó örvényáramok áramköre a vizsgált próbatesten belül záródjon

$$\mathbf{A}_m = A_1(x, y, t)\mathbf{e}_z + w_D(x, y, t)\mathbf{e}_z \times \nabla A_2(x, y, t), \quad (42)$$

ahol $w_D(\mathbf{r})$ a 3D geometriai tér határfelületét reprezentáló R-függvény.

A fent javasolt 3D modell bevezetésével a lemezalakú próbatestek elektromágneses térszámítási modelljében a lemez-szél környezetében az áramkiszorítás következtében a numerikus analízis eredményeként a mágneses anyagban fellépő nagyon nagy mágnesezettség, az ún. túltelítettség jelensége megszüntethető. Ugyancsak a 3D modell bevezetésével lehetővé válik olyan elektromágneses térszámítási modell kialakítása, amely a valóságos helyzetnek megfelelően a lemez középső területén, ahol a mérő szenzorok a mágneses tér változását érzékelik, nem eredményez irreálisan kis értékeket.

A 2D és a 3D modellek alkalmazásakor kapott eredmények összehasonlítására a mágneses lemezek szélétől 5 mm távolságú pontban a mágneses indukció vektor végpontjának a változása a négyszög alakú és a hatszög alakú lemezekben a 17. és a 18. ábrán láthatók.

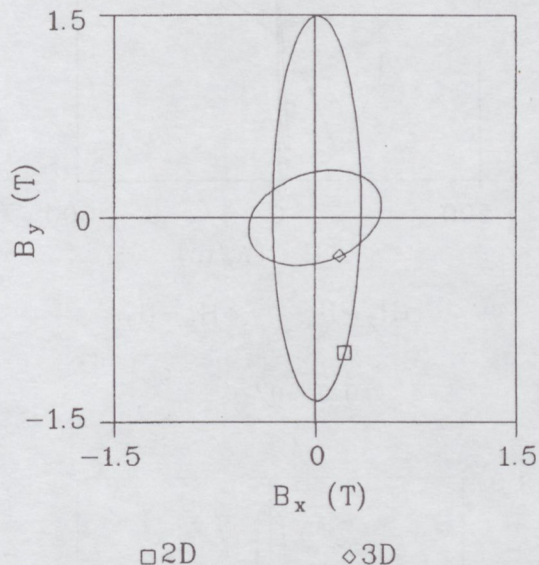


17. ábra. A mágneses indukció vektor végpontjának változása a négyszög alakú mágneses lemez szélétől a $P_3 - 5 \text{ mm}$ pontban

4.4. A mágneses térjellelmezők átlagértékei

A 3D térszámítási modellt alkalmazva mind az örvényáramokat mind a mágneses anyag hiszterézis karakterisztikájának vektor-reprezentációját véve figyelembe a numerikus térszámítási eljárással kapott eredmények alapján meghatározhatók a mágneses anyagban a térjellelmezők átlagértékei. A mérési elvet modellezve, a szenzorokat x, y irányúnak feltételezve, a érzékelő tekercseken a mágneses

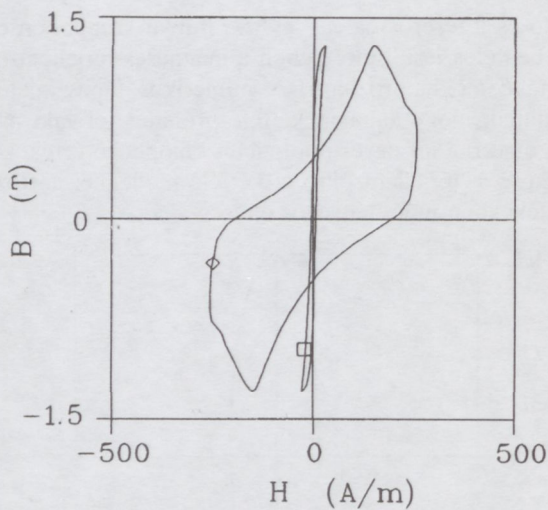
indukció és a térerősség x - és y - irányú komponenseinek térbeli eloszlása ismeretében a mágneses térjellelmezők átlagértéke meghatározható. A numerikus tapasztalatok azt mutatják, hogy habár a kétféle próbatesttel való mérés a geometriai tér egyes pontjaiban különböző értékeket eredményez a térjellelmezőkre, a kétféle modellhez tartozó átlagértékekben nincs lényeges eltérés.



18. ábra. A mágneses indukció vektor végpontjának változása a hatszög alakú mágneses lemez szélétől a $P_4 - 5 \text{ mm}$ pontban

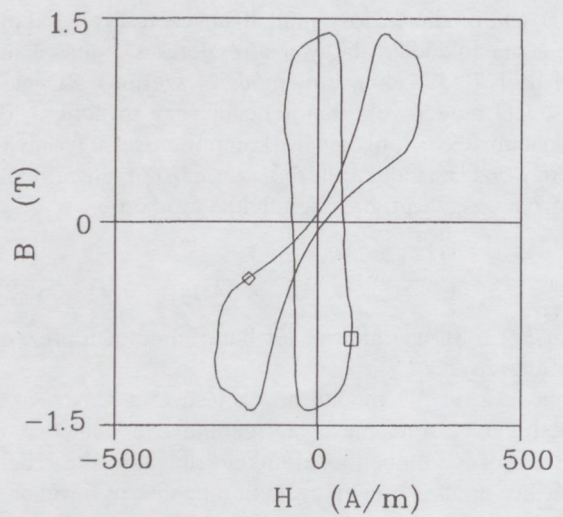
A térszámítási modellben a forgó indukció vektor végpontjának a megadott ciklikusan polarizált B_{ref} referencia jeltől való eltéréseinek függvényében a gerjesztő indukció B_0 értékét változtatva a térszámítási eljárásban az érzékelő tekercsen a numerikus eljárással kapott átlagértékek a kívánt ciklikusan polarizált mágneses indukció előállítható. Az érzékelő tekercseken a számított mágneses indukció átlagértékének ciklikusan polarizált alakja mellett a mágneses térerősség átlagértékének változása meghatározható. A numerikus tapasztalatok azt mutatják, hogy a mérőtekercsek tengelyeinek és a mágneses anyagban a technológiai megmunkálás során kialakuló mágneses tengelyek (hengerlési irány (rd) és a hengerlésre merőleges irány (td)) egybeesése, $\theta = 0^\circ$, ill. azoknak θ szöggel való eltérése a kapott eredményeket befolyásolják. A mágneses térjellelmezők átlagértékeire kapott karakterisztikák, méréssel igazolhatóan, torzult alakot is eredményezhetnek. A numerikus térszámítással a térjellelmezők átlagértékeire kapott eredmények a mágneses tengelyeknek a mérőtekercsek tengelyeihez képest $\theta = 0^\circ$, $\theta = 10^\circ$, $\theta = 20^\circ$, $\theta = 30^\circ$ szöggel való elfordulása esetére a 19. ábrán láthatók.

A 3D numerikus térszámítási modell alkalmazásával érdemes megvizsgálni hogy a H mágneses térerősség átlagértéke hogyan változik, ha azt a mágneses lemez felett különböző magasságokban kapott térerősség eloszlásának ismeretében határozzuk meg a numerikus szimuláció során. Ezzel a mágneses teret detektáló H - tekercsek különböző magasságokban való elhelyezésének hatását lehet szimulálni.



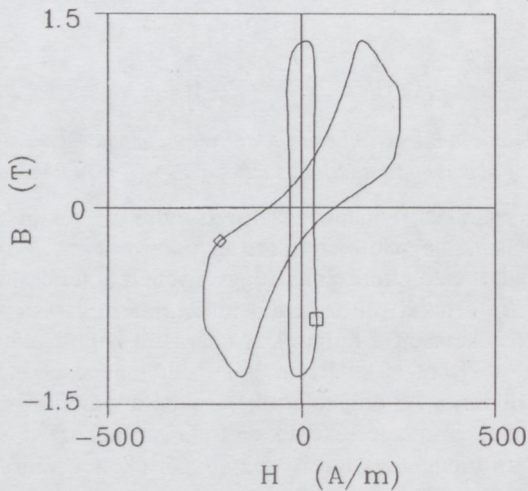
□ $H_x - B_x$ ◇ $H_y - B_y$

a) $\theta = 0^\circ$



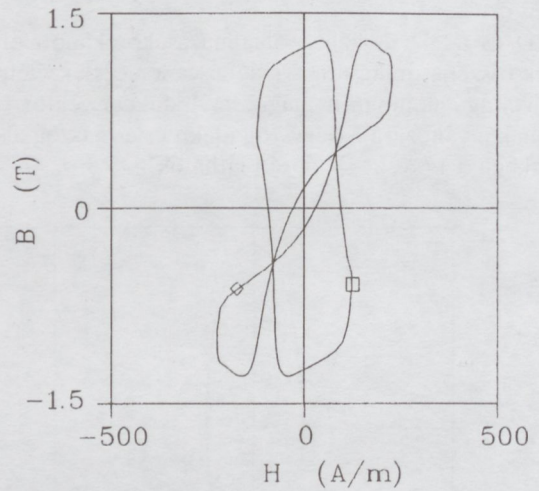
□ $H_x - B_x$ ◇ $H_y - B_y$

c) $\theta = 20^\circ$



□ $H_x - B_x$ ◇ $H_y - B_y$

b) $\theta = 10^\circ$



□ $H_x - B_x$ ◇ $H_y - B_y$

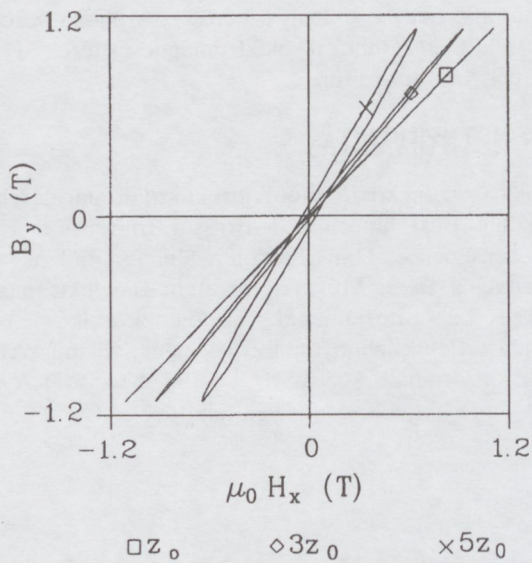
d) $\theta = 30^\circ$

A mágneses térerősség átlagértékének csökkenő tendenciáját a mágneses lemez síkja felett növekvő $z = z_0$, $z = 3z_0$ és $z = 5z_0$ magasságokban elhelyezett síkokban a 20. ábra mutatja négyszög alakú próbatest esetén, ill. az eredmények a 21. ábrán láthatók hatszög alakú próbatest esetén.

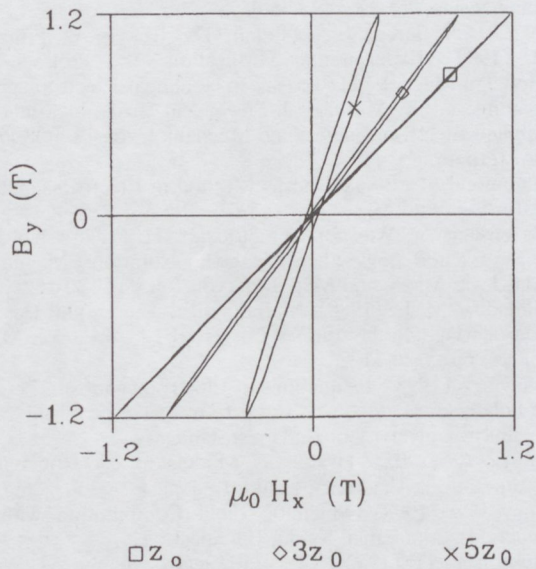
19. ábra. A térjellelmzők átlagértékéhez tartozó $H_x - B_x$, $H_y - B_y$ karakterisztikák cirkulárisan polarizált $B_x - B_y$ átlagérték mellett

4.5. Veszteségek az anizotróp mágneses lemezben

A Jiles–Atherton hiszterézis karakterisztika vektor reprezentációját alkalmazva az egyetlen próbatestből álló mintadarab mérésére szolgáló mágneses rendszerben a mágneses térjellelmzők átlagértékeinek figyelembe vételével meghatározhatók az örvényáramok hatására a mágneses veszteségek alakulása egyirányú szinuszosan változó mágneses térben, ill. forgó mágneses mezőben, $f = 50$ Hz frekvenciájú gerjesztés esetén. A numerikus térszámítás eredményeit felhasználva egyirányú, alternáló indukciójú térrel való gerjesztés esetén a hiszterézis P_h , az örvényáram P_e és a teljes P_t veszteségek meghatározhatók.



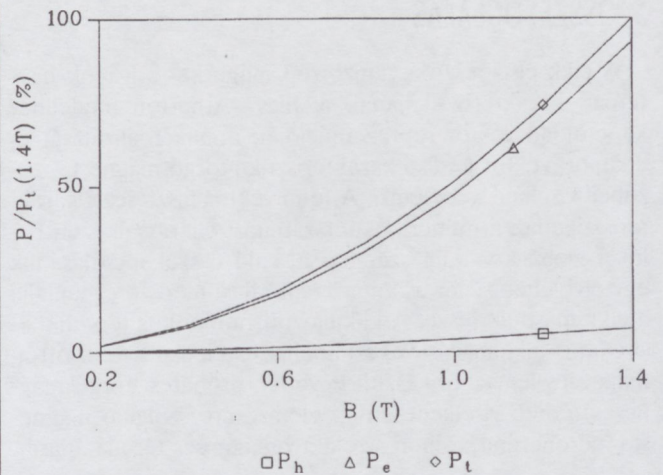
20. ábra. A mágneses térerősség átlagértékének csökkenése a négyszög alakú próbatest feletti magassággal



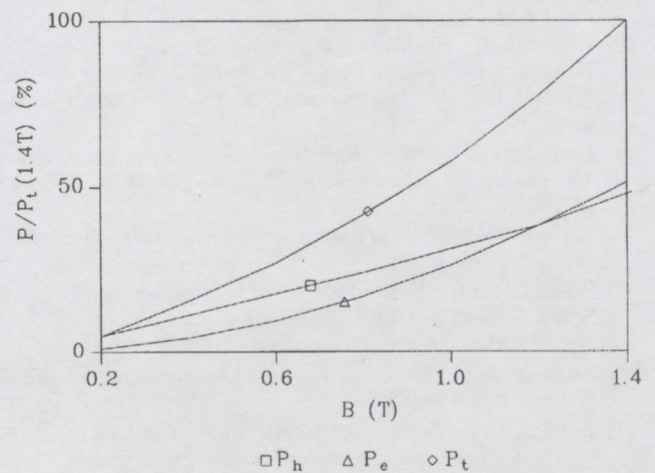
21. ábra. A mágneses térerősség átlagértékének csökkenése a hatszög alakú próbatest feletti magassággal

Forgó mágneses indukciójú térbe helyezve az anizotróp lemezt, a numerikus térszámításból származó szimuláció eredményei a mérésekkel összhangban a veszteségek arányainak megváltozását mutatják, ahogy az a 24. ábrán látható.

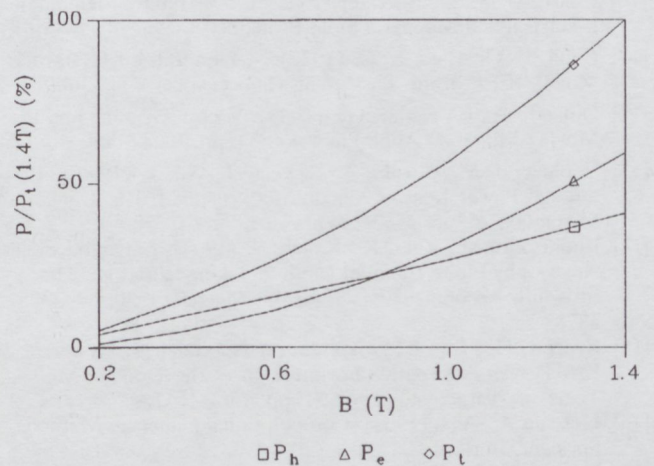
A hengerlés irányába (rd) mutató gerjesztés esetén a numerikus analízissel kapott eredmények növekvő indukció értékek mellett a 22. ábrán, míg a hengerlésre merőleges (td) irányba mutató gerjesztés esetén a kapott eredmények a 23. ábrán láthatók.



22. ábra. Hengerlés irányába mutató szinuszosan változó mágneses indukcióval való gerjesztés esetén a histerézis P_h , az örvényáram P_e és a teljes P_t veszteség alakulása különböző indukció értékek mellett



23. ábra. Hengerlés irányára merőleges irányba mutató szinuszosan változó mágneses indukcióval való gerjesztés esetén a histerézis P_h , az örvényáram P_e és a teljes P_t veszteség alakulása különböző indukció értékek mellett



24. ábra. A mágneses indukció cirkulárisan polarizált átlagértéke mellett, forgó indukciójú mágneses gerjesztés esetén a histerézis P_h , az örvényáram P_e és a teljes P_t veszteség alakulása különböző indukció értékek mellett

5. ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk első része az anizotróp mágneses anyagok hiszterézis karakterisztikájának a Jiles–Atherton modellhez kapcsolódó vektor reprezentációját, annak realizálását és a kapott vektor leírású karakterisztika forgó mágneses mezőben viselkedését elemzi. A fenti vektor hiszterézis karakterisztikájának a numerikus térszámítási eljárással, ezen belül a globális variációs számítással való összekapcsolásának egy elvi lehetőségét és annak realizálási módszerét taglalja a cikk második része. A kidolgozott numerikus térszámítási eljárás alkalmazásával szimulálja és elemzi az anizotróp mágneses lemezből készült egyetlen próbatest forgó mágneses térben viselkedésének elemzésére szolgáló mágneses mérőberendezésben az elektromágneses tér alakulását.

IRODALOM

- [1] Akbaba, M. (1991): A Modified Fröhlich's Type Equation for Accurate Modelling of Magnetizing Characteristic of Magnetic Cores, *Electrical Machines and Power Systems*, vol. 19. pp. 303-311.
- [2] Barbarics, T., Gilányi, A., Gyimóthy, Sz., Iványi, A. (1994): Problems of Preisach Model Applying in Finite Element Method, *Periodica Polytechnica, Ser. Electrical Eng.* vol. 38. pp. 5-16.
- [3] Bergquist, A. (1996): A Simple Vector Generalization of the Jiles–Atherton Hysteresis, *IEEE Trans. on Magn.* vol. 32. pp. 4213-4215.
- [4] Bertotti, G. (1998): *Hysteresis in Magnetism*, Academic Press, New York
- [5] Bíró, O. Richter, K. R. (1991): CAD is Electromagnetism, in *Series Advances in Electromagnetics and Electron Physics*, ed. P. W. Hawkes, vol. 82. Academic Press, New York
- [6] Bossavit, A. (1998): *Computational Electromagnetism*, Academic Press, New York
- [7] Brebbia, C. A., Walker, S. (1980): *Boundary Element Techniques in Engineering*, Newnes-Butterworths, London
- [8] Brix, W., Hempel, K. A., Schulte, F. J. (1984): Improved Method for the Investigation of the Rotational Magnetisation Process in Electrical Steel Sheet, *IEEE Trans. on Magn.* vol. 20. pp. 1708-1710.
- [9] Brokate, M., Sprekels, J. (1996): *Hysteresis and Phase Transitions*, Springer, Berlin
- [10] Chari, M. V. K., Silvester, P. P. (1960): *Finite Element in Electrical and Magnetic Field Problems*, J. Wiley, New York
- [11] Chua, L. O., Bass, S. C. (1972): A Generalized Hysteresis Model, *IEEE Trans. on Circuit Theory*, vol. 19. pp. 36-48.
- [12] Della Torre, E., Kádár, Gy. (1988): Vector Preisach and the Moving Model, *J. Appl. Phys.* vol. 63. pp. 3004-3006.
- [13] Enokizono, M., Suzuki, T., Sievert, J., Xu, J. (1990): Rotational Power Loss of Silicon Steel Sheet, *IEEE Trans. on Magn.* vol. 26. pp. 2562-2564.
- [14] Enokizono, M., Yuki, K., Kanao, S. (1994): Magnetic Field Analysis by Finite Element Method Taking Rotational Hysteresis into Account, *IEEE Trans. on Magn.* vol. 30. pp. 3375-3378.
- [15] Everett, D. H. (1955): A General Approach to Hysteresis, Part IV. An Alternative Formulation of the Domain Model, *Trans. on Faraday Soc.* vol. 51. pp. 1551-1557.
- [16] Fletcher, C. A. J. (1984): *Computational Galerkin Methods*, Springer, Berlin
- [17] Fodor, Gy. (1981): *Elektromágneses terek*, Tankönyvkiadó, Budapest
- [18] Friedman, G. (1990): New Formulation of the Stoner–Wohlfarth Hysteresis Model and the Identification Problem, *J. Appl. Phys.* vol. 67. pp. 5361-5363.
- [19] Füzi, J. (1997): Dynamic Operation of Coils with Ferromag-

Megmutatja, hogy a síklemez mérésére szolgáló berendezés korrekt elemzéséhez az elektromágneses terek 3D modelljét célszerű bevezetni.

KÖSZÖNETNYILVÁNÍTÁS

A cikk szerzője köszönetét fejezi ki kutató partnereinek, köztük Dr. Füzi Jánosnak, a Brassói Transilvania Egyetem docensének és Univ. Prof. Dr. Helmut Pfützner professzornak, a Bécsi Műszaki Egyetem Bioelektromos és Mágneses Laboratóriumának vezetőjének akik a laboratóriumi kísérletek lebonyolítását végezték, valamint támogató szponzorainak, köztük az T 019824 sz. OTKA és a MATÁV projektjeinek, amelyek lehetővé tették a kutatómunka elvégzését.

- netic Cores Taking Magnetic Hysteresis into Account. *Applied Computational Society Journal, USA*, vol. 12. pp. 96-101.
- [20] Füzi, J. (1999): Computationally Efficient Rate Dependent Hysteresis Model, *COMPEL, The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 13. pp. 445-457.
- [21] Füzi, J., Helerea, E., Oltenau, D., Iványi, A., Pfützner, H. (1997): Experimental Verification of a Preisach-Type Model of Magnetic Hysteresis, in *Nonlinear Electromagnetic Systems*, ed. by V. Kose, J. Sievert, in *Series of Studies in Applied Electromagnetics and Mechanics*, vol. 13. IOS Press, Amsterdam, pp. 479-482.
- [22] Hammond, P. (1986): *Energy Method in Electromagnetism*, Oxford Sc. Publ.
- [23] Hazensagl, A., Wiesner, B., Pfützner, H. (1996): Novel 3-Phase Excited Single Sheet Tester for Rotational Magnetisation, *J. of Magn. and Mag. Mat.* vol. 160. pp. 180-182.
- [24] Hodgdon, M. L. (1988): Mathematical Theory and Calculation of Magnetic Hysteresis Curves, *IEEE Trans. on Magn.* vol. 24. pp. 3120-3122.
- [25] Iványi, A. (1993): R-functions in Electromagnetism, *Periodica Polytechnica, Technical Report, Ser. Electrical Eng. No.8*. Technical University of Budapest, Hungary
- [26] Iványi, A. (1997): *Hysteresis Models in Electromagnetic Computation*, Akadémiai Kiadó, Budapest
- [27] Iványi, A. (1998): *Magnetic Field Computation with R-Functions*, Akadémiai Kiadó, Budapest
- [28] Jackson, J. D. (1962): *Classical Electrodynamics*, J. Wiley, New York
- [29] Jiles, D. C., Atherton, D. L. (1984): Theory of Ferromagnetic Hysteresis, *J. Appl. Phys.* vol. 55. pp. 2115-2120.
- [30] Jiles, D. C., Atherton, D. L. (1986): Theory of Ferromagnetic Hysteresis, *J. of Magn. and Mag. Mat.* vol. 61. pp. 48-60.
- [31] Jiles, D. C. (1991): *Introduction to Magnetism and Magnetic Materials*, Chapman and Hall, London
- [32] Jiles, D. C., Thoelke, J. B., Devine, M. K. (1992): Numerical Determination of Hysteresis Parameters for the Modelling of Magnetic Properties Using the Theory of Ferromagnetic Hysteresis, *IEEE Trans. on Magn.* vol. 28. pp. 27-35.
- [33] Josephs, R. M., Crompton, D. S., Krafft, C. S. (1986): Characterization of Magnetic Oxid Recording Media Using Fourier Analysis of Static Hysteresis Loops, *IEEE Trans. on Magn.* vol. 22. pp. 653-655.
- [34] Krawczyk, A., Tegopoulos, J. A. (1993): *Numerical Modelling of Eddy Currents*, Clarendon Press, Oxford
- [35] Mayergoyz, I. D. (1991): *Mathematical Models of Hysteresis*, Springer, Berlin
- [36] Mihlin, S. G. (1953): *Integrálegyenletek és alkalmazásuk a mechanika, a matematikai fizika és a technika egyes problémáira*, Akadémiai Kiadó, Budapest
- [37] Mikhlín, S. C. (1964): *Variational Methods in Mathematical Physics*, MacMillan, New York

- [38] Mikhlin, S. G. (1970): *Mathematical Physics and Advanced Courses*, North-Holland, Amsterdam
- [39] Moses, A. J. (1988): *Recent Advances in Experimental Methods for the Investigation of Silicon Iron*, Physica Scripta, vol. T24. pp. 49-53.
- [40] Nakata, T., Takahashi, N., Fujiwara, K., Okada, Y. (1988): *Improvements for the Method for 3-D Eddy Current Analysis*, IEEE Trans. on Magn. vol. 24. pp. 94-97.
- [41] Nakata, T., Takahashi, N., Fujiwara, K., Nakano, M., Kayada, T. (1990): *Effects of Eddy Currents in the Specimen in a Single Sheet Tester on Measurement Error*, IEEE Trans. on Magn. vol. 26. pp. 1641-1643.
- [42] Nakata, T., Takahashi, N., Kawase, Y., Nakano, M., Miura, M., Sievert, J. (1986): *Numerical Analysis and Experimental Study of the Error of Magnetic Field Strength Measurements with Single Sheet Testers*, IEEE Trans. on Magn. vol. 22. pp. 400-402.
- [43] Pfützner, H., Schönhuber, P. (1991): *On the Problem of the Field Detection for Single Sheet Tester*, IEEE Trans. on Magn. vol. 27. pp. 778-785.
- [44] Preston, T. W., Reece, A. B. J. (1982): *Solution of 3-dimensional Eddy Current Problems: The $T - \Omega$ method*, IEEE Trans. on Magn. vol. 18. pp. 486-491.
- [45] Renhart, W., Stoegner, H., Preis, K. (1988): *Calculation of 3D Eddy Current Problems by Finite Element Method Using Either an Electric Magnetic Vector Potential*, IEEE Trans. on Magn. vol. 24. pp. 121-125.
- [46] Rivas, J., Zamarro, J. M., Martin, E., Pereira, C. (1981): *Simple Approximation for Magnetization Curve and Hysteresis Loops*, IEEE Trans. on Magn. vol. 17. pp. 1498-1502.
- [47] Shimatani, N., Fujita, H. (1981): *Approximation of Magnetization Curves by Exponential Functions*, Electrical Eng. in Japan, vol. 101. pp. 1-10.
- [48] Silvester, P. P., Ferrari, R. L. (1983): *Finite Elements for Electrical Engineers*, Cambridge University Press
- [49] Simonyi, K. (1976): *Elméleti villamosságtan*, Tankönyvkiadó, Budapest
- [50] Smythe, W. R. (1968): *Static and Dynamic Electricity*, McGraw Hill, London
- [51] Stoner, E. C., Wohlfarth, E. P. (1948): *A Mechanism of Magnetic Hysteresis in Heterogeneous Alloys*, Reprinted in IEEE Trans. on Magn. vol. 27. 1991. pp. 3475-3518.
- [52] Stratton, J. A. (1941): *Electromagnetic Theory*, McGraw Hill, London
- [53] Teape, J. W., Simpson, R. R. S., Slater, R. D., Wood, W. S. (1974): *Representation of Magnetic Characteristic, Including Hysteresis, by Exponential Series*, Proc. IEE vol. 121. pp. 1019-1020.
- [54] Tellinen, J. (1998): *A Simple Scalar Model for Magnetic Hysteresis*, IEEE Trans. on Magn. vol. 34. pp. 2200-2206.
- [55] Trutt, F. C., Erdélyi, E. A., Hopkins, R. E. (1968): *Realization of the Magnetization Characteristic of DC Machines for Computer Use*, IEEE Trans. on Power App. and Sys. vol. 87. pp. 665-669.
- [56] Upda, S. S., Lord, W. A. (1985): *A Fourier Description of Hysteresis Loop Phenomena*, IEEE Trans. on Magn. vol. 21. pp. 2270-2373.
- [57] Vajda, F., Della Torre, E. (1991): *Measurement of Output Dependent Preisach Function*, IEEE Trans. on Magn. vol. 27. pp. 4757-4762.
- [58] Visintin, A. (1994): *Differential Models of Hysteresis*, Springer, Berlin
- [59] Willcock, S. N. M., Tanner, B. K. (1983): *Harmonic Analysis of B-H Loops*, IEEE Trans. on Magn. vol. 19. pp. 2265-2270.
- [60] Zombory, L. Koltai, M. (1979): *Elektromágneses terek gépi analízise*, Műszaki Könyvkiadó, Budapest

HYSTERESIS MODELS IN MAGNETIC COMPUTATION

IVÁNYI MIKLÓSNÉ, SZAKÁCS AMÁLIA

DEPARTMENT OF ELECTROMAGNETIC THEORY
TECHNICAL UNIVERSITY OF BUDAPEST
H-1521 BUDAPEST
TEL: 463 2817, FAX: 463 3189, E-MAIL: IVANYI@EVTSZLEVTBME.HU

The paper deals with the simulation of the hysteresis characteristics for anisotropic magnetic materials. The behaviour of the vector Jiles-Atherton hysteresis operator is proved under alternating and rotational flux feeding conditions. In the paper a method for combination of the above realized hysteresis operator with the global variational method in the numerical field analysis is presented and applied for the investigation of the electromagnetic field in the single sheet tester. The results of the 3D numerical simulation developed on the anisotropic magnetic material under rotational magnetic flux conditions in the single sheet tester are proved and discussed.



Iványi Miklósné, Szakács Amália mérnöki oklevelének megszerzése óta, a Budapesti Műszaki Egyetem Elméleti Villamosságtan Tanszékén dolgozik. Tudományos pályafutása során a műszaki doktor címet 1981-ben, a műszaki tudomány kandidátusa címet 1991-ben szerezte meg, PhD fokozatát 1997-ben kapta. A tanszéken végzett oktatói munkája mellett részt vesz tankönyvek és példatárak összeállításában. Eddig meg-

jelent publikációinak és nemzetközi konferencia előadásainak száma eléri a százat. Két könyve jelent meg az Akadémiai Kiadónál. Kutatási területei az elektromágneses terek és numerikus módszerei, a globális variációs számítás és az R-függvények, az ionizációs problémák és a koronakisülések elektromos terének számítása, valamint a mágneses anyagok histerézis karakterisztikájának szimulációja, anizotróp mágneses anyag viselkedése elektromágneses térben, veszteségek a mágneses lemezekben, mágneses árnyékolás.

New Book

Magnetic Field Computation with R-Functions

by Amália Iványi

In the book the new results on simulation and implementation of the magnetic hysteresis to the numerical analysis of the electromagnetic field problems are summarized.

The progress in the simulation of magnetic materials and hysteresis characteristics opens a new field of research activity to develop a vector formulation between the magnetic field intensity and the magnetization vectors. The implementation of the hysteresis models to the numerical field analysis of the electromagnetic fields yields a nonlinear differential equation at prescribed boundary conditions. By the combination of the global variational method and the R functions the prescribed boundary conditions can be fulfilled in a forced way. The implementation of the hysteresis models of the anisotropic materials in conjunction with the global variational method and the R-functions extends the analysis of the electromagnetic field quantities in nonlinear materials.

The book starts with a short review of the experimental systems for measuring the magnetic properties in anisotropic magnetic materials. For completeness the description of the single sheet tester with two-pairs of poles and with three-pairs of poles is provided in Chapter 1. It is followed by a summary of the scalar and the vector representation of the Jiles Atherton hysteresis models and by their numerical realization based on measured data in Chapter 2. In Chapter 3 and Chapter 4 the problems formulated with the global variational method for the numerical simulation of the electromagnetic fields with respect to the introduced potentials and to the prescribed boundary conditions are introduced next. The R-functions method applied for forced satisfaction of the prescribed boundary conditions in the numerical analysis of the electromagnetic field problems is summarised in Chapter 5 and Chapter 6.

The realization of the numerical analysis of the electromagnetic field problems developed for the single sheet tester with two-pairs of poles and with three-pairs of poles is published in the book. The detailed numerical analysis of the source field of the magnetic poles in Chapter 7 is followed by Chapter 8 and Chapter 9 about the discussion of 2D and 3D models of the magnetic systems. Implementing the scalar and the vector hysteresis with the global variational method the problems of the eddy current effects on the field quantities is investigated as well. Finally the losses in the magnetic system under the exposed circular polarised flux density are determined in Chapter 10.

Akadémiai Kiadó, Budapest, 1998.
ISBN 963 05 7562 0

In English, 1998. 260 pages, 17x25 cm, Hardbound, USD 52 (10 000HUF+áfa)

A Special Offer

Hysteresis Models in Electromagnetic Computation

by Amália Iványi

This book forms a bridge between the necessary information about the magnetization process and about modelling the hysteresis characteristics to engineering trained computational techniques. Simultaneously few examples solved by the author, who is expert in numerical calculation of electromagnetic field, well known from many published papers and presentations at prominent international conferences, demonstrate the applicability of the described methods with critical remarks starting from author's own experiences.

The book is divided in two parts. At the beginning of the first part the author gives in very concise form the fundamentals of physics of magnetic materials, with a special emphasis to ferromagnetic materials. The insert of this introduction is fully justified because many engineers working in informatics, respectively in numerical field calculation, and being experts in the software have feeble knowledge about solid state physics. It breaks many times the communication of technologists and constructors.

Afterwards follow the chapters devoted to the static and dynamic models of magnetization process with a special attention paid to hysteresis models. All famous and well known models so of Langevin and Chua's type as Preisach and Stoner-Wohlfarth models are discussed in details with comments springing out the own experiences of the author. The first part can be characterized as a successful compilation giving a very good survey of various approaches to the modelling of magnetization processes with a rich list of references to the original papers.

The second part represents the original contribution of the author. As examples of methods described in the first part three very actual problems are discussed and the results achieved by the author are presented. As first the field in anisotropic transformer steel is numerically solved with various angles between the rolling direction and the cutting direction. The dependence of the magnetostatic energy on the angle together with hysteresis losses represents an important contribution to this well known and experimentally in details investigated phenomenon. These results can be considered as the first theoretical solution of the problem important for the industry of electrical machines.

Follows the analysis of the shielding of a single phase and three phase conductors by use of nonmagnetic and magnetic shielding materials. The third problem concerns the anisotropic material exposed to the rotational magnetic field. The actuality of this problem prove the series of international workshops devoted periodically to this subject. If the applied model similar to the Charap-Wiesen approach gives trustworthy results can be estimated just after careful comparison with a large variety of experimental results, the described method represents one original and very promising approach.

The book has high scientific level and covers one lack in the world literature devoted to the solution of one class of nonlinear problems.

Akadémiai Kiadó, Budapest, 1997.
ISBN 963 7416 0

In English, 1997. 229 pages, 17x25 cm, Hardbound, USD 48 (10 000 HUF+áfa)

Order Form

Customers may order from

HIRADÁSTECHNIKA Szerkesztőség,
Paulay E. u. 56. II.14/A
1061 Budapest, VI.
Telefon (+36 1) 341 6421, Fax: (+36 1) 325 9058
E-mail: sese@mail.matav.hu

Please send me:.....copy(ies) of

A. Iványi: *Magnetic Field Computation with R-Functions*
(10 000 Ft+áfa)

PLEASE PRINT:

Name.....

Address.....

City/State/Country/Postal Code.....

Date and Signature

Summa:.....

Order Form

Customers may order from

HIRADÁSTECHNIKA Szerkesztőség,
Paulay E. u. 56. II.14/A
1061 Budapest,
Tel: (+36 1) 341 6421, Fax: (+36 1) 325 9058
E-mail: sese@mail.matav.hu

Please send me:.....copy(ies) of

A. Iványi: *Hysteresis Models in Electromagnetic Computation*,
(10 000 Ft+áfa)

PLEASE PRINT:

Name.....

Address.....

City/State/Country/Postal Code.....

Date and Signature

Summa:.....

A TÁVKÖZLŐ BERENDEZÉSEK MEGFELELŐSÉGÉNEK ÉS KÖLCSÖNÖS ELISMERÉSÉNEK SZABÁLYOZÁSA AZ EURÓPAI UNIÓBAN

JUSZTIN TAMÁS

MATÁV RT.
1015 BUDAPEST, KRISZTINA KRT. 55.
TEL.: 457-7337, FAX: 458-7335, E-MAIL: JUSZTINT@MAIL.MATAV.HU

Az Európai Közösségben az egységes piac kialakításának és a termékek szabad áramlásának céljából a 80-as évek elejétől napjainkig tart az a folyamat, mely az új megközelítés elvén alapulva dolgozza ki a szabályozást az Unió gazdaságára.

Ez azon az elven alapul, hogy a harmonizációt nem a részletes jogszabályok, hanem az alapvető követelmények teljesülését megkövetelő irányelvek kiadásával kell elérni.

Az Európai Közösségben az említett jogilag szabályozott terület és a piac szereplői által önkéntesen szabályozott terület jól elkülöníthető.

Európában a távközlő végberendezéseket és az összekapcsolásokat létrehozó interfészeket az alapvető követelmények kielégítése szempontjából független notifikált szervezetekkel a *modulokra* vonatkozó irányelvnek megfelelően tanúsíttatni kell.

A távközlési hálózaton belül használt berendezések nem tartoznak a jogilag szabályozott engedélyköteles termékek közé. A szolgáltató felelőssége olyan berendezések beszerzése és üzemeltetése, melyeknek a hálózatba való integrálásával teljesíthetők a vonatkozó irányelvek előírásai.

1. BEVEZETÉS

Az európai távközlő végberendezés piac harmonizációja felé az első lépés megtételére 1983-ban került sor. Ekkor egy együttműködési megállapodást írt alá az Európa Bizottság és a Conférence Européenne des Administrations des Postes et Télécommunications (CEPT) a prioritások megállapítása céljából a távközlő végberendezésekre vonatkozó egységes európai műszaki specifikációk kidolgozását illetően. Az ezen az együttműködésen keresztül elért előrelépés a Bizottságnak egy olyan irányelv létrehozására vonatkozó javaslatához vezetett, aminek témája a megbízott nemzeti vizsgálólaboratóriumok által kiadott vizsgálati eredmények kölcsönös elismerése vonatkozott. Ezt a javaslatot a Tanács 86/361 EEC számú irányelveként fogadták el.

Már ekkor világossá vált, hogy az egységes belső piac létrehozása érdekében szükség van a nemzeti szabályozások harmonizációjára.

Ezt követően az európai távközlési szektorban bekövetkezett változások lehetővé tették a Bizottság számára egy további lépés javaslatát. A Bizottság javasolta a teljes körű engedélyezési eljárás kölcsönös elismerési rendszerét, beleértve a távközlő végberendezések piacon való elhelyezését és üzembe helyezését. Ennek az „egylépcsős engedélyezési eljárás” rendszernek a bevezetésére a Tanács 91/263 EEC irányelvnek elfogadásával került sor, ami a 86/361 EEC irányelvet váltotta fel. A 91/263 EEC irányelv alkalmazását a 93/97/EEC irányelv elfogadásával kiterjesztették a műholdas földi állomásokra is.

Míg ezek az irányelvek bizonyos típusú berendezések esetében hatékonyan támogatták az egységes piacot, a tapasztalatok azt mutatták, hogy a 91/263 EEC és a 93/97/EEC irányelvekben ismertetett jogi intézkedések kidolgozására fordított idő nem állt arányban a piac és a technológia változásának mértékével.

A következő tendenciák voltak észlelhetők:

- a gyártók egyre fokozottabb mértékben alkalmazták az EN 29000 és az EN 45000 sorozatoknak megfelelő minőségbiztosítási rendszereket;
- a távközlő végberendezések és a rádiótávközlő berendezések élettartama nem több mint három évre csökkent;
- a harmonizált szabványok kidolgozása elérkezett oda, hogy a végleges szavazás és az engedélyezési eljárások még egyszerű esetekben is 1,5 évet vettek igénybe;
- új távközlő hálózattípusok jelentek meg és gyorsabban kerültek telepítésre, mint ahogyan a hivatalos végberendezés specifikációkat kidolgozhatták volna;
- a távközlési piac liberalizálása elősegíti az új üzemeltetők belépését és ennek következtében a hálózatok elszaporodását;
- a közeledés bizonyos fokú hiánya észlelhető az Európai Unió és néhány kulcsfontosságú harmadik ország távközlő végberendezéseire vonatkozó szabályozási keretét illetően, ami bonyolultabbá teheti a kölcsönös elismerési megállapodásokat;
- a mobilitás, a személyre szóló számkiosztás és a rádiótávközlő végberendezések a robbanásszerű növekedés helyszínei voltak, ami különös nehézségeket okozott a spektrum kihasználását és a szolgáltatások közötti interferenciát illetően.

Az eredmény az, hogy ezeknek a tendenciáknak a fényében a távközlő végberendezésekre és rádiótávközlő berendezésekre vonatkozó jogi szabályozást alapjaiban kellett felülvizsgálni a dinamikus változó európai versenykörnyezetnek a támogatása érdekében.

2. A TÁVKÖZLŐ VÉGBERENDEZÉSEK ENGEDÉLYEZÉSÉNEK EURÓPAI RENDSZERE

2.1. Az európai új megközelítés elve

A 80-as évek elejéig a Bizottság úgy vélte, hogy az összehangolt és egységes európai piacot részletes tanácsi irány-

elvek kiadásán keresztül lehet létrehozni. Ezt a politikát 1984-ben változtatták meg. Az új megközelítés (1985-ös EU Tanácsi határozat (85/C 136/01)) szerint a műszaki szabályozás körét kezelhető részekre bontották fel és figyelmüket csak a *lényegi követelményekre* (azok a követelmények, melyek az irányelvekben a biztonságra, az életvédelemre és egyéb alapvető jellemzőkre vonatkoznak) összpontosították.

Az EU Tanács 1990-ben a termékek szabad áramlása és a költségek csökkentése érdekében határozatot fogadott el a vizsgálati és tanúsítási kérdések globális megközelítéséről. Ezen elv szerint az irányelvek megadják azokat az eljárásokat, amelyekben az adott terméknek át kell esnie ahhoz, hogy a közösségen belül forgalmazható legyen.

A piac által szabályozott területen a tanúsítás önkéntes alapokon nyugszik, melynek alapvető feladata a gyártmány, a szolgáltatás és a gyártó minőségbiztosítási rendszerre és személyzete megfélelőségeinek igazolása a piac többi szereplője számára. Ezen a területen a szabályozás a harmonizált szabványok útján valósul meg. A kölcsönös elismerés pedig az egymás közti két vagy több oldalú megállapodások alapján történik.

A távközlési szektorban a végberendezéseket és az összekapcsolásokat létrehozó interfészeket a lényegi követelmények kielégítése szempontjából tanúsíttatni a *modulokra* (93/465 sz. EU Tanácsi határozat) vonatkozó Tanácsi határozat szerint kell. Európában a távközlési szektorban a szolgáltatásokra és hálózatokra vonatkozó kötelező szabványokkal nem jár együtt a kötelező illetve hatósági tanúsítás, azaz csak önkéntes tanúsítás létezik.

A távközlési hálózaton belül használt berendezések nem tartoznak a jogilag szabályozott engedélyköteles termékek körébe. A hálózat üzemeltető felelőssége olyan berendezések beszerzése és üzemeltetése, melyek hálózatba integrálásával teljesíthetők az ONP (Open Network Provision: Nyílt Hálózati Lehetőségek) irányelv előírásai. A hálózatminőségre vonatkozó ONP előírások betartását többszereplős távközlési piacon a szerződő felek kölcsönösen ellenőrzik. A hatóság csak megegyezés hiányában lép fel közvetítő szerepben.

2.2. Európatanácsi Irányelvek

2.2.1. Irányelv a nyílt csatlakozás feltételeiről

A 90/387 sz. tanácsi irányelv a nyilvános távközlési hálózatokhoz és adott esetben a nyilvános távközlő szolgáltatásokhoz való csatlakozás feltételeinek harmonizálására, valamint a hálózatok nyitott és hatékony használatával kapcsolatos feltételek összehangolására vonatkozik.

Az ONP feltételek szerint a hatóság nem korlátozhatja a nyilvános távközlő hálózathoz vagy nyilvános távközlési szolgáltatásokhoz való csatlakozást, kivéve közjogi kérdéseket vagy olyan indokokat, amelyek az alapvető követelményeken alapulnak. Továbbá abból kell kiindulni, hogy az a távközlési szolgáltatást kínáló szerv, mely a harmonizált szabványokat megtartja, egyben a vonatkozó alapvető követelményeket és a nyitott és hatékony csatlakozás követelményét is teljesíti.

2.2.2. Irányelv a távközlő-végberendezésekről

Az Európai Unió tagországaiban a hosszú ideig tartó

postai és távközlési adminisztrációk (PTT) monopol helyzetét egy versenyképes, a fogyasztók szabad választási lehetőségét figyelembe vevő liberalizált rendszer váltotta fel. A régi rendszer szerint a PTT — ami sok esetben kormányhivatal is volt — végezte a távközlés teljes szabályozását: hálózatokról, berendezésekről gondoskodott, szabványokat készített és egyben engedélyezési hatóság is volt. A fő érv az volt, hogy erre a hálózat és a berendezések koordinált működése miatt van szükség.

A távközlési szolgáltatások és termékek európai közös piacának kialakításával azonban mindezek az elvek ellentétesek voltak. Az európai távközlő végberendezés piac harmonizációja felé az első lépések már 1983-ban megtörténtek. Ekkor egy együttműködési megállapodást írt alá az Európa Bizottság és a CEPT azzal a céllal, hogy prioritásokat állítsanak fel a végberendezésekre vonatkozó egységes európai műszaki specifikációk kidolgozását illetően. Ez a 86/361/EEC irányelv elfogadását eredményezte, ami az illetékes országok tesztlaboratóriumai által kibocsátott eredmények kölcsönös elismerésére irányult. Az adott ország vizsgálólaboratóriuma által kiállított vizsgálati jegyzőkönyvet és megfelelőségi tanúsítványt be lehetett mutatni a többi nemzeti testületnek, hogy ne kelljen minden országban a vizsgálatokat megismételni, azonban ahhoz, hogy a típusjóvá hagyást meg lehessen kapni, minden ország nemzeti hatóságánál kérelmezni kellett. A fejlődésnek ezt a szakaszát nevezzük a „vizsgálati eredmények kölcsönös elismerésének”.

Világossá vált az is, hogy az egységes belső piac kialakításához a nemzeti szabályozások harmonizációjára volt szükség, ezért az Európa Tanács által 1987-ben kibocsátott Zöld Könyvben rögzített célok egyike a végberendezés piac liberalizálása volt. Ez a következő gondolatokat foglalta magába:

- meg kell teremteni a távközlő végberendezések szabad piacát,
- liberalizálni kell a szolgáltatási piacot,
- meghatározta az ONP gondolatot, ami a hálózatok szabad, korrekt és nyilvános hozzáférési lehetőségét jelenti,
- közös jóvá hagyási eljárásokat kell kidolgozni a távközlő végberendezések piacra jutásának megkönnyítésére.

A fenti célok megvalósítására a 86/331 direktíva helyett 1992 novemberétől életbe lépett a 91/263/EEC direktíva a távközlő végberendezésekről. A cél a teljes körű engedélyezési eljárás kölcsönös elismerési rendszerének kialakítása volt, beleértve a távközlő végberendezéseknek a piacon való elhelyezését és üzembe helyezését. Ez a direktíva egységes típusjóvá hagyási eljárás(ok)ot vezet be, amely magába foglalja egyben a hálózatra való csatlakoztatás jogát is. Így ha egy távközlő végberendezést valamely tagállamban jóvá hagytak, az azonnal megjelenhet a piacon és üzembe helyezhető valamennyi tagországban minden további adminisztratív eljárás nélkül.

A Közös Műszaki Szabályok (CTR)

Az irányelv követi a műszaki harmonizáció új megközelítésének elvét. Ez adja meg a lényegi követelmények kielégítésének a szabályozását. A harmonizált szabványok írják le azokat a műszaki jellemzőket és vizsgálati eljárásokat melyek lehetővé teszik a végberendezések gyártói számára, hogy igazolják termékeik megfelelőségét a lényegi követel-

ményeknek.

Azok a harmonizált előírások amelyet a 91/263/EEC direktíva alapján használni kell a CTR-ek (Common Technical Regulations: Közös Műszaki Szabályok).

A CTR általában egy a harmonizált szabványon vagy szabványokon alapuló hosszabb műszaki előírás a TBR (Technical Basis for Regulation = A szabályozás műszaki alapja: általában a termékre vonatkozó szabványokból összeállított követelmény füzet) és az ehhez fűzött szabályozói kiegészítés alapján készült előírás. A szabályozás célja itt az, hogy az előírás kielégítse azon irányelv követelményeit, mely alapján kiadásra kerül. A CTR-t a szabályozó, jogalkotó készíti és bocsátja ki az irányelv alapján.

A CTR-ek csak azokat a jellemzőket és teszteket tartalmazzák, melyek a 91/263 tanácsi irányelv 4. cikkelyének (c)-(g) bekezdésében található lényegi követelmények teljesülésével összefüggnek. A végberendezéseket ezen jellemzőkkel kell összevetni és megfelelőségük nélkülözhetetlen a jóváhagyásukhoz.

2.3. A CTE direktíva tervezet koncepciója

A 91/263 direktíva és későbbi kiegészítései megjelenésükkor jelentős eredményeket értek el. Lényegében létrejött az egységes európai engedélyezési rendszer, mely alapján minden távközlő végberendezést csak egyszer kellett minősíteni és az az egész EU területén érvényessé vált. Ugyanakkor a szigorú műszaki szabályozás miatt a direktívák már létrejöttükkor sem tudtak teljes mértékben megfelelni az elvárásoknak, és a túlságosan részletekbe menő szabályozással ma már jelentősen megnehezítik a gyors technológiai fejlődés mellett a termékek piacra jutását.

A 91/263/EEC direktíva nehézségeinek feloldására az Európa Bizottság 1997. június 6-án terjesztette elő azt a régóta várt irányelv tervezetet, mely a távközlő végberendezések tanúsításának új rendszeréről szól. A kiadott tervezet címe: „Az Európa Parlament és a Tanács Irányelve a kapcsolt távközlő berendezésekről és azok megfelelőségének kölcsönös elismeréséről.”. Az irányelv tervezet a Tanács két irányelvének (91/263 EEC/EEC – a távközlő végberendezések engedélyezése és a 93/97/EEC – műholdas földi állomások berendezéseinek engedélyezése) helyébe lépett volna és egyszerűsítette volna a Tanács két másik irányelvének alkalmazását (93/68/EEC – a megfelelőség jelölése és a 89/336/EEC – elektromágneses zavarvédelem).

Az új szabályozási cél az volt, hogy egyszerűbbé tegyék a tanúsítási rendszert – ezáltal biztosítva Európa alkalmazkodó képességét az információs társadalom kihívásaihoz – figyelembe véve a távközlési termékek élettartamának a lerövidülését, valamint rugalmasság biztosítását a jövőbeli fejlesztésekhez.

A CTE direktíva koncepcióját azonban elvetették. Új elképzelés váltotta fel: az R+TTE direktíva, melyet 1999 januárjában vezettek be.

Az R+TTE direktíva megjelenéséig tartó átmeneti időszak kezelésére kidolgozták a 98/13 EEC direktívát, mely lényegében a 91/263 EEC direktíva és kiegészítéseinek egybeszerkesztett változata volt.

2.4. Az új szabályozás: R+TTE direktíva

Az új R+TTE direktíva az elvetett CTE direktíva alapelveire épít. Elveti azonban a CTE direktívában meghatározott OTI és CTE meghatározásokat. A CTE direktívában a végberendezések közé sorolt rádió berendezéseket önálló kategóriaként szerepelteti, és a távközlő végberendezésekre vonatkozó követelményeket és eljárásokat a rádió berendezésekre is teljes mértékben alkalmazza. Ezáltal egy teljesen egységes és új tanúsítási eljárás rendszert hoz létre.

Az irányelv-tervezet céljai és célkitűzései kettősek:

- A szabályozási keret megújítása a távközlő berendezések piaci elhelyezését, szabad forgalmát és üzembe helyezését illetően, beleértve a rádiótávközlő berendezéseket is. Ennek a jövőbeni európai szabályozási keretnek elég rugalmasnak kell lennie ahhoz, hogy alkalmazható legyen az új hálózatüzemeltetők és az általuk ügyfelek rendelkezésére bocsátott új végpontok által nyújtott szolgáltatásokra.
- Másodszor, létre kell hozni egy új eljárásort, ami a jelenlegi engedélyezési rendszer helyébe lép, és amelynek igen fontos eleme, hogy jelentősebben kell hogy támaszkodjon a berendezés gyártók megfelelőségi értékelésire.

2.4.1. Az R+TTE direktíva alapelvei

- Az összes távközlő végberendezésre és rádió berendezésre egységes követelményeket és eljárásokat alakít ki.
- Az előzetes piacra lépési kontroll helyett piaci ellenőrzés kerül a fókuszba.
- A hatóságok és notifikált testületek szerepe megváltozik jelentőségük a piacra kerülés fázisában lecsökken.
- Kevésbé védi a hálózatot mint az eddigié, és nagyobb felelősséget ad a gyártóknak.
- Az interfész specifikációk bejelentése és közzététele.
- Megváltozott lényegi követelmények.
- A CTR-ek helyét átveszik a harmonizált szabványok.

2.4.2. Az R+TTE direktíva szerinti megfelelőség értékelési eljárások

Az R+TTE direktíva a berendezések minél könnyebb piacra kerülése érdekében szakított a 91/263 direktíva által előírt, erősen technikai jellegű megfelelőség értékelési eljárásokkal. Az új direktíva szerint a megfelelőség értékelési eljárások alapja a gyártói nyilatkozat, melyben a gyártó kijelenti, hogy terméke megfelel a rá vonatkozó osztály lényegi követelményeinek. Az eljárások a 93/456 tanácsi határozat (Global Approach to Testing and Certifications) „A” modulját tekintik a megfelelőség tanúsítás alapjának. Azonban tekintettel a rádió berendezésekre további tanúsítási utakat is megjelöl.

IRODALOMJEGYZÉK

A tanulmányhoz felhasznált európai dokumentumok jegyzéke

‘Az európai jóváhagyás új rendszere’ konferencia (1997. október 13 – 15. Brüsszel) dokumentációja

Tanácsi irányelvek

- 90/387 sz. Tanácsi irányelv a távközlési szolgáltatások

belső piacáról és a nyílt hálózati hozzáférések alkalmazásáról (ONP)

- 90/388 sz. Tanácsi irányelv a távközlési szolgáltatások piaci versenyéről
- 86/361 EEC és 91/263 EEC sz. Tanácsi irányelv a Táglamok távközlési végberendezésekre vonatkozó jogszabályainak megközelítéséről, beleértve a kompatibilitás kölcsönös elismerését.
- 93/97 sz. Tanácsi irányelv, mely a 91/263 EEC sz. Tanácsi irányelv kiegészítése az úrtávközlő földi állomásokra vonatkozólag
- 89/336 és 92/31 sz. Tanácsi irányelv az elektromágneses zavartatásról (EMC)
- 73/23 sz. Tanácsi irányelv a kifeszültségű eszközökről (LVD)
- 93/68 sz. Tanácsi irányelv a CE jelölésről

- 85/374 sz. Tanácsi irányelv a hibás termékekkel kapcsolatos felelősségről
- 92/59 sz. Tanácsi irányelv a termékek általános biztonságáról
- Irányelv tervezet a kapcsolt távközlő berendezésekről és azok megfelelőségének kölcsönös elismeréséről (CTE)
- 98/13 sz. Tanácsi irányelv a távközlő végberendezésekről és a műholdas földi állomások berendezéseiről, beleértve azok megfelelőségének kölcsönös elismerését
- 99/5/EC R+TTE Tanácsi irányelv

Tanácsi határozatok

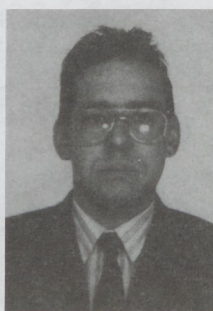
- 93/465 sz. Tanácsi határozat a megfelelőség-vizsgálati eljárásokról
- 87/95 sz. Tanácsi határozat a távközlés és információ technológia területén történő szabványosításról

REGULATION OF THE CONFORMITY AND THE MUTUAL RECOGNITION OF TELECOMMUNICATION EQUIPMENT IN THE EUROPEAN UNION

T. JUSZTIN

MATÁV RT
H-1015 BUDAPEST, KRISZTINA KRT 55.
TEL.: 457-7337, FAX: 458-7335, E-MAIL: JUSZTINT@MAIL.MATAVHU

This paper presents the new approach of the EU to regulate the conformity and the mutual recognition of the telecommunication equipment in the EU. Recent recommendations of the European Council are discussed. The problems of CTE proposals are shown and the emerging R+TTE concept is examined in details. In summary, a significant move is arising toward the harmonisation of the basic principles for satisfying the decisive requirements.



Jusztin Tamás 1989-ben szerzett villamosmérnöki diplomát a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kar Mikroelektronika és Technológia Szakán. Az egyetemi tanulmányok befejezése után a MATÁV Rt. jogelődjeinél kezdte el szakmai pályafutását. 1990-ben Austrian Digital System (Northern Telecom) rendszermérnöki képesítést szerzett a MATÁV Rt-nél. 1991-ben Siemens-EWSD rendszermérnöki

képesítést szerzett Münchenben a Siemensnél. 1994-ben Digital Multiplex System (Northern Telecom) DMS-300 rendszermérnöki képesítést szereztem Izraelben a Telrad cégnél. Jelenleg a MATÁV Rt. Vezérigazgatóság Kormányzati kapcsolatok és szabályozói ügyek ágazat Hatósági kapcsolatok és engedélyezési ügyek osztály munkatársaként dolgozik. Részt vesz a szabványosítási és rendeletalkotási munkában. Főbb tevékenységi területei: berendezés-engedélyezés szabályozása, számgazdálkodás szabályozása, frekvenciagazdálkodás szabályozása. Közreműködik a megjelenő jogszabályok Társaságon belüli végrehajtási folyamatában. Kapcsolatot tart a távközlés szabályozásában érintett kormányzati szervekkel és hatóságokkal. Az Európai Unió szervezeteiben, nemzetközi konferenciákon vesz részt a MATÁV képviseletében (ETSI, ETNO). 1999-ben a TMMB (Távközlés mérnöki minősítő bizottság) tagjává, majd alelnökévé választották.

ÚJ TÁVKÖZLÉSI MINŐSÉGBIZTOSÍTÁSI KÖVETELMÉNYRENDSZER: TL9000*

JUSZTIN TAMÁS

MATÁV RT
1015 BUDAPEST, KRISZTINA KRT. 55.
TEL.: 457-7337, FAX: 458-7335, E-MAIL: JUSZTINT@MAIL.MATAVHU

1996 tavaszán a vezető amerikai távközlési szolgáltatók a Bell Atlantic, BellSouth, Pacific Bell és Southwestern Bell társaságok megalakították a QuEST Forum-ot (Quality Excellence for Suppliers of Telecommunications Leadership Forum = 'Kiváló Minőséget a Távközlési Gyártók és Szolgáltatók Részére' projekt Vezető Fóruma).

A QuEST Fórum egy olyan környezetet nyújt, amelyben a szektor szereplői együttműködnek a fogyasztók részére nyújtott szolgáltatások folyamatos javulásának elősegítése, a piacra kerülés idejének csökkentése és a tulajdonosi összköltség-arány javítása érdekében.

Ez a szokatlan együttműködés a távközlési szolgáltatók és szállítók között az első olyan alkalom, amikor a szektor szereplői összefognak a minőségi követelmények kidolgozása érdekében. A követelmény-csoport célja a távközlési szolgáltatók részére értékesített termékek és szolgáltatások minőségének folyamatos javítása, mely végeredményben a fogyasztók számára nyújtott szolgáltatások jobb minőségét eredményezi.

A QuEST Fórum elsődleges célja az ISO9000 és a Bellcore minőségi rendszer szabvány követelményeknek az összehangolása. A legfejlettebb minőségi rendszerek és mérési eljárások magasabb szintre emelésével a Fórum egyetlen közös, az egész világra érvényes, a meglévő ipari szabványokra és gyakorlatra épülő távközlési minőség-kezelési rendszerkövetelmény-csoportot kíván kialakítani.

A TL9000-re épülő minőségbiztosítási rendszer megvalósításától az alábbi előnyök várhatók: az előfizetőknek nyújtott szolgáltatások folyamatos javulása, szorosabb kapcsolat az ügyfelek és a gyártók között, szabványos minőségi rendszer-követelmények, világszerte egységes teljesítmény- és költség-alapú minőségmérés, a külső auditok és helyszíni ellenőrzések hatékony menedzselése, általános költség-csökkenés és jobb versenyképesség, versenyelőny azon gyártók számára, akik követik a normákat, az alvállalkozók korszerűbb menedzselése és teljesítményük javulása, egy fórum létrejötte az előremutató, új kezdeményezések számára.

A TL9000 minőségi-rendszer követelmények gondoskodnak független harmadik fél általi tanúsításról a hardver, a szoftver vagy a szolgáltatások minőségi-rendszer követelményei, illetve a három minőségi követelmény bármely kombinációja tekintetében, összekapcsolva azt a megfelelő minőségméréssel. A többféle tanúsítási lehetőség a felhasználók számára azt jelenti, hogy a tevékenységükhöz leginkább illő tanúsítási opciót tudják kiválasztani.

A TL9000 által felkínált három tanúsítási opció: TL9000-HW (hardver minőségi követelmények és hardver minőségmérés), TL9000-SW (szoftver minőségi követelmények és szoftver minőségmérés), TL9000-SC (szolgáltatás minőségi követelmények és szolgáltatás minőségmérés).

QuEST Fórum szándéka szerint a TL9000 kiküszöböli annak szükségességét, hogy mellette meg kelljen felelni még más távközlési minőségbiztosítási szabványoknak is.

Ez a szokatlan partnerség a szolgáltatók és a gyártók között a távközlési termékek és szolgáltatások minőségének javítására, tükrözi a távközlési iparra jellemző szoros kapcsolatokat. Felismerték, hogy a közös problémamegoldás alapvetően fontos ennek az ágazatnak a sikeréhez, amely a világ egyik legdinamikusabb és leggyorsabban fejlődő iparává vált.

1. BEVEZETÉS

1996 tavaszán a vezető amerikai távközlési szolgáltatók a Bell Atlantic, BellSouth, Pacific Bell és Southwestern Bell társaságok megalakították a QuEST Forum-ot (Quality Excellence for Suppliers of Telecommunications Leadership Forum = 'Kiváló Minőséget a Távközlési Gyártók és Szolgáltatók Részére' projekt Vezető Fóruma).

A QuEST Fórum egy olyan környezetet nyújt, amelyben a szektor szereplői együttműködnek a fogyasztók részére nyújtott szolgáltatások folyamatos javulásának elősegítése, a piacra kerülés idejének csökkentése és a tulajdonosi összköltség-arány javítása érdekében.

Ez a szokatlan együttműködés a távközlési szolgáltatók és szállítók között az első olyan alkalom, amikor a szektor szereplői összefognak a minőségi követelmények kidolgozása érdekében. A követelmény-csoport célja a távközlési

szolgáltatók részére értékesített termékek és szolgáltatások minőségének folyamatos javítása, mely végeredményben a fogyasztók számára nyújtott szolgáltatások jobb minőségét eredményezi.

A QuEST Fórum elsődleges célja az ISO9000 és a Bellcore minőségi rendszer szabvány követelményeknek az összehangolása. A legfejlettebb minőségi rendszerek és mérési eljárások magasabb szintre emelésével a Fórum egyetlen közös, az egész világra érvényes, a meglévő ipari szabványokra és gyakorlatra épülő távközlési minőség-kezelési rendszerkövetelmény-csoportot kíván kialakítani.

A TL9000-re épülő minőségbiztosítási rendszer megvalósításától az alábbi előnyök várhatók:

- az előfizetőknek nyújtott szolgáltatások folyamatos javulása,
- szorosabb kapcsolat az ügyfelek és a gyártók között,
- szabványos minőségi rendszerkövetelmények,
- világszerte egységes teljesítmény- és költség-alapú minőségmérés,

* MEGJEGYZÉS: a TL9000 kísérleti név, mivel a QuEST hivatalosan nem hagyta jóvá, illetve még nem kapott szerzői jogvédelmet.

- a külső auditok és helyszíni ellenőrzések hatékony menedzselése,
- általános költségcsökkenés és jobb versenyképesség,
- versenylóny azon gyártók számára, akik követik a normákat,
- az alvállalkozók korszerűbb menedzselése és teljesítményük javulása,
- egy fórum létrejötte az előremutató, új kezdeményezések számára.

A TL9000 minőségi rendszer követelmények gondoskodnak független harmadik fél általi tanúsításról a hardver, a szoftver vagy a szolgáltatások minőségi rendszer követelményei, illetve a három minőségi követelmény bármely kombinációja tekintetében, összekapcsolva azt a megfelelő minőségméréssel. A többféle tanúsítási lehetőség a felhasználók számára azt jelenti, hogy a tevékenységükhöz leginkább illő tanúsítási opciót tudják kiválasztani.

A TL9000 által felkínált három tanúsítási opció:

- TL9000-HW (hardver minőségi követelmények és hardver minőségmérés),
- TL9000-SW (szoftver minőségi követelmények és szoftver minőségmérés),
- TL9000-SC (szolgáltatás minőségi követelmények és szolgáltatás minőségmérés).

QuEST Fórum szándéka szerint a TL9000 kiküszöböli annak szükségességét, hogy mellette meg kelljen felelni még más távközlési minőségbiztosítási szabványoknak is.

Ez a szokatlan partnerség a szolgáltatók és a gyártók között a távközlési termékek és szolgáltatások minőségének javítására, tükrözi a távközlési iparra jellemző szoros kapcsolatokat. Felismerték, hogy a közös problémamegoldás alapvetően fontos ennek az ágazatnak a sikeréhez, amely a világ egyik legdinamikusabb és leggyorsabban fejlődő iparává vált.

Ez a szokatlan együttműködés a távközlési szolgáltatók és szállítók között az első olyan alkalom, amikor a szektor szereplői összefognak a minőségi követelmények kidolgozása érdekében. A követelménycsoport célja a távközlési szolgáltatók részére értékesített termékek és szolgáltatások minőségének folyamatos javítása, mely végeredményben a fogyasztók számára nyújtott szolgáltatások jobb minőségét eredményezi.

A QuEST Fórum egy olyan környezetet nyújt, amelyben a szektor szereplői együttműködnek a fogyasztók részére nyújtott szolgáltatások folyamatos javulásának elősegítése, a piacra kerülés idejének csökkentése és a tulajdonosi összköltség-arány javítása érdekében.

1998. januárjában megkezdődött a munka a TL9000 névre keresztelt új minőségi követelmény-csoport kialakítására, amely várhatóan világszerte mintegy 10.000 távközlési gyártót és szolgáltatót érint majd.

Fennállásának 3 éve alatt a QuEST a távközlési szolgáltatók és gyártók közötti kooperáció és kommunikáció világméretű fórumává vált. A QuEST Fórum felelős a kompatibilitás fenntartásáért más követelmény-csoportokkal és szabványokkal. Tagjai részt vesznek a nemzetközi szabványosítási szervezetek bizottságaiban. Így az ISO 9000 szabvány 176. Technikai Bizottságában, amely az ISO 9000 szabványcsalád felülvizsgálatát végzi.

2. GLOBÁLIS HARMONIZÁCIÓ

A nemzetközi távközlési minőségi követelmények egyesítésére iránti igény hajtóereje a távközlési ipar globalizációja. Az átfedő szabványok és vizsgálatok zavaróak és globális szinten elfogadhatatlanul növelik az üzleti költségeket.

Kiindulásként a Fórum elvégezte az autó- (QS9000) és a repülőgép-gyártás hasonló világméretű projektjeinek elemzését. 1997 októberében Baltimore-ban tartott nyílt értekezleten ismerték fel, hogy így a QS-9000-rel párhuzamos folyamatba mennek bele. Ezután a QuEST egy befogadhatóbb megközelítés mellett döntött, mint az USA autógyártása, ahol a Nagy Hármak egyszerűen előírták a QS 9000 ipari szabványok használatát a bázisipar részére.

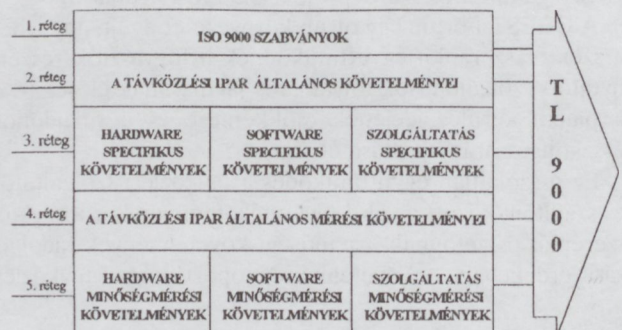
Úgy döntöttek, hogy csatlakoznak az ISO 9001-hez és beleépítik ágazat-specifikus követelményeiket, hogy az megfeleljen a távközlés igényeinek. Értékeltek az ISO 9001:1994-et, hogy meghatározhassák: miként kell kialakítani egy olyan szabványt, amely a távközlési ipar igényeinek kell, hogy megfeleljen. A QuEST ettől fogva bevonta a gyártókat és a szolgáltatókat is a TL9000 kézikönyv kialakításába.

A TL9000-nek a nemzetközileg elismert ISO 9001-gyel való összekapcsolásától azt várják, hogy javul a követelmények következetessége, javulnak a minőségbiztosítási rendszerek minden távközlési vállalatnál és ezek hatására csökkennek a költségek.

2. A TL9000 FELÉPÍTÉSE

A TL9000 kézikönyv az 1. ábra szerinti ötrétegű modell alapján épül fel:

- az 1. réteg tartalmazza az ISO 9000 nemzetközi szabványok követelmény-cikkelyeit,
- a 2. réteg tartalmazza távközlési-iparnak a hardverre, a szoftverre és a szolgáltatásokra vonatkozó általános követelményeit,
- a 3. réteg tartalmazza a hardver, a szoftver és szolgáltatások specifikus követelményeit,
- a 4. réteg tartalmazza a hardverre, a szoftverre és a szolgáltatásokra vonatkozó általános távközlési ipari mérési követelményeket,
- az 5. réteg biztosítja a minőségmérést – azaz a hardverhez, a szoftverhez és/vagy a szolgáltatási folyamatokhoz, valamint a termékekhez használható mérőeszközöket, eljárásokat amelyek segítségével vizsgálhatók az elért eredmények az előírt követelményekhez képest.



1. ábra. A QuEST által vizsgált terület

A TL9000 kézikönyv minőségi rendszerkövetelmények fejezete 21 elemet sorol fel. Ezek közül 20 követelmény kiegészítésekkel megegyezik az ISO 9001-gyel. A 21. elem, mellyel kiegészítették: az ügyfél elégedettséggel foglalkozik.

A TL9000 minőségi rendszer követelmények gondoskodnak független harmadik fél általi tanúsításról a hardver, a szoftver vagy a szolgáltatások minőségi rendszer követelményei, illetve a három minőségi követelmény bármely kombinációja tekintetében, összekapcsolva azt a megfelelő minőségméréssel. A többféle tanúsítási lehetőség a felhasználók számára azt jelenti, hogy a tevékenységükhöz leginkább illő tanúsítási opciót tudják kiválasztani.

A TL9000 által felkínált három tanúsítási opció:

- TL9000-HW (hardver minőségi követelmények és hardver minőségmérés),
- TL9000-SW (szoftver minőségi követelmények és szoftver minőségmérés),
- TL9000-SC (szolgáltatás minőségi követelmények és szolgáltatás minőségmérés).

3. ÖSSZEFOGLALÁS

Ez volt az első alkalom, hogy a távközlési ipar szereplői összefogtak a minőségi követelmények egységesítésére. Ez a szokatlan partnerség a szolgáltatók és a gyártók között a távközlési termékek és szolgáltatások minőségének javítására, tükrözi a távközlési iparra jellemző szoros kapcsolatokat. Felismerték, hogy a közös problémamegoldás alapvetően fontos ennek az ágazatnak a sikeréhez, amely a világ egyik legdinamikusabb és leggyorsabban fejlődő ipa-

rává vált.

QuEST Fórum szándéka szerint a TL9000 kiküszöböli annak szükségességét, hogy mellette meg kelljen felelni még más távközlési minőségbiztosítási szabványoknak is.

A fenti jellemzőkre való tekintettel a minőségi követelmények szabványosítása a távközlési iparban potenciális előnyöket kínál majd a távközlési szolgáltatóknak, lakossági és üzleti ügyfeleknek (előfizetőknek) és azok szállítói-

nak. A TL9000-re épülő minőségbiztosítási rendszer megvalósításától az alábbi előnyök várhatók:

- az előfizetőknek nyújtott szolgáltatások folyamatos javulása,
- szorosabb kapcsolat az ügyfelek és a gyártók között,
- szabványos minőségi rendszerkövetelmények,
- világszerte egységes teljesítmény- és költség-alapú minőségmérés,
- a külső auditok, és helyszíni ellenőrzések hatékony menedzselése,
- általános költségcsökkenés és jobb versenyképesség,
- versenyelőny azon gyártók számára, akik követik a normákat,
- az alvállalkozók korszerűbb menedzselése és teljesítményük javulása,
- egy fórum létrejötte az előremutató, új kezdeményezések számára.

IRODALOM

The Sixth Annual ADLNB Approvals Workshop and Conference, 1999. május 17-20. Brüsszel.

NEW SYSTEM OF REQUIREMENTS FOR TELECOMMUNICATIONS QUALITY ASSURANCE: TL9000

T. JUSZTIN

MATÁV RT
H-1015 BUDAPEST, KRISZTINA KRT. 55.
TEL.: 457-7337, FAX: 458-7335
E-MAIL: JUSZTINT@MAIL.MATAVHU

The QuEST Forum environment is described to illustrate the co-operative efforts of the operators and the manufacturers for elaborating quality requirements.

The major aim of QuEST Forum is to match the groups of requirements from the ISO 9000 and the Bellcore standards, respectively. A lot of advantages may come out from the new quality assurance system, TL9000. Options are also explained: TL9000-HW standard is for hardware elements; TL9000-SW standard works for software quality measurements and TL9000-SC standard assures the service providing situations, respectively.

TL9000 is reflecting the common approach of the operators and the manufacturers to strengthen the mutual industrial commitments for solving the quality improvement problems.

SDL ALAPÚ PROTOKOLLOK ELEMZÉSE

VESZTERGOMBI GYÖRGY és ZIEGLER GÁBOR

BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM
TÁVKÖZLÉSI ÉS TELEMATIKAI TANSZÉK
NAGYSEBESSÉGŰ HÁLÓZATOK LABORATÓRIUM
E-MAIL: {VESZTERG.ZIEGLER}@TTT-ATM.BME.HU

Cikkünk a távközlés egy fontos problémáját vizsgálja: a komplexitás kezelését a protokollfejlesztési technológiákban. Áttekinti a Specification and Description Language (SDL) nyelv segítségével specifikált távközlési protokollok vizsgálata, elemzése során fellépő állapotrobbanási problémák kezelésének lehetőségeit. Beszámol egy SDL alapú protokoll elemző rendszertervéről és megvalósításának jelenlegi állapotáról.

1. BEVEZETÉS

Napjaink távközlési rendszerei viselkedésének formális leírására nagyon gyakran ún. állapot-gép alapú modelleket használunk a protokollok specifikálásakor. Ezek alkalmazásakor egyrészt a rendszer tervezési fázisa során az ellenőrzés (validálás, model checking), másrészt a majdani konkrét megvalósítások vizsgálatához szükséges teszt-sorozatok generálása során nagyon gyakran futunk bele az úgynevezett „állapotrobbanás” problémájába. Cikkünkben e probléma megoldási lehetőségeivel foglalkozunk.

A protokollok fejlesztésének ciklusa több részből áll össze [12], a legfontosabbak a következők:

- a protokoll specifikációja;
- a specifikáció logikai helyességének ellenőrzése (validálás);
- a megvalósítás (implementálás);
- egy adott megvalósítás hibamentességének vizsgálata (konformancia, együttműködési stb. vizsgálatok).

Ezek során a *formális módszerek* (FDT – Formal Description Techniques) használata lehetővé teszi a *számítógéppel segített protokollfejlesztési eszközök* (CAPE – Computer Aided Protocol Engineering tools) használatát, ami a munkát jelentősen megkönnyítheti. Az előnyöket adott esetben csak jelentős előzetes-munkabefektetés, nevezetesen a kellő részletességű formális specifikáció elkészítése árán aknázhathatjuk ki [3]. Ez azonban többszörösen is kifizetődő lehet, amennyiben a megszületett formális specifikációt ismételtelen felhasználhatjuk például az implementálás, a validálás, a vizsgálósorozatok stb. generálása során.

A kellő részletességű specifikáció elvileg lehetővé teszi általános, flexibilis, protokoll-független teszterek, elemzők (analizátorok) készítését is, melyek a formális specifikáció beolvasása (és az esetleg szükséges konfigurálás) után alkalmasak lesznek az adott protokoll elemzésére. Egy ilyen elemző megkonstruálása többek között lehetővé tenné a szabványos protokoll vizsgáló sorozatok egyszerűsítését oly módon, hogy a vizsgáló sorozat írójának ne kelljen a vizsgálat megtervezése során a vizsgált megvalósítás (IUT – Implementation Under Test) összes, előre nem látott lehetséges viselkedést explicit módon osztályoznia. Ha a konformancia vizsgálat [7] lefuttatása során mód van a vizsgálatot passzíván monitorozó automatikus eseményelemző (trace analyser) ítéletére támaszkodni, akkor ez alapján lehet az előre nem látott kimenetelű sorozatokat hibás (fail), vagy eredménytelen (inconclusive) osztályba sorolni [18].

Cikkünk második szakaszában röviden áttekintjük a CAPE tevékenységek főbb részeit, kiemelve az állapotrobbanásra leginkább érzékeny területeket, a lehetséges kiterjesztési stratégiákat. Az ismertetés során a távközlési iparban leginkább elterjedt FDT-re, a System Description Language-re (SDL) koncentrálunk, vázlatosan ismertetve a két legfontosabb kereskedelmi CAPE eszközcsaládot (Tau [16], [14]), valamint azt a szabadon letölthető protokoll validációs eszközt (SPIN), amelynek algoritmusaiából, megoldásaiból az előbb említett kereskedelmi eszközök is merítettek [5], [6], [15].

A harmadik fejezetben bemutatjuk az SDL alapú rendszerek elemzése során fellépő állapotrobbanási problémákat, míg a negyedikben ismertetünk egy SDL alapú protokoll elemző eszközt [17], mely jelenleg is fejlesztés alatt áll, s reményeink szerint jó keretrendszer fog adni az állapotrobbanást kezelhetővé tevő algoritmusok, megoldások kipróbálásához.

2. PROTOKOLL ENGINEERING

A kommunikációs protokollok a távközlési szoftverek egy fontos csoportját alkotják, s azon szintaktikus, szemantikus és időbeli szabályok együttesét képezik, amelyek a kommunikációs szolgáltatásokat biztosítják [12]. A protokollok specifikációja, megvalósítása, ellenőrzése (protokoll engineering) során számos probléma merül fel, melyek közül mi most az állapotrobbanásra fogunk koncentrálni. Ezek legyőzésében hatékony fegyverek lehetnek kezünkben a számítógéppel segített protokollfejlesztés eszközei.

2.1. A protokoll engineering részei

2.1.1. Specifikáció: az FDT-k szerepe

Alapvető követelmény egy szabálykészlettel szemben (mint amilyen egy protokoll is), az egyértelműség és az elmentmondás mentesség. A CAPE eszközök ezen túlmenően megkövetelik a gépi elemezhetőséget is annak érdekében, hogy a használni kívánt eszköz „megérthesse” a specifikációt. Ezen követelményeknek gyakorlatilag csak egy formális leíró technika (FDT) tud eleget tenni.

A legelterjedtebb FDT-k véges automata alapúak, ilyen az SDL, és az Estelle. Ezek a nyelvek könnyen érthetően, intuitív módon írják le a protokollt, de elméleti/matematikai kezelésük eseténként igen nehéz.

Az egyszerű determinisztikus véges-automata (FSM – Finite State Machine) oly módon modellez, hogy megkü-

lönbötet a rendszerben véges sok állapotot (state), melyek között előre definiált módon állapotátmeneteket (transition) hajt végre az FSM megadott bemeneti szimbólum hatására. Az állapotátmenet során esetlegesen kimeneti szimbólumokat generál a rendszer. Az állapotokat gyakran ún. állapotváltozók segítségével kódolják, ezek értéke csakis az állapotátmenetek során változhat (implicit módon). Az FSM-ek ellenőrzésére, ekvivalenciájuk bizonyítására, minimalizálásra stb. elméletileg jól megalapozott eredmények születtek, melyek az irodalomban megtalálhatók [8]. A gyakorlati élethől vett problémák hű leírásához sokszor igen nagy számú állapotot kell felvenni FSM modell használata esetén.

A kiterjesztett véges automaták (EFSM – Extended FSM) az FSM modellt kiterjesztik explicit változókkal (variable) és a rajtuk végrehajtható explicit műveletekkel (pl. értékadás), valamint az explicit változók értékéből képezhető, az egyes állapotátmenetek végrehajthatóságát szabályozó predikátumokkal (logikai kifejezés). Az EFSM modell tulajdonképpen egy „hierarchikus” FSM. Az implicit állapotváltozók kódolta kombinációkat nevezzük vezérlési állapotnak, ezek a rendszer „lényeges”, releváns állapotjellemzői, meghatározói. Az EFSM explicit, „felhasználói” változói értéküktől és az EFSM modelltől függően vagy befolyásolják az automata futását adott az állapot/bemeneti szimbólum kombinációban, vagy nem.

Az EFSM modell ezen hierarchia bevezetésével óriásit lép előre a modellezési kifejező képesség terén az FSM-hez képest, ezzel a modellel már sok (de nem minden) valós életbeli probléma jól modellezhető. Sajnálatos módon az EFSM modellhez nincs olyan szép elméleti eszköztárunk, mint a „sima” FSM modellhez. A legtöbb EFSM-et kezelni próbáló módszer az EFSM-ből FSM-et csinál, szorozatteret képezve az implicit és explicit változók lehetséges értékészletéből. Az állapot átmenet modellen alapú rendszerek ezért mind sebezhetőek az állapot robbanás problémájától.

Az aszinkron módon kommunikáló kiterjesztett véges automata (CEFSM – Communicating EFSM) modell az SDL rendszer alapvető modellje, ez a modellezni kívánt rendszert független EFSM együtteseként képzelel el, melyek FIFO sorokon keresztül kommunikálnak. A kommunikációs modell aszinkron, azaz ha az A EFSM üzenni akar a B EFSM-nek, akkor A a megfelelő kimeneti szimbólumát beteszi az A és B közötti FIFO sorba és azonnal folytatja állapotátmenetének végrehajtását, anélkül, hogy megvárná míg B tudomást vesz arról. A szinkronizáció a két entitás között ezért csak egy második, $B \rightarrow A$ irányú válaszsimbólum cseréjével oldható meg (kézfogás, handshake).

Az SDL és az Estelle mellett a harmadik legelterjedtebb FDT a Lotos leíró nyelv, amely egy process algebra alapú leírás ezzel szemben szinkron kommunikációs modellt alkalmaz (randevú modell): azaz amikor A küldeni akar B -nek, akkor A végrehajtása mindaddig blokkolódik, amíg B nem vesz tudomást az üzenetről. Esetükben az aszinkron kommunikáció csak egy harmadik C entitás bevezetésével (nevezzük csatornának) oldható meg: A blokkolva átadja üzenetét C -nek, majd ezután A folytathatja működését. C fordul most már B -hez, s blokkolódva várakozik amíg az hajlandó róla (és A üzenetéről) tudomást venni.

2.1.2. Verifikálás és validálás

A verifikálás és validálás hasonló jellegű feladatok, lényegük a megszületett protokoll specifikáció (modell) helyességének ellenőrzése (model checking) [5], [6]. A verifikálás annak ellenőrzése, hogy a „specifikált protokoll azt csinálja, amire megterveztek”. A validálás annak ellenőrzése, hogy a specifikált protokoll fentiekén túlmenően „logikailag helyes”. Ide tartozik pl., a végtelen-ciklusba ragadás (livelock) lehetőségének kizárása, a holtpon (deadlock) mentesség igazolása stb.

A kritériumokat két fő csoportba sorolhatjuk: ún. biztonsági (safety) és életképességi (liveness) tulajdonságok. Az első kritérium azt mondja ki, hogy a rendszer nem csinál olyat, amit „nem szabad”, a második az mondja ki, hogy a rendszer idővel csinál valami „hasznosat” is. A kritériumok megadására gyakran ún. lineáris temporális logikai (LTL) formulákat használnak. Egy f LTL formula állhat

- egyrészt p állításszimbólumokból (propozíciók), pl. „ $k < 2$ ”, „ W processz fut”,
- valamint ezen propozíciók különféle operátorokkal képzett kombinációiból.

Egy operátor lehet bináris, vagy unáris; illetve logikai és/vagy temporális az alábbiak szerint:

$f ::= p$	unop:: = [] (mindig)	binop:: = U (szigorú
igaz	$<>$ (idő-	„amíg-nem”
hamis	vel)	feltétel)
(f)	! (logikai	$\&\&$ (logikai
f binop f	tagadás)	ÉS)
unop f		(logikai
		VAGY)
		\rightarrow (ebből
		következik,
		hogy)
		\leftrightarrow (ekvi-
		valens)

A legelterjedtebb módszer a CEFSM modellek (pl. SDL modellek) validálására az elérhetőségi analízis. Ennek során az esetlegesen több automatából álló aszinkron összetett rendszert egy ekvivalens globális automatává transzformálják, egy ún. címkézett állapot-átmeneti rendszernek tekintik. Ez egy fa struktúrával jellemezhető modell. A fa gyökere a rendszer (kitüntetett) kezdeti állapota, a csomópontok a rendszer globális állapotai, az élek pedig az „akciók”, melyek átvizik a rendszert egy új globális állapotba. Az elérhetőségi fa egy hurokmentes, irányított gráf, amely azonban esetlegesen végtelen mélységű.

Ezek után a rendszerrel szemben támasztott minden követelményt negált formába transzformálnak, azaz leírják mi az ami soha nem teljesülhet a rendszerre nézve. Ha van olyan követelmény, hogy „ennek és ennek teljesülni kell”, akkor azt kifejezik úgy, hogy „ennek és ennek az ellentettjének nem szabad bekövetkeznie”.

A negált követelményeket lefordítják ún. Büchi automatává¹, majd képezik a specifikációt modellező ekvivalens globális automata és követelményeket megtestesítő Büchi automata állapotterének szinkron kommunikációs modellt használó szorzatát. Korrekt specifikáció esetén a kapott új

¹ Végtelen hosszú bemeneti szekvencia felett definiált automata

állapot-átmeneti rendszer állapottere üres lesz. Inkorrekt specifikáció esetén pedig pontosan a hiba bekövetkezési lehetőségének módját reprezentáló állapotátmenet sorozatot kapjuk.

2.1.3. Implementáció

A specifikációból a tényleges megvalósítás létrehozását is támogatják a formális eszközök. A kellő részletességű formális leírásból közvetlenül generálható forráskód, ami a leírt modellt realizálja. Érdekes a generált kód jellemzőit összehasonlítani a hagyományos, manuális metodológiával [9]. A hivatkozott cikkben az SDT nevű CAPE eszközzel (lásd a 2.2.2. fejezetet) implementáltak egy mobil OSI adatkapcsolati protokollt. A protokollt SDL-ben írták le és i80C188 mikrovezérlőt tartalmazó célplatformra generáltak kódot az SDT segítségével. A vezérlő választását az indokolta, hogy utasítás szinten kompatibilis az INTEL x86 processzorcsaláddal, az SDT ugyanis C forráskódot generál, így a meglévő, bevált Borland C fordítójukat használhatták a tárgykód előállítására. A protokollt egy előző munka keretében már hagyományos módon implementálták, így volt viszonyítási alapjuk, mennyiben tér el a formális eszközökre épülő megközelítés.

A munka lezárásakor a következő megállapításokra jutottak: Mindent összevéve 50 %-kal csökkentette a fejlesztési időt az SDT használata. A dokumentáció minőségét is javította az eszköz használata, hiszen a specifikáció, tervezés, szimuláció, validálás és implementálás különböző fázisai a közös SDL leíráson alapszanak, így nem kell minden fázishoz külön dokumentumokat szerkeszteni. Méltatták az SDL nyelv grafikus reprezentációját és hierarchikus szerkezetét, amik nagyban hozzájárulnak a specifikáció mások általi megértéséhez és így a karbantartáshoz is. Hasznosnak találták még a beépített szimulátort és validátort.

A hagyományos úton készített C programforrás 300 kB volt, a tárgykód pedig 45 kB. Az SDT ezzel szemben 1,2 MB kódot generált, ehhez hozzá kellett még láncolni az SDT Master könyvtárat. Mivel a mikrovezérlőn nem futott operációs rendszer, ezért kézzel kellett a rendszer és I/O eljárásokat megírni, ami szintén 70 kB-ra kerekedett ki. Összesen 2,14 MB lett a C forrás, a tárgykód pedig 88 kB, duplája a kézzel írottaknak. A csoport kifogásolta, hogy az SDL-nek nincsen beépített megszakítás rendszere, így továbbra is kézi erővel kell megvalósítani a legalacsonyabb szintű eljárásokat, továbbá bonyolult adatszerkezetek kezelése rendkívül körülményes SDL szinten, erre részben enyhítést kínál az a lehetőség, hogy C függvényeket is be lehet illeszteni a specifikációba, de a csoport nem akart ezzel a megoldással élni, a leírás egyöntetűségének az érdekében. A generált forráskód az SDL modell párhuzamos processzeit az egy processzoros mikrovezérlőn ütemezéssel valósította meg. Emiatt a keletkezett kód külső emberi szemlélő számára jórészt már áttekinthetetlen lett, így a valósidejű követelmények ellenőrzése nehézségeket jelentett.

2.1.4. Tesztelés, tesztgenerálás

A kommunikációs hálózatok sikeres működtetéséhez egyik alapvető követelmény, hogy mindegyik kommunikáló entitás a hálózaton használt protokollok szerint kom-

munikáljon, s az a tény, hogy egy megvalósítás megfelel az adott protokoll szabványnak (idegen kifejezéssel: konform az adott protokollal), szükséges, de nem elégséges feltétel ehhez. Ez a vizsgálat az alkalmasság minősítő vizsgálat (konformancia vizsgálat, conformance testing), mely azt ellenőrzi, hogy a protokoll ajánlásban leírt statikus és dinamikus alkalmassági követelményeknek eleget tesz-e a megvalósítás [7]. A statikus követelmények rögzítik, hogy a protokoll ajánlásban megadott különféle képességek milyen kombinációja megengedett egy ún. *nyílt rendszerben* (Open System), hogy az adott protokoll megvalósítás alkalmas megvalósítás (konform megvalósítás, conforming implementation) lehessen. Ennek teljesítése után kerülhet sor a dinamikus vizsgálatokra, melynek során a képesség és viselkedés vizsgálatok ellenőrzik a megvalósítás tényleges működését. Ezek után kerülhet sor az úgynevezett együttműködési vizsgálatokra (inter-operability testing), melyek azt ellenőrzik, hogy a már alkalmasnak minősített megvalósítás képes-e sikeresen kommunikálni más entitásokkal [2].

Az ellenőrzés során a protokollt jól elkülönített, leszűkített, önállóan ellenőrizhető követelményre, teszt célra (TP – Test Purpose) bontjuk, amit teszt sorozatokkal (TC – Test Case) ellenőrzünk. A teszt sorozatokat hierarchikusan teszt csoportokba (TG – Test Group) rendezzük, melyek együttesen alkotják a vizsgáló készletet (TS – Test Suite).

A szabvány nem szól arról, hogy mi módon kell adott TP-hez TC-t generálni, az a teszt sorozat fejlesztőjére van bízva. Amennyiben a vizsgált megvalósítás modellezhető egy darab FSM automatával, akkor jól megalapozott TC generálási módszereket találhatunk a szakirodalomban [11]. Az ennél bonyolultabb modellek esetében még mindig a manuális teszt sorozat generálás dominál (heurisztika, szakértői „rutin”), bár vannak ígéretes kezdemények [3].

2.1.5. Eseményelemzés (trace analízis)

Az eseményelemzés (trace analízis) olyan speciális protokoll vizsgálati módszer mely megfigyelt (naplózott) kommunikációs jelfolyamból próbál ítéletet mondani a kommunikációban résztvevő entitás szabványnak való megfelelésségéről. Tulajdonképp speciális esete az elérhetőségi analízisnek, melynek során olyan bejárást keresünk az elérhetőségi fán, melynek akció-címke sorozata konzisztens a megfigyelt eseménysorozattal. Lehet mind on-line, mind off-line az elemzés. A feladat során nehézséget jelent, hogy a valós életben csak részlegesen tudom észlelni a vizsgált megvalósítás interfészeit, azaz a lehetséges akciók egy részének lezajlása nem figyelhető meg. Ez az elérhetőségi fán az élcímkek egy részének lecserélést jelenti egy láthatatlan „belső esemény” címkére. Azért egy címke minden ilyen esetben, mert a meg nem figyelt események között különbséget tenni nem tudunk.

Mint [18]-ban megmutattuk, egy protokoll-független, tetszőleges protokollt a vonatkozó formális specifikáció betöltése után elemezni képes eseményelemző létrehozása számos előnnyel kecsegtetne. Egy eseményelemzési algoritmusok vizsgálatra alkalmas keretrendszer megteremtése a fő motivációja a 4. fejezetben bemutatott eseményelemző fejlesztésünknek.

2.2. Néhány CAPE eszköz

Ma már léteznek többé kevésbé kiforrott, a távközlési iparban széles körben elterjedt CAPE eszközök, ebben a fejezetben vázlatosan megpróbáljuk áttekinteni őket.

2.2.1. SPIN

A SPIN (*Simple PROMELA Interpreter*) Gerard Holzmán, a Bell Labs kutatója által kifejlesztett eszköz, amivel aszinkron módon kommunikáló processz rendszerek specifikációt vizsgálhatjuk. Mivel nem kereskedelmi alkalmazás, szabadon letölthető a világhálóról [15]. Ismertetőnkben azért vesszük legelőre, mert az ebben a projektben kidolgozott algoritmusok, ötletek jó részét kereskedelmi eszközök gyártói is átvették, joggal tekinthetjük tehát alapvető fontosságú eszköznek. A kidolgozott megoldások, heurisztikák jó része ismertetésre kerül a 3. fejezetben.

A programhoz Tcl/Tk-ban írt, XSpin nevű grafikus kezelőfelület is tartozik, amin keresztül a csomagba tartozó eszközök szolgáltatásai elérhetők. A rendszert a programhoz tartozó PROMELA nyelven kell először megadni. A specifikáció nyelvi helyességét a PROMELA elemző ellenőrzi, majd interaktív szimulátor segítségével meg lehet nézni, hogyan működik a rendszer. Az ellenőrzés következő lépésében generálunk egy futtatható programot, ami ellenőrzi a helyes működést. A helyességi követelményeket úgynevezett *lineáris temporális logikai* kifejezésekkel fogalmazhatjuk meg. A program a PROMELA forrásból és a logikai követelményekből létrehoz egy automatát, ami alapján elvégzi a vizsgálatot. Ha talál ellenpéldákat, amik megsértik a követelményrendszert, akkor azokat a felhasználó rendelkezésére bocsátja.

Az eszköz támogatja tehát a formális leírást PROMELA nyelven, a verifikáláshoz pedig szimulátor áll a felhasználó rendelkezésére. A validátor az állapotter vizsgálatával ellenőrzi a modellt és a megfogalmazott logikai követelmények teljesülését. Lehetőség van teljes, kimerítő (exhaustive) keresésre, de bonyolult modell esetén, az állapotter robbanás miatt különböző trükkökhöz kell folyamodni, ugyanis lehetetlen lenne az összes állapotot eltárolni. SPIN két alapvető technikát használ, az egyikkel az állapotok számát igyekszik csökkenteni, a másikkal a bejárt állapotok tárolásához szükséges memóriát.

Az elérhetőségi fa felépítésénél vesszük az egyes párhuzamosan futó processzeket és minden lehetséges módon összefűzzük a végrehajtási pályáikat. Ugyanis az azal a feltételezéssel élünk, hogy egyszerre csak egyetlen atomi esemény hajtódik végre adott időpillanatban, tehát párhuzamos végrehajtás esetén ütemezni kell, hogy melyik processz hajthat végre atomi utasítást. Legrosszabb esetben nem mindegy, hogy milyen sorrendet választunk, és minden ütemezésnek külön ágat kell létrehozni az elérhetőségi fában. Azonban gyakran előfordul, hogy a modell ekvivalensen viselkedik a különböző esetekben, tehát megspórolhatjuk a felesleges állapotok felépítését (ekvivalens alatt azt értjük ebben az esetben, hogy a megfogalmazott követelmények teljesülése szempontjából megegyezzenek a vizsgált ágak). Amikor a különböző processzek ezen rész-eseménysorainak egybefésülési sorrendje végső soron közömbös, akkor ezeket a rész-eseménysorozatokat

atominak (oszthatatlannak) tekintjük, s egyetlen lépésnek ütemezzük.

A másik módszer neve supertrace, amivel memóriában tárolt állapotok számát lehet növelni, úgy hogy valójában nem tároljuk el a globális állapotot, hanem csak egy bitvektor megfelelő pozíciójában feljegyezzük, hogy meglátogattuk már egyszer a keresés során. A bitvektor dimenziója kisebb, mint az elméletileg lehetséges állapotok száma. Ezt úgy lehet megoldani, hogy egy ún. hash függvény segítségével minden globális állapothoz egy index értéket rendelünk, így egy bit információ lényegében elég egy állapot eltárolásához. Természetesen a függvény csak egyirányú leképezést valósít meg és ütközések is felléphetnek a hash-táblában, azaz előfordulhat, hogy két különböző állapothoz ugyanazt az értéket rendeli a hash függvény. Az ütközések valószínűségét azonban lehet becsülni és statisztikailag független hash függvényekkel többször lefuttatva az algoritmust növelhetjük a valószínűségét annak, hogy minden hibát földerítünk.

A 2.1. fejezetben említett feladatok közül a validálást tehát támogatja a SPIN, az implementálást és a tesztorozat generálást viszont nem.

2.2.2. Telelogic Tau

A Telelogic cég a Tau nevű környezetét fejlesztette ki hasonló feladatokra [16]. Ez a környezet három részből áll, az első az objektum orientált rendszertervezést támogató ORCA (Object oriented Requirement Capture and Analysis) modul, a második a megvalósítás létrehozásában szerepet játszó SDT, a harmadik pedig a tesztelést segítő ITEX rendszer.

Az SDT (SDL Design Tool) alaprendszer az SDL-96 specifikációs nyelvre épül, ami támogatja az absztrakt adattípusokat leírására használt ASN.1 nyelvet is. Ehhez nyújtanak saját szövegszerkesztőt, nyelvi elemzőt és fordítót. Az SDL leírás alapján automatikusan meg lehet valósítani elosztott valós idejű rendszereket a különböző fordítók segítségével. Ezek C kódot generálnak, a processzek közti kommunikációhoz pedig akár CORBA-t is használhatnak. Létezik specializált változata is a fordítónak, amit kis kód-méret és alacsony memória felhasználásra optimalizáltak, ezt beágyazott mikrovezérlők programozásához szánták. Mivel a Telelogic fordítói C forrásokat állítanak elő, ezért a platformnak, ahol futtatható alkalmazást szeretnénk előállítani rendelkeznie kell saját C fordítóval. Újabban már a JAVA kód generálását is támogatják.

Az SDT rendelkezik szimulátorral, amit hiba keresésre is lehet használni, töréspontokat lehet beállítani, változókat monitorozni, lépésenként haladni. TCP/IP környezetben keresztül távoli géppel is kapcsolatot tud teremtetni a szimulátor, aminek segítségével bevethetjük a célkörnyezetben is.

Az SDT MSC (Message Sequence Chart) editor segítségével megadhatunk grafikus úton üzenetváltásokat különböző entitások között. Az MSC az IUT-T által szabványosított jelölési technika (Recommendation Z.120). A szimulátor egy futtatás eredményét rögzítheti például ilyen formában, de számos más eszköz is felhasználhatja ezt a jelölésmódot. Tipikus üzenetváltásokat is megfogalmazhatunk, amit a jól működő rendszernek produkálnia kell. A validáló eszköz aztán ellenőrizni tudja az MSC formában megfo-

galmazott követelmények teljesülését, ezenkívül temporális logikai állításokat is használhatunk a vizsgálathoz. Az eszköz továbbá figyelembe veszi a dinamikus hibákat, jelzi a dead-lock helyzeteket és végtelen ciklusokat. Nagyon sok algoritmust, ötletet, pl.: supertrace, bit-state hashing) szinte egy az egyben vett át a SPIN-től.

A TTCN link segítségével automatikusan generálhatjuk a TTCN teszt készlet statikus részét, a felhasználó pedig interaktív módon szerkeszthet az SDL modell alapján további teszteket. Az SDT validátorral ötvözve teljesen gépesíthető a teszt készlet előállítás, ugyanis az MSC formájában megfogalmazott teszt követelmények alapján a dinamikus részek ellenőrzése is automatizálható. Ez a környezetet az autolink név alatt ismert.

Az ITEX alrendszer pedig egy ettől függetlenül működő tesztkészlet gyártó része a Tau környezetnek, TTCN és ASN.1 tesztkészleteket hozhatunk létre vele. Szimulátor segítségével ellenőrizhetjük a tesztkészletet a környezeten belüli SDL modellen. Az ITEX, továbbá rendelkezik egy fordítóval, ami a TTCN formátumból végrehajtható C forrást generál.

Összefoglalva az eddigieket: a Tau környezet az SDL nyelvet használja protokollok leírására, rendelkezik szimulátorral és validátorral. Az utóbbi hasonlóan a SPIN-hez képes kimerítő keresésre, véletlen keresésre, ismeri a hash függvényes technikát az állapotok tárolására és véletlen keresést is alkalmaz. Támogatja az implementálást C forráskód generálásával számos platformra, valamint segítséget nyújt a tesztelésben és tesztkészlet generálásban; azaz a CAPE feladatok szinte minden körét lefedi.

2.2.3. ObjectGeode

Az ObjectGeode a Verilog cég terméke [14]. A rendszer leírásra szintén SDL nyelvet, ASN.1 jelölést használ és az MSC táblázatokat is támogatja. Az ellenőrzéshez használhatunk szimulátort, és a verifikáláshoz is van külön eszköz, amivel a különböző dinamikus hibákat, dead-lock helyzeteket felfedhetjük. Az automatikus ellenőrzéshez használhatunk kimerítő keresést az állapot térben és véletlen bejárást. A megtalált hibákat pedig MSC formában menti el a program. A megvalósítást is támogatja a rendszer, az SDL leírásból generálható C, C++ és Java forráskód, a kommunikáció megvalósításához pedig IDL-CORBA használható. A szétszított rendszer megvalósításához a fizikai rendszer elrendezésének az ismeretében létrehoz egy leképezést a logikai SDL rendszerrel, ennek alapján optimalizált kódot tud generálni. Az egyes megvalósított entitások UDP/IP portokon keresztül tudják a kapcsolatot tartani.

A TTCgeN modul tesztkészletek generálását segíti. TTCN nyelven teszt programokat írhatunk az eszköz segítségével, és MSC forrásokból automatikusan nyerhetünk TTCN kódot.

A rendszer tehát támogatja specifikációt SDL nyelven, a verifikálást szimulátorral, és rendelkezik validátorral, ami kimerítő és véletlen keresést végez az állapottérben. Az implementálást C, C++ és Java kód generálásával segíti, továbbá tesztkészlet gyártására is használható az ObjectGeode környezet, de a tesztelést ezen felül nem támogatja tovább.

3. AZ SDL ALAPÚ ELÉRHETŐSÉGI ELEMZÉS PROBLÉMÁI, MEGOLDÁSI LEHETŐSÉGEK

Protokollok formális leírására leginkább az SDL (Specification and Description Language) terjedt el. Egy SDL modell egymással kommunikáló kiterjesztett állapotgépekből áll. Azért kiterjesztett, mert az állapotátmenet során, utasításokat is képesek végre hajtani, mint például jelek küldése, időzítők kezelése, változók módosítása. Minden automata rendelkezik bemeneti sorral, ahova az üzenetek érkeznek, azonkívül tartozhatnak hozzá lokális változók és időzítők. Az automaták írják le a rendszerbeli processzeket, amelyek a csatornákon és jelutakon keresztül kommunikálnak. Az így leírt modell úgynevezett címkézett állapotátmeneti rendszert (LTS) alkot. A dinamikus modell az egybefűsült (interleaving) szemantikán alapul, azaz adott időpillanatban egyszerre csak egyetlen atomi utasítás kerül végrehajtásra, tehát a rendszer szimulálásakor valamilyen sorrendben ütemezni kell őket, vagyis egybe kell fűsülni az atomi utasítások végrehajtását valamilyen sorrendben.

Az SDL specifikáció általában nyílt rendszereket ír le, vagyis olyan rendszert, ami kommunikál a külső környezettel, azonban ez könnyen zárt rendszerre alakítható, ha fölveszünk egy rendszerprocesszt, ami a környezet szerepét vállalja.

Az egész rendszer reprezentálható egyetlen végtelen automatával, amit általában fa szerkezetűnek szoktak tekinteni. A csúcsok mindig a teljes SDL rendszernek a globális állapotát reprezentálják, az élek pedig atomi eseményeket jelentenek, amik alapján a következő szomszédos állapotba lehet jutni. Amikor elérhetőségi analízist végzünk elméletileg minden elérhető állapotot meg kell vizsgálnunk, az állapotok száma azonban lehet végtelen (az automaták bementi sorai nem korlátosak), vagy kezelhetetlenül nagy. Ahhoz, hogy használható legyen az elérhetőségi analízis korlátozni kell az állapotok számát. A következőkben bemutatunk néhány redukciós stratégiát [4].

3.1. Korlátozó heurisztikák

- Az állapotszám korlátozása: Ez a heurisztika korlátozza a keresés mélységét, adott számú állapot megvizsgálása után befejezi a keresést.
- Csonkolás végállapotnál: A keresést nem folytatjuk az adott ágon, ha már ún. végállapotba jutottunk, vagy – ha nincsenek végállapotok, akkor a kezdő állapot ismételt elérése után.
- Csonkolás kétszeres állapotoknál: Ha már egyszer megvizsgált állapotba jutottunk, akkor nem kell újra elvégezni a vizsgálatot a részfára.
- Állapotok kiválasztása: Csak a kiválasztott állapotokkal foglalkozunk.
- Állapotok kizárása: Nem vizsgáljuk a kizárt állapotokat.

3.2. Szűrő heurisztikák

- Korlátozzuk a környezet processzt. Csak akkor küldhet új jelet, ha már stabil állapotban van a rendszer, így nem csordulnak túl a processzek bemeneti sorai. Stabil állapotban pedig olyan állapotát értjük a rendszernek, amikor az leblokkolt és csak egy időzítő lejárt vagy külső esemény hatására kezd el újra működni.

- Ugyanezt a kikötést megtehetjük az időzítőkre is. Egy időzítő csak akkor járhat le, ha már stabil állapotban van a rendszer.
- Mindig az előbb küldött jel kerül előbb feldolgozásra.
- A bemeneti sorok hosszának korlátozása.
- Egyes jelek kiválasztása és kizárása.

3.3. Részleges sorbarendezi (Partial order) szimulációs technikák

A párhuzamosan futó processzek utasításait időben rendezzük és összefésüljük, minden különböző összefűzés egy lehetséges végrehajtási ágat eredményez. Lehet, hogy bizonyos eseménysorok függetlenek, tehát mindegy milyen sorrendben fűzzük össze őket. Ebben az esetben tetszőleges sorrendet választhatunk és nem kell az alternatíva többi ágát vizsgálnunk. A részleges sorbarendezi stratégiák ezt használják ki a csúcsok fokszámának a csökkentésére.

A fentiekben bemutatunk néhány módszert az állapot-robbanás kezelésére, heurisztikák segítségével és részleges sorbarendezi csökkenthetjük az állapotteret, azonban bonyolultabb protokollok vizsgálata még mindig korlátokba ütközik. Biztató ötletnek tűnik mesterséges intelligencia módszereknek az alkalmazása az eseményelemzés probléma megoldására. Irányított tanulást használó eljárással esetleg hatékonyabban tudjuk majd megoldani a feladatot. Ezenkívül a rendszer felbontása független komponensekre és ezek külön vizsgálata jelentősen csökkentheti az állapot-ter méretét. A független részek megtalálásának az automatizálása jelenti a fő nehézséget. Célunk ezen ötleteknek a kipróbálása és továbbfejlesztése, ennek érdekében elkezdünk létrehozni egy SDL alapú eseményelemzőt kutatásainkhoz [17]. Ezt a programot majd keretnek használjuk az új algoritmusok elemzésére.

4. EGY SDL ALAPÚ ESEMÉNYELEMZŐ

4.1. A rendszerterv

4.1.1. Tervezési célkitűzések

A tervezésnél minél általánosabb kísérletezési keretet szeretünk volna létrehozni trace analízis algoritmusok kipróbálásához. A tervnek nagymértékben rugalmasnak és paraméterezhetőnek kellett lennie, az egyik fontos szempont például a globális állapotok szabályozható felbontása volt. Globális állapot alatt a teljes rendszer pillanatnyi állapotát leíró adatok halmazát értjük. Ezt a halmazt a processzek lokális változói, a bemeneti sorok tartalma, a csatornák tartalma, az állapotgépek pillanatnyi állapotai alkotják.

Tekintettel kellett arra lenni, hogy különböző ütemezési stratégiák merülhetnek fel, és a rendszerterv egyetlen stratégia megvalósítását sem zárhatta ki. Egy SDL rendszeren belül több processz fut párhuzamosan, a szimulálásnál elég nagy szabadsági fokunk van dönteni, hogy milyen sorrendben melyik processzt léptetjük.

Először mindenképp le kell szögeznünk, mit tekintünk atomi eseménynek, ugyanis szimulálni – egy-processzoros esetben – alapvetően csak úgy tudunk, ha implicite feltételezzük, hogy a rendszer adott időpillanatban csak egyetlen eseményt hajt végre. Az esemény végrehajtása

után adja aztán át az ütemező a vezérlést a következő várakozónak.

Élhetünk például azzal a föltevessel, hogy a processzek állapot-átmenetei nulla idő alatt mennek végbe, ezzel elhanyagoljuk a hozzá kapcsolódó utasításokat, ugyanis utasítás sorozatok tartozhatnak minden átmenethez. Választhatjuk a szimulációs lépésközt azonban kisebbre is. Mondjuk, nem átmenetenként, hanem SDL utasításonként léptetjük a rendszert, vagy mehetünk még egy szinttel lejjebb és tekinthetjük az utasításon belüli elemeket atominak. Aritmetikai kifejezés kiértékelésénél elemi lépések: az összeadás, érték hozzárendelés stb. További lehetséges ütemezési stratégia, külön minden művelethez megadni azt az időtartamot, amit a végrehajtása igénybe vesz.

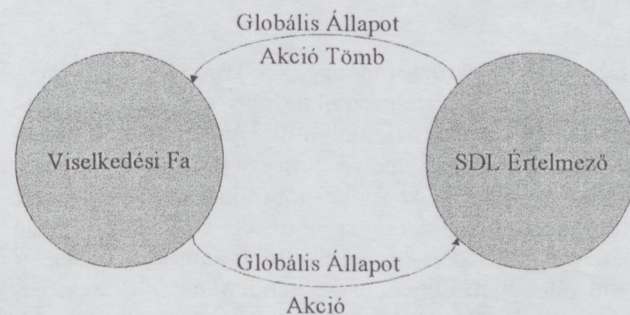
Szerettünk volna az SDL nyelvtanból egy részhalmazt kihasítani, ami még mindig jól használható protokollok leírására. Először csak egyszerűbb nyelvi elemek megvalósítására törekedtünk, a tervnek azonban nem volt szabad kizárnia azt a lehetőségét, hogy később a többi SDL nyelvi elemet is be lehessen majd illeszteni a rendszerbe.

Az SDL nyelvből egyelőre a legalapvetőbb elemeket vettük át, először is rendszer topológiáját leíró nyelvi szerkezeteket, vagyis azokat a részeket, amelyek leírják a blokkokból, processzekből, csatornákból és jelutakból felépülő hálózatot.

Átvettük a beépített SDL adattípusokat (real, integer, Pid, char, charstring, boolean) és műveleteiket, viszont az ASN.1 adattípusokat és az objektum orientált kiterjesztéseket egyelőre nem valósítottuk meg (Az ASN.1 kiterjesztéssel új, saját adattípusokat lehet definiálni a rajtuk végezhető műveletekkel együtt). Egyelőre még az SDL record típust sem vettük be ebbe a részhalmazba.

Átvettük még a jelek küldésével kapcsolatos elemeket, viszont egyelőre a jelekhez nem lehet adatszerkezeteket csatolni. A processzek képesek jeleket küldeni és fogadni, változókat deklarálni és velük alapvető műveleteket végezni, azonkívül lehet processzeket létrehozni és törölni, továbbá lehet időzítőket (timer-eket) használni.

4.1.2. A rendszer objektum modellje



1. ábra. A felsőszintű modell

4.1.2.1. A rendszer fő komponensei

Célunk különböző keresési algoritmusok vizsgálata, kézenfekvő volt tehát magát az SDL rendszert és a keresést végző részt különválasztani.

A rendszer a legmagasabb absztrakciós szinten a következők szerint működik: Az állapottér bejárt részeit a viselkedési fa objektumban tároljuk. Első megközelítésben ez

az adatstruktúra lehet egyszerű faszerkezet, ahol a csomópontok az SDL rendszer adott pillanatbeli állapotait írják le, az élek pedig a lehetséges akciók listáját tartalmazzák.

Természetesen ez csak egy a lehetséges reprezentációk közül, később külön vizsgálat tárgya lehet, hogyan tudjuk hatékonyabban tárolni ezt az információt. A fa szerkezet nyilván nagyon pazarló, hiszen ugyanaz az állapot többször is tárolásra kerülhet. Takarékosabbnak tűnik, ha irányított körmentes gráfként (DAG – Directed Acyclic Graph) tároljuk vagy megengedünk visszacsatolásokat is, és egyszerű gráffal írjuk le a bejárt állapotteret. A Telelogic cég SDT validátora ugyanezt a problémát hash táblával oldja meg Holzmann ötlete alapján. Nem tárolja el a globális állapotot, hanem hash függvénnel index értéket számol belőle, és egy bitvektorban jegyzi fel, hogy meglátogatta már az adott állapotot.

Mint látható sokféle lehetőség van és minden reprezentációhoz más kereső algoritmus tartozik. Az adatszerkezet és a hozzá tartozó állapotteret vizsgáló eljárás tehát elkülöníthető külön objektumban. Ez az objektum a rendszer másik feléhez jól körülhatárolt érintkezési felülettel kapcsolódik.

A másik fél – lényegét tekintve – SDL értelmezőnek (interpreter) fogható föl. A kereső algoritmusnak működése során ki kell választania egy ígéretes élt és meg kell vizsgálnia, hogy milyen állapotba jut a rendszer ezen továbbhaladva. Ehhez be kell töltenie a megelőző állapotot az SDL értelmezőbe, és végre kell hajtania vele az élnak megfelelő akciót. Ha tovább kell folytatni a kutatást, akkor az algoritmusnak meg kell jegyeznie, hogy már meglátogatta ezt az állapotot, vagyis be kell illesztenie a kereső fába. Azonkívül meg kell kérdeznie az SDL értelmezőtől, hogy milyen akciók hajthatók végre ebből az állapotból, ezek lesznek az új csúcsból kivetető élek.

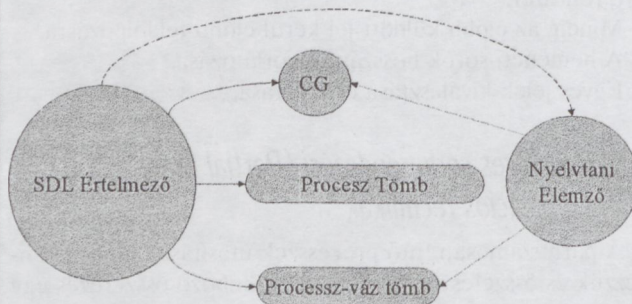
A legmagasabb absztrakciós szinten tehát egy keresést végző objektum és egy SDL értelmező objektumból épül föl a rendszer. Ezek egymással Globális állapot objektumokat cserélnek, amik a teljes SDL rendszer pillanatnyi állapotát írják le, és Akció objektumokat amelyek atomi SDL utasítást jelképeznek. Az értelmezőt a kereső algoritmus vezérli.

Akciók

Egy akció objektumot mindig csak konkrét állapot függvényében tudunk értelmezni, ugyanis egy processz azonosítóból és egy egész számból áll. Az azonosító alapján állapítható meg, hogy melyik processzhez tartozik. Például: *Main_process:2*. Az azonosítóból kiderül, hogy melyik entitásnak kell végrehajtania az utasítást. A számra pedig akkor van szükség, ha az entitás több alternatív cselekvés között választhat. Ebben az esetben a *Main_process* nevezetű processz második lehetséges akcióját adtuk meg. Általában egy processz nem válogathat sok alternatív átmenet között, azonban kivételt képez például az „any” SDL nyelvi elem, ami véletlen elágazást valósít meg.

Mit jelent a rendszer számára, az hogy „atomi” utasítás? Többféle megközelítés lehetséges. Tekinthezünk atominak egy teljes állapotátmenetet, egy SDL task-ot, vagy egy task-on belüli utasítást, például egy összeadást. Az akció fogalmához, nem kell tudnunk, hogy éppen mit tekint a rendszer alapvető egységnek. A kereső algoritmus számára lényegtelen hogy milyen felbontással vizsgáljuk az állapot

teret. A felbontást egyébként az SDL értelmezőnél beállíthatjuk a program indításakor.



2. ábra. Az SDL értelmező

4.1.2.2. Az SDL értelmező

Statikus és dinamikus részek

Az SDL értelmező (2. ábra) három fontosabb tag objektummal rendelkezik. Ebből kettő, a CG (Connectivity Graph – kapcsolati gráf) és a processz-váz tömb statikus adatszerkezetek. Ezek az állandó, nem változó részeket tartalmazzák. Ezt a két szerkezetet a nyelvtani elemző építi föl, az SDL-PR leírás alapján. A későbbi működés során már nincs többé szükség a nyelvtani elemzőre, feladata elvégzése után meg is szűnik létezni.

A Processz tömb a rendszert leíró összes változó részt tartalmazza, ezek a processzek és a csatornák. Itt ezek az entitások „ömlesztve” találhatóak. Nem számít a sorrendjük, mivel a topológiai információ a kapcsolati gráfból kinyerhető, az entitások pedig saját azonosítókkal rendelkeznek. Az egymás közötti kommunikációhoz ezeket használják.

4.1.2.3. A kapcsolati gráf (CG) adattípus

Ezt a gráfot a processzek, csatornák és a jelutak topológiai kapcsolatának a nyilvántartására használjuk. Ez az objektum a program futása során már nem módosul.

Háromféle csomópont lehetséges: Processzek, Csatornák és Jelutak (Signalroute). A 3. ábrán a „DemonGame” protokoll kapcsolati gráfját láthatjuk, míg az eredeti SDL áttekintő nézetet a 4. ábrán. A csatornák nevei 'C'-vel a Jelutak pedig 'R'-rel kezdődnek. Négy processz található a rendszerben: Demon, Game, Main és Port. A Port címkéjű csomópont speciális processz, ami az SDL rendszer környezetét jelképezi. Minden a rendszerbe kívülről belépő jel innen érkezik, és minden a környezetnek szánt jel ide fut be.

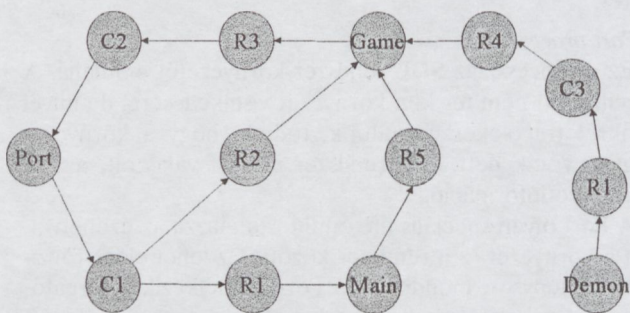
A processzeknek két fontos attribútumát tároljuk még a csomópontban. Mindegyik processz csomópontához tartozik egy szám pár, ami meghatározza, hogy a rendszer indításakor hány példány keletkezzen ebből a processzből és legfeljebb mennyi egyed létezhet egyidejűleg belőle.

A kapcsolati gráf egy adott csomópontja pontosabban egy processz osztályt jellemez. A futás során tartozhat egy processznek több példánya is ugyanahhoz a CG csomóponthoz. Ekkor ezek ugyanahhoz a helyhez tartoznak a kapcsolati gráfban, és ha egy meghatározott egyednek szeretnénk üzenetet küldeni, akkor ismernünk kell az azonosítóját. A processzek száma változhat a futás során. Az is előfordulhat, hogy egy CG csomóponthoz adott pillanatban egyetlen egyed sem tartozik. Üzenet küldés ilyen cso-

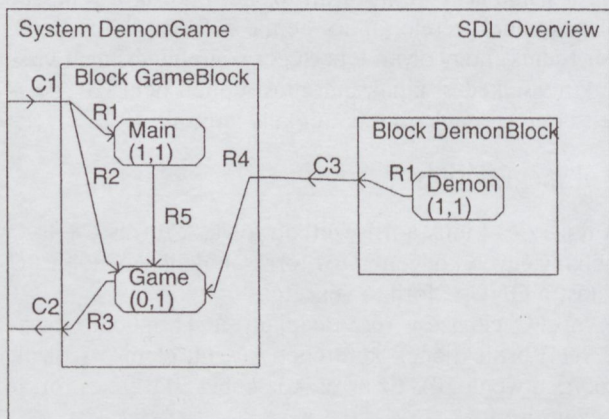
mópontnak futási hibát okoz, hisz jól tervezett és validált protokollban ilyesmi elvileg nem fordulhat elő.

Egy csatorna-csomóponthoz pontosan csak egyetlen egyed tartozik a végrehajtás során, a csatornák száma nem változik dinamikusan. Ugyanez igaz a jelutakra is, azzal a kiegészítéssel, hogy a jelutak csak a kapcsolati gráfban léteznek és a rendszerben nincs nekik külön processz megfelelővel, ugyanis a jelutak késleltetés nélkül továbbítják az üzeneteket. A csatornában azonban fellephet késleltetés, tehát az üzeneteket bizonyos ideig ott tartózkodnak. Így rendelkezhetnek több állapottal, amit el kell tárolni.

Még egyszer hangsúlyozom, hogy a CG adatstruktúra statikus, tehát létrehozása után nem változik. Ebből az is következik, hogy a csomópontokhoz tartozó egyedek számát nem lehet itt tárolni, hanem más megoldást kell találni. Ezt úgy oldottuk meg, hogy a processz példányokat listába láncoltuk.



3. ábra. A Demon Game játék CG szerkezete



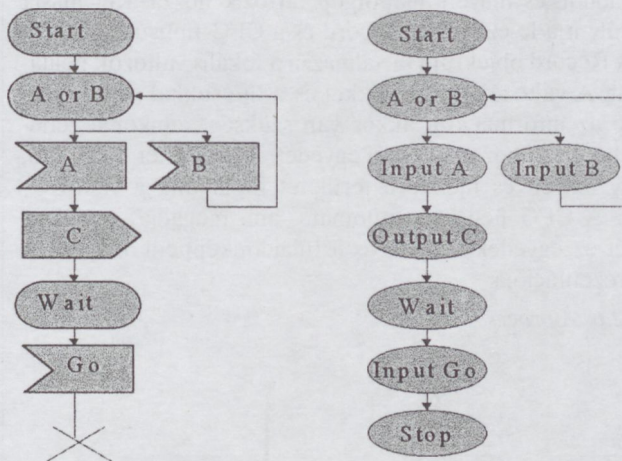
4. ábra. A Demon Game játék specifikációjának áttekintő nézete SDL/GR-ben

4.1.2.4. A Control Flow Graph (CFG) adattípus

Mint ismeretes az SDL processzeket kiterjesztett állapotgépek írják le [13]. Kiterjesztett, mert átmeneteik során képesek lokális változóikon műveleteket végezni, és számos más jellegű utasítást végrehajtani, ahogy ezt már procedurális program nyelveknél megszokhattuk. A CFG ilyen állapotgépet ír le, ami egy statikus szerkezet.

Általában jó programozási gyakorlatnak számít, hogyha a program kódot nem keverik az adatokkal. (Ma már kevésbé fontos észben tartani ezt a direktívát, mivel ritkán kell gépi kód szinten programozni, és a magas szintű fordítóprogram átvállalja a feladatot.) Az utasításokat és

az adatokat jól elkülönített memória területeken szokták tárolni. Ez főleg a jobb memória elérés számára fontos, a cache tárat így jobban ki lehet használni. Viszont azt is eredményezi, hogy az ily módon megírt kódot több processz is tudja egyidejűleg használni. A processzeknek külön adatterületük van, viszont ez az eljárás lehet közös. A vezérlés átadásánál elég kicserélni az adatterületre mutató regiszter tartalmát, és az utasítás mutatót.



5. ábra. A CFG és az SDL/GR kapcsolata

Mi is hasonlóra törekedtünk, a dinamikus és statikus részek szétválasztásával. Mivel fontos művelet lesz a rendszer globális állapotának elmentése és betöltése, lényeges szempont volt, hogy ne kelljen semmit se tárolni globális állapotban, ami végig állandó marad a program futása során. Ezek az állandó részek pedig a kapcsolati gráf és a processzek állapot gráfja.

A CFG gráf ábrázolja az SDL processzek állapotait, átmeneteit, és a hozzá kapcsolódó utasításokat. Minden SDL nyelvi elemnek külön csomópont felel meg. A példában (5. ábra) egy egyszerű automatát látunk. A kezdeti állapotból az „A or B” állapotba megy át, mielőtt elindul. Innen A vagy B jel hatására vált állapotot. A jel érkezése esetén az output utasítással kiad egy C jelet és átmegy a várakozó Wait állapotba. Onnan a Go üzenet hatására a stop csomópontba lép, ahol befejeződik a futása.

Az összes csomópont tartalmaz egy mezőt, ami azonosítja a típusát, és egy másikat ami stabil vagy tranziensként azonosítja. Ezek azt határozzák meg, hogy a processz szimulálása során az ütemezőnek meg kell-e állnia ebben a csomópontban. A vezérlést csak stabil csomópontban vehetjük el az egyedtől. A tranziens állapotokat az ütemező „nulla idő” alatt hajtja végre. Addig lépeget tovább, amíg stabil állapotba nem ér, így lehet beállítani, hogy mit tartson atomi utasításnak az ütemező.

A CFG szerkezet lényegében egy állapotgépet ír le, azzal a különbséggel, hogy az automata néhány állapottól fák lógnak ki. Ezek az aritmetikai-logikai kifejezések, struktúrájuk alapvetően faszervezetű (gondoljunk egy kifejezésre, amit négy alapműveletből és zárójelekből lehet felépíteni). Az ilyen kifejezések kiértékelését szükséges volt bevinni a CFG elemei közé, mert az egyes kifejezések kiértékelése befolyásolhatja a későbbi viselkedést (pl. változó-értékadás), s az összetett kifejezések kiértékelése is több lépésben történhet; mely lépések ütemezése, össze-

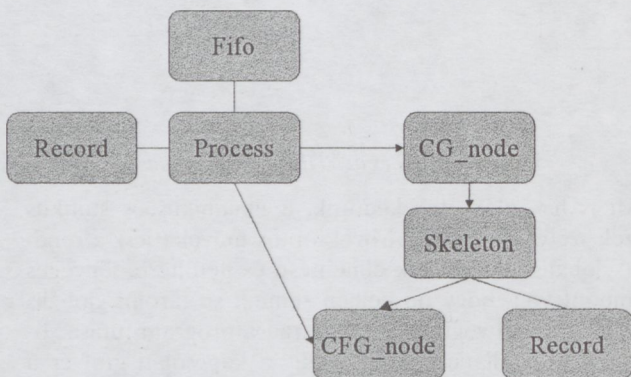
fésülése más processzek eseményeivel a globális viselkedési fa felépítését befolyásolhatja.

4.1.2.5. A processz-váz tömb

Ez a tömb processz-váz típusú elemeket tartalmaz. A processz-váz osztály adott processz családnak a statikus tulajdonságait írja le, vagyis megadja milyen típusú és nevű lokális változókkal rendelkezik egy egyed ebből a családból, és milyen állapotgép tartozik hozzá. Két másik osztály írja le ezeket: a Record és a CFG típusú.

A Record objektum tartalmazza a lokális változók példányait. A változókat a nevükkel és a típusukkal adjuk meg. Erre az információra akkor van szükség, amikor a rendszerben létrehozunk egy új egyedet. Innen lehet megtudni, hogy milyen és mekkora területet foglaljunk a változóknak. A CFG pedig az automata, ami megadja a viselkedését az egyedeknek, vagyis a tulajdonképpeni állapotgép reprezentációja.

4.1.2.6. A processz osztály



6. ábra. A processz osztály objektum kapcsolati diagramja

A processz két tag objektumot tartalmaz: a Fifo nevezetű a bemeneti puffer, ide érkeznek aszinkron módon a bemeneti jelek, a Record objektum pedig a bemeneti változók tárolására szolgál. Ezenkívül tartalmaz még két mutatót, az egyik egy CG csúcsra mutat, ami azonosítja, hogy melyik processz osztályhoz tartozik az egyed. A másik pedig az utasítás mutató: arra a CFG csomópontra mutat, amit a legközelebb végre kell hajtani. A processz osztály kapcsolódását más osztályokhoz a 6. ábrán láthatjuk.

4.1.2.7. Speciális processzek

Az egyöntetűség kedvéért kiterjesztettük a processzek fogalmát és belevettük a csatornákat, a Port és Timer nevezetű rendszer folyamatokat. Ezek nem tartoznak az SDL processzek fogalmi körébe, de az értelmezőnk szempontjából nincs lényegi különbség. Számára a processz olyan entitást jelent, ami végre tud hajtani egy atomi utasítást, meg tudja mondani hány alternatív akció választható az adott állapotban, és az állapotát el tudja menteni és vissza tudja állítani valamilyen adatszerkezetben. A legutóbbi tulajdonság párra a globális állapotok kezeléséhez van szükség.

A Timer

Minden SDL processz rendelkezhet több saját Timer objektummal (időzítő). Ezeket be lehet állítani, hogy adott idő után küldjenek egy meghatározott jelet a processznek. A processz néhány függvényen keresztül manipulálhatja az időzítőjét: elindíthatja, újraindíthatja, leállíthatja.

Sok kis szétszórt időzítő helyett egyetlen processzt használunk, ami emulálja az SDL időzítő modelljét. A Timer lényegében egy fifo objektum köré szerveződik. Amikor egy SDL processz beállít egy időzítőt, hogy adott időben riassa őt, akkor meghívja egy tagfüggvényét a Timer-nek, mire az beszúrja a kért jelet a megfelelő pozícióban az input sorába. A jelekhez hozzárendel egy időbélyeget. Az időbélyeg azt az időpontot tartalmazza, amikor a riasztást el kell küldeni. A bélyegek alapján a jelek rendezettek a sorban. A következő jelet ezek alapján tudja a megfelelő helyre beszúrni. A rendszer ezek után a Timer-t nem kezeli kitüntetett entitásként. Ha meghívják a step függvényét, akkor kézbesíti a soron következő üzenetet. A globális rendszeridőt is ő kezeli, minden jel küldése után frissíti.

A csatornák

A csatornákat olyan processznek tekintjük, amik csak jelek fogadására és továbbítására korlátozzák tevékenységüket.

A Port processz

Ez a processz az SDL rendszer környezetét emulálja. A specifikáció nem tér ki a környezet viselkedésére, de mivel konkrét trace-eket vizsgálunk, tudjuk, hogy a környezet hogyan viselkedett, és a rendszer miként válaszolt, hiszen ez a trace információ.

A Port olyan speciális fifo, ami tartalmazza az üzenetváltást a környezet és a rendszer között. Ez lehet előre rögzített eseménysor, mondhatni a Port rendelkezik a forgatókönyvvel, aminek le kell játszódnia. Ha on-line kiértékelésről van szó, akkor a Port processz biztosítja az interfészt a külvilág felé.

Ha a szimuláció során olyan üzenet érkezik a rendszer felől az aminek vétele „nincs benne a forgatókönyvben”, akkor tudjuk, hogy olyan lehetséges végrehajtási ágát vizsgáltuk a viselkedési fának ami most éppen nem következhetett be a valóságban, tehát el kell vetnünk.

4.2. A megvalósítás

A fejlesztés Linux környezetben folyt. A forrás C++, C és néhány egyéb kódgenerátor forrásából áll. A C++ és C fordítást a GNU-C fordító végezte.

A nyelvi elemzési rész alapjául a Humboldt egyetem SITE projektjének keretében készült elemző szolgáltat (<http://cs.utwente.nl>). Ez az eszköz képes SDL92-es források elemzésére.

Az elemző három eszköz segítségével épült, Flex, bison és kimwitu. A flex eszköz egy scanner generátor, ami a bemenetet token-ekre bontja, azaz felismeri a nyelv alapvető lexikai elemeit: szám, operátor, azonosító stb. Bison pedig egy nyelvtani elemző generátor (Flex és Bisonhoz bevezető irodalom [10]). Meg kell adni az elemzendő nyelvtan leírását, és ez alapján készít egy elemzőt, ami a magasabb nyelvtani elemeket felismeri. A Kimwitu pedig egy AST (Abstract Syntax Tree) generátor, a twenti egyetem fejlesztése. Mint tudjuk a nyelvtani elemzés lényege nem csak a forrás szintaktikai ellenőrzése, hanem a forrás szerkezetének a térképezése (A nyelvi elemzéshez ld. [1]). Ezt a szerkezetet célszerűen fában szokták tárolni. Minden forráshoz egyértelműen rendelhető elemzési fa programnyelvek vagy leíró nyelvek esetén.

Hála a Humboldt egyetem SITE projektjének, rendel-

keztünk nyelvi elemzővel, ami adott SDL/PR forrásnak fel tudja építeni az AST-ját. Innentől a feladat az információ kinyerése volt ebből a reprezentációból, és a kapcsolati gráf fölépítése. Az építéshez a LEDA C++ könyvtárat tettük igénybe (Library of Efficient Data Types and Algorithms). Ez a könyvtár magas szintű adattípusokat tartalmaz és különféle függvényeket a kezelésükhöz. Támogat láncolt listákat, gráfokat, szótárakat és számos más hasznos adatszerkezetet.

5. ÖSSZEFOGLALÁS

Áttekintettük a protokoll fejlesztés főbb feladatait és bemutatunk három eszközt, amelyek ezt a munkát támogatják. A SPIN szabadon hozzáférhető, míg a Telelogic Tau és az ObjectGeode kereskedelmi termékek. Az utolsó kettő az SDL nyelv köré épült, mivel az ipari alkalmazásokban

IRODALOMJEGYZÉK

- [1] Bach Iván: Számítástechnikai nyelvészet, Műegyetemi Kiadó, 1994
- [2] B. Baumgarten and A. Giessler: *OSI Conformance Testing Methodology and TTCN*. Elsevier, 1994. ISBN 0 444 89712 7
- [3] ETSI Technical Report: *Experiences of the application of SDL and CATG tools for the development of Abstract Test Suites (ATSS)*, TR 101 279, v.1.1.1., (1998-07)
- [4] J. Grabowski, R. Scheurer, D. Toggweiler, D. Hogrefe: *Dealing with the complexity of state space exploration algorithms for SDL systems*. Arbeitsberichte des Instituts für mathematische Maschinen- und Datenverarbeitung (Mathematik), Proceedings of the 6th GI/ITG technical meeting on 'Formal Description Techniques for Distributed Systems' (June 20-21, 1996), Vol. 20, No. 9, University of Erlangen, Germany, May 1996.)
- [5] Gerard J. Holzmann: *Design and Validation of Computer Protocols*. Prentice-Hall International, ISBN 0-13-539834-7, 1991.
- [6] Gerard J. Holzmann: *The Model Checker SPIN*, IEEE Trans. on Sw. Eng., Vol. 23, No. 5, May 1997, pp. 279-295.
- [7] International Standard ISO/IEC 9646: *Information Technology – Open Systems Interconnection – Conformance testing methodology and framework*
- [8] Z. Kohavi: *Switching and Finite Automata Theory*. New York: McGraw-Hill, 1970.
- [9] W. Kellerer, A. Iselt, R. Riek: *Using SDL for the specification, simulation and implementation of an advanced OSI data-link protocol on an embedded microcontroller system*. IFIP TC6/6.1 International Conference on Formal Description Techniques IX/Protocol Specification, Testing and Verification XVI, Kaiserslautern, Germany, 8-11 October 1996.
- [10] John R. Levine, Tony Mason and Doug Brown: *lex and yacc*, O'Reilly & Associates, Inc., 1995.
- [11] D. P. Sidhu and T. Leung: *Formal Methods for Protocol Testing: A Detailed Study*. IEEE. Trans. on Softw. Eng. Vol. 15, No. 4, April 4, 1989. pp. 413-426.
- [12] Tárnay Katalin: *Protokollok specifikálása és tesztelése*. Híradástechnika, XLIII. évf., 1992. augusztus., pp. 9-20.
- [13] *Using Formal Description Techniques*: Kenneth J. Turner, John Wiley & Sons, 1993.
- [14] <http://www.verilogusa.com/products/geode.htm>
- [15] <http://netlib.bell-labs.com/netlib/spin/whatispin.html>
- [16] <http://www.telelogic.com/solution/tools.asp>
- [17] Vesztergombi György: *SDL alapú protokoll-eseményelemző (trace-analyser) készítése*, Diplomaterv, BME Távközlési és Telematikai Tanszék, 1999.
- [18] Ziegler Gábor: *Protokollok konformancia tesztelése eseményelemző módszerrel (Trace analízis felhasználása konformancia tesztelésre)*. Doktori disszertáció, BME Villamosmérnöki és Informatikai Kar, Híradástechnikai Tanszék, 1996.

ez a legelterjedtebb. Az összes elérhetőségi analízist végző eszköznek azonban szembe kell néznie az állapotter robbanással, ami óhatatlanul fellép a vizsgálatok során. Áttekintettünk néhány módszert az állapotter méretének a csökkentéséhez, azonban arra a megállapításra jutottunk, hogy még további megoldások keresésére van szükség. A kutatásaink támogatására saját SDL alapú eseményelemzőt szándékozunk létrehozni, aminek az elképzelését nagy vonalakban felvázoltuk. Eddigi munkánk során az SDL értelmező főbb objektumait valósítottuk meg, a továbbiakban ezeket a részeket fogjuk integrálni, majd hozzá lehet látni az állapot tér objektum és a keresési algoritmusok implementálásához. Reményeink szerint az eszköz alkalmas lesz arra, hogy új módszereket fedezzünk föl vele az elérhetőségi analízis terén, elsősorban a mesterséges intelligencia és az adatbányászás eredményeinek a felhasználásával.

SDL BASED PROTOCOL-ANALYSER

GY. VESZTERGOMBI, G. ZIEGLER

TECHNICAL UNIVERSITY OF BUDAPEST, DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS AND TELEMATICS

Our article deals with an important issue in the field of telecommunications: the management of complexity analyser in protocol-engineering practice. We focus on protocols specified in SDL and sketch some methods developed for handling the state-space explosion problem encountered during their analysis. In this paper we present the design of an SDL based protocol-analyser and report on the state of current development.

Vesztergombi György 1999-ben szerzett mérnök-informatikus diplomát a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki és Informatikai Karán. 1996-ban Karlsruhe-ban fordító program fejlesztésén, 1997-1998-ban a CERN kutatóintézetben linkvezérlő chip tervezésén dolgozott. Jelenleg doktorandusz a Távközlési és Telematikai Tanszéken, ahol a mesterséges intelligencia eredményeinek alkalmazását kutatja a protokoll vizsgálatok terén.



Ziegler Gábor 1993-ban szerezte villamosmérnöki oklevelét a BME Villamosmérnöki és Informatikai Karán. 1993-1996-ig a Híradástechnika tanszéken volt doktorandusz. Tanulmányai végén dr.univ. fokozatot szerzett. 1996-tól a Távközlési és Telematikai Tanszéken dolgozik munkatársként. Protokoll vizsgálatának elméleti és gyakorlati kérdéseivel foglalkozik.

MIKROHULLÁMÚ ANYAGVIZSGÁLATI MÓDSZEREK

NYÚL LÁSZLÓ Ph.D. hallgató

BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM, MIKROHULLÁMÚ HÍRADÁSTECHNIKA TANSZÉK
1111 BUDAPEST, GOLDMANN GYÖRGY TÉR 3.
E-MAIL: NYUL_L@MHTBME.HU

A cikk témája a roncsolásmentes mikrohullámú anyagvizsgálati eljárások [1], illetve az ezek háttérül szolgáló elméleti összefüggések bemutatása egy újonnan kifejlesztett – jelenleg már működő – ipari mérőberendezés [2] példája alapján.

A mérőrendszer működésének [3] és más hasonló mérési módszerek vázlatos bemutatása után az elektromágneses hullámterjedés néhány alapösszefüggését tekintjük át. Néhány szót ejtünk magáról a vizsgált anyagról is, hogyan állítják elő a faforgácslapot, milyen jellemző tulajdonságai vannak, melyek azok, amelyek számunkra érdekesek. A mért anyag modellezésére alkalmazott úgynevezett dielektromos keverék modelleket egy külön rész mutatja be. Az egyik kiválasztott modellhez kapcsolódó elméleti számításaink eredményeit táblázatokkal és grafikonokkal illusztráljuk. Végül kiértékeljük az előzetes laboratóriumi méréseket.

1. BEVEZETÉS

1.1. A mérőrendszer rövid bemutatása

A faforgácslap-vizsgáló berendezés működése [4] mikrohullámú csillapítás és fázistolásmérésen alapul. A gyártó-sorba beiktatott mérési helyen a présgépből kikerülő táblákat mozgás közben szélesség és hosszúságirányban több ponton megméri. Az elegendő sűrűséggel felvett mérési adatok alapján az adott lapról megállapítható, hogy az eleget tesz-e a minőségi követelményeknek.

1.2. Más típusú mérési eljárások

Az alábbiakban néhány más mérési eljárást is bemutatunk röviden, hogy teljesebb képet kapjunk az eddig kidolgozott, alkalmazott mikrohullámú anyagvizsgálati módszerekről. Ezek között vannak kifejezetten laboratóriumi jellegű mérési eljárások, és vannak, amelyeket ipari alkalmazásokra dolgoztak ki.

1.2.1. Faüregek detektálása áthaladó mikrohullámú jel csillapításmérésével

M. T. Martín és társai [17] fát vizsgáltak 9,35 GHz-es frekvencián. A mérés célja a fa abszorpciós tényezőjének megállapítása és a faanyag hibáinak felderítése volt. Első közelítésben az áthaladó hullám intenzitása a besugárzott faminta y vastagságával az

$$I(y) = I_0 \cdot e^{-\alpha y} \quad (1.1)$$

összefüggés szerint változik, ahol I_0 a beeső intenzitás. A mérési eredmények igazolták az exponenciális összefüggést. Különböző fafajták összehasonlításakor azt találták, hogy a sűrűséggel növekszik az abszorpciós együttható, bár lineáris kapcsolat nem mutatható ki. Az általuk kidolgozott módszerrel üregek detektálása és mérése is lehetséges. Az egyszerűen áthaladó mikrohullámú jel intenzitásának mérésével feltérképezték a fa keresztmetszetét, amelyben előzőleg ismert méretű és helyzetű üreget alakítottak ki. A kapott eloszlásfüggvényből statisztikai módszerekkel többé-kevésbé pontosan meg lehet határozni az üregek paramétereit. Ez a módszer még nem érett meg az ipari felhasználásra.

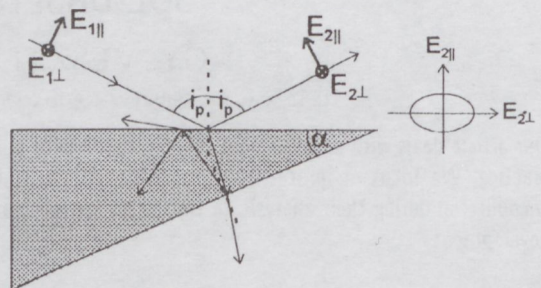
1.2.2. A Brewster-szög módszer

A reflektó-polariméterrel végzett Brewster-szög módszer [18] ipari mérőberendezésekben is felhasználható. A vizsgált minta komplex permittivitása meghatározható, ha megkeressük a rá jellemző Brewster-szöget és megmérjük, hogy a beeső körpolarizált hullámból visszaverődő hullámnak mekkora az ellipticitása (1. ábra). Mikrohullámú tartományban az anyagok az n törésmutató helyett az $\epsilon^* = \epsilon' - j\epsilon''$ komplex permittivitással jellemezhetők. Nem ferromágneses anyagra tehát a geometriai optikából ismert Snellius-Descartes törvény a

$$\sin^2(i_1) = (\epsilon' - j\epsilon'') \sin^2(i_2) \quad (1.2)$$

formában is felírható, ahol i_1 és i_2 a beesési és törési szögek. Ha körpolarizált hullám esik be a felületre, akkor az felbontható két egymásra merőleges komponensre (TE és TM hullámok). Az egyik komponensben az elektromos térerősség vektora párhuzamos a beesési síkkal (E_{\parallel} – TM), a másik pedig erre merőleges (E_{\perp} – TE). Az E_{\parallel} , E_{\perp} hullámokra más-más, a beesési szögtől függő reflexiós tényező érvényes (r_{\perp} , illetve r_{\parallel}). Ezek hányadosa egy komplex szám:

$$r_{\parallel}/r_{\perp} = A \cdot \exp(j\Psi). \quad (1.3)$$



1. ábra. A Brewster-szögben beeső hullám visszaverődése

Adott i_1 beesési szögnél a hányados mérésével kiszámítható ϵ' és ϵ'' . A Brewster-szögnél ($i_1 = i_p$) reflexiós tényezők fáziskülönbsége $\Psi = -\pi/2$. Az A ellipticitás mérhető. Ezekből a komplex dielektromos állandó a következő összefüggésekkel számítható ($A = \tan \beta$):

$$\epsilon' = 1 + \cos 4\beta \cdot \tan^2 i_p \sin^2 i_p \quad (1.4)$$

A Kapsch Meridian1 Call Center-nek köszönhetően minden hívás tökéletes

LOWE IGGK



Mindig az első benyomás a döntő – telefonáláskor is. A Call Center a vállalat kommunikációs központja, ahol a nagyszámú bejövő és kimenő telefonhívás lebonyolódik – ezért mindig gyorsan és hatékonyan kell működnie. A Kapsch a Meridian1 Call Center-rel testreszabott megoldást kínál. A Kapsch az Ön személyreszóló kommunikációs rendszerét

tervezi meg, szállítja le és helyezi üzembe. Az Ön befektetése hosszútávon is értékálló marad, hiszen a rendszerbe minden további fejlesztés egyszerűen integrálható. A Meridian1 Call Center együtt növekszik az Ön sikereivel és megnövekedett kommunikációs igényeivel. Ha szeretne ennél is többet megtudni a Meridian1-ről, már most

beszéljen a Kapsch-sal: Kapsch Telecom Kft.,
1113 Budapest, Bocskai út 77-79,
telefon: (1)-209 2110, fax: (1)-209 2111,
vagy keresse fel internetes honlapunkat:
www.kapsch.net.

 **KAPSCH**
the communications company



TETRA – professzionális mobil távközlő rendszer

A TETRA (TErrestrial Trunked RADio), mely a GSM és DECT rendszerekhez hasonlóan szintén a második generációs európai mobilszabványcsalád része, olyan cellás elven működő földfelszíni nyálábolt rádió rendszer, mely egyaránt képes kiszolgálni a készenléti szervezetek (rendőrség, mentők, tűzoltóság, határőrség stb.) speciális kommunikációs igényeit, valamint a civil felhasználói körbe tartozó dispécserű kapcsolattartási igénnyel rendelkező ügyfelek körét.

A rendszer rendkívül rugalmasan alakítható, az egyes felhasználói csoportok sajátos igénye szerinti virtuális hálózatok szolgálhatják a különböző felhasználói csoportok biztonságos hang-, adat- és képátviteli igényeit.

A nyílt európai szabványnak (ETSI) köszönhetően szállítói verseny alakult ki, számos távközlési világcég (Motorola, Nokia, Simoco stb.) kínálja már az egymással együttműködni képes hálózati elemeket, valamint a különböző végberendezéseket.

A Magyarországon kijelölt működési frekvenciasávok az európai sávkijelöléssel harmonizálnak, biztosítva ezáltal az egész kontinensre kiterjedő használat lehetőségét (európai roaming).

A Frekvenciasávok Nemzeti Felosztási Táblázata (FNFT) a schengeni egyezménynek megfelelően a 380–400 MHz-es frekvenciasávot biztosítja az európai készenléti szolgálatok egységes és kizárólagos használatára, míg a civil TETRA működésére a 410–430 MHz sávreszt jelöli ki.

A TETRA különlegesen megbízható technológia. Az információátvitel biztonságát mind a beszéd, mind az adatátvitel esetén háromszintű rejtjelezési eljárás védi, amely gyakorlatilag lehetetlenné teszi az információk illetéktelen lehallgatását. A jogosultságvizsgálat és a szigorú hozzáférés-ellenőrzés mechanizmusai garantálják, hogy csak az arra jogosult személyek férhessenek hozzá a hálózathoz.

A rendszer rendkívül gyors hívásfelépítést biztosít, mind a hálózati infrastruktúrán keresztül, mind pedig a rádiós végberendezések közötti közvetlen kommunikáció esetén.

A TETRA-rendszer gazdaságossági szempontból is egyedülálló jellemzőkkel bír. Egyrészt a rendszer által alkalmazott csatornakiosztás ma a leghatékonyabb megoldásnak tekinthető (25 kHz/4 csatorna), másrészt a trónkolési (nyalábolási) technika segítségével minden csatornához minden felhasználó hozzáfér. Mindebből az következik, hogy egy közös országos infra-



TETRA BERENDEZÉSGYÁRTÓK				
Gyártó	Infrastruktúra	Végberendezés	Diszpécser	Mérőműszer
Clearstone		●		
DeTeWe		●		●
ETELM	●			
Marconi Communications	●			
ICOM		●		
IFR Ltd.			●	●
Kenwood		●		
Motorola	●	●	●	
Nokia	●	●	●	
OTE	●	●	●	
Panasonic Deutschland	●	●		
Rohde&Schwarz		●		●
Simoco/Frequentis	●	●	●	
Tait	●	●	●	
Teltronic		●		
Terrafix		●		
Uniden American Corp.	●	●		

Tetra News '99/1



TETRA ENGEDÉLYEK

struktúrán működtethető az összes minisztérium készenléti szolgálata oly módon, hogy a hálózaton az egyes szolgálatok tevékenységi körének megfelelően virtuálisan szétválasztva, egymástól teljesen függetlenül működnek.

A katasztrófa vagy rendkívüli állapotok esetére olyan műveletek programozhatók a rendszerbe, amelyek automatikusan biztosítják a különböző operatív csoportok megtervezett együttműködéséhez szükséges többleterőforrásokat és a szervezetek közötti, csak rendkívüli helyzetben szükséges hierarchikus kapcsolatokat.

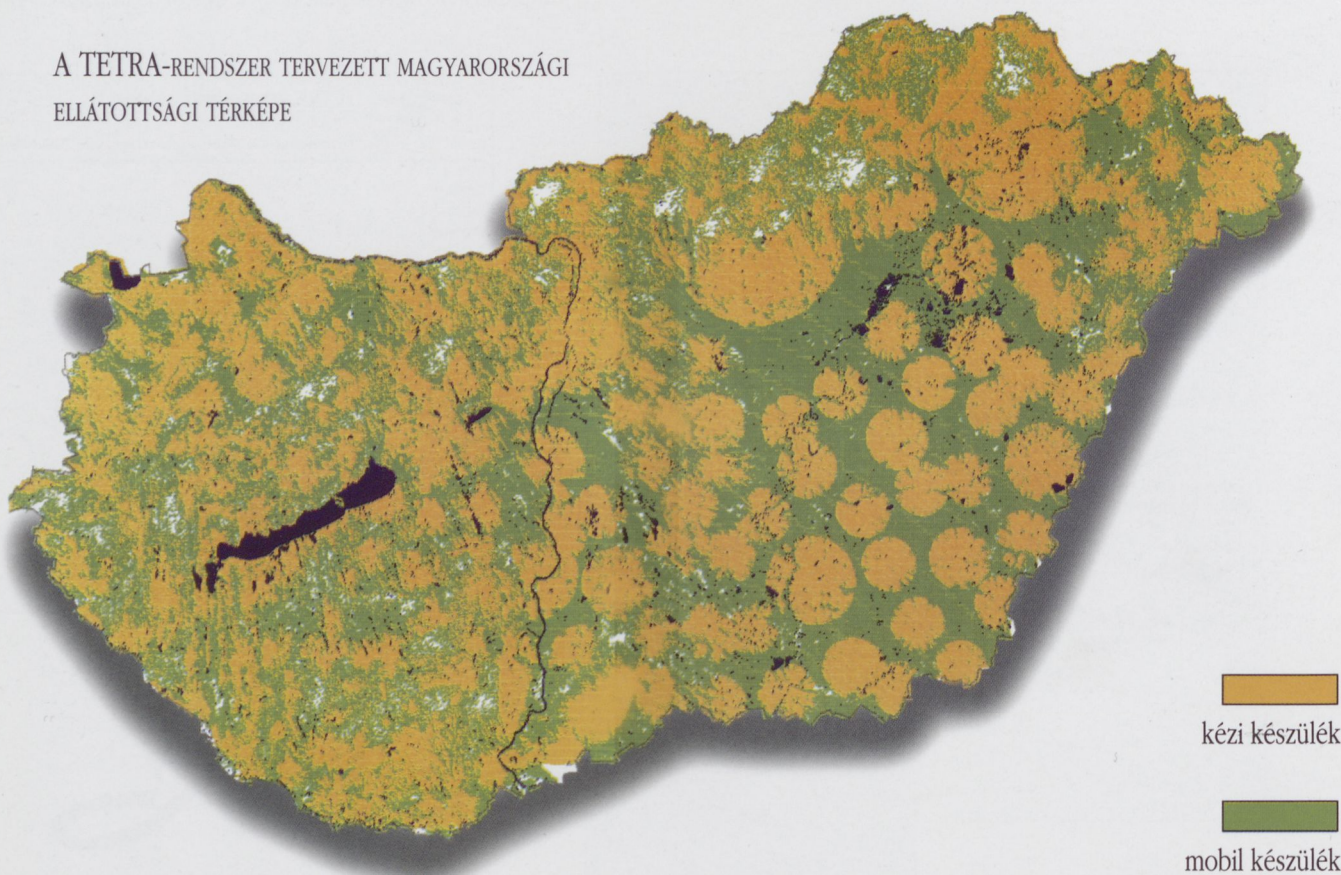
A virtuális hálózatokat diszpécserek ellenőrzik, felügyelik. Egy diszpécserhez több hálózat is tartozhat, de akár az is elképzelhető, hogy több diszpécserre jut egy hálózat. (A virtuális háló-

zat tulajdonképpen nem más, mint adott tevékenységhez kapcsolható intenzív kommunikációban álló felhasználók csoportja.)

A rendszer fő működési módja a **csoporkommunikáció**, mely tipikusan egy diszpécser és a hozzá tartozó csoport tagjai közötti kapcsolattartást szolgálja, és ezáltal mindenki közvetlenül nyomon követheti a történéseket.

A rendszer **egyedi hívási** lehetőséget is biztosít a felhasználók adott jogosultságainak megfelelően. Az ilyen hívások a saját vagy partner TETRA-hálózatok címzett felhasználójának elérésén kívül nyilvános távközlőhálózatokhoz, különböző adatbázisokhoz való hozzáférést is lehetővé teszi.

A TETRA-RENDSZER TERVEZETT MAGYARORSZÁGI
ELLÁTOTTSÁGI TÉRKÉPE



A **segélykérő hívások** minden esetben elsőbbséget élveznek, szükség esetén akár a meglévő összeköttetés törlésével is, mely bejut az egyedi vagy a központi diszpécserhez, ahonnan automatikusan bekapcsolódnak a segítségnyújtásra készen állók készülékei, és e szolgálatok a diszpécserrel egy időben tájékozódhatnak a riasztás körülményeiről.

Az **adatkommunikáció** a TETRA-rendszer kiemelkedően hatékony és rendkívül biztonságos funkciója. A nyilvános mobilrendszerek által biztosított adatátviteli lehetőségeket rugalmasságban, adatsebességben, valamint biztonságosságban jelentősen felülmúló adatszolgáltatások állnak a felhasználók rendelkezésre, megnyitva ezzel az utat a különböző alkalmazási lehetőségek széles körű bevezetése előtt.

A **rövid adatüzenetek** továbbítására szintén lehetőség nyílik. A szolgáltatás a kontrollcsatornát veszi igénybe, egy kijelzőkön megjelenő kódolt üzenet 127 karakterből állhat.

A **státusüzenetek funkció** előre meghatározott állapotok (pl. programozott szövegek) átküldését teszi lehetővé. A rendszerben 32 ezer ilyen üzenetet lehet előre definiálni.

A rendszer fontos sajátossága a független távbeszélő- és adathálózatokhoz való csatlakoztathatóság, valamint hogy a TETRA-hálózat régebbi, analóg hálózatokkal történő együttműködésre is képes.

Az Antenna Hungária Rt. fejlett infrastruktúrával, kiválóan képzett szakembergárdával rendelkezik, felkészült a TETRA-hálózat gyors, országos kiépítésére. Az országos rendszertervek elkészítése után cégünk immár gyakorlati tapasztalatokkal is ren-

delkezik. A Belügyminisztérium és az Antenna Hungária Rt. közötti együttműködés eredményeképpen kiépült és 1998. november 4-én átadták a Budapest majd teljes területén ellátottságot biztosító kísérleti TETRA-rendszert.

A rendszer üzemi körülmények közötti alkalmazása mellett (két rendőrségi szolgálatnál 70 kézi készülék, a rohammentő-szolgálatnál 40 ambulanciakocsiba szerelt mobil rádió segíti a napi tevékenységet) folyamatosan történik annak bővítése és az alkalmazói szoftverek új elemeinek telepítésével a szolgáltatások teljesebb körűvé tétele.

A távközlési világcégek (Nokia, Motorola) bevonásával folyó egyedülálló kísérlet ékesen bizonyította a TETRA-rendszerben rejlő előnyöket. A kísérleti üzem kiemelkedő állomása volt a résztvevő gyártók berendezéseinek szabvány szerinti együttműködését demonstráló tesztorozat, mely Európában üzemi körülmények között először Budapesten valósulhatott meg.

Az egységes és összehangolt kommunikációs rendszer országos kiépítése már a közeli jövőben megkezdődhet, jelentősen hozzájárulva ezzel a készenléti és civil felhasználói csoportok hatékonyabb munkavégzéséhez, mindennapjaink biztonságosabbá és kiszámíthatóbbá tételéhez.



MOLTELECOM



Tevékenységi kör:

- * **60 éve az olajipari távközlési rendszer üzemeltetése**
- * **Számítástechnikai és ügyviteli adatforgalmazás, technológiai távfelügyelet, illetve különféle telefonszolgáltatás**
- * **Közcélú adatátviteli és béreltvonali szolgáltatások nyújtása a Hírközlési Felügyelet engedélyével**
- * **Garantáltan jóminőségű szolgáltatás és folyamatos rendelkezésre állás, menedzselt hálózat**
- * **A magyar államigazgatási struktúrának megfelelő, a gáz és olajvezetékek mentén telepített, főváros és megyeszékhelyek közötti zártláncú hálózat üzemeltetése**
- * **Magasan képzett szakemberek munkájának köszönhetően, országos adatátviteli hálózat áll Ügyfeleink rendelkezésére**
- * **A MOLTELECOM partnerei segítségével képes megvalósítani a megrendelő igényeinek megfelelő adatátviteli hálózatot**



ERICSSON tények

75 000 000

Az ERICSSON mobiltelefon-rendszereit világszerte több mint **75 millió** előfizető használja.

100 000

Az ERICSSON a világ egyik vezető távközlési cége. Ezt 100 ezer felkészült és tehetséges munkatársa **szakértelmének** köszönheti.

78 000

Az ERICSSON rendszereit használó mobiltelefon-előfizetők száma világszerte **naponta** 78 000-rel nő.

20

Az ERICSSON bevételeinek több mint 20 százalékát fordítja **kutatásra és fejlesztésre**. Infokommunikációs rendszereiben mindig ott van az a **többit**, amely méltán teszi az ERICSSON-t a távközlési világpiac legjelentősebb szereplőjévé.

34 000 000

Az ERICSSON új **GSM 1800**-as és GSM 900-as rendszereihez csatlakozik a világ GSM-előfizetőinek közel fele, mintegy 34 millió ember.

130

Az ERICSSON a világ 130 országában **elismerett szállító**. Ehhez az üzleti sikerhez a maga innovatív értékeivel négy regionális szakértői központ is hozzájárul. Ezek egyike **Magyarországon** található.

NO 1.

Annak, aki az első helyen áll, nagy a felelőssége. Az ERICSSON soha nem feledkezik meg a **legfontosabbról**:

A lényeg az emberek közötti kommunikáció. A többi – technológia.

ERICSSON 

$$\varepsilon'' = \sin 4\beta \cdot \tan^2 i_p \sin^2 i_p \quad (1.5)$$

A többszörös reflexiók hatása $\alpha < \pi/2 - i_p$ nyílásszögű prizma alakú mintákkal küszöbölhető ki nagyon egyszerűen. A módszerrel lehetővé vált magas hőmérsékletű minták vizsgálata 1200°C-ig, továbbá ipari alkalmazásoknál is hasznát vették a szerzett tapasztalatoknak. Ahol a mikrohullámok energiáját használják (pl. szárítás), ott érdemes figyelembe venni, hogy a Brewster-szögnél hatol be a legtöbb mikrohullámú energia az anyagba, ami a gazdaságosságát javítja.

1.2.3. Gyors mikrohullámú lineáris szenzorok alkalmazása

Jellegzetesen ipari alkalmazásra készült a [20]-ban bemutatott mérőrendszer is, amely a fa- és papíriparban on-line ellenőrzést tesz lehetővé. A rendszer lelkét a gyors mikrohullámú lineáris szenzorok alkotják. Ezek a modulált szórás technikával lehetővé teszik másodpercenként akár 1,000...100,000 pont mérését, amit például futószalagon haladó papír vagy faanyag nagy felbontású vizsgálatára használhatnak. A mért amplitúdó és fáziseloszlás szoros korrelációban van mind a nedvességtartalommal, mind pedig a felületsúlyal.

1.2.4. Rezonátor típusú szenzorok

A mikrohullámú szenzorok lehetnek reflexiók, transzmissziók, vagy rezonátor típusúak. Ez utóbbira példa a [7]-ben leírt résvonalas mikrohullámú dielektromos permittivitás érzékelő. Ez a rezonátor típusú érzékelő alkalmas ε' meghatározására, mivel a berendezés rezonanciafrekvenciája a behelyezett minta relatív permittivitásától és térfogatától függően hangolódik el. A kísérletek igazolták az elméleti számításokat, és ε' egy adott tartományában (2...2,6) nagyjából lineárisan változott a rezonanciafrekvencia. A készített eszköz alkalmas továbbá légrések felderítésére is, hiszen ezáltal megváltozik a vizsgált minta eredő, átlagos permittivitása.

1.2.5. Faanyagok vizsgálata kétparaméteres mérésekkel

King cikkében [16] bemutatja az általuk kidolgozott lineáris modellt, amellyel a fán, farostlemezen vagy faforgácsclapon áthaladó mikrohullámú jel csillapításából és fázistolásából egyszerű lineáris összefüggésekkel meg lehet határozni a lapok nedves és száraz felületsúlyát, sűrűségét, nedvességtartalmát, továbbá a komplex permittivitását. Kutatásuk eredményeképpen meghatározták az összefüggésekben szereplő kalibrációs állandókat, vizsgálták ezek hőmérsékletfüggését is. Az alábbi összefüggésekben m_d és m_w a száraz anyag és a víz felületsúlyát [g/cm²], MC pedig az abszolút (száraz anyagra vonatkoztatott) nedvességtartalmat jelenti.

$$\Delta A = a_1 m_d + a_2 m_w \quad (1.6)$$

$$\Delta \varphi = a_3 m_d + a_4 m_w \quad (1.7)$$

$$m_w = \frac{a_3 \Delta A - a_1 \Delta \varphi}{a_2 a_3 - a_1 a_4} \quad (1.8)$$

$$m_d = \frac{a_4 \Delta A - a_2 \Delta \varphi}{a_1 a_4 - a_2 a_3} \quad (1.9)$$

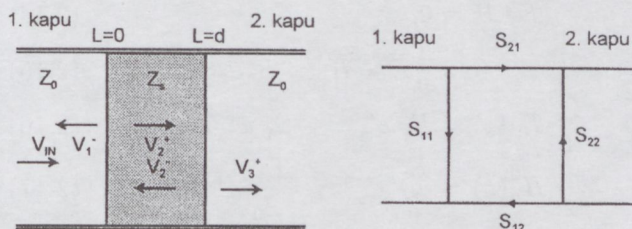
$$MC = \frac{m_w}{m_d} = \frac{a_3 \Delta A - a_1 \Delta \varphi}{a_2 \Delta \varphi - a_4 \Delta A} \quad (1.10)$$

Az együtthatókról kísérleti úton kimutatták, hogy a_1 és a_3 lineáris, míg a_2 és a_4 négyzetes jellegű hőmérsékletfüggést mutatnak.

King egy másik cikkében [19] szintén kétparaméteres mérőberendezést ismertet, mely a fentivel szemben nem csillapítást és fázistolást mér, hanem a vizsgált anyagmintha rezonanciafrekvenciáját és normalizált bemeneti impedanciáját. A mért két paraméterből meghatározható ε' és ε'' , melyekből a nedvességtartalomra és a száraz anyagsűrűsége lehet következtetni. Ezen reflexió-rezonátor típusú szenzorok tipikus alkalmazása folyékony, szilárd, por, szemcse állagú anyagok on-line ellenőrzése, az automatizált gyártási folyamat során.

1.2.6. Szilárd anyagminta szórás paramétereinek meghatározása

A HP8510-es hálózatanalizátor is alkalmas többek között szilárd anyagok dielektromos állandójának meghatározására. [11]-ben részletesen ismertetik a mérési eljárást, amely lényegében egy koaxiális vonalban vagy egy négyzetes csőtápvonalban elhelyezett mintának mint kétkapunak a komplex S-paramétereit határozza meg (2. ábra).



2. ábra. A vizsgált anyagminta mint kétkapu

Ezekből kiszámítható az anyag komplex permittivitása (ε_r^*), sőt permeabilitása is (μ_r^*). A műszer által szolgáltatott adatok mintegy 2 perc után állnak rendelkezésre. További korlátot jelent, hogy a módszer inkább csak nagyobb veszteségi tényezőjű ($\tan \delta > 0,1$), nagy csillapítású anyagokra ad pontos eredményt. Kis veszteségű anyagokra más módszert javasolnak, például rezonátor típusú mérést. Látható tehát, hogy ez a berendezés alapvetően csak laboratóriumi körülmények között alkalmazható sikeresen, ipari mérőrendszerként, ahol fontos szempont, hogy a mérési eredmények rendkívül gyorsan rendelkezésre álljanak, nem lenne megfelelő.

2. AZ ELEKTROMÁGNESES HULLÁMOK TERJEDÉSE KÜLÖNBÖZŐ KÖZEGEKBEN

Az elektromágneses tér és az anyagok jellemzői között a Maxwell törvények teremtenek kapcsolatot [14]:

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J} + \frac{\delta \vec{D}}{\delta t} \quad (2.1)$$

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\delta \vec{B}}{\delta t} \quad (2.2)$$

$$\text{div } \vec{B} = 0 \quad (2.3)$$

$$\text{div } \vec{D} = \rho \quad (2.4)$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (2.5)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.6)$$

$$\bar{J} = \sigma(\bar{E} + \bar{E}_b) \quad (2.7)$$

Ezek jól ismert speciális megoldása az elektromágneses síkhullám, melyet leggyakrabban alkalmaznak szabadon terjedő elektromágneses hullámok leírására. A síkhullámok jó közelítést adnak a gerjesztő forrástól kellő távolságban. A teret kitöltő közeg anyagjellemzői ε permittivitás, μ permeabilitás és σ konduktivitás. Szinuszos időbeli változás esetén a fenti egyenletek a

$$\text{rot} \bar{H} = (\sigma + j\omega\varepsilon)\bar{E} \quad (2.8)$$

$$\text{rot} \bar{E} = -j\omega\mu\bar{H} \quad (2.9)$$

$$\text{div} \bar{H} = 0 \quad (2.10)$$

$$\text{div} \bar{E} = 0 \quad (2.11)$$

alakban írhatók fel. Ezek megoldásaként adódik a távvezeték-analógia felhasználásával a lineárisan polarizált síkhullámokat leíró egyenletrendszer:

$$\bar{E} = E_x \bar{e}_x \quad (2.12)$$

$$\bar{H} = H_y \bar{e}_y \quad (2.13)$$

$$\bar{E} \cdot \bar{H} = 0 \quad (2.14)$$

$$\bar{S} = \frac{1}{2} \bar{E} \times \bar{H}^* = S_z \bar{e}_z \quad (2.15)$$

$$E_x(z) = E_1^+ e^{-\gamma z} + E_1^- e^{+\gamma z} \quad (2.16)$$

$$H_y(z) = \frac{E_1^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{E_1^-}{Z_0} e^{+\gamma z} \quad (2.17)$$

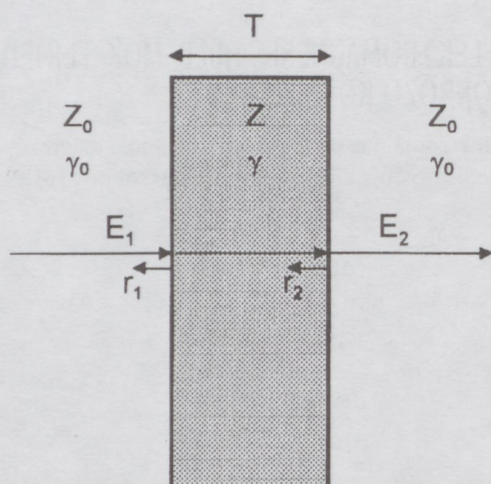
$$Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}} \quad (2.18)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)} \quad (2.19)$$

2.1. Merőleges beesés

Egy egyszerű struktúra a következő: a levegőben haladó síkhullám behatol egy dielektrikumba, majd ismét kijut a levegőbe. A határfelületeken reflexió lép fel (3. ábra):

$$r_1 = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}, \quad r_2 = \frac{Z_0 - Z}{Z_0 + Z} \quad (2.20)$$



3. ábra. Merőlegesen beeső síkhullám

A dielektrikumon áthatoló hullám a terjedési együtthatónak megfelelően csillapodik és fázistolást szenved:

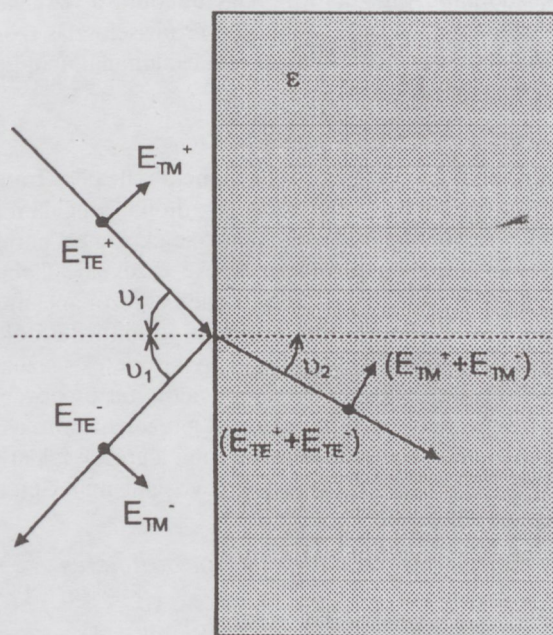
$$\frac{E_2}{E_1} = e^{-\gamma T} = E^{-\alpha T} \cdot e^{-j\beta T} \quad (2.21)$$

2.2. Ferde beesés

Kicsit bonyolultabb a helyzet, ha az elektromágneses hullám a dielektrikumra nem merőlegesen, hanem ferdén esik be (4. ábra). Ekkor ugyanis különböző reflexiós tényezők érvényesek a TE és TM hullámokra. Nem ferromágneses anyagokra ($\mu_r = 1$) ezek a következők:

$$r_{TE} = \frac{E_{TE}^-}{E_{TE}^+} = \frac{\cos v_1 - \sqrt{\varepsilon - \sin^2 v_1}}{\cos v_1 + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 v_1}} \quad (2.22)$$

$$r_{TM} = \frac{H_{TM}^-}{H_{TM}^+} = \frac{\cos v_1 - 1/\varepsilon \sqrt{\varepsilon - \sin^2 v_1}}{\cos v_1 + 1/\varepsilon \sqrt{\varepsilon - \sin^2 v_1}} \quad (2.23)$$



4. ábra. Ferdén beeső síkhullám

2.3. Polarizációs jelenségek, komplex permittivitás

A polarizáció a dielektromos anyagok sajátossága. Külső elektromos tér hatására az anyagban megváltozik a töltések eloszlása, felborul az eredeti semleges töltésgyensúly. A külső E elektromos térerősség, az ennek hatására létrejövő térfogat-egységenkénti P dipólusmomentum, más néven elektromos polarizáció és a D elektromos eltolás között az alábbi összefüggések teremtenek kapcsolatot:

$$\bar{D} = \varepsilon_0 \bar{E} + \bar{P} \quad (2.24)$$

$$\bar{P} = \varepsilon_0 \chi \bar{E} \quad (2.25)$$

$$\bar{D} = \varepsilon_0 (1 + \chi) \bar{E} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \bar{E} \quad (2.26)$$

$$\varepsilon_r = (1 + \chi) \quad (2.27)$$

A relatív permittivitás komplex szám: $\varepsilon_r^* = \varepsilon' - j\varepsilon''$, ami azt fejezi ki, hogy az anyagok polarizációja energiavesztéssel jár. Az anyag belső szerkezetében lejátszódó

folyamatok szerint a polarizációnak több típusát különböztethetjük meg [5]. Az elektronpolarizáció során az atommag körül levő elektronok tolódnak el a külső elektromos tér hatására, míg az atomi polarizációnál az atomok mozdulnak el. A poláros anyagok permanens dipólusokat tartalmaznak, melyek az anyagot alkotó molekulákban levő aszimmetrikus töltéeloszlás miatt jönnek létre. Ezek a dipólusok külső elektromos tér nélkül rendezetlenül helyezkednek el, tehát kifejezetten semlegesül el az anyag. A külső tér hatására ezek rendeződnek, egy irányba állnak be. Ez az úgynevezett dipóluspolarizáció. A tértöltéspolarizáció pedig az anyagok határfelületén kialakuló felületi töltéeloszlás miatt jön létre. A polarizáción kívül veszteséget okozó tényezőként lehet megemlíteni a vezetőképességet is, ennek a hatása viszont a frekvenciával fordított arányban csökken:

$$\varepsilon_c = \frac{\sigma}{2\pi f \varepsilon_0} \quad (2.28)$$

A bennünket érdeklő mikrohullámú frekvenciákon lényegében a dipóluspolarizáció okozza a veszteséget. A komplex permittivitás frekvenciafüggését az alábbi, Debye által közölt képletek írják le:

$$\varepsilon_r = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \quad (2.29)$$

$$\varepsilon_r' = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + \omega^2\tau^2} \quad (2.30)$$

$$\varepsilon_r'' = \frac{(\varepsilon_s - \varepsilon_\infty)\omega\tau}{1 + \omega^2\tau^2} \quad (2.31)$$

ahol ε_s a statikus (DC) dielektromos állandó, ε_∞ a végtelen nagy frekvenciára érvényes dielektromos állandó, τ pedig az úgynevezett relaxációs idő. Ez a relaxációs idő azzal az időtartammal áll kapcsolatban, amíg a dipólusok a külső elektromos tér megszűnte után ismét visszarendeződnek az eredeti rendezetlen állapotba. Az $\omega = 1/\tau$ relaxációs frekvencián éri el ε'' a maximumát. A relaxációs idő a hőmérséklettel csökken. Ezt mutatja be például a vízre E. Grant és munkatársai által kidolgozott tapasztalati összefüggés [5]:

$$\varepsilon_\omega = \varepsilon_h + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_h}{1 + j(\lambda_r/\lambda_0)}; \quad \varepsilon_h = 4, 5; \quad (2.32)$$

$$\varepsilon_s = 23500/T; \quad \lambda_r = (0, 618/T) \cdot \exp(1980/T) \text{ [cm]}$$

3. A FAFORGÁCS LAP

Az alábbiakban röviden bemutatjuk, hogy melyek a faforgácslap előállításának lépései, milyen összetevőkből áll és milyen tulajdonságok jellemzik a készterméket [9], [10]. Fontos, hogy ezekkel tisztában legyünk, hiszen csak ezek ismeretében tudunk például megfelelő modelleket alkotni, hogy a mikrohullámú jellemzőket megbecsülhessük.

3.1. A faforgácslap gyártása

Az 1940-es évek óta gyártanak faforgácslapot, amihez kis méretű, másra már nem használható, illetve hulladék fákat használnak. Így viszonylag értéktelen, hulladékszámába menő nyersanyagokból értékes fapótló készíthető. A szintelen, gyorsan kötő gyanták megjelenése tette alkalmassá a tömegtermelésre. Azóta széles körben alkalmaz-

ják: az építőipartól a bútorgyártásig. Az alapanyag: fenyő és lombos fafajok, valamint forgácsfa, szélhulladék, apríték és fűrészpor (maximum 10 százaléknyi). Ezt osztályozás után forgácsolják, szárítják. Mesterséges szárítás nélkül a légszáraz faanyag nedvességének alsó határa 12 %. A forgácsot 3–5 %-ra szárítják kontakt füstgázos szárítóval (5–600°C). A száraz forgácsot méret szerint osztályozzák. A finomabb frakcióból fedőforgács lesz, a normál forgácsból pedig a faforgácslap belső, fő rétege. A több komponensű kötőanyag előkészítése számítógépes vezérléssel, automatikusan történik. Az egyes rétegek számára különböző összetételű keveréket állíthatnak elő. A ragasztóanyagot és a forgácsot enyvezőgéppel keverik össze. A ragasztóanyag mennyiségét számítógépes rendszer szabályozza, a ragasztómennyiséget jelző átfolyásmérő és a forgács súlyát jelző ütközőtányéros mérleg által szolgáltatott mérési adatok alapján. A faforgács-ragasztó keverékből légsodrásos terítőtípéppel terítik a forgácsot a mozgó vagy álló acélszalagra. Az egyenletes felületsúlyt egy Am_{241} izotópos felületsúly-mérő berendezéssel ellenőrzik. Többrétegű, szimmetrikusan rétegzett forgácspaplant állítanak elő. Kívülre kerül a finom fedőforgács, belülre a normál forgács. A préselés során a nyomás és a magas hőmérséklet hatására a kötőanyag és a nemesítő anyagok kémiai változáson mennek keresztül. A kialakuló térhálós szerkezet biztosítja a lap szilárdságát. A belső feszültségek, deformációk megelőzése érdekében ezután az ún. csillagfordítóba helyezik a lapokat, melyek itt egyenletesen és gyorsan lehűlnek. Pihentetés után csiszolják, laminálják és megfelelő méretre szabják a lapokat.

3.2. A faforgácslap tulajdonságai

A gyártási eljárásból adódóan jelentősen megváltozik a struktúrája a fa természetes szerkezetéhez képest. Alapvetően a nyersanyagtól függ a sűrűsége, ami a fizikai és mechanikai jellemzőket döntően befolyásolja. (pl. hajlítóképesség és lapterhelési szilárdság). A mechanikai tulajdonságokat a sűrűség mellett befolyásolja a kötőanyag mennyisége, a forgács mérete, orientációja, valamint a lap nedvességtartalma. Érdekes és első hallásra furcsa dolog, hogy adott lemez sűrűség mellett a kisebb sűrűségű fa alapanyagból készült lemez a nagyobb szilárdságú, mivel több ragasztót tartalmaz. A kötőanyag mennyiségével javulnak a szilárdsági mutatók. A nedvességtartalom növekedése viszont kedvezőtlenül befolyásolja azokat. Például ha a nedvességtartalom 5 %-ról 15 %-ra növekszik, a statikus hajlítóképesség 20–25 %-kal is csökkenhet. A hőmérséklet növekedése is csökkenti a szilárdságot adott nedvességtartalom mellett. A faforgácslap tipikusan 9 tömegszázalék ragasztóanyagot, 4 tömegszázalék körüli nedvességet tartalmaz. Préselés után a megmaradó apró hézagok és üregek mintegy 5 térfogatszázalék levegőtartalmat jelentenek.

4. A DIELEKTROMOS KEVERÉK MODELL

A dielektromos keverék modellek segítségével meghatározható ismert dielektromos jellemzőjű anyagokból álló, különböző struktúrájú minták effektív dielektromos állandója. [5] hivatkozás számos különböző dielektromos keverék modellt hasonlít össze pontosság és alkalmazhatóság szempontjából. Ezen modellek csoportosíthatók aszerint,

hogy milyen erős elméleti háttérük van, milyen módon próbálják megközelíteni, egyszerűsíteni a valóságban meglehetősen bonyolult struktúrákat.

4.1. Az exponenciális jellegű modellek

Három ilyen modellt használnak, melyek az alábbi általános képlettel jellemezhetők:

$$\varepsilon_{\text{eff}}^{\alpha} = \sum_{i=1}^n f_i \varepsilon_i^{\alpha}; \quad \alpha = 1, \frac{1}{2}, \frac{1}{3} \quad (4.1)$$

ahol f_i az i -edik összetevő térfogati aránya és ε_i az i -edik összetevő (komplex) relatív permittivitása. Az α kitevő értékétől függően ez az összefüggés a későbbiekben VMM-mel, IRMM-mel, illetve LLLM-mel jelölt modellt adja. Ezek az exponenciális modellek nem veszik figyelembe az anyag finomabb struktúráját, csak az összetevők térfogatarányától függ az eredő dielektromos állandó. A következő képletek mind háromkomponensű keverékre vonatkoznak, ahol az egyes összetevők:

- víz (water, index: w)
- egy adott anyag (material, index: m)
- levegő (air, index: a).

$\alpha = 1$ esetén kapjuk a VMM (Volumetric Mixing Model) formuláját:

$$\varepsilon_{\text{eff}} = f_w \varepsilon_w + f_m \varepsilon_m + f_a; \quad (\varepsilon_{\text{air}} = 1) \quad (4.2)$$

$\alpha = 1/2$ esetén kapjuk az IRMM (Index of Refraction Mixing Model) formuláját:

$$\varepsilon_{\text{eff}} = [f_w \varepsilon_w^{\frac{1}{2}} + f_m \varepsilon_m^{\frac{1}{2}} + f_a]^2, \quad (\varepsilon_{\text{air}} = 1) \quad (4.3)$$

$\alpha = 1/3$ esetén pedig az LLLM (Landau-Lifsic-Looyenga Modell) formuláját:

$$\varepsilon_{\text{eff}} = [f_w \varepsilon_w^{\frac{1}{3}} + f_m \varepsilon_m^{\frac{1}{3}} + f_a]^3, \quad (\varepsilon_{\text{air}} = 1) \quad (4.4)$$

Annak ellenére, hogy a fenti modellek viszonylag egyszerűek, mégis az egyikük adta a legjobb közelítést (IRMM) alacsony nedvességtartalom ($f_w < 0,08$) esetén. Az általunk vizsgált faforgácslap is ebbe a nedvességtartalom-tartományba tartozik.

4.2. Lichtenecker Modell (LM)

Ez sem az exponenciális, sem pedig az ezután következő strukturális modellek közé nem sorolható. Képlete:

$$\ln(\varepsilon_{\text{eff}}) = [f_w \ln(\varepsilon_w) + f_m \ln(\varepsilon_m)] \quad (4.5)$$

4.3. Strukturális jellegű modellek

Ezek már igyekeznek figyelembe venni a dielektromos keveréket alkotó részek, szemcsék, forgácsok alakját is. A modellek az n -fázisú keverékre vonatkoznak, melyekben az összetevő szemcsék, részek véletlenszerűen orientált ellipszoidok.

Az általános összefüggés:

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \varepsilon + \frac{\frac{1}{3} \sum_{i=1}^{n-1} f_i (\varepsilon_i - \varepsilon) \sum_{k=1}^3 \frac{\varepsilon_{\text{ap}}}{\varepsilon_{\text{ap}} + N_k (\varepsilon_i - \varepsilon)}}{1 - \frac{1}{3} \sum_{i=1}^{n-1} f_i (\varepsilon_i - \varepsilon) \sum_{k=1}^3 \frac{N_k}{\varepsilon_{\text{ap}} + N_k (\varepsilon_i - \varepsilon)}} \quad (4.6)$$

ahol ε : a „háttéranyag” relatív permittivitása (levegő: $\varepsilon_{\text{air}} = 1$), N_k ($k = 1, 2, 3$) a részek depolarizációs faktorai, melyek az ellipszoidok alábbi speciális fajtáira a következők:

$$\text{gömbre:} \quad N = \left(\frac{1}{3}, \frac{1}{3}, \frac{1}{3}\right)$$

$$\text{tű alakú részekre:} \quad N = \left(0, \frac{1}{2}, \frac{1}{2}\right)$$

$$\text{lemezre:} \quad N = (1, 0, 0)$$

A látszólagos dielektromos állandó:

$$\varepsilon_{\text{ap}} = \varepsilon + \eta(\varepsilon_{\text{eff}} - \varepsilon) \quad 0 \leq \eta \leq 1 \quad (4.7)$$

Az általánosított Maxwell–Garnet (MG) formulát $\eta = 0$ esetén kapjuk, a koherens potenciál-közelítés (CP) $\eta = 1$ -gyel, a Polder–van Santen (PS) féle kevert formula $\eta = 1 - N_k$ -val adódik.

Az általánosított Maxwell–Garnet Modell lemez, tű, illetve gömb alakú részekből álló keverékekre:

MGM-lemez:

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{1 + \frac{2}{3}[f_w(\varepsilon_w - 1) + f_m(\varepsilon_m - 1)]}{1 - \frac{1}{3}[f_w(1 - 1/\varepsilon_w) + f_m(1 - 1/\varepsilon_m)]} \quad (4.8)$$

MGM-tű:

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{1 + \frac{1}{3} \left[\frac{f_w(\varepsilon_w - 1)(\varepsilon_w + 3)}{(\varepsilon_w + 1)} + \frac{f_m(\varepsilon_m - 1)(\varepsilon_m + 3)}{(\varepsilon_m + 1)} \right]}{1 - \frac{2}{3} \left[\frac{f_w(\varepsilon_w - 1)}{(\varepsilon_w + 1)} + \frac{f_m(\varepsilon_m - 1)}{(\varepsilon_m + 1)} \right]} \quad (4.9)$$

MGM-gömb:

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{1 + 2 \left[\frac{f_w(\varepsilon_w - 1)}{(\varepsilon_w + 2)} + \frac{f_m(\varepsilon_m - 1)}{(\varepsilon_m + 2)} \right]}{1 - \left[\frac{f_w(\varepsilon_w - 1)}{(\varepsilon_w + 2)} + \frac{f_m(\varepsilon_m - 1)}{(\varepsilon_m + 2)} \right]} \quad (4.10)$$

A Polder–van Santen Modell képlete lemez alakú részekből álló keveréknél megegyezik az előbbi MGM-moddellel. A Polder–van Santen Modell (PSM) összefüggései tű, illetve gömb alakú részekre:

PSM-tű:

$$\varepsilon_{\text{eff}} = 1 + \frac{5}{3}[f_w(\varepsilon_w - 1) + f_m(\varepsilon_m - 1)] - \quad (4.11)$$

$$\frac{4}{3} \left[\frac{f_w \varepsilon_w (\varepsilon_w - 1)}{\varepsilon_{\text{eff}} + \varepsilon_w} + \frac{f_m \varepsilon_m (\varepsilon_m - 1)}{\varepsilon_{\text{eff}} + \varepsilon_m} \right]$$

Ez adja a legjobb közelítést a nagyobb nedvességtartalmú ($f_w > 0,10$) anyagkeverékek esetén.

PSM-gömb:

$$\varepsilon_{\text{eff}} = 1 + \frac{3}{2}[f_w(\varepsilon_w - 1) + f_m(\varepsilon_m - 1)] - \quad (4.12)$$

$$\frac{3}{4} \left[\frac{f_w \varepsilon_w (\varepsilon_w - 1)}{\varepsilon_{\text{eff}} + \varepsilon_w / 2} + \frac{f_m \varepsilon_m (\varepsilon_m - 1)}{\varepsilon_{\text{eff}} + \varepsilon_m / 2} \right]$$

Végül a koherens potenciál modell (CPM) az említett formákra:

CPM-lemez:

$$\varepsilon_{\text{eff}} = 1 + \frac{4}{3}[f_w(\varepsilon_w - 1) + f_m(\varepsilon_m - 1)] - \quad (4.13)$$

$$\frac{1}{3} \left[\frac{f_w(\varepsilon_w - 1)(2\varepsilon_w - 1)}{\varepsilon_{\text{eff}} + \varepsilon_w - 1} + \frac{f_m(\varepsilon_m - 1)(2\varepsilon_m - 1)}{\varepsilon_{\text{eff}} + \varepsilon_m - 1} \right]$$

CPM-tű:

$$\varepsilon_{\text{eff}} = 1 + \frac{4}{3}[f_w(\varepsilon_w - 1) + f_m(\varepsilon_m - 1)] - \quad (4.14)$$

$$\frac{1}{6} \left[\frac{f_w(\varepsilon_w - 1)(3\varepsilon_w - 1)}{\varepsilon_{\text{eff}} + \varepsilon_w/2 - 1/2} + \frac{f_m(\varepsilon_m - 1)(3\varepsilon_m - 1)}{\varepsilon_{\text{eff}} + \varepsilon_m/2 - 1/2} \right]$$

CPM-gömb:

$$\varepsilon_{\text{eff}} = 1 + \frac{4}{3}[f_w(\varepsilon_w - 1) + f_m(\varepsilon_m - 1)] - \quad (4.15)$$

$$\frac{1}{9} \left[\frac{f_w(\varepsilon_w - 1)(4\varepsilon_w - 1)}{\varepsilon_{\text{eff}} + \varepsilon_w/3 - 1/3} + \frac{f_m(\varepsilon_m - 1)(4\varepsilon_m - 1)}{\varepsilon_{\text{eff}} + \varepsilon_m/3 - 1/3} \right]$$

5. ELMÉLETI SZÁMÍTÁSOK

A faforgácslapot az előbbieken bemutatott dielektromos keverék modellek egyikével próbáljuk leírni. Az IRMM modellt választjuk a számítások elvégzéséhez, mivel [5] szerint várhatóan az IRMM adja a legjobb közelítést a bennünket érdeklő alacsonyabb nedvességtartalmú keverékekre. Mindemellett az sem elhanyagolható szempont, hogy ez az egyik legegyszerűbben kezelhető formula.

Megvizsgáljuk, hogy a faforgácslap, mint dielektromos keverék hogyan viselkedik, ha megváltozik az egyes összetevőinek aránya az átlagos arányokhoz képest. Ilyen változást jelenthet például, ha a gyártás során, préseléskor egy légzárvány kerül a forgácspaplanba, vagy esetleg még a ragasztóadagolás során az előírthoz képest több vagy kevesebb ragasztó kerül a forgácskeverékbe. A számítások célja elsősorban az, hogy elméletileg megalapozza feltevéseinket, illetve támpontot adjon a mérési eredmények kiértékeléséhez.

A számításoktól azt várjuk, hogy megmutassák, milyen kapcsolat található a mérhető mikrohullámú paraméterek (ΔA csillapítás, $\Delta\phi$ fázistolás), az ebből számítható $\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$ komplex permittivitás, valamint az anyagösszetétel (nedvességtartalom, ragasztótartalom), illetve a mechanikai szilárdsági paraméterek között.

A térfogat- és tömegarányok, valamint az eredő sűrűség számításához használt összefüggések:

Tömegarány m_i :

$$m_i = \frac{v_i \rho_i}{\sum_i v_i \rho_i} \quad (5.1)$$

Térfogatarány v_i :

$$v_i = \frac{m_i / \rho_i}{\sum_i m_i / \rho_i} \quad (5.2)$$

Sűrűség ρ_i :

$$\rho_i = \frac{m_i}{v_i} \rho_{\text{er}} \quad (5.3)$$

Eredő sűrűség ρ_{er} :

$$\rho_{\text{er}} = \frac{1}{\sum_i m_i / \rho_i} = \sum_i v_i \rho_i \quad (5.4)$$

5.1. Az átlagos összetételű faforgácslap tulajdonságai

Egy átlagos fafajta- és forgácskeverék-összetételből indulunk ki. Az IRMM modell alapján számoljuk ki a keverék eredő dielektromos állandóját, ami lényegében azt jelenti, hogy a keverék eredő „törésmutatója” (a dielektromos állandó négyzetgyöke), az egyes komponensek „törésmutatóinak” térfogatarány szerinti átlaga. Maga az „Index of Refraction Mixing Model” elnevezés is ezt takarja.

A modell alkalmazásával kapott $\varepsilon^* = \varepsilon' - j\varepsilon''$ komplex permittivitásból további paramétereket számítottunk ki. A T vastagságú lapon kétszeresen áthaladó elektromágneses hullám csillapítása és fázistolása [4]:

$$\Delta A = 27,3 \frac{2T}{\lambda_0} \frac{\varepsilon''}{\sqrt{\varepsilon'}} \quad [\text{dB}] \quad (5.5)$$

$$\Delta\phi = (\sqrt{\varepsilon'} - 1) \frac{2T}{\lambda_0} \cdot 360^\circ \quad (5.6)$$

Ezek az egyenletek kapcsolatot teremtenek ΔA , $\Delta\phi$ és $\varepsilon^* = \varepsilon' - j\varepsilon''$ között. A szilárdsági jellemzők vizsgálatát megkönnyítik az úgynevezett sűrűségfüggetlen paraméterek [5], melyek a tapasztalatok szerint jó korrelációban vannak a hajlítószilárdsággal (Modulus of Elasticity, MOE). Az 1. és 2. táblázatban szereplő MOE1 és MOE2 rovatok az alábbi összefüggésekkel számolt értékeket tartalmazták.

$$\text{MOE1} = \frac{\sqrt[3]{\varepsilon'} - 1}{\sqrt{\varepsilon''}} \quad (5.7)$$

$$\text{MOE2} = \left(\frac{\varepsilon' - 1}{\varepsilon''} \right)^2 \quad (5.8)$$

E képletek egyelőre csak közelítő jellegűek, melyeket majd a tényleges mechanikai adatok ismeretében pontosíthatunk. A számításokhoz és a grafikonok megrajzolásához saját készítésű MATLAB [6] programokat használtunk. Ezekben megadható a keverék átlagos összetétele, az egyes komponensek dielektromos állandója (a [15] alapján), és az igényeinknek megfelelően kiválaszthatjuk, hogy mely összetevő mennyiségét változtatjuk, és melyikét tartjuk állandó értéken. Az 1. táblázat egy standard faforgácskeverék összetételét tartalmazza fafajta szerint.

A préselés során a forgács anyaga tömörödik mintegy 20–40 %-kal. Mi egy köztes 30 %-os értékkel vettük figyelembe ezt a jelenséget. A 2. táblázatba már a tömörített sűrűségérték került be. A kész faforgácslapok sűrűségét 0,65 g/cm³-nek vettük. A faforgácslap összetétele a 2. táblázatban látható.

1. táblázat. A faforgácskeverék átlagos összetétele

Fafajta	$\rho(\text{g/cm}^3)$	ε'	ε''	$\text{tg}\delta$	m/m%	v/v%	MOE1	MOE2
Nyárfa	0,38	1,45	0,026	0,018	35	41,0	0,818	299,6
Erdei fenyő	0,45	1,80	0,050	0,028	50	49,5	0,968	256,0
Bükk	0,68	1,95	0,059	0,030	11	7,2	1,027	259,3
Akác	0,77	2,10	0,067	0,032	4	2,3	1,084	269,5
Faforgácskeverék	0,4453	1,668	0,0406	0,024	100	100	0,924	271,6

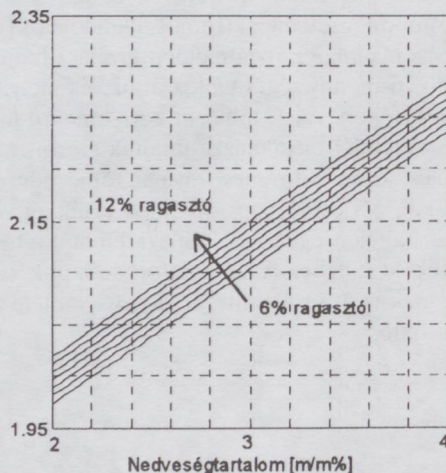
2. táblázat. A faforgácslap átlagos összetétele

Anyag	$\rho(\text{g/cm}^3)$	ε'	ε''	$\text{tg}\delta$	m/m %	v/v %	MOE1	MOE2
Faforgács	0,6361	1,668	0,0406	0,024	88	89,92	0,924	271,6
Ragasztó	1,29	4,5	0,056	0,012	9	4,53	2,751	3906
Víz	1	70	21,7	0,310	3	1,96	0,670	10,1
Levegő	0	1	0	0	0	3,59	—	—
Keverék	0,65	2,1137	0,1213	0,0574	100	100	0,840	94,5

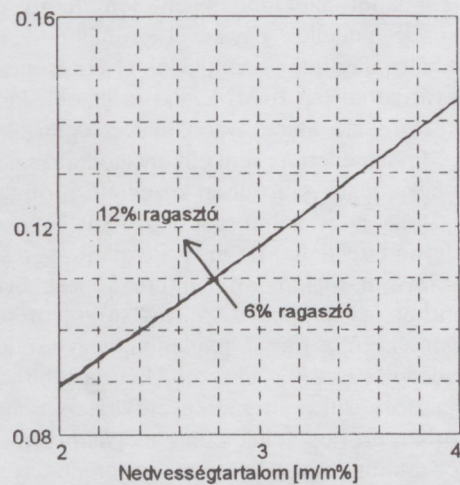
A fenti táblázatokban található dielektromos jellemzők a méréshez használt 5,8 GHz-es frekvencián érvényesek [4], [15].

5.2. Az átlagostól eltérő mennyiségű ragasztó hatása

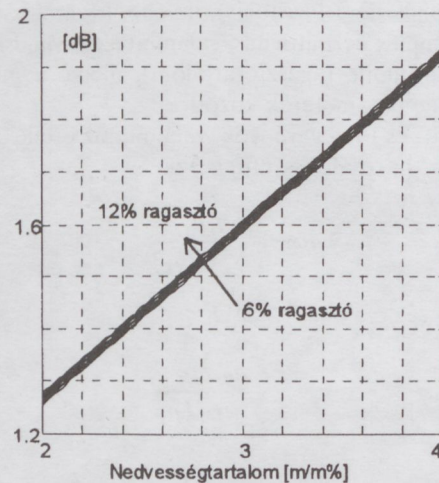
Az 5–10. ábrák a különböző anyagparamétereket (ε' , ε'' , ΔA , $\Delta\phi$, MOE1, MOE2) mutatják a 2–4 tömegszázalékos nedvességtartományban, miközben a ragasztó mennyisége 6-12 tömegszázalék között 1 %-os lépésekben változik. A gyárilag előírt 9 tömegszázalékos átlagos arány körüli ingadozást vizsgáltuk. A számítások arra utalnak, hogy a nedvességtartalom növekedése jelentősen rontja a szilárdsági mutatókat, míg a ragasztótartalom azokat javítja. Ez teljesen összhangban van az előzetes várakozásainkkal, és az irodalmakban ([9], [10]) található utalásokkal. Az ábrarozatot tanulmányozva láthatjuk, hogy a közvetlenül mérhető mennyiségek közül a csillapítás alig érzékeny a ragasztó mennyiségére, viszont a fázistolás már alkalmasnak látszik a ragasztóadagolás egyenletlenségeinek kimutatására. A számítható paraméterek közül az egyik sűrűségfüggetlen paraméter különösen jól tükrözi a ragasztókomponens mennyiségének változásait, hiszen a MOE1 grafikonján jól szétválnak az különböző ragasztótartalmakat mutató görbék.



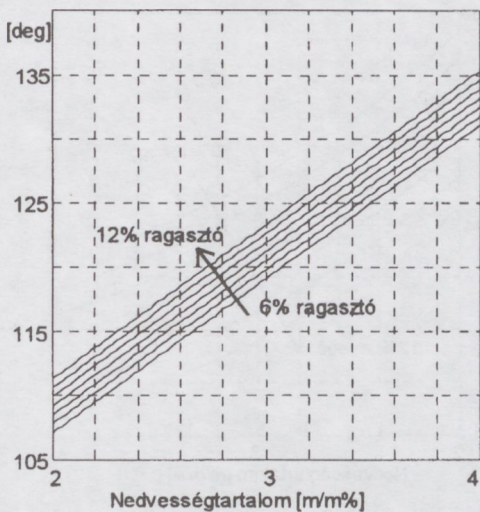
5. ábra. ε' a nedvességtartalom függvényében, a ragasztótartalommal paraméterezve



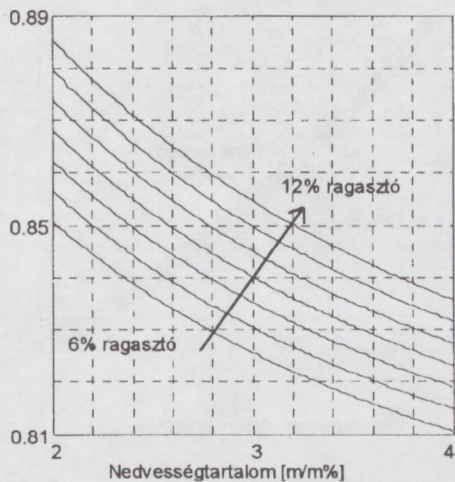
6. ábra. ε'' a nedvességtartalom függvényében, a ragasztótartalommal paraméterezve



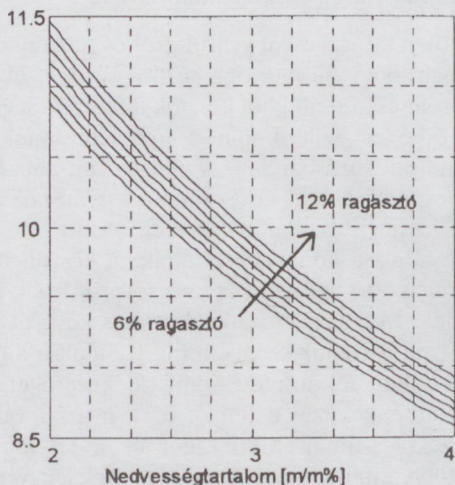
7. ábra. ΔA a nedvességtartalom függvényében, a ragasztótartalommal paraméterezve



8. ábra. $\Delta\phi$ a nedvességtartalom függvényében, a ragasztótartalommal paraméterezve



9. ábra. MOE1 a nedvességtartalom függvényében, a ragasztótartalommal paraméterezve



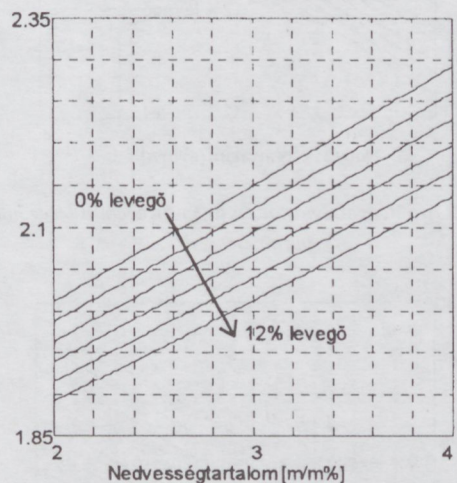
10. ábra. MOE2 a nedvességtartalom függvényében, a ragasztótartalommal paraméterezve

5.3. A levegőtartalom változásának hatása

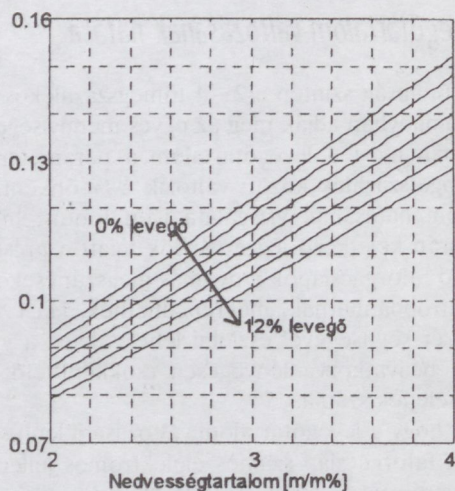
A 11–16. ábrák szintén a 2–4 tömegszázalékos víztartalom-tartományban adják meg az egyes mennyiségek görbéit, azonban most a levegőtartalom a paraméter, mely 0–12 térfogatszázalék között változik 2 %-onként. A levegőtartalom hatásának vizsgálata igen fontos, hiszen a préselés során keletkező légzárványok miatt a présgépekből kikerülő faforgácslapok a nyomás megszűnésekor vagy később szétrobbanhatnak, megrepedhetnek. Ha ezeket a mérőrendszer segítségével észlelni lehet, akkor a gyártási folyamatba beavatkozva lényegesen csökkenthető az így keletkező selejtek száma.

Látható, hogy a levegőtartalom változása jelentősen befolyásolja a faforgácslap számos dielektromos jellemzőjét. Ezek magyarázata az lehet, hogy a levegő „felhígítja” az anyagot, azaz a levegő térfogat egyszerűen elfoglalja a forgács-ragasztó-víz keveréktől a helyet. Ennek arányában csökken a csillapítás, fázistolás, komplex permittivitás, romlanak a szilárdsággal kapcsolatban levő MOE1 és MOE2 sűrűségfüggetlen paraméterek. A víztartalom növekedése növeli a csillapítást, fázistolást, a relatív dielektromos állandót, de mindkét sűrűségfüggetlen paramétert csökkenti.

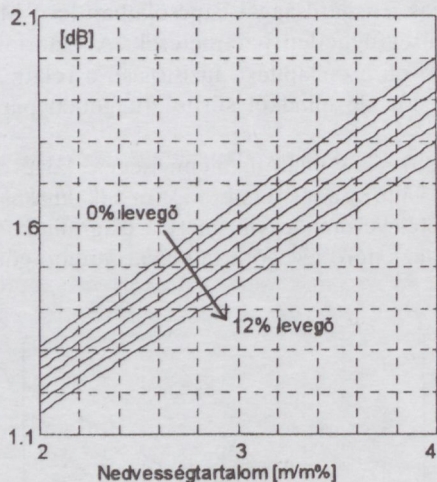
A mérhető és számított mennyiségek közül a levegőtartalom változásának kimutatására alkalmasnak tűnik MOE2 kivételével mindegyik, mert a diagramokon jól elkülönülnek az eltérő levegőtartalmakat mutató görbék.



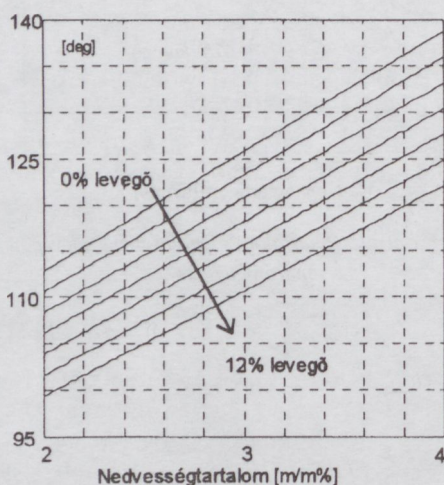
11. ábra. ε' a nedvességtartalom függvényében, a levegőtartalom paraméterezve



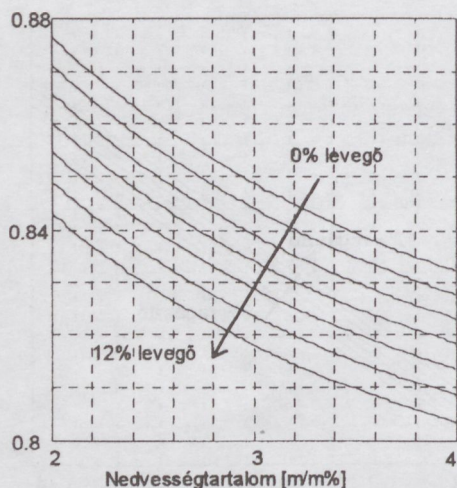
12. ábra. ε'' a nedvességtartalom függvényében, a levegőtartalom paraméterezve



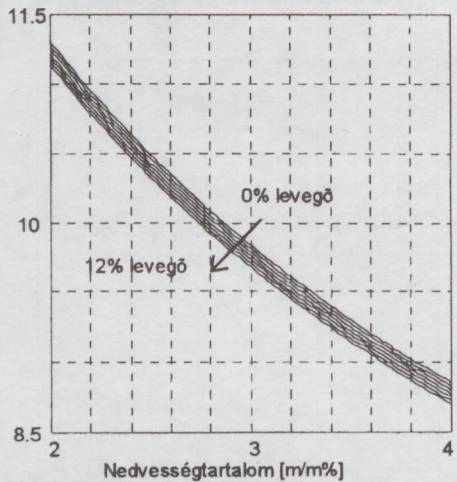
13. ábra. ΔA a nedvességtartalom függvényében, a levegőtartalom paraméterezve



14. ábra. $\Delta\phi$ a nedvességtartalom függvényében, a levegőtartalom paraméterezve



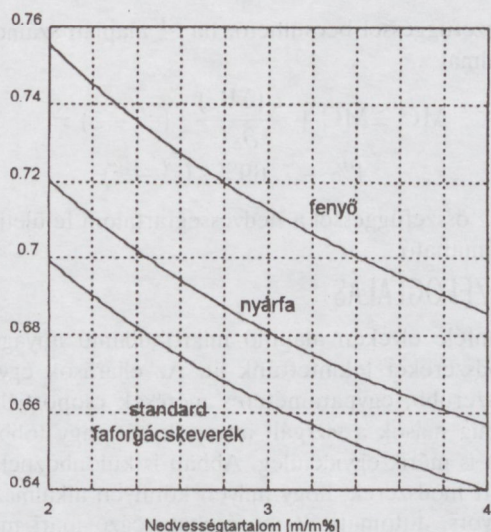
15. ábra. MOE1 a nedvességtartalom függvényében, a levegőtartalom paraméterezve



16. ábra. MOE2 a nedvességtartalom függvényében, a levegőtartalom paraméterezve

5.4. A fafajták megválasztásának hatása

Említettük a faforgácslap gyártásáról és tulajdonságairól szóló részben, hogy ha nagyobb sűrűségű (és ezek általában az erősebbek) fafajtákból készítik a faforgácslapot, akkor az kevésbé lesz szilárd, mint a könnyebb fajtákból készült ugyanolyan sűrűségű lap. A magyarázat abban rejlik, hogy a lapok szilárdságát elsősorban a forgácshoz adagolt kötőanyag mennyisége határozza meg. Adott felületsúlyú lap előállításához a könnyebb fafajtákból készült forgácshoz több ragasztó szükséges, így végsősoron ezek lesznek az erősebbek. Mindezeket a dielektromos keverék modell alkalmazásával is tudjuk szemléltetni. Kiindulási anyagnak az 1. táblázatban feltüntetett standard keveréket, illetve a könnyű fafajták közül a fenyőt és a nyárfát választottuk. Az ezekre számolt MOE1 görbék a 17. ábrán láthatók: a több fafajta keverékéből lesz a „leggyengébb”, míg a könnyebb fajtákból „erősebb” lapok lesznek. Természetesen ez az eredmény csupán annyira állja meg a helyét, amennyire a számolt sűrűségfüggetlen paraméterek (MOE1, MOE2) a valódi, mérhető mechanikai szilárdsági jellemzővel (MOE) kapcsolatban vannak.

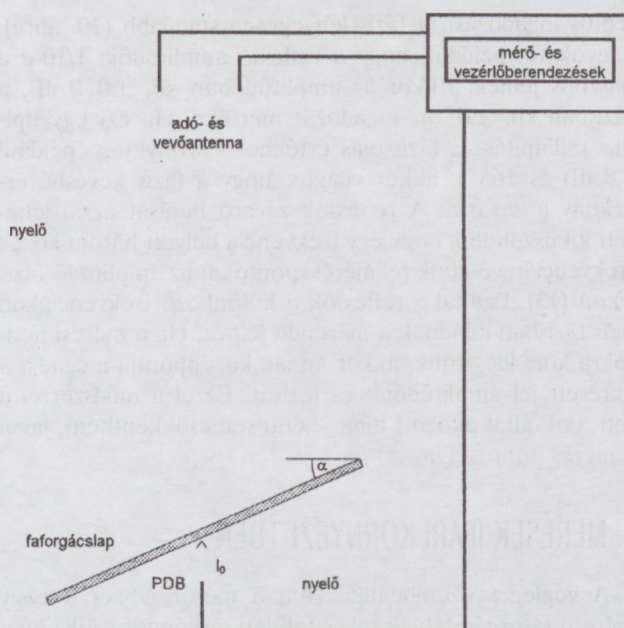


17. ábra. Különböző alapanyagokból készített faforgácslapokra számított MOE1 értékek

6. LABORATÓRIUMI KÍSÉRLETEK

A 18. ábra szerinti laboratóriumi mérés során a merőleges és ferde beesés esetén fellépő reflexiókat vizsgáltuk. Végeztünk mérést majdnem merőleges ($\alpha_1 = 4^\circ$) és ferde beesésnél ($\alpha_2 = 18^\circ$). A terjedési út növekedése miatt nagyobb a szakaszcillapítás a 18° -os beesési szögnél. A szabadtéri egyutas terjedés szakaszcillapítása:

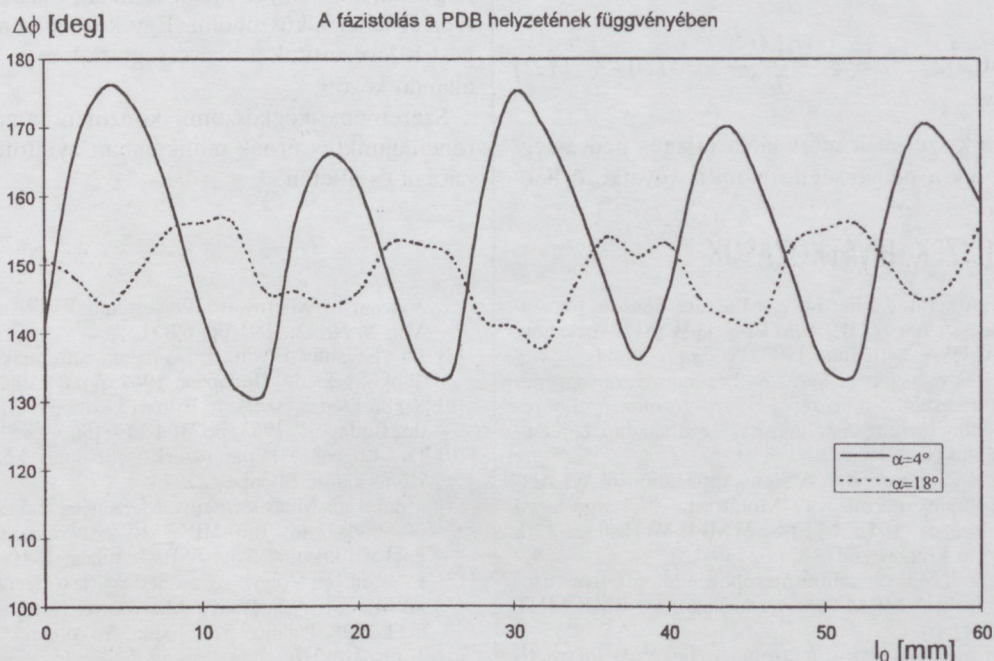
$$a_0 = 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) - (G_a^{[dB]} + G_v^{[dB]}) \quad (6.1)$$



18. ábra. A laboratóriumi mérési elrendezés

Ezek szerint az oda-vissza haladó hullám teljes csillapítása a távolság negyedik hatványával lesz arányos. Azaz az 4° -os és 18° -os beesési szögeknél a csillapítások aránya (csak a terjedési útkülönbségből adódóan):

$$\frac{a_{4^\circ}}{a_{18^\circ}} = \left(\frac{d / \cos 4^\circ}{d / \cos 18^\circ} \right)^4 = \left(\frac{\cos 18^\circ}{\cos 4^\circ} \right)^4 = 0,826 = -0,83 \text{ dB} \quad (6.2)$$



19. ábra. A merőleges és ferde beesés összehasonlítása

Ennyivel kisebb a vett jel szintje ferde beesésnél. A közel merőleges beesés esetén az amplitúdóban jelentős ingadozás volt mérhető, míg 18° -os beesésnél már lényegesen kisebb volt az amplitúdóbeli ingadozás. Mindez szintén jól

összhangban van az elméleti képpel. A faforgácslap által okozott viszonylag erős felületi reflexió és némi környezeti reflexió együttes hatása a közel merőleges beesésnél okoz nagyobb zavarást. Mindezek az amplitúdóban okoznak je-

lentos ingadozást, a fázis lényegesen stabilabb (19. ábra). Tegyük fel például, hogy a reflexió amplitúdója 1/10-e a hasznos jelnek. Ekkor az amplitúdóban kb. $\pm 0,9$ dB, a fázisban kb. $\pm 6^\circ$ az ingadozás mértéke. Ha ezt egy tipikus csillapítás és fázistolás értékhez viszonyítjuk (például 2,8 dB és 163°), akkor világos, hogy a fázis kevésbé érzékeny a zavarra. A reflexiók zavaró hatását azzal lehetett kiküszöbölni, hogy egy frekvencia helyett három közeli frekvencián veszünk fel mérési pontokat az amplitúdó-fázis síkon [13]. Ezáltal a reflexiók a különböző frekvenciákon más fázisban adódnak a mérendő jelhez. Ha a mérési pontokra kört illesztünk, akkor annak középpontja megadja a keresett jel amplitúdóját és fázisát. Ezzel a módszerrel a reflexiók által okozott hiba jelentősen csökkenthető, javul a mérés pontossága.

7. MÉRÉSEK IPARI KÖRNYEZETBEN

A végleges üzembeállítás óta a mérőrendszer a nagy méretű faforgácstáblák teljes felületi térképét rajzolja ki, a közvetlenül mért csillapítás és a fázistolás értékek alapján. Próbaképpen kiszámítottuk a becsült nedvességtartalom-eloszlást egy tábláról elmentett nyers mérési adatok alapján. A mért ΔA , $\Delta \Phi$ értékekből az ismert összefüggések alapján kiszámítottuk az $\varepsilon^* = \varepsilon' - j\varepsilon''$ komplex permittivitást.

A korábbiakban bemutatott grafikonokon (5-6. ábrák) látható, hogy ε' és ε'' az MC nedvességtartalom függvényében közel lineárisan változik. A számunkra érdekes tartományban (2–4 tömegszázalék) ezek meredeksége:

$$\frac{\partial \varepsilon'}{\partial(\text{MC})} \cong 0,13\% \Rightarrow \frac{\partial(\text{MC})}{\partial \varepsilon'} \cong 7,69\% \quad (7.1)$$

$$\frac{\partial \varepsilon''}{\partial(\text{MC})} \cong 0,027\% \Rightarrow \frac{\partial(\text{MC})}{\partial \varepsilon''} \cong 37,04\% \quad (7.2)$$

A gyári adatok szerint a mért tábla átlagos nedvességtartalma 4 %. Így a nedvességtartalom a következő line-

IRODALOMJEGYZÉK, HIVATKOZÁSOK

- [1] Völgyi, F.: „Integrated Microwave Moisture Sensors for Automatic Process Control” IEEE/MTT-S-93 WSMJ-Workshop, Atlanta, GA, USA, 14th June 1993. Proc., pp. 39-44.
- [2] Völgyi, Mojzes és tsai: „Eljárás és berendezés anyagrendszerek paramétereinek mérésére, előnyösen mozgó, többretegű anyagokon történő alkalmazásra” Szabadalmi bejelentés, 1996. június, P-9601630.
- [3] Völgyi, F. and Zombori, B.: „A New Application of WLAN-Concept: Complex Permittivity Monitoring of Large-Sized Composite Boards” IEEE/MTT-S, WMFB-Workshop, 17th June 1996, San Francisco, USA, pp. 119-122.
- [4] Völgyi Ferenc: „Mikrohullámú mérőberendezés faipari üzemi alkalmazásokra” MKM-795 sz. zárójelentés, BME-MHT 1997. nov. (98 lap)
- [5] „Microwave Aquametry – Electromagnetic Wave Interaction with Water-Containing Materials” – Edited by Andrzej Kraszewski, IEEE Press, 1996, ISBN 0-7803-1143-9, pp. 3-33., pp. 123-140.
- [6] MATLAB; Version 4: User’s Guide (Mathworks Inc.) Prentice Hall ISBN: 0131849794, 1995
- [7] M. Bramanti: „A Slot Line Microwave Dielectric Permittivity Sensor for Measure and Control of Laminated Materials”,

áris összefüggéssel becsülhető, ha ε' alapján számoljuk a víztartalmat:

$$\text{MC} \cong \overline{\text{MC}} + \frac{\partial(\text{MC})}{\partial \varepsilon'} \cdot (\varepsilon' - \bar{\varepsilon}) = 4\% + 7,69\% \cdot (\varepsilon' - \bar{\varepsilon}) \quad (7.3)$$

Ezzel az összefüggéssel a nedvességtartalom felületi eloszlása számítható.

8. ÖSSZEFOGLALÁS

Különbféle elveken alapuló mikrohullámú anyagvizsgáló módszereket tekintettünk át. Az eljárások egy része az egyszerűbb, egyparaméteres mérések csoportjába tartozik, míg mások a vizsgált anyagok két vagy több paraméterét is mérik egyidejűleg. Abban is különböznek a bemutatott módszerek, hogy milyen könnyen alkalmazhatók azok gyors, automatizált méréseket végző ipari mérőberendezésben. Az elektromágneses hullámterjedéssel és az anyagok polarizációs tulajdonságaival foglalkozó fejezetet az általunk részletesebben vizsgált anyag, a faforgácslap bemutatása követi. A főbb gyártási lépések és az alapvető jellemzők ismerete szükséges egy jó modell kialakításához. Ezen modell a 4. részben részletesen ismertetett dielektromos keverék modellek egyikén alapul, melyet pontossága és egyszerűsége alapján választottunk az elméleti számítások céljaira. A számítások eredményeit grafikonok segítségével illusztráljuk és elemezzük. Megmutattuk, hogyan befolyásolja a mérhető mikrohullámú jellemzőket a faforgácslap, mint dielektromos keverék összetétele. Ezekből következtetéseket vontunk le arra nézve, hogy az egyes mért jellemzők milyen kapcsolatban állnak a nedvességtartalommal, a ragasztó mennyiségével, a levegő térfogati arányával. A laboratóriumi mérések kiértékelése megmutatta, hogy a mérést milyen hibák terhelik, s azokat milyen módszerrel lehet kiküszöbölni. Egy közelítő lineáris összefüggést is levezettünk a nedvességtartalom és a dielektromos állandó között.

Szeretném megköszönni konzulensemnek, Völgyi Ferenc adjunktus úrnak munkámban nyújtott segítségét, tanácsait és ötleteit.

Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy Vol. 26 No. 2, 1991 pp. 67-71.

- [8] Dr. Istvánffy Edvin: Tápvezetők, antennák, hullámterjedés, Tankönyvkiadó, Budapest, 1967. pp. 84-108. pp. 724-763.
- [9] Szabó Dénes (szerk.): Faipari kézikönyv Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1963. pp. 104-119. pp. 495-519.
- [10] Dr. Lugosi Armand (szerk.): Faipari kézikönyv Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1976.
- [11] „Materials Measurement : Measuring the dielectric constant of solids with the HP 8510 network analyzer” Hewlett Packard Product Note 8510-3 August 1, 1985
- [12] L. Nyúl, F. Völgyi: „Contactless Testing of Particleboards” APMC '98 Asia-Pacific Microwave Conference, December 8-11 1998, Pacifico Yokohama, Yokohama, Japan Proc. Vol. 1. pp. 213-216.
- [13] F. Völgyi: „Quality Forecast of Particleboards Using a Microwave Monitoring System” Third Workshop on Electromagnetic Wave Interaction with Water and Moist Substances, April 11-13, 1999, Athens, GA, USA Collection of Papers, pp. 102-106.
- [14] Simonyi Károly: Elméleti villamosságtan, Tankönyvkiadó Budapest, 1986, ISBN 963-17-73380-9

- [15] „Dielectric Materials and Applications – Papers by Twenty-Two Contributors” Arthur R. Von Hippel, Editor Published jointly by The Technology Press Of M.I.T. and John Wiley & Sons, Inc., New York, Chapman & Hall, Ltd., London M.I.T. 1954
- [16] Ray J. King and Jesse C. Basuel: „Measurement of Basis Weight and Moisture Content of Composite Boards Using Microwaves” 8th International Symposium on Nondestructive Testing of Wood 23-25 Sept. 1991, Vancouver, WA pp. 21-31.
- [17] M. T. Martín, E. Manrique and A. Fernández: „An experiment with microwave radiation to determine absorption coefficients and defects of wood”
- [18] Alain Bretenoux, Cl. Marzat, and René Sardos: „Turnstile Reflecto-Polarimeter Using the Principal Incidence Method: Determination of Permittivities Up to 1200° C and Industrial Applications” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 41, No. 11, November 1993 pp. 1945-1949.
- [19] R. J. King, J. C. Basuel, M. J. Werner and K. V. King: „Material Characterization Using Microwave Open Reflection Resonator Sensors”
- [20] C. Lhiaubet, G. Cottard, J. Ciccotelli, J. F. Portala, J. Ch. Bolomey: „On-Line Control in Wood and Paper Industries by Means of Rapid Microwave Linear Sensors” 22nd EuMC, 1992 Helsinki, Conf. Proc. pp. 1037-1040.

TESTING OF MATERIALS USING MICROWAVE METHODS

L. NYÚL Ph.D. student

TECHNICAL UNIVERSITY OF BUDAPEST, DEPARTMENT OF MICROWAVE TELECOMMUNICATIONS

This paper introduces nondestructive testing methods and their theory on the grounds of a newly developed and now functioning industrial measuring equipment. The operation of this equipment and other methods will be described in a few words. The tested material – particleboard or chipboard – will also be presented. Dielectric mixing models used in theoretical calculations are summarized in the next chapter. Using the most suitable one, calculations were made to find out which measured parameters are the most appropriate for the quality control of the particleboard production. Finally some results of laboratory experiments will be evaluated. The equipment measures microwave attenuation and phase shift caused by the material under test. It is located in the production line after the pressing machine and measures the pressed boards in many points. Using these data a surface map is displayed, so the quality of the tested particleboard can be easily and immediately determined. Dielectric mixing models are used to calculate the effective dielectric constant of a mixture. If the dielectric constants of materials in the mixture are known, the effective dielectric constant can be predicted by the means of different dielectric mixing models. Among these models there are some exponential and structural ones. The Index of Refraction Mixing Model (IRMM) has been chosen for our calculations because this one gives the best approximation in the low moisture content range. Another advantage of IRMM is its simplicity. It gives the square root of the effective dielectric constant of the mixture as the volumetric average of the square root of the dielectric constants of the components. So the "index of refraction" of the mixture can be calculated by volumetric averaging of the components' "refractive indices".

A standard mixture of wood particles, glue, water and air is assumed, then the ratio of some components are changed. A MATLAB program has been written to calculate the $\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$ dielectric constant, ΔA attenuation, $\Delta\Phi$ phase shift and other parameters as a function of the ratio of certain components. Mechanical strength (Modulus of Elasticity, MOE) is modeled by density independent functions (referred as MOE1 and MOE2 in the text), which are calculated also from the complex dielectric constant. Effect of glue overdose or air inclusions in particleboard are analyzed graphically. This is important because if an air inclusion is formed in the board then the board may crack or explode after the pressing. For example phase shift and MOE1 seems to be suitable for the purpose of monitoring the fluctuations in the glue amount. Air inclusions can be detected by all parameters (except MOE2), because curves of different air volumetric ratios separate well on the diagrams. Laboratory experiments were made to find out how the measurement errors caused by the disturbing reflections can be eliminated. These reflections depend on the angle of incident of the measuring electromagnetic wave. They affect mostly the amplitude of the measured signal, the phase is not so sensitive. Using three nearly frequencies instead of one, the reflections are added to the original signal with different phases. The original signal can be determined by finding the center of a circle fitted on the three measured points on the amplitude-phase plane, so thus the accuracy of measurement is improved. The particleboard measurement system displays a surface map of each large particleboard. These attenuation and phase shift distributions give useful information for quality monitoring. Boards of poor quality can be sorted out one by one. The moisture content distribution of a certain board has been calculated using saved attenuation and phase shift data. An approximate linear function between the moisture content and dielectric constant has been determined. Including this function into the actual displaying software of the measurement system it will be able to show also the moisture content distribution.



Nyúl László 1998-ban végzett a BME Villamosmérnöki Kar, villamosmérnöki szakán kiegészítő oklevéllel. Jelenleg a BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszékén Ph.D. képzésben vesz részt. Főszakiránya a híradástechnika, mellékszakiiránya az alkalmazott informatika. Jelenlegi kutatási területe: az elektromágneses tér és anyag kölcsönhatásának vizsgálata, mikrohullámú mérési eljárások. Német és angol középfokú C" nyelvvizsgálója van. Kari tanulmányi versenyeken I. és II. helyezést ért el 1994-95-ben. Az Ipar Műszaki Fejlesztéséért alapítvány pályázatán I., a HTE diplomaterv pályázatán III. díjat nyert 1998-99-ben. 1995-1998 között Köztársasági Ösztöndíjban részesült. A Hírközlési és Informatikai Tudományos Egyesület tagja. Több publikációja jelent meg.

DIGITÁLIS MŰSORSZÓRÁS 30 MHz ALATT

NARANCSIK MIHÁLY

MÉRÉSI ÉS MINŐSÉGELLENŐRZÉSI OSZTÁLY, ANTENNA HUNGÁRIA RT
E-MAIL: NARANCSIKM@AHRTHU

Ez a cikk megpróbálja bemutatni azt, ami az egységes 30 MHz alatti digitális műsorszórás világszinten egységes formájának létrehozása terén eddig történt a nemzetközi szervezetekben, illetve felvázolni a várható jövőt. Összefoglalja a Nemzetközi Távközlési Egyesületbe (ITU) beadott javaslatok lényegét.

1. ELŐZMÉNYEK

A rádiózás feltalálása óta a 30 MHz alatti műsorszórás a kétoldalsávú amplitúdómodulációt (AM-DSB) alkalmazza annak ellenére, hogy az ily módon elért hangminőség kívánni valót hagy maga után. A hosszúra nyúlt élettartamnak egyetlen oka van, az AM vevőkészülékek roppant egyszerűsége, olcsósága.

A 60-as évek második felétől az URH-FM műsorszórás elterjedésével a hallgatók egy jobb hangminőséghez szokhattak hozzá. Az FM adóhálózatok kiépítésével, és a kereskedelmi rádiózás kiterjedésével a kijelölt sávok lassan megteltek. A rendelkezésre álló sávok telítettségével, más spektrumhatékonyabb digitális átviteli módok keresése vált szükségessé. Mindez természetesen a hardver és szoftver háttért biztosító informatika intenzív fejlődésének támogatásával történik.

A 80-as évek végétől az Európai Közösség államainak műsorszórással foglalkozó szervezetei (műsorszórók, kutatóintézetek, berendezésgyártók) megalakították az EUREKA 147-es konzorciumot, amely jelentős anyagi támogatással létrehozta a DAB európai szabványát (ETSI 300 401), az ITU pedig biztosította a VHF és az L sávokban a rendszer bevezetéséhez szükséges frekvencia-sávokat. A DAB bevezetése, több nyugat-európai országban, napjainkban folyik. A vevőkészülékek árának jelentős csökkenésében áttörést még nem sikerült elérni, ami a DAB ugrásszerű elterjedésének jelentős hátráltatója. Ugyancsak nem segíti a DAB elterjedését, hogy egy regionális kis hatósugarú műsor sugárzását a rendszer nem támogatja, csak több műsor multiplexálása esetére ad megoldást. Valószínűleg ennek köszönhető, hogy az Egyesült Államok az IBOC rendszert, mint a jelenlegi FM műsorszórás digitális kiegészítéseként vezette be, amely rendszerben az átmeneti periódus után az analóg jel elhagyására meg van a lehetőség. Ezzel lehet teremteni a lehetőséget a 88-108 MHz-es sáv gazdaságosabb felhasználására. Ugyancsak egyedül adásokra is alkalmas digitális adárendszer fejlesztettek ki a japánok is (DIBEG-ISDB-T (sound)).

A nemzetközi rádiózásban az első mobil vételre is alkalmas digitális rendszert a WorldSpace amerikai műholdas társaság 1999-ben vezette be, amely geostacionárius műholdakról közvetlen L-sávú sugárzással biztosítja a vételt, igaz jelenleg csak Afrika területén. A vételhez többféle vevőkészülék lett kifejlesztve, a legolcsóbb hordozható kategóriájú készülék ára 250 dollár körül van, ami biztató a rendszer jövőjét illetően. A rendszer több műhold felhasználásával az év végére a világ lakosságának 80 %-át szeretné ellátni.

2. DIGITÁLIS MŰSORSZÓRÁS 30 MHz ALATT

A műsorszórás digitalizálásának sorából a 30 MHz alatti rádiózás sem maradhatott ki. A digitális hangátviteli lehetőségeinek vizsgálata az erősen változó paraméterű átviteli közegű rövidhullámon a 80-as évek végén elkezdődött, és a kilencvenes évek elejére néhány nagy műsorszóró és adógyártó cég elkezdte közös fejlesztéseit, kísérleteit. 1994-re már a franciák és a németek eljutottak az első kísérleti adásokig, de látható volt, hogy ezen a területen csak egy világszabvány, ajánlás lehet működőképes, hiszen az egyik kontinensről sugárzott adások ellátandó területe egy másik kontinensen lehet, ill. fordítva.

Ezért a főbb érdekelték, a nagy nemzetközi műsor-előállítók, műsorszórók, adó és vevőgyártó cégek 1996 szeptemberében Párizsban megalakították a Digital Radio Mondiale (DRM) elnevezésű konzorciumot, az egységes rendszer kidolgozásának és bevezetésének elősegítésére. A főbb alapító tagok Radio France International/TDF/Thomcast a franciák részéről, a Deutsche Welle/Telefunken a németek részéről, és az International Broadcasting Bureau az Egyesült Államok részéről, valamint az angol BBC.

A DRM 1996 novemberi ülésén a tagok megfogalmazták a konzorcium főbb célkitűzéseit:

- Megfogalmazni egy digitális AM rendszertervet, amely egy egyedülálló, tesztelt világszabvány lenne.
- Megkönnyíteni a digitális AM technológia elterjesztését a világon.

A világméretű ajánlás elkészítésének elősegítésére a DRM belépett a Nemzetközi Távközlési Egyesület (ITU) tagjai sorába. Az ITU tagság lehetővé teszi a DRM számára, hogy hivatalosan képviseltesse magát az ITU üléseken, ill. beadványokat tehessen a megfelelő munkacsoportok számára, a már elvégzett munkái alapján. Az ITU számára a DRM tagsága szintén előnyös, hiszen a DRM-ben igen nagy anyagi erőforrással rendelkező társaságok vannak képviselve, elősegítve azon közös igény mielőbbi kielégítését, hogy 30 MHz alatt egy egységes digitális rendszer jöjjön létre.

Az ITU-R 10-es Tanulmánycsoportjának (Study Group 10), az „A” jelzésű Munkacsoportja (Working Party 10A) foglalkozik a 30 MHz alatti digitális műsorszórás kérdéseivel. Az ITU-ban a szokásos munkamódszer szerint, megfogalmaztak egy kérdéskört, amelyre megoldást javasoló beadványok érkeznek. Az 30 MHz alatti digitális adásra vonatkozó kérdés ITU-R 217-1/10 számon van nyilvántartva, és a dokumentum címe: Digital broadcasting at frequencies below 30 MHz (1995 – 1999).

A dokumentum lényegi tartalma:

- A 30 MHz alatti tartomány a leginkább szenved terjedési, és az ember által keltett zavaroktól, és tekintettel a mai csatorna kiosztásokra, igen kis sávzélességek állnak rendelkezésre.
- Az AM vétel minősége relatíve szegényesebb az FM vétel minőségénél.
- Az új digitális technikákkal jobb minőségű átvitel valószínűsíthető meg.
- Az új digitális műsorszóró rendszerek legyenek alkalmazsák a már létező „low bit-rate” kódolások alkalmazására.
- A WRC-97 517-es határozata sürgősnek tartja, hogy az ITU-R szektora folytassa a 30 MHz alatti digitális műsorszórás technikájának tanulmányozását.
- Felismeri, hogy egy egységes 30 MHz alatti digitális műsorszóró rendszer megvalósítása rendkívül előnyös lenne, különösen a fejlődő államok számára, mivel:
 - * egységes felépítésű vevőkészülékeket lehetne alkalmazni, mint a jelenlegi AM adások esetén;
 - * a vevőkészülékek széles választéka biztosítani tudná a leggazdaságosabb megoldást;
 - * még gazdaságosabb lehetne az analóg-digitális átállásban a meglévő adók infrastruktúrája.

A fenti megfontolások után az ITU-R elhatározza, hogy meg kell válaszolni az alábbi kérdéseket:

- * milyen közös digitális műsorszóró rendszert lehetne alkalmazni a HH, KH és RH sávokban, hogy növelni lehessen a spektrum hatékonyságot, és a vételi minőséget, mind a nemzeti és a nemzetközi műsorszórásban;
- * milyen típusú digitális kódolásokat, és modulációs formákat lehet megvalósítani, a HH, KH és RH sávokban, a jelenlegi csatornakiosztásokkal való kompatibilitás megtartása mellett;
- * milyen szolgáltatástöbbletet tudna szolgáltatni egy új digitális műsorszóró rendszer a jelenlegi analóghoz képest;
- * milyen módon lehet az új rendszert megvalósítani a meglévő adóberendezésekkel;
- * milyen új szolgáltatásokat lehet bevezetni az új digitális rendszer bevezetésével;
- * mennyire lesznek az új „kétnormás” vevőkészülékek bonyolultak, tekintettel arra, hogy a meglévő AM adások vételére is alkalmasnak kell lenniük.

Az ITU-R a kérdésekben megfogalmazott követelmények kielégítésére alkalmas ajánlástervezet elkészítését kívánatosnak tartja sürgősséggel létrehozni. Ennek érdekében a következő intézkedéseket tette:

A „Digitális műsorszórás a 30 MHz alatti frekvenciasávokra” témakör az ITU-R Study Group 10 (10-es Tanulmánycsoport), Working Party 10A (10A Munkacsoport) tevékenységi körébe tartozik. Ez a csoport általánosságban a 30 MHz alatti műsorszórással foglalkozik. Ehhez a Munkacsoporthoz érkeztek be a 217-1/10-es kérdésre megoldást adó rendszerek leírásai, beadványok formájában. A beérkezett rendszerjavaslatok, alapvetően szám szerint öt, azonban nem voltak összehasonlíthatóak, azok eltérő formája és tesztelési módszerei miatt. Az ITU-R a megoldás érdekében 1999. június 9-én létrehozta a SG10-en belül a Task Group 10/6 (10/6 Feladatmegoldó Csoport)-ot, azzal

a céllal, hogy sürgősséggel végezze el a kérdés tanulmányozását, amelynek eredményeképpen rövid időn belül kerüljön elfogadásra egy ajánlás. A csoport kinevezett elnök az angol Mr. Jim Chilton, aki a BBC-nél dolgozik.

A TG 10/6 1999. szeptember 15–17. között tartotta meg első ülését, amelynek egyetlen egy feladata volt, egy olyan felhívás megfogalmazása volt, amely javaslatokat kér az igazgatóságoktól, tagoktól olyan egységes formátumban, hogy a beérkezett anyagok alapján a rendszerek összehasonlíthatóak legyenek. Ugyancsak kiemelten fontos, hogy a javasolt rendszerek egységes laboratesztelésen essenek át, mivel próbasugárzásokra, és mérőállomási kiértékelő mérésekre az idő rövidsége miatt már nincs lehetőség. A felhívás az ITU-R-tól 1999. szeptember 30-án fog kimenni a tagok és az igazgatóságok felé. A beérkező anyagokat a TG 10/6 kiértékelő bizottsága legkésőbb 2000. január 15-ig várja, és a kiértékelést, a 2000. január 25–27. közötti második ülésre táralja a TG 10/6 elé. Az anyagok áttanulmányozása után két lehetőség adódik. Amennyiben a beadott anyagok alapján az ajánlástervezet elkészíthető, el lesz készítve az ülés alkalmával, és az SG 10 és az ITU-R számára elő lesz terjesztve elfogadásra, és ezzel a TG 10/6 megbízatása véget ér. Amennyiben nem, akkor független testületek lesznek felkérve a rendszerek egységes, és elfogulatlan tesztelésére, ez esetben az ajánlástervezetet a TG 10/6 egy harmadik értekezletén, valamikor 2000 áprilisában tudja csak elkészíteni. Mindezek a 30 MHz alatti műsorszóró piac beindulását késleltethetik. A piac várakozása érezhetően nagy, mert még a korábban elhatározott SSB műsorszórás formájától is vonakodnak a műsorszóró cégek, már a digitális átállás lehetőségére várnak.

Az eddig beérkezett javaslatok lényege

A WP10A-hoz eddig beérkezett javaslatok:

- „A” – digitális rendszer Egyesült Államok Voice of America / Jet Propulsion Laboratory
- „B” és „E” – digitális rendszer Franciaország Thomson / CCET (TDF)
- „C” – digitális rendszer Egyesült Államok MF In-Band On-Channel
- „D” – digitális rendszer Németország Deutsche Telekom AG

3. AZ „A” DIGITÁLIS MŰSORSZÓRÓ RENDSZERJAVASLAT

A Jet Propulsion Laboratory (JPL) a Voice of America (VOA) felkérésére fejlesztette ki digitális műsorszóró rendszerét. A digitális műholdas műsorszórás már alkalmaz egy digitális hangtömörítési eljárást, amely jelenleg a WorldSpace rendszerben van alkalmazva. Ennek bázisán fejlesztette ki a 30 MHz alatti változatot, elsősorban a rövidhullámú alkalmazást támogatva. A működő rendszert 1996 októberé és 1997 szeptemberé között próbasugárzásokkal élőben tesztelték.

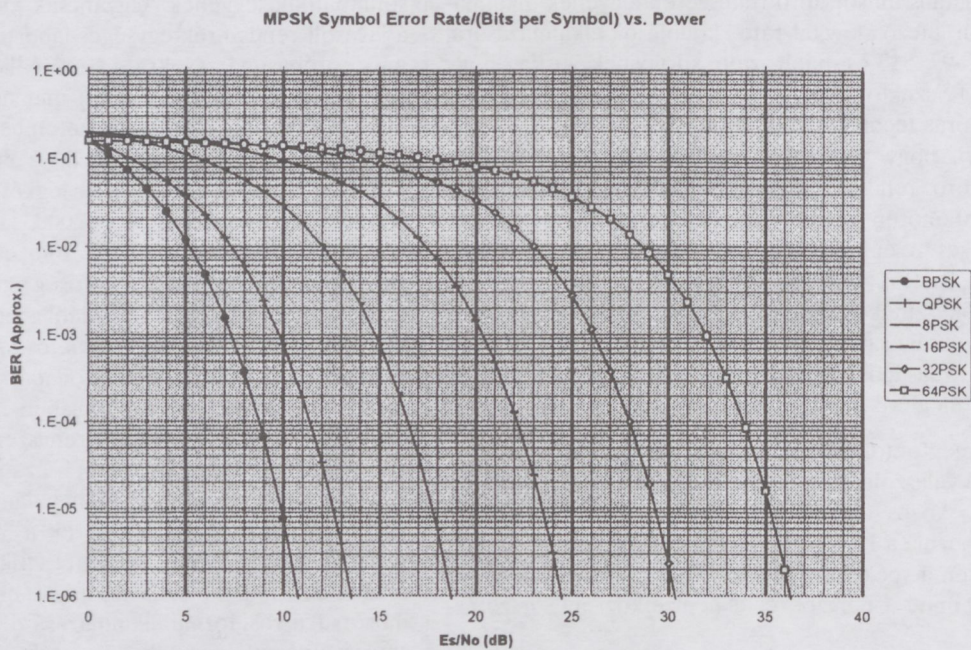
A javasolt egy-vivőfrekvenciás megoldásban MPSK és MQAM modulációs rendszereket alkalmaznak, FEC hibavédelemmel, és idő interleaving technikával, csatorna kiegyenlítéssel. A hangkódolást 16 kb/s sebességgel az ITU-T G728 szerinti tömörítési technikával végzi a rendszer. Ezt a tömörítési eljárást elsősorban beszédtömörítési techniká-

nak fejlesztették ki, és szabványosították 1992-ben. Zenei anyagok átvitelében sem rossz az eredmény, bár a rendszer ennek következtében nem képes magasabb hangminőség elérésére a jelenlegi analóg adásrendszerénél.

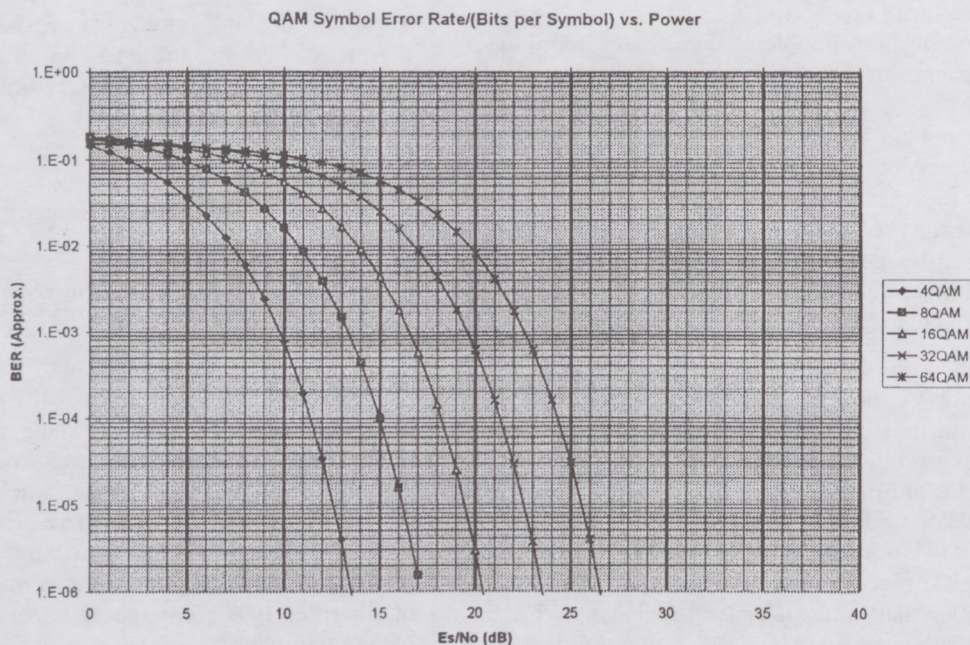
A rendszer modulációs konfigurációja változtatható az adott 10 kHz-es RF sávzélességen belül az 1. és 2. ábrán látható grafikonok alapján.

Az ábrákból látható, hogy az összetettebb modulációs

formákhoz egy elméleti Gauss-csatornában nagyobb jel-zaj viszony szükséges. A rendszer alkalmazásakor az adott áthidalni kívánt távolság, azaz terjedési körülményhez igazítható az éppen alkalmazott modulációs forma. A vevőkészülék természetesen bármely modulációs formát képes detektálni. A G728 szerinti dekódolásban nem hallhatóak a digitális átviteli hibák, amennyiben a dekóder bemenetén a bit-hibaarány kisebb, mint 10^{-3} .



1. ábra. Hozzávetőleges bit-hibaarány értékek különböző MPSK változatoknál

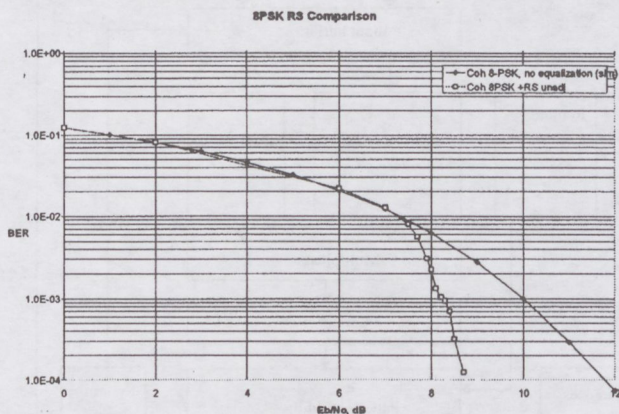


2. ábra. Hozzávetőleges bit-hibaarány értékek különböző MQAM változatoknál

A rendszer hibajavító képességére mutat egy példát a 3. ábrán látható grafikonon, amely 8PSK moduláció mellett Red-Solomon hibajavítással (255 byte-ból 16 hibát képes

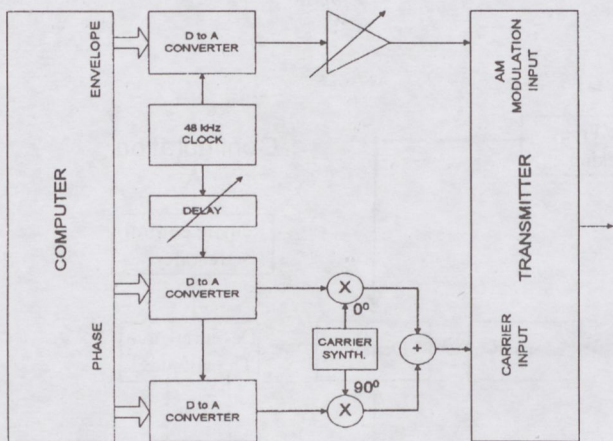
kijavítani) és nélküle mutatja be, egy Rayleigh csatornában (0,5 Hz max. Doppler mellett) az elérhető bit-hibaarány értékeket. Az ábrából látható az alkalmazott Red-Solomon

algoritmus szerinti hibajavítás hatása, amely következtében kisebb szintek esetén is jobb minőségű vétel érhető el.



3. ábra

Az 1997. szeptemberi adáskísérletekben egy 250 kW-os adó lett átalakítva a digitális műsorszórára a 4. ábra tömbvázlata szerint.



4. ábra

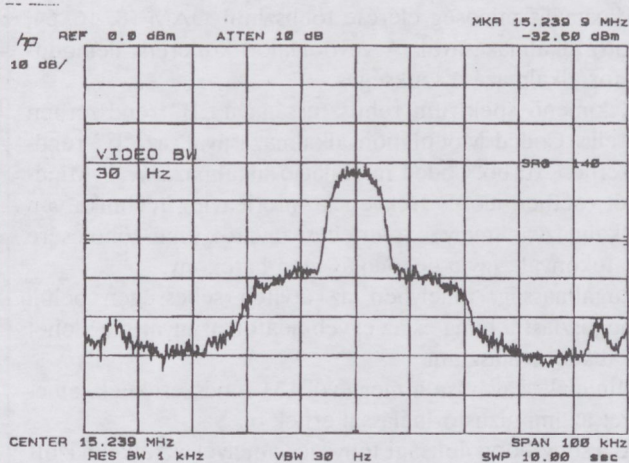
A kialakuló RF spektrumra az alábbi tényezők vannak hatással:

- a digitális jelek formázása, kisebb sávszélesség meredekebb spektrum válasást eredményez;
- az adó AM bemenetének sávkorlátozott volta. Ebben az esetben AC csatolt bemenet volt alkalmazva;
- Az időzítés a két jelkomponens között. Ebben az esetben az egyidejűséget szoftverből 1/48000 másodperc intervallumokban lehetett kiegyenlíteni.

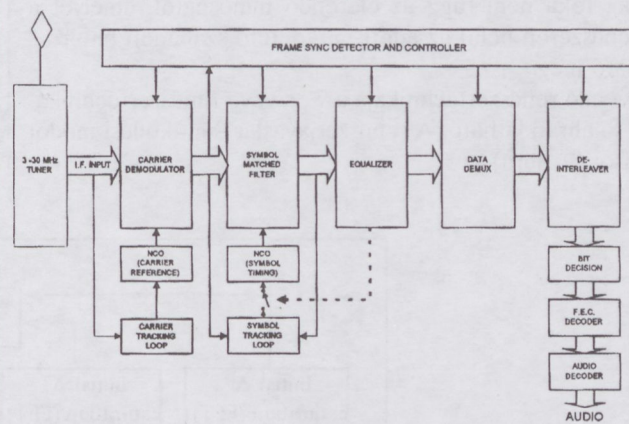
A tesztadásban alkalmazott adó kimenő RF spektruma 8PSK modulációval és Root Rised Cosine (RRC) impulzus formáló alkalmazásával az alábbi volt (5. ábra).

Az alkalmazott vevőkészülék felépítését a 6. ábra mutatja.

Összegezve, a JPL egy megbízhatóbb, közel AM minőséget szolgáltatató rövidhullámú egyvívós adásrendszert javasol alkalmazásra. Nem nyújt lehetőséget a HH és KH sávokban jobb terjedési körülmények mellett jobb hangminőség elérésére.



5. ábra



6. ábra

4. A „B” ÉS „E” DIGITÁLIS MŰSORSZÓRÓ RENDSZERJAVASLAT

A rendszert a franciák alkották meg, a „B” rendszer a Thomcast, az „E” rendszert a TDF fejlesztési központja, a CCETT készítette. Mindkét rendszer többvívós, párhuzamos adásrendszert javasol hasonlóan, ahogyan a 30 MHz felett alkalmazott digitális műsorszórában, a DAB rendszerben is alkalmaznak. Mindkét rendszer rugalmas megoldást javasol a HH, KH és RH sávokra.

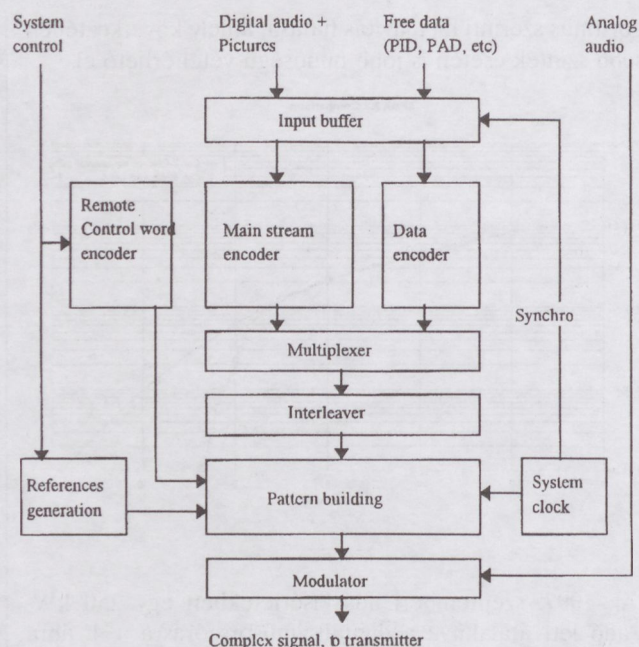
A rendszerek fejlesztésénél sokkal jobban figyelembe vették a rugalmassági követelményeit az ITU-R 217-1/10 kérdéskörnek, valamint a lehető legjobb minőség elérhetőségét az adott körülmények között. A hangkódolásban az MPEG-2 Layer III rendszert alkalmazták az eddigi kísérletekben, de végső alkalmazásra az MPEG-4 rendszert javasolják, amelynek szabványosítási munkái 1999 végére várhatóan befejeződnek.

A rendszer általános jellemzői:

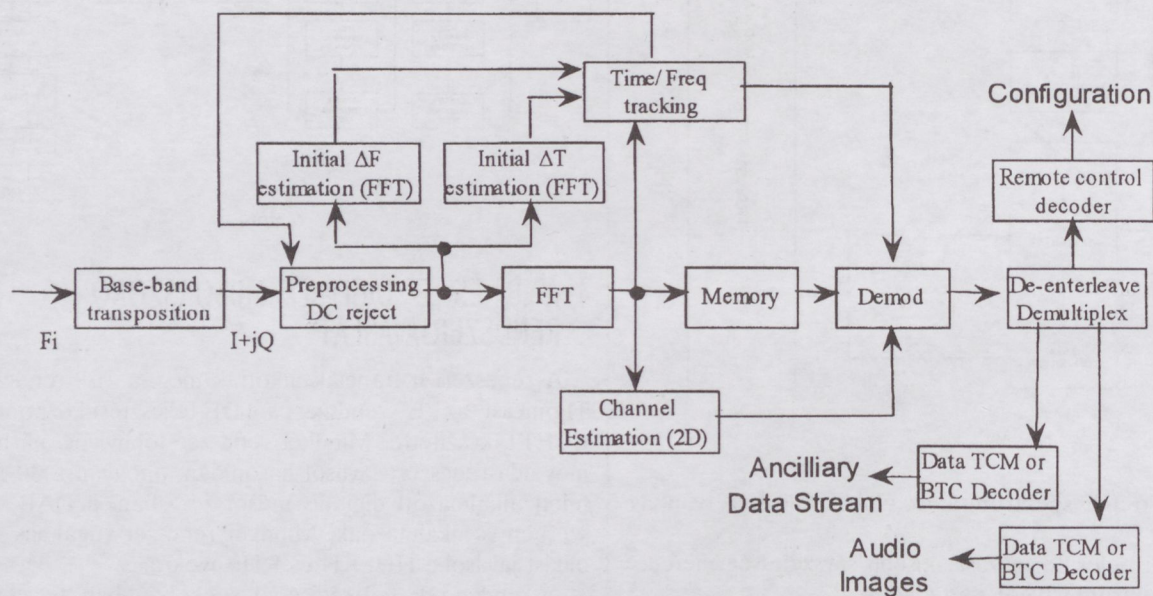
- Párhuzamos adásrendszer, amely több vívő keskenysávú modulációjával viszi át az információt. Az eredő átviteli sebesség az elemi vívő modulációs adatátviteli sebességének és az alkalmazott vívők számának szorzata adja.
- Rövid elérési időt lehet elérni, néhány megkülönböztetett vívővel, amelyek segítik a demodulátor gyors szinkronizálását. Ugyancsak segíti a vevőkészülék gyors „megszólalását”, több kijelölt vívő azonos információ tartalmú modulációja, amelyek megkönnyítik a gyors időszinkronizálást.

- Maximális minőség elérése többszintű QAM (8, 16, 64, 256) alkalmazásával. A vevőoldalon koherens demodulátor alkalmazása szükséges.
- A kimenő spektrum robusztussága a „B” rendszerben Trellis Coded Modulation alkalmazásával, az „E” rendszerben Turbo Coded moduláció alkalmazásával. Mindkét esetben idő és frekvencia interleaving technika van alkalmazva, amelyek a terjedési zavarok kiküszöbölésére hatékonyak, így a dekódolás igen hatékony.
- Rugalmasság, amelyben az átviteli sebességen belüli megoszlást a hang és az egyéb adatok arányát meg lehet szabadon választani.
- Minimális zavarása a meglévő AM rendszereknek, amelyet az impulzusformálással érnek el.
- Alacsony bonyolultsági tényező, amelyet az alkalmazott FFT és IFFT digitális jelfeldolgozás jelent. A bonyolultság foka nem függ az elérendő minőségtől, amelyet a rendszeren belül az adott működtető szabadon határozható meg.

Az adó rendszertechnikája a 7., a vevő rendszertechnikája a 8. ábrán látható. A rendszerjavaslat 8 működési módot javasol (9. ábra).



7. ábra



8. ábra

Az egyes vivők távolsága egymástól a *normál rendszerben* 31,25 Hz, a *védett rendszerben* 55 5/9 Hz.

Az egyes digitális üzemmódok főbb jellemzői:

MODE 0

Ez az üzemmód csak a kernel group vivőit használja. Ez a legalacsonyabb adatátviteli sebességnek felel meg, 8 kb/s, 64 QAM modulációval, RS hibajavítással, 2/3-os belső aránnyal. Amennyiben valamilyen okból szükséges, a vivőfrekvencia hozzáadható a spektrumhoz. A kernel group a fő alap-adatfolyamot tartalmazza, valamint az idő és frekvencia szinkronizálás eléréséhez szükséges adatokat. Külön adatátvitelt nem tartalmaz, csak a Remote Control adatokat, amelyekből a vevő kiolvassa az üzemmód adatot. Ez a csoport minden üzemmódban ki van sugározva. Az analóg jel SSB alsó oldalsávban 3 kHz sávszélességben van kisugározva.

MODE 1

Ez az üzemmód a kernel group mellett további két csoportot tartalmaz. A modulációs jellemzők megegyeznek a MODE 0-ban alkalmazottakkal, az elért bitsebesség 16 kb/s. Teljesen digitális adás.

MODE 2

Ez az üzemmód a kernel group mellett egy további felső csoportot használ, az elért átviteli sebesség 12 kb/s, a sávszélesség 4,5 kHz. Az alkalmazott moduláció TCM 64 QAM, plusz Red-Solomon rendszerű hibajavítás. Az analóg jel csonka-oldalsáv (VSB) formában van kisugározva a névleges vivőhely alatt 4 kHz-cel. A jelenlegi AM vevők képesek a VSB adás vételére.

MODE 3

Ez az üzemmód a standard rendszer, teljesen digitális. Az alsó oldalsávban a kernel group-on felül további három

csoport foglal helyet. Az elért átviteli sebesség 24 kb/s, 9 kHz sávszélességben, 64 QAM modulációval, RS hibajavítással, 2/3-os belső aránnyal.

MODE 4

Ez az üzemmód a kernel group mellett, további két felső csoportot tartalmaz. A digitális jel továbbítása 64 QAM modulációval, RS hibajavítással, 2/3-os belső aránnyal történik 6 kHz sávszélességben, 16 kb/s adatátviteli sávszélességgel. Az analóg jel a névleges vivőfrekvencia alatt 5 kHz-cel csonka-oldalsávós átvittel történik.

MODE 5

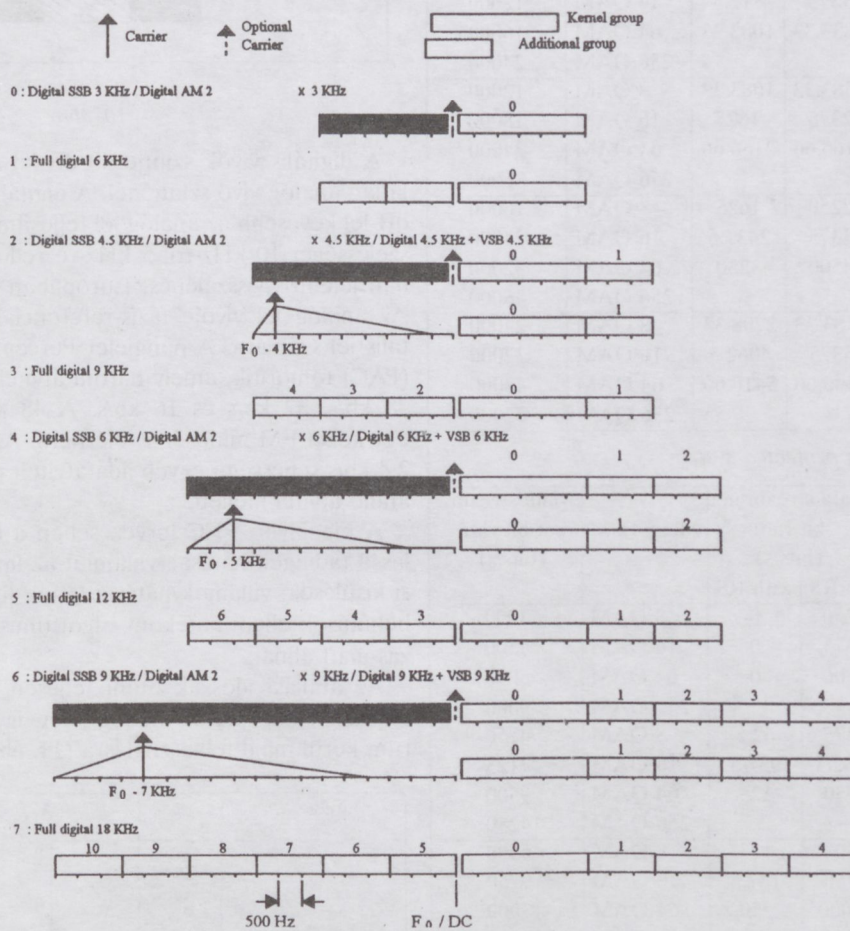
Teljesen digitális üzemmód 64 QAM modulációval, RS hibajavítással, 2/3-os belső aránnyal, 12 kHz sávszélességben 32 kb/s-os adatátviteli sebességgel.

MODE 6

Ebben az üzemmódban a szükséges sávszélesség 18 kHz. A felső oldalsávban a kernel group mellett további négy csoport van kisugározva, 64 QAM modulációval, RS hibajavítással, 2/3-os belső aránnyal, 24 kb/s átviteli sebességgel. Az alsó oldalsávban a névleges vivő alatt 7 kHz-cel VSB jel van kisugározva.

MODE 7

Teljesen digitális üzemmód 18 kHz szükséges sávszélességgel 48 kb/s adatátviteli sebesség érhető el, 64 QAM modulációval, RS hibajavítással, 2/3-os belső arány mellett. Az alkalmazott modulációs formát 8 QAM-re csökkentve az átviteli sebesség 24 kb/s-ra csökken, ellenben jobban védett rendszerhez juthatunk.



9. ábra

A normál és a védett rendszerek jellemzőit az 1. és 2. táblázat foglalja össze.

A táblázatokból látható, hogy a rendszer rugalmasan konfigurálható a műsorszóró felhasználó által, igazodva a rendelkezésre álló RF sávszélességhez (HH és KH alkalmazások), ill. a terjedési körülményekhez.

Ezt a rendszert a Thomcast Skywave 2000 névvel többször bemutatta működés közben, különböző kiállítások (NAB, IBC) alkalmával, valamint több sikeres labor és éles próbán esett át sikeresen.

5. A „C” DIGITÁLIS MŰSORSZÓRÓ RENDSZERJAVASLAT

• a) MF-IBOC rendszer

Az MF In-Band On-Channel rendszert USA-ban fejlesztették ki, hasonlóan az FM műsorszórásban, itt is a meglévő analóg AM adások mellett elhelyezett digitális csomagokkal kívánják az átállási periódust megoldani. Később az analóg AM jelet elhagyják. Az MF-IBOC rendszer az amerikai KH csatornakiosztásra lett tervezve 10 kHz-es csatorna-raszterhez igazodik.

Table 1. Bandwidths and bit rates
a) normal system

Mode and useful digital bandwidth	Data TCM	Data stream net bit rate (bits/s)		Main TCM	Main stream net bit rate (bits/s)
		no RS	with RS		
0 3 kHz	8 QAM	250	0	8 QAM	4000
	16 QAM	375	0	16 QAM	6000
	64 QAM	500	0	64 QAM	8000
				256 QAM	12000
2 4.5 kHz	8 QAM	583.33	270.83	8 QAM	6000
	16 QAM	875	406.25	16 QAM	9000
	64 QAM	1166.66	541.33	64 QAM	12000
				256 QAM	18000
1 and 4 6 kHz	8 QAM	916.66	541.66	8 QAM	8000
	16 QAM	1375	812.5	16 QAM	12000
	64 QAM	1833.33	1083.33	64 QAM	16000
				256 QAM	24000
3 and 6 9 kHz	8 QAM	1583.33	1083.33	8 QAM	12000
	16 QAM	2375	1625	16 QAM	18000
	64 QAM	3166.66	2166.66	64 QAM	24000
				256 QAM	36000
5 12 kHz	8 QAM	2250	1625	8 QAM	16000
	16 QAM	3375	2437.5	16 QAM	24000
	64 QAM	4500	3250	64 QAM	32000
				256 QAM	48000
7 18 kHz	8 QAM	3583.33	2708.33	8 QAM	24000
	16 QAM	5375	4062.5	16 QAM	32000
	64 QAM	7166.66	5416.66	64 QAM	48000
				256 QAM	72000

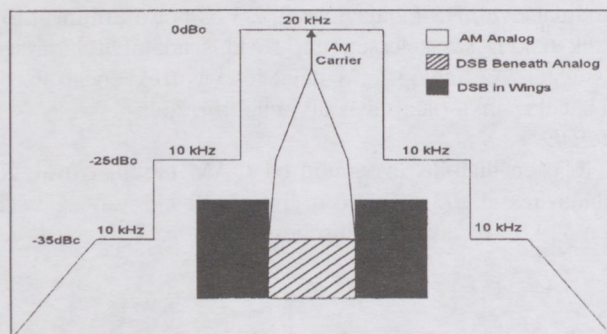
b) protected system

Mode and useful digital bandwidth	Data TCM	Data stream net bit rate (bits/s)		Main TCM	Main stream net bit rate (bits/s)
		no RS	with RS		
0 3 kHz	8 QAM	250	0	8 QAM	3000
	16 QAM	375	0	16 QAM	4500
	64 QAM	500	0	64 QAM	6000
				256 QAM	9000
2 4.5 kHz	8 QAM	375	62.5	8 QAM	4750
	16 QAM	562.5	93.75	16 QAM	7125
	64 QAM	750	125	64 QAM	9500
				256 QAM	14250
1 and 4 6 kHz	8 QAM	500	125	8 QAM	6500
	16 QAM	750	187.5	16 QAM	9750
	64 QAM	1000	250	64 QAM	13000
				256 QAM	19500
3 and 6 9 kHz	8 QAM	750	250	8 QAM	10000
	16 QAM	1125	375	16 QAM	15000
	64 QAM	1500	500	64 QAM	20000
				256 QAM	30000
5 12 kHz	8 QAM	1000	375	8 QAM	13500
	16 QAM	1500	562.5	16 QAM	20250
	64 QAM	2000	750	64 QAM	27000
				256 QAM	40500
7 18 kHz	8 QAM	1500	625	8 QAM	20500
	16 QAM	2250	937.5	16 QAM	30750
	64 QAM	3000	1250	64 QAM	41000
				256 QAM	61500

A rendszer egy hibrid megoldás, az átállási időszakban a meglévő AM jel mellé többvívós megoldással (mint a francia javaslatok) Orthogonal Frequency Division Multiplex

modulációs eljárással helyezi be a digitális információt. Az szükséges sávszélesség ennek következtében a ± 10 kHz-ről $\pm 14,5$ kHz-re nő.

Összesen 62 darab vívó van alkalmazva 454 Hz-re egymástól. Az így kialakult hibrid adás spektruma látható a 10. ábrán.

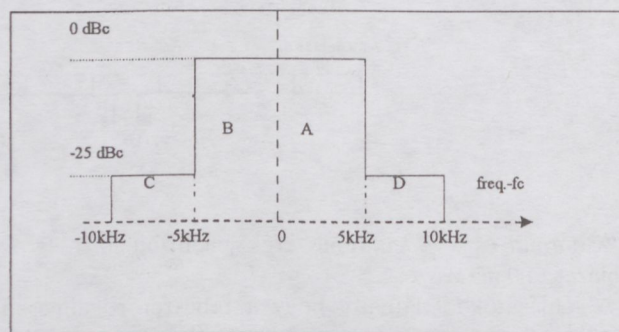


10. ábra

A digitális vívók szintje 30 dB-lel alatta van a modulálatlan analóg vívó szintjénél. A digitális jel teljesítménye 13 dB-lel kevesebb az analóg jel teljesítményénél. A hang sávszélességét 10 kHz-ről 5 kHz-re redukálták, ami az USA-ban jelentős visszalépés, Európában nem okozna gondot. Az analóg jel vívője fázis-referenciaként szerepel a digitális jel számára. A hangjelet Perceptual Audio Coder-rel (PAC) tömörítik, amely három átviteli sebességet támogat 48 kb/s, 32 kb/s és 16 kb/s. A 48 kb/s sebesség mellett egy közel FM minőség is elérhető. Az MF IBOC rendszer 2,4 kb/s sebességű egyéb adatátvitelt is képes támogatni az audio átvitel mellett.

A hibajavító FEC tervezésében a KH sávokra jellemző lassú fadingek hatásai, valamint az impulzus jellegű légköri kisülések, villámok hatásai lettek figyelembe véve. Ezen behatások elleni hatékony algoritmusok még tanulmányozás alatt állnak.

Az átállási időszak utáni teljesen digitális rendszerben teljesen elhagyják az analóg jelet, így a következő spektrum kerül majd felhasználásra (11. ábra).



11. ábra

A 20 kHz-es sávszélességben 45 vívó található, a középben lévő 0. számú vívó nincs használva, elkerülendő az azonos frekvenciás analóg csatornából érkező jelekkel történő interferenciát. A névleges frekvencia körüli (11 darab vívó nagyobb szintű az „A” és „B” tartományokban, míg a többi a „C” és „D” szegmensekben 25 dB-lel kisebb szinten van kisugározva. Minden szegmensben 16 kb/s sebességű FEC védett adat van kisugározva. Az „A” szegmens adatait a

„B” szegmensben 3–5 másodperccel később sugározzák ki (time diversity), amelyre a KH csatorna tulajdonságai miatt van szükség. A zavarok ugyanis ennyi idő elmúltával már nem állnak fenn a tipikus KH csatornában. A „C” és „D” szegmensek összesen 32 kb/s sebességű adatátvitelt biztosítanak FEC védelemmel, így az elérhető legnagyobb átviteli sebesség 48 kb/s. Amennyiben az egyik oldalról zavar éri a csökkentett szintű szegmenst, akkor a rendszer csak a másik („C” vagy „D”) szegmens adatait vonja be az adatfeldolgozásba, így csökkentett minőséggel 32 kb/s lesz a rendszer teljesítő képessége.

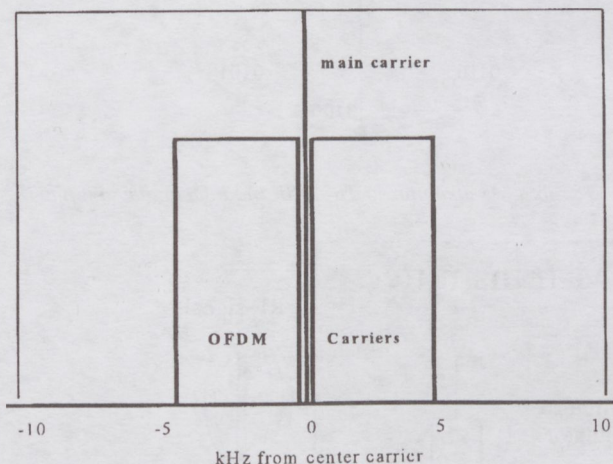
• b) HF IBOC DSB rendszer

A rövidhullámú műsorszórásban alkalmazott rendszer néhány elemében közös a középhullámú rendszerben alkalmazottal, így a modemet, amely modulálja és demodulálja a jelet, az audio kodeket, amely kódolja és dekódolja a jelet, a FEC kódolót és interleaving (adatszétzórót) képzőt, valamint az idő-diversity alkalmazásából eredő adatkezelőt (blending) megtartották.

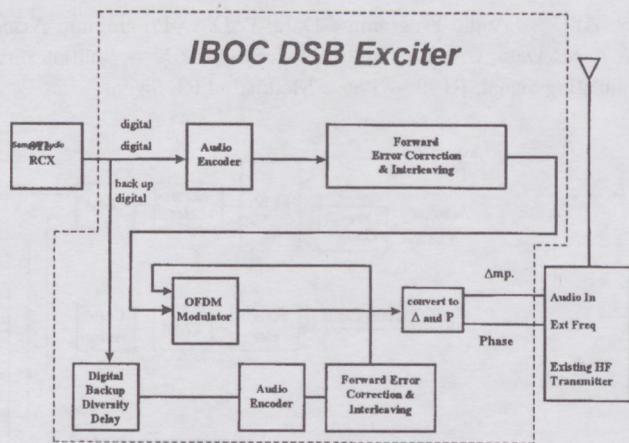
A hangtömörítést a jövőben MPEG4-ben tervezik megvalósítani, így maximálisan 19 kb/s sebességet fog a rendszer alkalmazni. A modulációs forma 64 QAM, amelyet hosszasan tanulmányozás, kísérletek után választottak ki.

A HF IBOC DSB rendszer spektruma a 12. ábrán látható. A rendszer meghajtójának blokkvázlata a 13. ábrán található. A tipikus vevő felépítését a 14. ábra mutatja. A vevő természetesen úgy van kialakítva, hogy képes legyen a KH-RH sávokban is üzemelni.

A rendszerjavaslat nem tartalmaz utalást élő tesztekre, így e rendszer gyakorlati működőképességéről semmilyen ismeretünk sincsen.

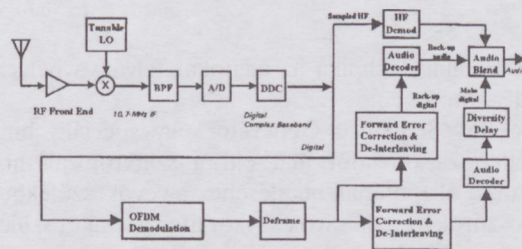


12. ábra. HF IBOC DSB rendszer spektruma



13. ábra. A HF IBOC DSB rendszer meghajtójának blokkvázlata

HF IBOC Receiver Block Diagram



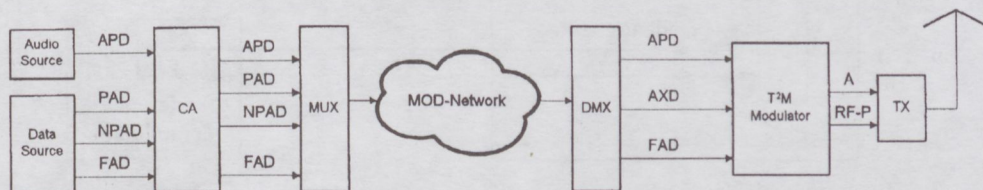
14. ábra. A tipikus vevő felépítése

6. A „D” DIGITÁLIS MŰSORSZÓRÓ RENDSZERJAVASLAT

A rendszert a német Deutsche Telekom AG (DTAG) és a Telefunken Sendertechnik fejlesztette ki T²M (Telekom-Telefunken-Multicast) fantáziánéven. A rendszer a teljes 150 kHz – 30 MHz sávra szolgáltat megoldást. A T²M rendszer szerkezetét a 15., a modulátor tömbvázlatát a 16. ábra mutatja.

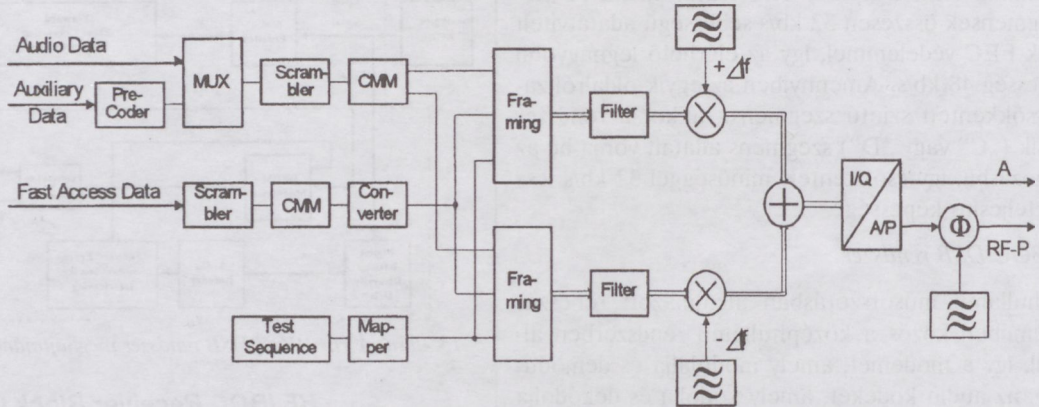
A hangtömörítést a rendszer MPEG-4 szerint végzi, az alkalmazott modulációs forma az egy-vivőfrekvenciás APSK. Az RF csatorna a rövidhullámon két darab 5 kHz szélességű al-sávra, a HH és KH alkalmazás esetén két darab 4,5 kHz-es al-sávra van bontva, a szükséges csatornaki-egyenlítés (equalisation) optimális elvégezhetősége végett. A rendszer támogatja az analóg és digitális adás egyidejűségét, ugyan ez nem egy csatornában, hanem csak a szomszédos csatornák felhasználásával (multicast) lehetséges.

A scramblerek energia-diszperziós feladatot látnak el, az adatok DC összetevőjének kiküszöbölése végett. A Coded Multilevel Modulation (CMM) egység négy darab Red-Solomon enkóder tartalmaz minden egyes védelmi szinthez egyet-egyét. A többszintű enkóder kimeneti adatai egy block interleaver segítségével vannak szétzórva, egy Red-Solomon szimból-hossz alapon.



15. ábra

ahol: APD – Audio Programme Data; PAD – Programme Associated Data; NPAD – Non-Programme Associated Data; FAD – Fast Access Data; CA – Conditional Access; MUX – Multiplexer; DMX – Demultiplexer; AXD – Auxiliary Data; A – Amplitude Modulating Signal; RF-P – Phase Modulated RF Signal



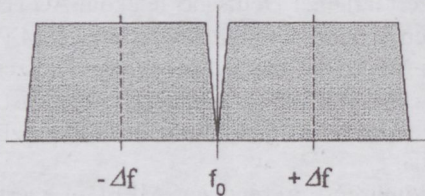
16. ábra. A T^2M modulátor tömbvázlata

A framing technika az adatokat felváltva helyezi a két oldalsávba.

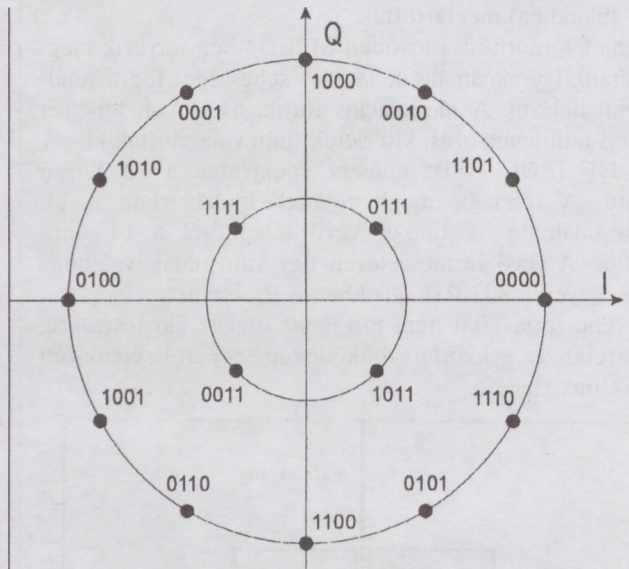
A Test Sequence Generator egy speciális bináris álvéletlen zajsorozatot állít elő a szinkronizáláshoz és a csatorna állapotának becsléséhez a vevőkészülékben.

A szűrők az oldalsávok sávkorlátozása miatt szükségesek a $+\Delta f$ és $-\Delta f$ frekvenciák a névleges csatornafrekvencia f_0 mellett $\pm 2,5$ kHz-re vannak. A kimenő spektrum a 17. ábra szerint alakul.

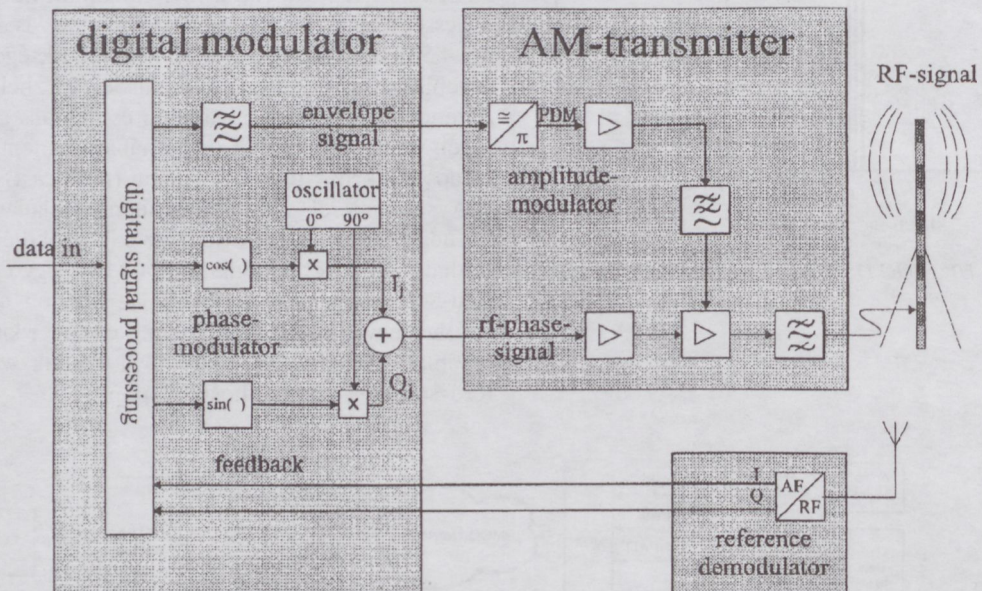
A 18. ábrán látható diagrammból jól látható, hogy a T^2M rendszerű adót az AM modulációs bementéről DC csatoltan kell tudni vezérelni.



17. ábra



18. ábra. Az alkalmazott 16 APSK moduláció diagrammja



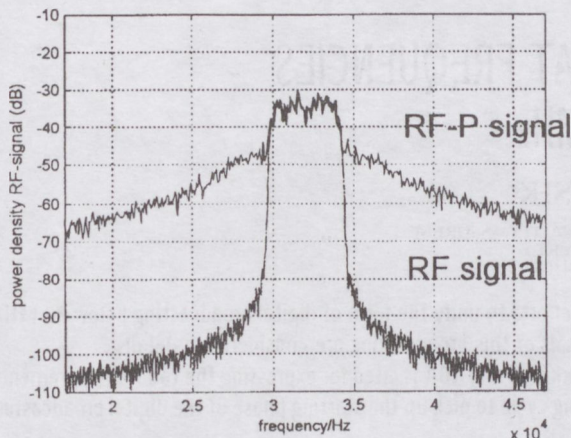
19. ábra

van két DC szinttel az AM bementén, és fázismodulálva van az adatjelekkel az oszcillátor bemenetén keresztül.

A javasolt rendszer üzemmódjait, adatait a 3. táblázat tartalmazza.

3. táblázat. Parameter of the baseline system

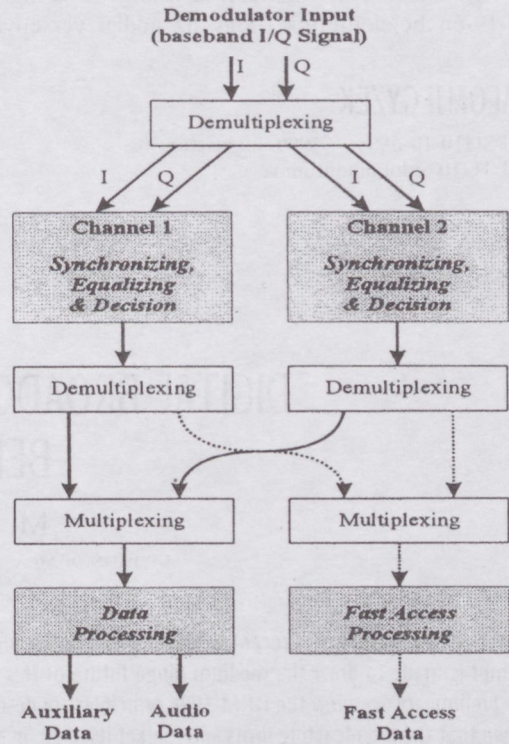
Mode	HF A	HF B	HF C	MF & LF
Bandwidth [Hz]		5000		2*4500
Symbol Rate [Baud]		4000		7200
Blocks per Frame	25	33	49	25
Structure Ratio	68:252	51:189	34:126	36:252
Average Code Rate		205:252		2:3
Bits per Symbol		4		6
Data Rate gross [bit/s]		12660		37800
Data Rate net [bit/s]		10250		25200
Frame Length [s]	2,0	1,98	1,96	1,0
Block Length [ms]	80	60	40	40
Delay Spread [ms]	7,50	5,50	3,50	1,94
Doppler Spread [Hz]	2,08	2,78	4,17	4,17



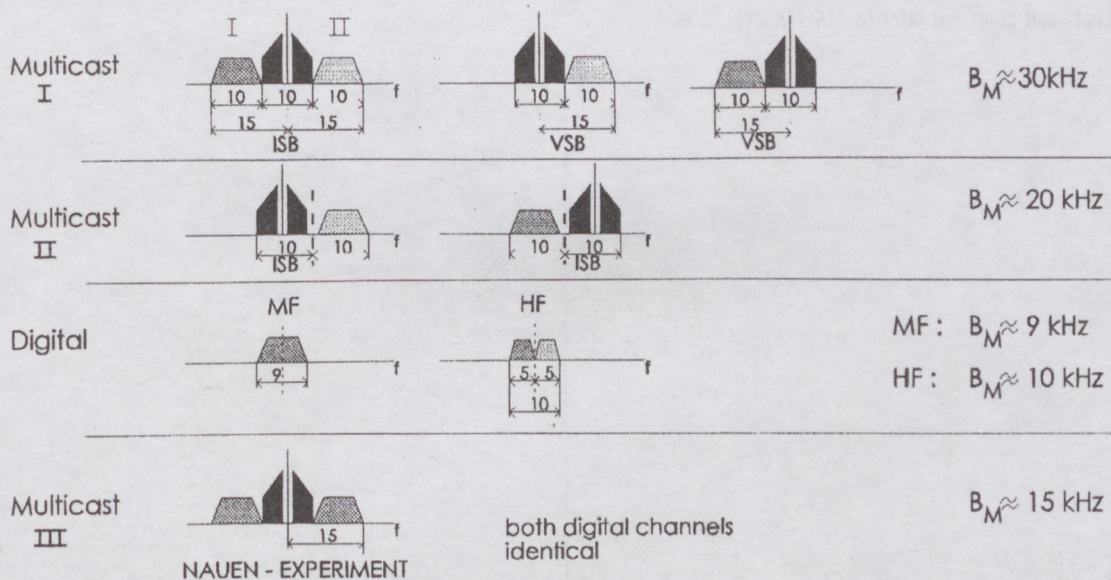
20. ábra

Az adó jellegzetes kimentti spektrumát a 20. ábra mutatja. A vevőkészülékben I/Q demodulátort kell alkalmazni. A demodulált jel dekódolása az alábbiak szerint történik (21. ábra). A T²M rendszer üzemmódjait a 22. ábra mutatja.

A rendszer sajnos nem tud megoldást adni az analóg és digitális jelek egy csatornában történő egyidejű sugárzására (simulcast). Elvileg megoldható az alsó oldalsávban csonka-oldalsávos AM jel, a felső oldalsávban csak digitális jel 11 kb/s maximális sebességgel, de a DTAG által nem javasolt ez az üzemmód.



21. ábra



22. ábra

A DTAG a rendszert Berlin környékén 810 kHz-en tesztelte és az alábbiakat állapították meg:

- Az analóg AM adó nappali ellátott területe az AM adó vivőtéljesítményének kb. hatodával elérhető teljes digitális üzemmód esetén.
- Az éjjeli ellátott terület az analóg esetben 15–20 %-ra csökkent, míg a digitális adóé kb. 90 %-os maradt, a nappalihoz képest.

Ugyancsak voltak kísérleti adások a nauen-i rövidhullámú állomásról, ám ezek eredményei nem ismertek.

A DRM szervezetben minden javaslatot tevő tag. 1999. április 19-én bejelentették, hogy az addigi versenytársak

a digitális műsorszóró rendszerek fejlesztésében, a Thomcast és a Deutsche Telekom és partnereik CCET of TDF és a Telefunken Sendertechnik érdekszövetségbe tömörülnek az egységes szabvány kidolgozása érdekében. Közös, a DRM által szervezett méréseken vettek részt a német Fraunhofer Institute laboratóriumaiban, amelyek sikeresek voltak. Az előzőekben bemutatott rendszerekből valamilyen új egységes rendszer kialakítása és tesztelése várható az elkövetkező hónapokban. Feltételezhetően az amerikai javaslatok is változni fognak. Kíváncsian várjuk az ITU TG10/6-os csoportjához beérkező új javaslatokat, legkésőbb 2000. január 15-ig.

IRODALOMJEGYZÉK

[1] ITU SG10 10-6/2E – 1999. augusztus 30.

[2] ITU TG10/6 dokumentumok

[3] DRM anyagok a www.drm.org web-site-ről

DIGITAL BROADCASTING AT FREQUENCIES BELOW 30 MHz

M. NARANCSIK

DIVISION OF MEASUREMENT AND QUALITY ASSURENCE
ANTENNA HUNGÁRIA RT
E-MAIL: NARANCSIKM@AHRTHU

This paper gives a summary of recent achievements concerning the world wide efforts to unify the form of digital broadcasting below 30 MHz. An attempt is made to draw the medium range future of this field. ITU proposals of this broadcasting are considered in details.

After preliminary overview the DRM'1996 principles are described. ITU-R Working Party 10A is cited for expressing the todays requirements. It is shown that the broadcasting firms and market itself are in a hesitating waiting cycle to pick up the starting phase of the digital broadcasting express.

The A, B, E and C, D digital broadcasting system concept recommendations are presented in a detailed discussions. It is concluded hat in the coming months a new unified broadcasting system will arrive. Pivot deployments and thorough testing process are expected to finalise the existing concepts and plans not later the 15 January, 2000.

SUGÁRZÓ RENDSZEREK, ANTENNÁK, MODELLEZÉS

SUSÁNSZKY LÁSZLÓ

1013 BUDAPEST, FESZTY ÁRPÁD U. 2.

Az alábbi tanulmány az antennatechnikában használt modellezés eredményeiről kíván ismertetőt adni, konkrét példák nyomán. Főleg bizonyítani kívánja az adott esetekre vonatkozó módszerek használhatóságát.

A múzeumi archív képek még őrzik a használt berendezéseket, beleértve a rádiófrekvenciás energia sugárzására szolgáló antennákat is. A képek technikatörténeti emlékei is a magyar rádióhálózat egy részének, melyek születése az utolsó évtizedekre esett.

1. SUGÁRZÓ RENDSZEREK, ANTENNÁK MODELLEZÉSE

1.1. Általános megfontolások

Rádiófrekvenciás energiát sugárzó rendszerek tervezésénél nagyon nagy segítséget jelenthet egy terv alapján készített modell és az azon végzett mérési eredmények értékelése. A modell elkészítése és a mérések értékelése ugyanis gazdasági okok miatt is kisebb költséggel jár, mint a kész rendszeren utólagosan végzendő változtatások. Ez még akkor is így van, ha a méretezésnél használt számítások megbízhatóságához nem férhet kétség. A statisztikai számítások alapján a készítendő eredeti sugárzó lépték helyes modellezésénél a lépték alkalmazásánál feltétlen figyelembe kell venni a modell hullámellenállását, amelynek meg kell egyeznie a végleges antenna hullámellenállásával. Természetesen erre nem mindig adódik teljes egybeesés.

A modell azonos hullámellenállásra való méretezésénél nehézséget jelenthet a megnövelendő frekvenciájú mérés-technika alkalmazása. Ennek biztosítása gyakran nehézségekkel járhat. Például egy $\lambda = 5$ méter hullámhosszú rendszer modell-frekvenciája $\lambda = 5$ méter hullámhossznak felel meg. Itt említjük meg például a lakihegyi 314 méter magas toronyantenna szélességi mérete az alsó ponton 70 cm, ennek 1:20 arányú modell-mérete 3,5 cm lenne, ami nem alkalmas a modell kivitelezésére. Szükségszerű lehet tehát a modellen az eredeti méret torzítása. A fontos az azonos, vagy minél jobb megközelítése az eredeti hullámellenállás értékének. A hullámellenállás azonossága mellett a tápponti ellenállást a többlet kapacitások befolyásolhatják lényegesen, ezért a modell tervezésénél erre különösen kell ügyelni. Itt még az alkalmazott szigetelő anyagok eltérő dielektromos állandója is szerepet játszhat.

1.2. Megvalósított megoldások

Technikatörténeti szempontból, de rádiótechnikai szempontból említésre méltó szerkezet a Lakihegyen 1933-ban létesített adóberendezés és a hozzátartozó sugárzó rendszer, amely a második világháború során elpusztított, de újjáépült. Még ma is működőképes lenne, ha lenne feladata, de mint műszaki emlékként most is szimbóluma a magyar rádiózásnak.

E cikk szerzője „Jubileum a magyar mősorszóró rádiózásban” címmel emlékező ismertetőt közölt a Híradás-technikai Tudományos Egyesület 1998. évi Hírlevelének 4. számában.

2. FÜGGŐLEGES FÉLHULLÁMÚ SUGÁRZÓ RÖVIDHULLÁMRA

1940-ben a Magyar Posta megrendelt 2 db 5 kW teljesítményű rövidhullámú adóberendezést a hozzátartozó antennarendszerekkel együtt a Székesfehérvár-Öreghegy állomás részére a Magyar Philips Műveknél.

Az elérendő cél rövidhullámú körsugárzó rendszer létesítése volt. A létesítés helye a Székesfehérvár-Öreghegy szikla hasadéka. Az adóépületet Schármár Jenő postai építész tervezte. A műszaki berendezést a Magyar Philips Művek Budapesti gyára készítette. A sugárzó antennák a sziklahasadékba épített épület felett voltak elhelyezve. Az antennák táplálása az adóberendezésből induló koncentrikus teljesítmény kábelén át történt.

A két adóberendezéstől kézi kapcsolású kombinátor közbeiktatásával került a rádiófrekvenciás energia az egyes antennákhoz. Az antennarendszer sugárzási és táplálási viszonyainak tisztázására a gyár modellek készítésével gondolt. A modell léptéke 1:10 arányú volt, tehát egy mérő frekvencia 60 MHz volt, amihez műszerek is rendelkezésre álltak. A modell lehetővé tette a függőleges sugárzási karakterisztika felvételét is. A mért modellek a félhullámú dipólok középpontjában voltak táplálva és külön illesztő elemek nélkül csatlakoztak a 72 ohm hullám ellenállású kábelhez. A modellen mért adatok a valóságos építmények adataival jól egyeztek. A villámvédelemre egyszerű gömbszikraközök szolgáltak, amelyek a kábel külső végpontjain voltak felszerelve. Az adóberendezés végerősítő fokozatában egy karusszel segítségével volt váltható a rezgőköri önindukció és a hozzátartozó csatoló tekercs. (A karusszel megmaradt része a diósi rádiómúzeumban látható.) Az állomás léte az újraindulás után akkor is kockára lett téve, amikor egy nyár száraz időszakában a helyi mezőgazdasági szövetkezet a bányató vizének jelentős részét öntözés céljára elvezette. A tó vizét hosszas utánjárás után a hegyen lévő víztározóból visszatöltötték, mert a tónak nem volt saját víz utánpótlása.

3. ÁLLANDÓAN FÖLDELT KÖZÉPHULLÁMÚ SUGÁRZÓ

Az alábbiakban bemutatunk egy állandóan földelt középhullámú sugárzó rendszert, mely lényegében egy negyedhullámú antenna. Ez már 1957 óta működőképes és miután a földelő hálózat középpontjában áll szigetelés nélkül, zivatar esetén sincs szükség külön földelésre.

A rendszer lényegében újjászületett, hogy az 1953-ban üzembe helyezett 135 kW teljesítményű adóberendezés műsorszóró feladata megváltozott, ezért a második műsor sugárzására eredetileg a 7 kW teljesítményű adó részére egy új antennát kellett létesíteni. Később ez a teljesítmény 15 kW lett, amit a hazai adócsőgyártás fejlődése tett lehetővé, megfelelő csőtípus gyártásával. Ehhez a berendezéshez volt szükséges egy gyorsan felépíthető újabb antenna Balaton-szabadiban. Az antenna készítését hagyományosan a Mávag gyár vállalta. A terpeszállású, kikötés nélküli konstrukcióhoz alapanyagot a Budapesti Népliget szélén lévő, használaton kívüli ejtőernyős gyakorló ugrótorny rendszer szolgáltatta. Ez négy 60 méter magas rácsos szerkezetű toronyból állt, amelyeket kötéltart tartott össze. A Mávag ezt a rendszert leszerelte és a vasanyag részbeni felhasználásával, saját tervei szerint a postai igényeknek megfelelően alakította ki az 50,5 méter magas, alul 9x9 méter terepszállású, felül 1x1 méteres toronyszerkezetet, természetesen kihorgonyozó kötelek nélkül, de az állandóan földön álló antennánál talpszigetelőre sem volt szükség. Külön villámvédelemről sem kellett gondoskodni, mert az antenna a sugarasan szétágazó földelő hálózat középpontjában állt.

Ez a lényegében negyedhullámú függőleges sugárzó létesítése óta működőképes és zivatar idején sincs szükség üzemszünet tartására. A konstrukció azért is előnyös, mert más például ultrarövid hullámú sugárzó rendszerek antennáinak a toronyra való elhelyezését is szolgálhatja, amint ez már meg is történt.

A negyedhullámú alaprendszer a csúcán van táplálva egy reuse tápvonallal, amely a torony rácsos szerkezetéhez van szigetelten erősítve. A reuse tápvonal alsó pontja illesztő elemeket tartalmazó csatolóegységen keresztül csatlakozik az adóberendezéstől kiinduló aszimmetrikus tápvonalhoz, amelynek hossza kb. 200 méter.

Ez az antennarendszer 1594 kHz frekvencián a csatolóegység számára az alábbi impedanciával jelenik meg:

$$Z_t = 155 - j302 \text{ ohm.}$$

Ezt az ellenállást kell illeszteni a 300 ohm hullám ellenállású tápvonalhoz.

A műszaki adatokhoz egy epizód.

Lakihegyen 1933-ban helyezték üzembe a 120 kW teljesítményű adóberendezést egy olyan antifading sugárzóval, amely a 314 méter magasságával az akkori Európa legmagasabb vasszerkezete volt.

A 120 kW-os adó építésének Magyar Endre volt a postai építési ellenőre, de az építkezéshez segítséget nyújtottak a fővállalkozó, Standard Villamosság Részvénytársaság külföldi szakértői is. Így egy korabeli fénykép szerint Mac Lean mérnök is. 1956. IX. hó 15-én Mac Lean engedélyt kapott a Posta vezérigazgatóságtól a balatonszabadi rádióállomás megtekintésére. Ő korábban Moszkvában járt hivatalos úton és hazafelé Budapesten megszakította útját. Felkereste Rédl Endre egykori Standard mérnököt, akit még a lakihegyi építkezésnél ismert meg. Mac Lean kalauzolására e sorok íróját bízták meg, aki német nyelven beszélgetett az angol szakemberrel, aki akkor az angol BBC alkalmazottja volt. A látogatást nyilván az motiválta, hogy a 135 kW teljesítményű balatonszabadi adóberendezés külföldi anyagbeszerzési nehézségek miatt teljesen

hazai gyártásban készült. Annak idején azért került Mac Lean a lakihegyi építkezéshez, mert ő már részt vett a Prágai nagyteljesítményű adó építkezésénél is mint szakértő, ezért elegendő szakmai gyakorlattal rendelkezett ahhoz, hogy Budapesten is mint a Standard gyár szakértője legyen jelen.

Az 1933. évi lakihegyi munkáknál a torony építésénél Sharp angol mérnök működött közre. A gyár mérnökei közül Czeglédy György és Istvánffy Edvin mérnökök működtek közre. Így természetes volt, hogy Mac Lean őket is jól ismerte.

A balatonszabadi adóállomás 1953-ban készült el. Az 1956. évi balatonszabadi Mac Lean látogatásáról az alábbi összefoglalás adható.

- Angliában az volt a gyakorlat, hogy pl. egy 150 kW-os adóegység két db. 75 kW teljesítményű adóegység párhuzamos kapcsolásában működik, ami hiba esetén fél teljesítményre vált automatikusan.
 - Egy 2 kW teljesítményű adó három egység párhuzamos kapcsolásából áll és így a sugárzás szünetmentessé tehető.
 - Angliában akkor 14 millió előfizető volt és a vezetés feladata az, hogy a hallgatóságot meggyőzzék a frekvenciaindulált adások előnyeiről.
 - Középhullámú adóállomásai akkor nem volt rendszertechnikai fejlődés.
 - A fiatalok nem szívesen dolgoztak az adóállomásokon, mert nem láttak benne jövőt. A fejlődés a televízió felé mutatott.
 - A balatonszabadi adóállomást műszakilag fejlettnek, szépnek tartotta. A berendezés hozzáférhetőség szempontjából jó konstrukciónak volt mondható.
- Mac Lean érdeklődését felkeltette az állandóan földelt különleges középhullámú antennarendszer, amely a felső pontján van táplálva. A megoldást szellemesnek, jónak, érdekesnek tartotta.
- Mac Lean megkérdezte, hogy nálunk van-e antenna tervezői és kísérleti részleg. A válasz nemleges volt.
 - Ez a látogatás igen érdekes volt és több tanulsággal is szolgált, különösen azért, mert a Budapesti látogatás kb. az előző tapasztalatok után kb. egy negyed évszázad után történt és ez az adástechnikában is sok fejlődést hozott.

4. TÁPVONALAK TÚLFESZÜLTÉG VÉDELME

Különösen rövidhullámú antennarendszereknél az antennák elég távol vannak az adóberendezéstől és ezért hosszú energiavezeték viszi a rádiófrekvenciás energiát az antennákhoz. Szokásosan még egy elosztórendszer is közbejön, hogy az adóenergiát különböző frekvenciájú antennák részére átkapcsolhassák.

Egy ilyen felépítésű rendszer különleges védőberendezéseket kíván a szabadtéri és a belsőtéri szerkezetek összekapcsolásának, zavartalan együttműködésének kívánalma miatt.

A gyakran légvezetékes tápvonal túlfeszültség védelme a statikus feltöltések megakadályozására egyszerű. Töltéslevezetéssel állandóan földelt lehetőséget adhat a tápvonal bármely pontján a vezetékre kapcsolt negyedhullámú vezetékcsomák, amely az alsó végpontján földelő hálózathoz van

kötte. Egy ilyen töltésvezető a tápvonalon elvileg végtelesen ellenállást jelent, tehát mintha ott sem volna, a statikus töltéseket pedig a földelő hálózatba vezeti. Egyszerű és üzembiztos levezető egy ilyen negyedhullámú csomak, amely az adott frekvenciájú sugárzó rendszer oldalán iktatandó a tápvonalra.

Egy ilyen negyedhullámúnak nevezett csomak ha rövidebb, vagy hosszabb, mint a negyedhullám, akkor a tápvonal csatlakozási pontjára induktív, vagy kapacitív reakanciát jelent és így az ilyen megoldás szerepet kaphat a fő tápvonal reflexiómentesítési feladatánál. Ha ilyen feladatra nincs szükség, akkor csak a túlfeszültség védelmet szolgálja az alsó pontján rövidre zárt negyedhullámú tápvonal csomak, amely a tápvonal bármely pontján alkalmazható.

SZAKIRODALOM

- [1] Javaslat a lakihegyi 314 méter magas önsugárzó torony antenna zivatar alatti zavartalan sugárzására. 1960, Budapest. (Az eredeti javaslat Susánszky László és Dósa György postamérnököktől származik.)
- [2] Susánszky László: Hullámterjedés és antennák. Közlekedési Dokumentációs Vállalat kiadása Budapest, 1962.
- [3] Istvánffy Edvin: Tápvonalak és antennák, hullámterjedés. Tankönyvkiadó Vállalat, Budapest, 1967.
- [4] Karl Rothammel: Antennentechnik. Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik, Berlin 1989.
- [5] Aizenberg: Kurzwellen Antennen. Fachbuchverlag, Leipzig, 1954.
- [6] L. Bergmann u. H. Lassen: Ausstrahlung, Ausbreitung und Aufnahme Elektromagnetischer Wellen. Verlag von Julius Springer, Berlin. 1940.
- [7] Susánszky László: Rádióadásteknika. Közlekedési Kiadó, Budapest, 1953.
- [8] Susánszky László: Az 1914-ben létesített csepeli szikratávíró állomás antennatartó tornyának rekonstrukciós rajza. Postamúzeumi kéziratú anyag, 1998.
- [9] Almássy György: Mikrohullámú tápvonal elemek és üregrezonátorok szerkesztése. Műszaki Könyvkiadó. Budapest, 1967.
- [10] I. A. Dombrowszkij: Antennák. Közlekedés és Postaügyi Minisztérium Kiadása, Közlekedési Dokumentációs és Nyomtatványellátó Vállalat. Budapest, 1955.
- [11] Helmuth Brückmann: Antennen ihre Theorie und Technik. Verlag von S. Hirzel in Leipzig, 1939.

Susánszky László középiskolai tanulmányait a Kispesti Deák Ferenc reálgymnáziumban végezte, majd a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetemre iratkozott be 1930-ban. 1935-ben szerzett oklevelet a gépészmérnöki fakultáson. Ezután egy évig a Magyar Állami Vas Acél Gépgyár Motorosztályán dolgozott és 1936-ban felvették a magyar posta mérnöki állományába a Kísérleti Állomáson, ahol Tömcányi István és Magyarai Andre közvetlen munkatársa lett. Itt munkaterületévé vált az általános rádiótechnika és ezen belül az adóberendezések üzeme és az antennatechnika. Eközben számos előadást tartott, több szakcikket írt és szakoktatást folytatott technikumokban és szaktanfolyamokon. 1941-ben Kassára helyezték át, ahol egy stúdió és egy nagyobb teljesítményű adóberendezés létesítésével foglalkozott. Kassáról Magyaróvárra, majd onnan nyugatra került. Németországból 1945. XI. 4-én tért haza és ezután ismét a Magyar Posta szolgálatába állt. Részt vett a hazai rádióhálózat újjáépítésében. Eközben újra végzett oktatói tevékenységet is, technikumokban, a magyar Műegyetemen és más szervezetek keretében. 1950-ben megbízást kapott a postán a Rádióműszaki Vállalat szervezésére és vezetésére.

5. TORONYSZERKEZETEK KÁROS MOZGÁSA

A magas építményű szerkezetek, így az antennák is általában ki vannak téve a környezetük meteorológiai behatásának. Elsősorban a szélerhelés és a jegesedés együttes kedvezőtlen összehatása okozhat a toronyszerkezetben káros mozgásokat, melyek veszélyeztethetik a szerkezet állékonyságát. A szél okozta örvények okozzák — különösen a csőszerű szerkezeteknél — a nagy amplitúdójú káros kitérőmozgásokat, amelyek a kihorgonyzó kötéltartó ostorozó mozgását is okozzák. Ilyen mozgások, lengések megszüntetése, vagy csillapítása csak költséges beavatkozásokkal lehetséges. Ezért javasolható, hogy a tervezésnél ezt a témát külön is figyelembe vegyék. Adott esetben szóba kerülhet a szerkezet mechanikai modellezése is még a tervezés stádiumában.

- [12] P. Beckmann: Die Ausbreitung der ultrakurzen Wellen. Akademische Verlagsgesellschaft. Leipzig, 1963.
- [13] H. Brermmmer: Terrestrial Radio Waves. New York, 1949.
- [14] M. P. Doluchanow . Die Ausbreitung von Funkwellen. VEB Verlagstechnik, Berlin, 1956.
- [15] H. Brückmann: Über Antennen insbesondere Selbsterschwingende Maste. Telefunken Zeitung, Vol .21. Nr. 83, 1940.
- [16] Susánszky László: „Passzív reflektor néhány geometriai vonatkozása”, Távközlési Kutató Intézet Közleményi, XVIII évf. 1. szám, 1973.
- [17] Susánszky László: Troposzférikus és Ionoszférikus szóródást használó összeköttetések. Távközlési Kutató Intézet, Tervtanulmány, 1970.
- [18] Susánszky László: Antennarendszerek megbízhatósága. Előadás, Híradástechnikai Tudományos Egyesületi Konferencia, 1972.
- [19] Országos Műszaki Fejlesztési Bizottság: A magyar rádiózás Távlati Műszaki fejlesztése. Budapest, 1972.
- [20] Országos Műszaki Fejlesztési Bizottság: A Magyar televíziózás műszaki fejlesztése. Budapest, 1971.
- [21] Susánszky László: Rádiótechnika. Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnök hallgatók részére. Közközlési Jeggzetellátó Vállalat, Budapest, 1952.
- [22] Susánszky László: Energiatovábbítás vezetéken. Nehézipari könyv és folyóirat kiadó, Budapest, 1951.
- [23] Országos Műszaki Fejlesztési Bizottság: A távközlési műholdak szerepe nagytávolságú információ átviteltechnikában. Tanulmány, 1968. Budapest

Számos újítással hozzájárult a rádióhálózat korszerűsítéséhez és tevékenyen részt vett a televízióadások létrehozásában, elsősorban az adóállomások beruházásában. Az 1956-os eseményekkel kapcsolatban állásából felmentették. Bognár Géza akadémikus — volt kollégája — meghívására a Távközlési Kutató Intézetnél helyezkedett el, ahonnan 1972-ben ment nyugdíjba. Még 1940-ben Műszaki doktori értekezést készített és azt Bay Zoltán műegyetemi tanár el is fogadta és kinyomtatásra adott lehetőséget. Sajnos a további lépések megtételére a háborús helyzet alakulásával már nem került sor. Aktívan részt vett a Híradástechnikai Tudományos Egyesület alapításában, miután 1946-ban a Magyar Elektrotechnikai Egyesült tagja volt és itt tartotta az első nyilvános adástechnikai előadását. Szakmai pályája során számos szakmai elismerést kapott. Többször volt külföldi kiküldetésben, főleg műszaki-kereskedelmi tárgyaláson. Jelenleg is tevékenykedik az egyesületben, segíti a Postamúzeum és az Országos Műszaki Múzeum munkáját.

AZ ELSŐ HAZAI FEJLESZTÉSŰ ÉS GYÁRTMÁNYÚ, „EGY-EGYSÉG” – MONOBLOCK – RENDSZERŰ ADÓBERENDEZÉSEK ÜZEMBE ÁLLÍTÁSA

DÓSA GYÖRGY

1061 BUDAPEST, ANDRÁSSY ÚT 37. TEL.: 352-8030
OKL. VILLAMOSMÉRNÖK; OKL. MŰSORSZÓRÓ SZAKMÉRNÖK

Az ötvenes évek elejéig a műsorszórási adóberendezések (hosszú, közép- és rövidhullámú) kialakításánál, telepítésénél a nagy területet igénylő, széttagolt szabad szerelési mód volt a jellemző. Ezt követően új irányzat kezdődött az adógyártásban. Az épülettől való függetlenség: az ún. „egy-egység”, azaz a monoblock kialakítású adóberendezések fejlesztése, ill. gyártása terjedt el fokozatosan főleg a középhullámú rendszereknél 10–20 kW teljesítmény kategóriában, majd a thoriumos adócsövek elterjedésével 50 kW teljesítmény tartományban is. Ez a cikk az első hazai, 7/15 kW-os, monoblock kialakítású, középhullámú adórendszer tervezésével, fejlesztésével és felmerült technológiai, gyártási problémáival, illetve a prototípus berendezés üzemi vizsgálatával, mérésével és üzembe állításával foglalkozik.

1. ELŐZMÉNYEK

A hazai és az európai országok a középhullámú rádióműsorszóráshoz használható frekvenciáit – a II. világháború után az első – az 1948. évi koppenhágai Nemzetközi Frekvencia értekezlet jelölte ki, ill. határozta meg.

Magyarország részére az alábbi frekvenciák kerültek kijelölésre 1948. szeptember 15-én:

Frekvencia	Szerelés	Telepítés	Terület	Teljesítmény	Értekezlet
539 kHz	Kizárólagos	Budapest I.		135 kW	1949-től Kossuth
1187 kHz	Megosztott	Budapest II.	Cegléd	135 kW	Petőfi
1250 kHz	Megosztott	Szombathely	vagy	20 kW	Petőfi
1250 kHz	Megosztott	Nyíregyháza	Szolnok	10 kW	Petőfi
1340 kHz	Megosztott	Budapest		5 kW	Petőfi
		Magyaróvár		5 kW	Petőfi
		Miskolc		5 kW	Petőfi
		Pécs		5 kW	Petőfi

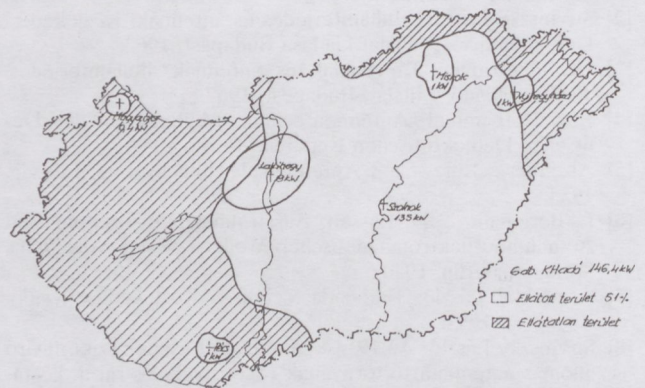
A kizárólagosság azt jelentette, hogy más országok ezt a frekvenciát nem használhatták, így igen előnyössé vált a főadó Budapest I., azaz a Kossuth adó használatára.

Az engedélyezett többi középhullámú frekvenciáinkat több külföldi adóállomás is használhatta; így ezeket kedvezőtlenebbül lehetett felhasználni.

1949 végén a Petőfi műsort hat adóberendezés sugározta. A vételi lehetőség az ellátottság alakulása tehát az 1. ábra (térkép) szerint alakult.

A Petőfi műsor vételének javítására egyetlen nagyobb teljesítményű adóberendezéssel, országos besugárzásra egyik jelölt frekvencián sem volt lehetőség.

Javítására több vidéki adóállomás létesítése jöhetett szóba. A Magyar Posta 1948-ban hozott döntése alapján a Petőfi műsor javítására egy új, kb. 100 kW teljesítményű főadó telepítése vált szükségessé Cegléd – Szolnok térségébe. A meglévő pécsi, magyaróvári, miskolci és nyíregyházi közvetítő állomásoknál új, korszerű, megnövelt teljesítményű adóberendezéseket kellett üzembe állítani, továbbá Zalae-gerszeg térségében egy új adóállomást kellett kiépíteni (ez véglegesen Szombathelyre változott).



1. ábra

A nyíregyházi és szombathelyi rádióállomások számára 25 kW-os, míg a mosonmagyaróvári, pécsi és miskolci állomások részére kb. 10 kW teljesítményű adóállomást tervezett a Magyar Posta.

A Magyar Posta 1951-ben megrendelést adott a BHG részére, hogy fejlesszen ki egy korszerű, kb. 10 kW teljesítményű középhullámú adóberendezést. A fejlesztési irányelvekben előírták azt is, hogy az új adóberendezés ún. „egy-egység” – monoblock – rendszerű legyen.

Ez időszakban a hírszóró adóállomások a bonyolult, nagyterjedésű létesítmények kategóriájába tartoztak, amelyeknél a technika több ágazata is képviselve volt.

A sokrétű feladatok közül – csak a legfontosabbakat említve – a tervezésnél az alábbiakat kellett figyelembe venni:

- erősáramú szerelvények, nagy transzformátorok és kondenzátorok alkalmazása,
- nagyfeszültségű egységek kialakítása,
- teljesítményfokozatok különleges szerkezeti megoldása, hőhatási tényezők figyelembe vétele
- hűtőrendszerek kialakítása, optimális elrendezése,
- antenna, tápvezetékek csatlakoztatása, kialakítása,
- kerámiás és üvegyipari konstrukciós problémák,
- biztonsági és életvédelmi kérdések, feladatok,

- szigetelőanyagok helyes megválasztása, alkalmazása,
- kezelési és karbantartási kérdések,
- építészeti koncepciók alapelvek.

Az ötvenes évek elején az adóberendezés-tervezők és -felhasználók már felismerték, hogy helyes, ha az út az épülettől teljesen független, a bonyolult épületkialakítások, falátörések stb. mellőzve vannak. Ezek figyelembe vételével alakultak ki az egy-egység kialakítású adóberendezések. A régi, hagyományos telepítésű és kialakítású adóberendezéseket a rendkívül nagy területet igénylő, széttagolt szabad szerelési mód jellemezte.

A monoblock kialakítás végeredményben azt jelenti, hogy az adóberendezés teljes egészében a lehető legkisebb helyen kerüljön telepítésre úgy, hogy kezelő- és védőfalakkal körülhatárolt és bármilyen, megfelelő méretű helyiségbe (terembe) telepíthető vagy elfalazható legyen.

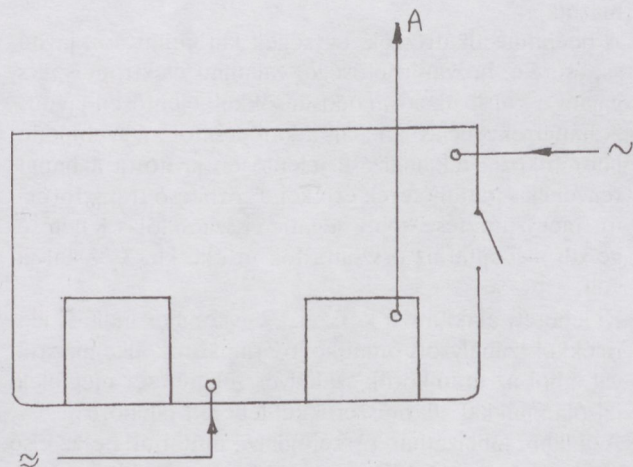
Miután az adórendszer sík talajra szerelhető (telepíthető), a moduláló kábel, az elektromos hálózat és az antenna csatlakoztatása után már teljesen üzemkész.

Az elvi kialakítást, ill. a telepítését a 2. és 3. ábra mutatja be.

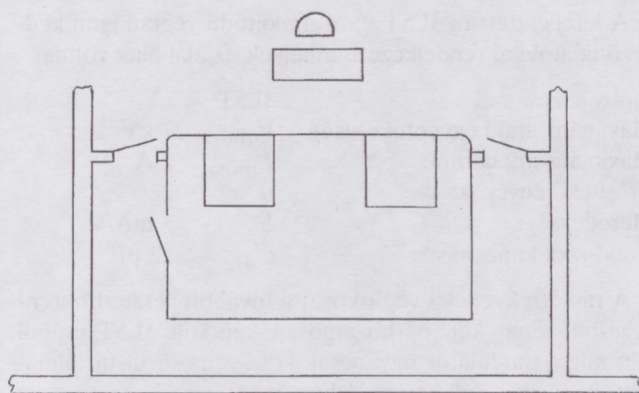
A monoblock felépítésnek a területcsökkentésen kívül további előnyei is vannak:

- az adóberendezés a gyárban önállóan összeszerelhető, mechanikailag és elektromosan függetlenül bemérhető, ellenőrizhető,
- a főbb egységek szétbontás nélkül csomagolhatók és szállíthatók, szállításkor csak a súlyosabb, nagyobb egységeket szerelik le,
- a helyszíni telepítés, ill. összeszerelés az önálló egység miatt egyszerűbbé válik, mindössze néhány mechanikai és elektromos összekötést kell végrehajtani,
- meglévő épületekbe való beépítésnél, telepítésnél előnyösen lehet alkalmazni,
- a jelentkező előnyök alapján jelentős költségmegtakarítás jön létre, és ez az eladási árban is jelentkezik.

Az ötvenes évek elején több külföldi nagy rádió-gyár már kifejlesztett és gyártani kezdett főleg középhullámú, monoblock kialakítású adóberendezéseket a 10–20 kW teljesítmény kategóriában. Később a thoriumos adócsövek elterjedésével már 50 kW teljesítményű középhullámú, monoblock adóberendezéseket is gyártottak, ill. helyeztek üzembe.



2. ábra



3. ábra

2. A HAZAI MONOBLOCK ADÓ FEJLESZTÉSE, GYÁRTÁSA

A BHG Rádió Osztálya a magyar Posta megrendelése alapján 1952 elején megkezdte az új, monoblock kialakítású középhullámú adóberendezés tervezését, fejlesztését. A fejlesztés alapján az első berendezés változat 1954 elejére elkészült.

A rendelkezésre álló TAL 12/10 típusú, wolfram fűtőszálú, léghűtéses cső került alkalmazásra a végfokozatban, anód modulációs rendszerben és 7 kW vívőhullám teljesítményt adott le 300 ohmos tápvonalra. Az elkészült adóberendezéssel kapcsolatban több kérdés, probléma merült fel.

A 7 kW vívőhullámú teljesítmény sem hazai, sem export szempontból nem volt kedvező, elfogadható érték. Nem volt olyan érték, amelyet ajánlatban kedvezően meg lehetett adni (min. 10 kW látszott kedvező értéknek).

A prototípus berendezés össz hatásfoka a 28 %-ot sem érte el, ami nagyon alacsony értéknek számított nemzetközi viszonylatban. A teljesítményfokozatok csöveinek hűtésére használt ventilátorok kellemetlenül zajosak voltak, ami nagyon zavaró volt az üzemeltetés szempontjából.

Igen kedvezőtlen volt mind az áramkör, mind működés szempontjából az adóberendezés hangfrekvenciás láncja. Ugyancsak nagyon kedvezőtlen volt, hogy az adóberendezés csak az 1070–1670 kHz frekvenciatartományban volt üzemeltethető. Ez ugyanis teljes mértékben eltért a nemzetközileg elfogadható 525–1670 kHz értéktől.

A kifejlesztett berendezésen felmerült problémák bizonyították, hogy a fejlesztést tovább kell folytatni, mert így az adóberendezés sem hazai igényeink, sem export lehetőségeink biztosítására nem alkalmas.

A Magyar Posta feltétlenül szükségesnek tartotta a gyors ütemű továbbfejlesztést, hogy a Petőfi hálózat kiépítésében mielőbb alkalmazásra kerüljenek a nemzetközileg elismert minőségi paraméterekkel rendelkező korszerű adóberendezések.

A BHG tehát három fő területet jelölt ki a továbbfejlesztésre. Ezek az áramköri módosítások, konstrukciós változtatások és a csőfejlesztés voltak. A csőfejlesztésre az ez időben alakult Magyar Adócsőgyár kapott megbízást. A csőfejlesztés tehát meg is indult, célul tűzve ki a korszerű, thoriumos katódú végcső kifejlesztését.

A kifejlesztett új 3L5T thorium katódú végcső igen kedvező adatokkal rendelkezett, amelyek az alábbiak voltak:

Típus jelzés:	3L5T
Maximális anód egyenfeszültség:	V_{amax} 7 kV
Maximális anóddáram:	I_{amax} 2 A
Erősítési tényezők:	μ 22
Meredekség:	S 8 mA/V
Anód-rács kapacitás:	C_{ar} 12 pF

A rádiófrekvenciás végfokozat a továbbfejlesztett berendezésnél tehát két, párhuzamosan kapcsolt 3L5T csőből állt, míg a modulátor ugyancsak két ilyen csövet tartalmazott, de push – pull kapcsolásban.

Az első üzemi mérések az új csövekkel igen reményteljesek voltak, miután 12 kW-ra sikerült a BHG-nak a kimenő teljesítményt növelni. Itt merült fel az a kérdés, hogyan lehetne a kimenő rádiófrekvenciás teljesítmény 15 kW-ra növelni a 525 – 1670 kHz tartományban. Ezt a Magyar Posta – a Rádióműszaki Vállalat – igen jelentősnek tartotta. Egyrészt fontos volt, hogy a hazai hálózatban további ilyen teljesítményű adóberendezés monoblock kialakításban kerüljön üzembe, másrészt kereskedelmi szempontból már világviszonylatban is igen jó értéknek számított az elért 15 kW teljesítmény.

Ez esetben újabb tervezések, ill. számítások történtek arra vonatkozólag, hogy 15 kW kimenő teljesítménynél a várható feszültségeket és áramokat az adó egységei és áramköri elemei képesek-e túlzott igénybevétel nélkül szolgáltatni, ill. képesek-e károsodás (átütés, leégés stb.) nélkül elbírní. Továbbá azt is fontos volt vizsgálni, hogy a szükséges meghajtó teljesítményt az utolsó előtti hang- és rádiófrekvenciás fokozatok biztonsággal képesek-e szolgáltatni.

Ezen vizsgálatok és mérések megnyugtató eredménnyel jártak. Miután csak az utolsó előtti fokozat energiáját kellett növelni, ezt a felhasznált csövek esetében anódfeszültség emeléssel lehetett elérni.

A végfokozatnál a 15 kW teljesítmény eléréséhez az anód-feszültséget fokozatosan kellett emelni a 7 kV-ról a 9 kV végző értékre.

Ezt követte a legfontosabb vizsgálat, vagyis, hogy az új végcsövek csúcsemisziója bírja-e ekkora vivőhullám teljesítmény mellett a 100 % csúcsmodulációt. Ezen vizsgálat eredménye is megnyugtató volt, és így az adóberendezés ettől kezdve 15 kW teljesítményt biztosított.

A következő feladat a kívánt új, bővített frekvenciahatár beállítása volt. Ez esetben a rezgőköri elemek változtatásával és további kondenzátorok beépítésével a működési frekvenciatartomány kiterjeszthető volt 525-1670 kHz-re, azonban a végfokozatban neutralizációs problémák léptek fel.

A nehézségeket az okozta, hogy az új kialakítású végcsövek anódrács kapacitása jelentősen kisebb, 12 pF volt a régi, 22 pF-hez képest. A régi csövek neutralizálásánál az anódrács kapacitás adott értéke mellett beépített additív parallel kapacitást is alkalmazni kellett, és ennek figyelembe vételével lett meghatározva az induktivitás értéke (L_N).

Figyelembe véve, hogy a működési frekvenciahatár kibővült és az új cső anódrács kapacitása kisebb értékű lett, az optimális neutralizációt a neutralizáló induktivitás és kapacitás megfelelő növelésével sikerült megoldani.

A rádiófrekvenciás fokozatok végleges beállítása után következett az adó hangfrekvenciás láncának áttervezése.

Megépítették a kisteljesítményű hangfrekvenciás egység új modelljét, melynél a mikrofonias zavarok kiküszöbölése volt a fő cél. Megépült továbbá egy új szubmodulátor egység katódcsatolású kivitelben, amelynél kettős negatív visszacsatolást alkalmaztak. E kettős negatív visszacsatolás egy része a szubmodulátort és a megelőző fokozatot foglalta magában, másik része pedig a modulátor-transzformátor primerjéről a hangfrekvenciás gerjesztő kimenő fokozatára jutott.

A katódcsatolású erősítőknél a katódkörben van a terhelő impedancia. A vezérlés a föld és a rács közé kerül, míg a föld és a katód két pontjáról lehet levenni a kimenő teljesítményt.

Az első, még 7 kW teljesítményű monoblock adóberendezést – a Petőfi műsorsugárzás Pécs környezetének mielőbbi ellátása érdekében – a Posta kérésére a BHG 1954 márciusában helyezte üzembe, azzal a kikötéssel, hogy a végleges, 15 kW-ra való átalakítást a 15 kW-os fejlesztés után a helyszínen végezzék el.

Végeredményben létrejött egy hazai fejlesztésű és gyártmányú, monoblock kialakítású, 15 kW-os középhullámú adóberendezés (4. ábra), mely nemzetközi megítélésben is versenyképes lett. A továbbfejlesztett 15 kW-os monoblock adóberendezésnél az alábbi módosítások, változtatások történtek, amikor:

- kifejlesztettek egy új, korszerű thorium-katódú adócsövet,
 - egyes egységek átrendezésével, ill. konstrukciós módosításokkal a monoblock kialakítás jobb lett, miután a régihez képest kb. 16 %-kal csökkenteni lehetett az alapterületet,
 - a kisteljesítményű rádió- és hangfrekvencia, valamint az adó üzemének ellenőrzéséhez szükséges ún. monitor egységek chassis-jai kihúzható és billenthető megoldásban kerültek kialakításra,
 - a teljesítménycsövek léghűtésénél is új megoldásokat alkalmaztak, azaz az egyedi ventilátorokat közvetlenül helyezték el az adócsöveknél. Az anódfeszültség leválasztása a ventilátorokról selyem zsákkal, ill. kisvesztésű üveghengerrel került megoldásra. A mechanikus rezgések megszüntetésére bőrt vagy textilzsákot alkalmaztak,
 - A beépített alkatrészek, egységek karbantartása, javítása, cseréje, hozzáférhetősége, valamint elektromos vizsgálata a konstrukciós módosításokkal jelentősen javult.
 - A hangfrekvenciás láncban a katódcsatolású szubmodulátor fokozat alkalmazása jelentősen javította a hangfrekvenciás paraméterek értékeit (közbeeső transzformátor megszüntetése, jobb negatív visszacsatolás lehetősége stb.). Ezáltal az összehatásfok értéke kb. 3 %-kal javult.
 - Ki lehetett alakítani a korszerű, egygombos indítást időreléssel szabályzott önműködő áramkörök alkalmazásával, ahol az áramkörök szabályos felépülését megfelelő jelzőlámpákkal, ill. műszerekkel lehetett ellenőrizni.
- Az alábbi táblázatban összefoglalva mutatjuk be az első 7 kW-os, majd a 15 kW-os továbbfejlesztett állapot főbb minőségi jellemzőinek gyári mérési eredményeit. Az elkészült teljes 15 kW-os monoblock adórendszert a BHG a

Balatonszabadi Rádióállomásra telepítette (szintén a Magyar Posta kívánságára), miután az új, 135 kW-os adóberendezés megkezdte az idegen nyelvű műsorsugárzást. Így a Petőfi műsor Középdunántúlra történő sugárzását a 15 kW-os adóberendezés biztosította. Az üzembe állítás 1956 januárjában történt meg.

Vivőhullám teljesítmény	7 kW	15 kW
Működési frekvencia tartomány	1070-1670 kHz	525-1670 kHz
Anódfeszültség (végsőveknél)	6,4 kV	9 kV
Összhatásfok ($m = 0$ %)	26,3 %	39 %
Hangfrekvenciás torzítás $m = 60$ % modulációnál:		
60 Hz	3,2 %	2,6 %
120 Hz	2,3 %	2,5 %
400 Hz	2,0 %	2,2 %
1000 Hz	1,9 %	1,3 %
5000 Hz	2,8 %	2,0 %
8000 Hz	3,2 %	4,5 %
Hangfrekvenciás karakterisztika, 1000 Hz-hez képest, $m = 60$ % modulációnál:		
30 Hz	+1,3 dB	+0,4 dB
10000 Hz	-2,8 dB	-2,2 dB
Zajsztint, 400 Hz-es, 100 % modulációhoz viszonyítva	-50,8 dB	-57 dB

Miskolc Rádióállomáson a harmadik 15 kW-os adóberendezést a BHG 1955 decemberében szállította le. 1956. április 17-én kezdte meg az adó rendszeres üzemét 872 kHz frekvencián, és felváltva Kossuth, ill. Petőfi műsört sugárzott. Az elsőnek telepített pécsi 7 kW-os monoblock adóberendezésnél a módosítások, ill. a 15 kW-ra való teljesítményemelés az új thoriumos csövekkel szintén 1956-ban történt.

3. A 15 KW-OS PROTOTÍPUS ADÓ VÉGLEGES ÜZEMI VIZSGÁLATA ÉS MÉRÉSE

A végleges, 15 kW-os, monoblock kialakítású középhullámú adóberendezés prototípus vizsgálata, ill. mérése a Balatonszabadi Rádióállomáson történő telepítése után 1955. október 22–27. között történt.

Az adóberendezés műszaki felülvizsgálata az 539, 1340 és 1484 kHz frekvenciákon folyt le, a részletes vizsgálat csak 1340 kHz-en.

3.1. Vivőhullám teljesítmény

A mérések egyrészt vízzel hűtött műantennán, másrészt nagyfrekvenciás áramméréssel, ún. Turner műszerrel történtek, a hűtővíz hőfok emelkedése alapján. A műantenna ellenállása $Z_m = 285$ ohm értékű volt, gyakorlatilag frekvencia független a szóban forgó frekvenciákon. A mérési és számítási eredményeket a következő táblázat foglalja össze.

Az előírt érték a kimenő teljesítményre 15 kW, az összhathatásfokra 39 %. Az előírásoknak tehát a berendezések megfeleltek.

Frekvencia (kHz)	Moduláció (%)	Felvett frekv. telj.	Nagyfrekv. áram (A)	Kimenő telj. (kW)	Anód és csat. kör határfoka (%)	Összhatásfok (%)
1340	0	39	7,3	15,2	63,6	39
	30	42	7,38	15,5	65,37	37
	60	46	7,5	16,0	71,0	35
	95	50,2	7,9	17,8	88,2	35,5
539	0	42,1	7,6	16,46	66,6	39
1484	0	40	7,38	15,52	61,1	38,8

3.2. Hangfrekvenciás torzítás vizsgálat

$f = 1340$ kHz frekvencián

A mérés Marconi gyártmányú torzításmérővel történt, $m = 60$ % modulációnál.

f (Hz)	60	120	400	1000	5000	7500
k (%)	1,9	1,5	3,2	2,1	4,0	4,2

3.3. Hangfrekvenciás karakterisztika

$f = 1340$ kHz frekvencián

f (Hz)	30	60	120	200	400	1000
Δ (dB)	+2,7	+1,3	+0,8	-0,1	+0,2	± 0

f (Hz)	2000	4000	6000	8000	10000
Δ (dB)	+0,8	± 0	+0,2	+0,2	-0,1

A hangfrekvenciás torzítási értékekre az előírás max. 4 %-ra volt megadva, tehát a torzítások a 7500 Hz kivételével megfeleltek (ennek beállítása későbbi időpontban megtörtént).

A frekvencia karakterisztikára az előírás 30–10000 Hz között ± 2 dB eltérés volt, tehát a rendszer frekvenciaátvittele a garantált értéknek megfelelt.

3.4. Zajsztint $f = 1340$ kHz frekvencián

Az előírt érték: -50 dB. A mért érték: -54 dB.

3.5. A rádiófrekvenciás végerősítő cső (3L5T) beállításának ellenőrzése

$f = 1340$ kHz $m = 0$ % modulációnál.

A szükséges adatokat méréssel határozták meg.

Anód egyenfeszültség:	$E_{ao} = 8750$ V
Anód egyenáram:	$I_{ao} = 1,36$ A
Anód váltófeszültség:	$E_{ap} = 7800$ V _{cs}
Rács gerjesztő feszültség:	$E_{gp} = 1200$ V _{cs}
Rács egyenáram:	$I_{go} = 237$ mA

„C” osztályú beállításnál a folyási szög $\theta = 60^\circ$, ehhez $j = 1,79$ áramkivezélés tartozik. Az anódfeszültség kivezélés tehát:

$$h = \frac{E_{ap}}{E_{ao}} = \frac{7800}{8750} = 0,89.$$

Ezzel az anódhatásfok tehát

$$\eta_a = 0,5 \cdot jh = 0,5 \cdot 1,79 \cdot 0,89 = 0,796.$$

A 3.1. pontban számított hatásfok értékben a cső és a rezgőkör határfoka is bennfoglaltatik, tehát $\eta_a \cdot \eta_k = 0,6346$, ebből a rezgőkör és a csatoló kör határfoka meghatározható:

$$\eta_k = \frac{0,636}{\eta_a} = \frac{0,636}{0,796} = 0,8.$$

Ez az érték megfelelő volt.
A cső egyenáramú felvétele:

$$N_e = E_{ao} \cdot I_{ao} = 8750 \cdot 1,36 = 11900 \text{ W} .$$

A cső hasznos teljesítménye:

$$N_h = \eta_a N_e = 0,796 \cdot 11900 = 9472 \text{ W} .$$

A cső disszipációja:

$$N_v = N_e - N_h = 11900 - 9472 = 2428 \text{ W} .$$

Ez az érték kisebb, mint a csőre megengedett 5000 W, tehát megfelelő tartalék van a disszipációban, így a cső beállítása megfelelő volt.

A rács disszipáció vizsgálata

A rács disszipáció vizsgálatához a következő értékek mérésrel kerültek meghatározásra:

Rács gerjesztő feszültség: $E_{gp} = 1200 \text{ V}_{cs}$

Rács egyenáram: $I_{go} = 237 \text{ mA}$

Rács előfeszültség: $E_{go} = -670 \text{ V}$

A rácsot gerjesztő teljesítmény tehát:

$$N_g = E_{gp} \cdot I_{go} = 1200 \cdot 0,237 = 285 \text{ W} ,$$

$$N_e = E_{go} \cdot I_{go} = 670 \cdot 0,237 = 159 \text{ W} .$$

A rács disszipációja:

$$N_{dg} = N_g - N_e = 285 - 159 = 126 \text{ W} ,$$

ami kisebb, mint a csőre megengedett 200 W, tehát a cső beállítása ilyen szempontból is megfelel.

A gerjesztő fokozat ellenőrzése

Az 5SO45T típusú cső által a végerősítő felé átadott teljesítmény az előzőek szerint $2 \cdot 285 = 570 \text{ W}$.

Figyelembe véve a fokozat együttes (anód és rezgőköri) hatásfokára $\eta_a \cdot \eta_k = 0,7$ hatásfokot, a cső anódján előállított rádiófrekvenciás teljesítmény:

$$N_a \frac{570}{\eta_a \cdot \eta_k} = \frac{570}{0,7} = 814 \text{ W} .$$

A cső egyenáramú felvétele:

$E_{ao} = 2600 \text{ V}$, $I_{ao} = 400 \text{ mA}$.

$$N_e = E_{ao} \cdot I_{ao} = 2600 \cdot 0,4 = 1040 \text{ W} .$$

Az anód és kör hatásfok ellenőrzése:

$$\eta_a = \frac{N_h}{N_e} = \frac{814}{1040} = 0,783 = 78,3 \%$$

$$\eta_k = \frac{0,7}{\eta_a} = \frac{0,7}{0,783} = 0,894 = 89,4 \%$$

A számított értékek megfelelőek, tehát ezen csövek beállítása is megfelelő volt.

Az anódvesztés:

$$N_v = N_e - N_a = 1040 - 814 = 226 \text{ W} .$$

Ez az érték is kisebb volt a megengedett 450 W-nál, tehát ez is megfelelőnek bizonyult.

4. ÖSSZEFOGLALÁS

Végeredményben a hazai fejlesztésű, 7/15 kW-os középhullámú, monoblock adórendszer sikeres volt. A három legyártott középhullámú monoblock adóberendezés a magyar középhullámú adóhálózatban 1954-től évtizedeken keresztül sikeresen üzemelt. Két berendezés pedig még jelenleg is üzemel.

HELYESBÍTÉS

az 1999/7. számban az „Antenna modellek alkalmazása
közép- és rövidhullámú antennarendszerek tervezésénél, kialakításánál és vizsgálatánál” c. cikkhez

59. oldal: Az első táblázatnál a helyes értékek az alábbiak:

f(Mhz)	eredeti állapot, Z (ohm)	földelt állapot, Z (ohm)	földelt állapot + tetőkapacitás, Z (ohm)
8,5	483+j31,4	78,7+j234	60+j218
9,0	465-j62	127+j280	83+j245
9,5	380-j116	243+j326	224+j320
10,0	318-j122	492+j150	470+j137
10,5	253-j96	368-j65	300-j75
10,78	240-j59	271-j76	206-j44,6
11,0	268-j30,2	248-j58,3	200-j2,76
11,5	278-j46,4	252-j118	216/j160

65. oldal:

A helyes érték: „28,0 MHz-nél a sugárzó 2λ hosszú lesz.”

66. oldal:

A helyes szöveg: „Az exponenciális varsa antenna elvi rajzát a 12. ábra, az elkészített modell kialakítását pedig a 13. ábra mutatja be.”

66. oldal:

Az oldal alján: a 13. ábra helyesen és értelemszerűen 14. ábra.

EGY HADTÖRTÉNÉS-Z-TANÁR EMLÉKEZÉSEI*

(1956–1958)

TÓTH GYULA

Ezzel a visszaemlékezéssel tisztelettel adózunk mindazoknak, akik a Híradástechnika lap 1956–58-as tevékenységét írással, olvasással, étellel és halállal segítették.

1. BEVEZETÉS

2000 nyarán lesz fél évszázados, hogy a Pázmány Péter (Eötvös Loránd) Tudományegyetem Bölcsészettudományi karán latin – történelem szakos középiskolai tanárnak nyilvánítottak. Első munkahelyemen, a Hadtörténelmi Intézetben, honvédtisztként, hadtörténészként több mint hat esztendő-t dolgoztam. 1956-ra századosi rendfokozatot értem el, MDP tagjelölésemet 1955-ben meggyőző módszerekkel megszűntették.

1. FÖLDRENGÉS 1956-BAN

1956 egyik januári napján a szeizmográfok enyhe földrengést jeleztek az országban, mindenki érezhette a tárgyak megmozdulását lakóhelyén. A Földet megrázó társadalmi földrengés epicentruma februárra Moszkvában alakult ki. Február 14–25. között tartották meg az SZKP XX. Kongresszusát. Az eseményről ismert leghíresebb képen Ny. Sz. Hruscsov mögött a díszemelőnyen az első sorban Szuszlov, Malenkov, Kaganovics, Bulganyin, Vorošilov, Molotov, Mikojan, a sztálini rendszer legerősebb emberei ülnek. Dolores Ibarruri, Togliatti, Grotewohl, Bierut, Rákosi, Ulbricht, Novotny, Siroky, Duclos, a sztálinizmus nemzetközi vezérkara is ott foglalt helyet. Rákosi Mátyás rendkívül unottnak látszik, mintha nem figyelne a világtörténelem nagyjára, a sztálinizmus megdöntését vezénylő előadásra, Hruscsovra. Egy újságolvasó annyit tudhatott a kongresszusról, hogy korunk fő jellegzetessége a szocializmus világrendszerre válása, van lehetőség az újabb világháború elkerülésére, és megnövekedtek a forradalom békés győzelmének lehetőségei.

Szóba kerültek azok a hibák, amelyeket Sztálin vezetésével, az eufemisztikusan „személyi kultusznak” nevezett botrányos elmélet jegyében elkövettek, sőt a következményeinek felszámolásában elért eredményekről is szónokoltak. A zárt ülések eseményeiről csak a tilos adók hallgatói és a suttogó hírforrások tudhattak. Magam egyébként igen rossz véleményt alakítottam ki 1948 óta Sztálinról, Dzsugasviliről, amióta egyetemi éveimben forgatni kezdtem *A Szovjetunió Kommunista (Bolszevik) Pártjának történetét* (rövid tanfolyam), a Czóbel Ernő jegyezte 1948-as kiadását. Hazánk sorsát befolyásoló események történtek ekkoriban. Márciusban árhullám vonult le a Dunán, és gátsza-

kadás következett be a mohácsi szigetnél. Május végén az USA hidrogénbomba kísérletet hajtott végre a Bikini-szigetek felett. Több szervezet csatlakozásával erősödött a Hazafias Népfront.

2. A PETŐFI KÖR

A DISZ Petőfi Köre március 17-én megtartotta első nyilvános rendezvényét, a volt MEFESZ (Magyar Egyetemi és Főiskolai Egyesületek Szövetsége) tagok találkozóját. Egyetemista koromban én is tagja voltam a MEFESZ-nek. A Petőfi Kör vezetősége nevében Táncczos Gábor levelével indult a szervezés. Azt írta a később tragikus sorsú Táncczos Gábor, hogy a Petőfi Kör a DISZ értelmiségi ifjúsági Klubja, különböző szakmájú fiatal budapesti értelmiségiek - művészek, tudományos kutatók, mérnökök, pedagógusok, orvosok - számára létesült, az a célja, hogy előadások, viták művészi és irodalmi estek révén elősegítse tagjainak művelődését, ideológiai fejlődését, szórakozását, pihenését, baráti, magas színvonalú klubéletet teremtve. A terv szerint a TIT Kossuth Klubjában kellett volna az összejöveteleket tartani, de a hatalmas érdeklődés miatt több rendezvényre nem ott került sor. A monstre-összejövetelek a MN Központi Tiszti Házában, vagy egy alkalommal, ahová együtt rohant a közönség, a Műgyetem egyik nagy előadótermében volt, a filozófiai vita, Lukács Györggyel és Szigeti Józseffel. A Petőfi Körbe felvételi lapot kellett kitölteni, s miután ez ma is megvan irataim között, aligha küldtem el a toborzásra. A látogatási jeggyel rendelkezők két vendéget is magukkal vihettek. A negyedéves, 40 forintos tagsági díjat bizonyosan nem fizettem be. Az áprilisi rendezvények sorában fiatal történészek és irodalomtörténészek Illyés Gyula Dózsa drámájáról vitatkoztak. Azután jugoszláv irodalmi est, májusban a vasúti szállítások önköltsége, a marxista politikai gazdaságtan néhány időszerű kérdése következett Donáth Ferenc, Nagy Tamás, Szabó Kálmán részvételével. Ausztráliáról, az 1956-os olimpia földjéről Fogarasi László, Mező Ferenc, Kelen Béla beszélt, fiatal novella íróinkról Czine Mihály, az Új Hang szerkesztőbizottsági tagja és Diószegi András, a Szabad Nép Kulturális rovatának munkatársa tartott vitaindítót.

Nagy izgalmak között folyt a május 30. – június 1. tanácskozás, a történettudomány helyzetéről és feladatairól. Ezen ott voltam. Júniusban az események már bizonyosan elsodorták a tervet, mert 14-15-én a XX. Kongresszus és a marxista filozófia problémái címmel robbanást jelző vita kerekedett, 27-én a sajtó és a tájékoztatás helyzetéről.

* Rövidített részletek a szerző Kincsek és keservek c. emlékiratából.

Ezen a vitán már sorra került egyes hozzájárulásokban a rendszer strukturális megváltoztatásának igénye. A Petőfi Kör összejöveteleinek légköre tüzesre forrósodott az időbeli előrehaladással, csodálatos humanista gondolatok, fejtegetések keveredtek rejtélyes utalásokkal, ismeretlen tényekre való hivatkozásokkal, butaságokkal is. A Kossuth-beli összejöveteleken nagy eszmecserék folytak. Júniusban Sarkadi Imrével (Egy magyar író Franciaországban), júniusban Kolozsvári Grandpierre Emillel (Anatole France Elmékedések-beszélgetések kötetéről) lehetett találkozni, június 23-án Maxim Gorkij emlékest volt. Az Eötvös Klub rendezésében júniusban Dienes András adott elő Petőfi halálának körülményeiről, Surányi Ibolya előadóján Kocsis Albert is fellépett, Fodor András és Váczi Mihály szerzői estjét a József Attila díjasok köréből Szabó Ede, a Csillag munkatársa mutatta be.

Az újságírói rendezvényen beszéltek – jegyzeteim szerint – a következő sorrendben az írók, politikusok: Nagy Péter, Tábori, Tardos, Jánosi, Mocsár, Déry, Nógrádi, Máté, Horváth Márton, Nemes György, Vas Zoltán, Méray, Kuczka, Losonczy. Kuczka Péterrel ekkoriban ismerkedtem meg személyesen. Mindenhetes olvasmányom volt 1956-ban utolsó számukig a Művelt Nép, az Irodalmi Újság és ritkábban a Csillag. Közülük az Irodalmi Újság szolgált legnagyobb szenzációkkal. 1956. november 2-i számát, amit a rákosizmus teljes leleplezése egyik dokumentumának tartok, csak évtizedekkel később, reprint kiadásban tudtam megnézni. Június 30-án az MDP KB határozatban ítélte el a Petőfi Körön belüli pártellenes megnyilvánulásokat, a Belügyminiszter betiltotta a Kör működését.

3. FORRÓ NYÁR

1956. júniusának szép eseménye volt az Országos Levéltár fennállásának 200. évfordulóján rendezett ünnepi ülészak, ahol Ember Győző, Borsa Iván, Vörös Károly előadásai hangzottak el. Nemcsak ezen, de a II. Rákóczi Ferenc Katonai Középiskola érettségi ünnepségén is ott voltam Mátyásföldön. Júliusban felmentették Rákosit, a KV első titkára Gerő Ernő lett. Farkas Mihályt kizárták a pártból is. A Politikai Bizottságba beválasztották Kádár Jánost és Marosán Györgyöt. Nasszer bejelentette a Szuzei csatorna államosítását. Augusztusban határozat született a hadsereg létszámának 15 ezer fővel való csökkentéséről. Ünnepi megemlékezések voltak augusztus 11-12-én Hunyadi János halálának 500. évfordulója alkalmából. A Nép-hadsereg c. lap augusztus 2-i számába tanulmányt írtam Hunyadi Jánosról „A nagy hadvezér életútja” címmel.

4. TANULMÁNYÚT CSEHSZLOVÁKIÁBAN

Ezekben a szenvedélyektől, bizonytalanságoktól, haragtól zaklatott napokban, 1956. augusztus 7-én indultam első külföldi utamra, az MTA Földrajztudományi Kutatócsoportjának tanulmányútjára. Sárfalvi Béla geográfus, hajdani egyetemista padtársam vezetésével. Somogyi Sándor és Asztalos István leírása később (Földrajzi Értesítő, 1958) tudósított arról, hogy a csoport 1956 nyarán kéthetes tanulmányutat járt be a program első felében a Zempléni hegységben, majd Hidasnémetinél a határon átkelve Szlovákia csodálatos vidékén. A földrajztudósok között a Hadtörté-

nelmi Intézetet a később öngyilkos lett Gazdag Lászlóval képviseltük.

Szerencs, Tarcal, Tokaj, Sárospatak, Sátoraljaújhely, Széchalom, a gönci katolikus templom, a göncruszkai huszita templom, a hidasnémeti vízierőmű, Encs, Baskó hegyi község, Erdőbénye fürdőtelep, a regéci vár, a vizsolyi huszita templom, Boldogkőváralja, Monok, Tállya, a hollóházi kőedény-árú gyár, Milicalja, Füzérradvány voltak a magyarországi utazás legjelentősebb állomásai. Továbbmenve, Kassa, Eperjes, a sárosi és tarkói vár, Lubló, Ruzbachy, a dunajeci folyóáttörés, Késmárk, Tátralomnic, a Dobsinai jégbarlang, Csütörtökhely, Szepesváralja, Késmárk, Tátralomnic, a Lomnici csúcs, a Tarpataki völgy, a Csorba tó, Rózsahegy, az Árva völgye, Árvavára, Besztercebánya, Zólyom, Körmöcbánya, Selmecebánya, a Selmec völgyén át az Ipolyság voltak szlovákiai utunk legfontosabb színhelyei voltak. Végül Balassagyarmaton át tértünk haza.

Hazánkban morgolódtunk azon, hogy a Rákócziak emléket őrző legszebb hazai várban, Sárospatakon a pinceboltzat megrepedése a vár földszinti termeinek épségét veszélyeztette. A szerencsi vár a gondatlanságból eredően disznóólaktól bűzlött, Kossuth szülőhelyén, Monokon, a szülőszobába egy magánlakás miatt nem tudunk benézni. Kassán utunk legnagyobb élményeként megkoszorúztuk a Rákócziak sírját. A falakon századbeli koszorúk; 1945–56 között nyolc koszorút helyeztek el a kriptában. A miénk felirata: Örök kegyelettel a magyar geográfusok. Kassán végigsétáltunk a céhek emlékét őrző Fazekas és Kovács utcán. Lőcsén a fehér asszony emléken merengtünk. Késmárkon abba a modern templomba tértünk be, ahol Thököly hamvait helyezték nyugalomra. Személyes kapcsolatot igyekeztem kialakítani levéltárosokkal. Nemrégiben olvastam, hogy 1906-ban a különvonat még egy teljes napot sem töltött a fővárosban, este nyolc körül már továbbindult Kassára, ahol végleg nyugalomra helyezték II. Rákóczi Ferenc, Zrínyi Ilona, Rákóczi József, Bercsényi Miklós és felesége, Csáky Krisztina, Eszterházy Antal és Sibrik Miklós hamvait.

Thököly Imre tetemét Késmárkon, az egykori Thökölyvárban helyezték el. Gdanskból, az akkor Poroszországhoz tartozó Danzigból Vay Ádám hamvait hozták el; Rákóczi marsallja később szülőfalujába, Vajára került. Óriási volt az ünneplés, de közben Mocsary Lajos élesen fogalmazott: "Rákóczinak is, nekünk is derogál, hogy az ő csontjai Ferencz József kezéből jövő ajándéktárgyul szolgáljanak". Az 1906-os temetéssel még nem fejeződött be a bujdosók maradványainak sorsa. A kassai dóm falára 1938 nyarán emléktábla került, amely arra figyelmeztette a látogatót, hogy itt nyugszanak Rákóczinak és társainak a csontjai. Az emléktáblát a második világháború után eltávolították a dóm faláról, s csak 1967-ben került vissza eredeti helyére.

5. AZ EZREDES HALÁLA

Csehszlovákiából hazatérve tovább dolgoztam intézeti munkáimon. A parancsnok, Sziklai Sándor ezredes utasítására lektoráltam Baksay Zoltán Lőcse ostroma című tanulmányát. Lőcse megismerése is segített az értékelésben. A kuruc táborozásról is írtam a Katona Szemlének. Kérvényt írtam a Honvéd Óvodának, hogy Andrea kisleányomat vegyék fel. Sziklai Sándor láttamozta instanciámat így:

Kérése teljesítését feltétlenül szükségesnek és méltányosnak tartom. T. Gy. százados tudományos feladatának zavartalan ellátása érdekében kérem ügyének legkedvezőbb elintézését. Fűtültek parancsnokomra, Andreát nem veték fel az oviba. Sziklai Sándor ekkoriban megkért, hogy Ligeti Károlyról összeállított könyvecskéjét segísem végső változatához. Ezekben a napokban az öreget zaklatottnak és nagyon megtört embernek láttam. Október 25-én telefonon segítséget kért az intézménytől, véletlenül én is halottam az ügyeletes tiszt elutasító döntését. Életrajzában olvasom, hogy a HM-től is próbált gépkocsit szerezni, a nyilvánvaló menekülésre, de nem kapott. Halálának ténye napok múlva hivatkozási alapul szolgált a kormánynak. Ezt követően a tisztek gyűlése a parancsnok politikai helyettesét, Horváth Miklóst választotta meg parancsnoknak, engem pedig helyettesének. E minőségünkben egyetlen percig sem működtünk együtt.

6. ÖSSZEOMLÁS

Október 11-én váratlan baj ért. Íróasztalomnál Balogh Ádám kéziratomat javígtattam, amikor valaki bekopogott szobámba. Rémülten fordultam az ajtó felé, és sok színes példányban láttam a betérőt. Az orvosi jelentés szerint T. Gy.-nál a déli órákban munka közben hirtelen intenzív fejfájás, szédülés lépett fel, kettősen látta a tárgyakat, járása bizonytalanná vált. Gyorsan beszállítottak a Róbert Károly körüti Központi Katonai Kórház Ideggyógyászati és Idegsebészeti Osztályára. 1956. október 11-től október 23-án este hat óráig töltöttem ott az időt. Magyar István (1924) pszichiáter, neurológus kezdte el a vizsgálatot: 150/90-es vérnyomás, a jobb pupilla tágabb volt a balnál, a szemfenék épsége mellett a szem szélső állásban keresztezett kettős képeket látatott, a baloldali reflexek minimálisan renyhébbek lettek, a bal szájpád mozgásban kissé elmaradt, a beteg járásakor balra deviált.

Számos vizsgálatot végzett el kitűnő Magyar doktor, a gerincem végén a lumbálpunkciót is (gerinclecsapolás), a tünetek órák alatt szűntek meg, félrehúzódtam három nap múlva helyére simult. Diagnózis: tekintettel a betegség hirtelen jöttére és gyors klinikai lefolyására, a belgyógyászati vizsgálat praehypertoniás állapotot regisztrált, a kórkép angiospasmusnak tekinthető (acutan fellépett paroxysmalis több agyideg laesiója, tehát angiospasmus cerebri). Az orvosoknak elmondtam, hogy a betegség fellépése előtti időben intenzív szellemi munkát végeztem, keveset aludtam, rengeteget dohányoztam és igen megviseltnek éreztem magam. Az ideggyógyászati gyógyszeres kezelésen kívül bizonyára hozzájárult a gyors épüléshez betegársaim látványa, a velük való beszélgetések, s az én tragédiámmal, attól való félelmemnél többek már bekövetkezett végdrámája. Egy kedves tanártársam vizelés közben elájult, ráesett a WC-csészére és koponyáját törte, majdnem halálosan. Betegszobám mellett elkülönítetten haldoklott dr. Sántha Kálmán egyetemi tanár, aki Debrecenben az egyetem orvostudományi karán az ideg- és elmeklinika európai hírű igazgatója volt, akit tudósi minőségében az előző években súlyosan megaláztak, s csak halála előtt rehabilitálták. Rendkívüli tehetségű fia, egy rövid ideig tanítványom volt a Rákóczi Gimnáziumban, majd ifjú korában önkézevel vetett véget életének.

Betegszobám, ekkor minden betegszoba izgatott, üvöltözésbe fúló vitatkozások színtere lett, szinte csataterekké alakultak a szép fehérágyas szobák. Néhányszor beengedtek az Idegosztály zárt termeibe is. Rendkívül felizgatott, majdnem dühöngő betegek töltötték meg a szobákat, több magas rangú főtiszt és mindenfajta katona, civil. Arra következtettem, hogy valami nagy baj lehet az idegekkel. Az Aranyketrecet, a Charentoni Elme-gyógyintézetet leírásait, József Attila élményét, Kipphardt Alexander-jét, a Száll a kakukk fészkére remekét kell elolvasni szörnyű élményeim felidézésére. Az orvosi utasítás szerint 28 nap egészségügyi szabadságot kellett izgalomtól mentesen, nyugodt körülmények között eltöltenem. A processzus azonban elhúzódott, és csak 1957. január 25-én fejeződött be az OTI épületében az I. fokú munkaképesség-csökkenést véleményező (műcső) orvosi bizottság előtt, ahol 50%-os munkaképesség csökkenést állapítottak meg, nem minősítettek rokkantnak. Baleseti járadékban azért nem részesíthetett a munkáltató, mert betegségem nem baleset következtében keletkezett. Nem kértem semmit, s nem is kaptam semmit. Tehát október 23-án jókívánságokkal, nyugalomra vágyva az Árpád-hídon utaztunk haza budai lakásunkba feleségemmel. Nemsokára felhangzott a rádióban Gerő Ernő rekedt hangú, hírhedt beszéde. Tömpa morajlás, furcsa zajok szűrődtek fel hozzánk október 24-re virradóan.

Arra készültem, hogy a betegszabadságot előíró papír birtokában jelentkezem Sziklai Sándornál. Betegnek minősítettven nem öltöttem egyenruhába, csak kék melegítőmet és egy tisztí sárga cipőt vettem fel, hozzá tisztí köpenyből befestetett fekete kabátot és kalapot viseltem. Polgári személyi igazolványom nem lévén, a tisztí igazolványt hordtam magamnál, amelynek fekete-fehér arcképe éppen úgy festett, mint az államvédelmiséké, hiszen a ruházati szabályzat szerint a hadtörténészek parolija világoskék bársonyból készülhetett, de ugyanolyan puska-kard embléma látszott rajta, mint a másik fegyveres testület öltözetén.

A fekete-fehér fotón semmi különbség nem tűnt fel az ellenőrzőknek, ami később végzetes is lehetett volna. A parancsnokot nem találtam helyén. 1956. október 24-től november 10-ig az Ostrom utca – Kapisztrán tér – Széna tér – Moszkva tér körzetében éltem át feleségemmel és kisleánnyal a vihart, a majdnem teljes pusztulást, s nem a véletlennek tulajdonítható, hogy ezen a szűk területen mozgott az események jó néhány főszereplője. Néhányszor kiléptem ebből a képzeletbeli négyszögből, de ezek a kirándulásaim majdnem szerencsétlenül végződtek.

6. MALÉTER PÁL

A tudásban, bátorságban, szigorban a többi főtiszt közül messze kiemelkedő ezredessel utoljára 1956. október 24-én találkoztam a budai várbeli Kapisztrán tér – Úri utca sarkán. Az Úri utca elején áll ma is az a földszintes épület, amelyben Maléter 1954-től parancsnokolt a Központi Bányászcsoporthoz főnökeként, bizonyára büntetésből. Előzőleg a MN Vezérkara Szabályzat szerkesztő Csoport főnökeként a Hadtörténelmi Intézetet felügyelő magasabb parancsnokságot vezette. Tisztársaimmal hetente jártunk az ezredes katonai képzéseire, amelyeket olykor maga vezetett század-ezred-hadosztály harcászati-hadászati tudnivalókról. Tudtuk róla, hogy a második világháború-

ban egy szovjet partizáncsoport parancsnokaként harcolt, a Horthy-hadsereg Ludovika Akadémiát végzett tisztjeként került fogságba. Amint egyenruhában, antantszíjjal és oldalán pisztollyal ott ténfergő, tanácsalankodó néhányunkhoz ért, hangosan megkérdezte, elkísérné-e útjára valamelyikünk. Civilben nem is gondoltam a kíséretre. Feltételeztük, hogy a Honvédelmi Minisztériumba siet. Sokszor látni lehetett őt gyalogosan a Lánchídon át a túlsó parti főhivataltalba indulni, szállfatermete a hídon is messzire látszott. Hivatala ugyanis a Fő utca – Ponty utca sarkán álló egyházi (jezsuita) kolostorból átépített épületben volt. A HM-be Bata István hívhatta, mivel Janza Károly csak október 26-án lett a Nagy Imre-kormány honvédelmi minisztere. Innen indult végzetes útjára. 1958 júniusában döbbenet olvastam peréről, kivégzéséről. Ezután gondosan őriztem kitüntetéseit, dicséreteit, az azokkal járó emléktárgyakat, gyűjtöttem a Maléter Pál mártírra vonatkozó dokumentumokat.

7. LÉZENGÉS

A Hadtörténelmi Intézet önálló katonai egységként működött mindvégig, a Honvédelmi Minisztérium távfelügyelete alatt. A Minisztérium utasítása volt a parancsnokok újjáválasztása, amelyet én erősen kifogásoltam, már magát a választás tényét a hadseregben. Tisztársaim bejöttek szolgálati helyükre, viselték új rangjelzéseiket, felvették szolgálati pisztolyukat. Én csak november 7-én, két szovjet katonára kemény utasítására vettem le a civil ruhámat.

A megtartott tiszti gyűlésen zaklatott légkörben folytak a tanácskozások, választások, javaslatomra jegyzőkönyvet vezettek a felszólalásokról. A városban folyó fegyveres harcokban laktanyánk, alakulatunk szervezetten nem vett részt. Horváth parancsnok arról szónokolt, hogy a Tüzér utcai harcot ő vezeti. Civil fegyveresekkel hamar kapcsolatba került az Intézet. Néhány fiatalabb géppisztolyos, puskás ember géppuskaállást épített az Intézet Kapisztrán téri oldalán lévő emeleten, a mozgalmas Úri utca főszereplője védelmére. Ezek a fiúk a Széna téri csoporthoz tartoztak, amely már október 23. éjszakáján összeverődött, az adatok szerint mintegy kétszázan voltak 24-én hajnalban. Ott tanyáztak a Széna tér metróépítkezésének magaslati épületében, és nyilván felhasználták táborozásra ennek az objektumnak földalatti részét is.

Valahányszor lementem a városba, nyüzsgő fegyvereseket láttam a téren, a Moszkva térrel összefüggő területen. A téren egyébként sokszor, a lövöldözések szünetében embersokaság haladt át, különböző irányokba sietve. A csoportnak kézi fegyverei, de lövegei is voltak. Sűrűn igazoltatták a középük nem tartozókat, engem vagy háromszor mustráltak meg, katonai személyi igazolványomat nem kifogásolták. A téren a rendtelenség nyomai, roncok, romok hevertek, a házakon lövegek ütötte sebek tátongtak, leszakadt villamosvezetékek együtt vallottak a pusztulásról. Néhány táblára rajzolt karikatúrára emlékszem, a legjobban arra, amelyen Rákosi Mátyás Hegedűs Andrást kézen fogva vonszolta maga után. A Széna téri csoport vezetőjeként jól hallhatóan Szabó bácsit emlegették. Október 27-28-án a fegyveresek hazaszivárogtak, kevesebb fegyverropogást lehetett hallani, ezért elhatároztam, hogy átmegegyek Pestre, s a Margit hídon átgyalogolva kimegyek

szüleimhez Sashalomra. Ostobaság volt erre az útra vállalkoznom melegítőben, tiszti cipőben. Valahol az Aradi utca táján haladtam, amikor több járókelő odarohant hozzám, s kétségbeesetten lökdödni kezdett, hogy azonnal tűnjek el, bújjak el valahová, mert a sarkon ilyen ruhájú embereket akasztanak. Onnan futottam lélekszakadva egészen hazáig.

8. MINDSZENTY MEGÉRKEZÉSE

Október 30-án megérkezett Úri utcai rezidenciájára Mindszenty József. Lakásomon tartózkodtam éppen, amikor futva hívtak az Intézetből, hogy nagy látványosságra készül az utca népe a Kapisztrán tér környékén. Akkor érkeztem az utcában tolongó sokaságba, amikor feltűnt a páncélosokból és autókából álló menet. Intézeti társaim közül is többen ott voltak e méltóságteljes pillanatban.

Pálinkás (Pallavicini) őrnagy páncélos tisztjei kiugráltak a páncélosokból, arcuk olajfoltoktól fénylett, politikai tiszti zubbonyukon feltűnően virított a leszedett megkülönböztető jelzés, a csillag foltja, s valamennyien új váll-lapot viseltek. A közrefogott autóból büszke tartással szállt ki a hercegprímás, s a harsány éljenzésre a romos palota bejárata előtt sebtiben odaállított hokedlira kapaszkodott fel. A tömeg felé fordult, s megrendültségéről tanuskodó rövid beszédben köszönte meg börtönéből szabadítóinak szabadságát, népének szeretetét, amely nehéz éveiben is erőt adott neki, majd így végezte beszédét: ennyi év után tanulmányoznia kell az általa nem ismert helyzetet, hogy felelősséggel nyilatkozni tudjon. Azután lesegítették őt a hokedliről, s a tömeg – vallási meggyőződéstől függetlenül – elénekelte a himnuszt és a pápai himnuszt. A sokaság csak a második himnusszal volt bajban, hiszen azt csak a katolikusok ismerték, más vallásúak inkább tárogattak és dúdolták az áldd meg Isten szent atyánkat ... szövegére.

Még aznap, de másnap azután igazán megindult a látogatók áradata a hercegprímáshoz. Hosszú estélyi ruhában ballagó asszonyok, szakettbe és frakkba öltözött urak, ezüsttálcákon ételt-italt hozó küldöttségek vonultak a várba lakásunk előtt a palota felé. Úgy gondoltam, hogy Mindszenty a tektonikus földrengésre hasonló eseményekben lényegtelen mellékszereplő volt, halvány szimptomája az elmúlt időknek. November 4-én hajnalban lakásunk előtt a Várfoke utcán lefelé végigcsörömpölt az őt hozó katonai menet egyik páncélosa. Az ablakból azt hittem, hogy Mindszenty is ebben a járműben ül.

November 1-én este az Intézetbe mentem, hogy az ügyeletes tiszttel és két másik tisztársammal együtt ultizással töltsük az unalmasnak ígérkező éjszakát. Az egész vár, a város gyertyákkal világított, minden ablakba, középületek ablakaiba is került a halottakért világító szimbólumból. Nyolc óra lehetett, amikor az ügyeletes telefonon a következő mondatot suttogta nekünk, eltakarva a kagyló fejét: A szovjet csapatok megkezdték bevonulásukat Csapnán Magyarországra területére. Azonnal abbahagytuk az el sem kezdett játékot, s a lobogó gyertyák között hazasiemtem. November 1. és november 4. között teljes bizonytalanságban telt minden óránk. Ettől kezdve tudhattam, hogy az elkezdődött, tomboló polgárháború végpusztulással is végződhető szakasza még hátra van. Halottak napja estéjétől a Mindszenty páncélos elvonulásáig hármunkat, feleségemet és Andreát, csak a rádió kötötte össze a világgal.

9. OSTROM

November 4-én hajnalban, a Nagy Imre-búcsúbeszéd elhangzása után, tehát 5 óra 20-kor összekapkodtuk a legszükségesebb holminkat, valami maradék élelmet, felébresztettük három éves Andreámat, és a várfalon belüli, a Bécsi kapu téren álló első házban reméltünk menedéket találni. Ekkor a Bécsi kapu mindkét oldalán géppuskaállásokat építettek katonák, civil fegyveresek. Egy ideig a ház lakóival együtt a lakásokhoz tartozó felső pincében húzódtunk meg, mintegy húsz ember, gyerekekkel. A Bécsi kapu körüli térségen kívül és belül a falon – mint ezt november 4. és november 7. eseményeit átélve láttam –, három napon át szabályos háború zajlott le, páncélos ütközettel. Az ellenállók színig töltötték utcakövekkel a Bécsi kapu kijáratát, homokzsákokból és más eszközökből erős barikádot építettek kis az Országos Levéltár tövében és a Tóth Árpád sétány oldalán, felhasználva a várfal természetes védő szerepét. Tüzerejük nem lehetett jelentős, de az ellenállás végsőkéig kitarító jellege készíthette a Lovas út – Várfok utca – Ostrom utca – Fiát János utca torkolatában karéjszerűen felsorakozó szovjet páncélosokat a pergőtűzek leadására. Ezeknek a felettünk robbanó lövedékeknek a találati pontja alatt, a várfal miatt alacsonyabban fekvő pincében lapultunk. Az ágyúzás ereje a pincében 15–20 méterre dobott minket. Csak azért nem robbantak a lövedékek ebben a térben, s öltek meg mindnyájunkat, mert a pince fölött lévő épület vált romhalmazzá. Repülők is elrepültek felettünk, nem bombáztak, csak felderítettek, hiszen bombákkal, felülről pillanatok alatt meg lehetett volna semmisíteni az ellenállás fészket és a polgári lakosságot.

Az Országos Levéltár hatalmas épülete védte az ellenállókat, a támadókat pedig akadályozta az utcai harc gyors lebonyolításában. Ez a három nap szörnyű zajaival, bömbőlő ágyúival, géppuskáival a végítéletre emlékeztetett. Ilyen lehetett Drezda lakóinak pusztulásuk előtti utolsó órája. Rémületünkben egyik alkalommal a szomszéd pince kőfalát kezdtük kivájni, miután a túlsó oldalról kopogás érkezett. Kézzel, néhány kaparó szerszámmal sikerült akkora lyukat vágnunk, hogy mindenki leereszkedhetett a Bécsi kapu tér következő házának pincéjébe.

Talán egy napig itt lapultunk, s végül az első ház legmélyebb pincéjébe másztunk le, s egy tenyérnyi helyen zsúfolódtunk össze vackokból álló búvóhelyünkön. Enni már senkinek sem jutott eszébe, egyébként is az ételt csupa por, törmelék tette élvezhetetlenné. És november 7-én kemény orosz káromkodások közepette jött lefelé a lépcsőn a derengő fényben, vagy elemlámpával világítva egy vezetővel két szovjet katona szuronyos puskáját előreszegezve. Valamilyen november hetedikére utaló jelvény volt sisakjukra, kabátjukra tűzve. Azonnal a katonák után tudakozódtak, s így én – balszerencsémre – puskájuk szuronyával az oldalamban, eléggé barátságtalan indítás után értem ki a föld alól a romokban heverő térre. Két kísérrömmel azonnal a lángokban álló Országos Levéltárhoz rohantunk, ahol civilek, katonák együtt oltották a nagy lángokban álló kincseket. Mi, tűzoltó eszközök hiányában, vízzel öntöttük le a levéltári kötegeket. A tűzoltás után a két katona átkísért a Bécsi kapu lerombolt kőbarikádján át a közeli lakásomba, hogy katonaruhámat felölthessem.

Rövid tanakodás, beszélgetés után ugyanis utasítottak, hogy menjek be velük a szolgálati helyemre. A romok közötti áthatolás után azonnal láttam, felülről, hogy lakásomat belövés érte. Az ajtó betuszkolása után világos volt, hogy az épület teteje szakadt le, nyilván aknavető tűz után, s az egész lakás romokban hevert. Az épen maradt szekrényből kibányásztam október eleje óta használaton kívüli katonaruhámat, köpenyemet, s a régi rangjelzéssel pontosan úgy festettem, mint a felszabadítók. Mielőtt útra keltünk volna, megkértem a kiskatonákat, hogy szóljanak a téren nyüzsgő szovjet páncélosoknak, hogy a háztetőről is meg akarom nézni elpusztult lakásunkat, s nehogy tévedésből, messziről agyonlőjenek. Az egyik katona elment tanácskozni a páncélosokkal, s ők zászlókkal is jelezték, hogy értik miről van szó. Most már hármásban mentünk a Kapisztrán térre. Az Állami Nyomda előtt néhány ember álldogált, s egyikük jól hallhatóan megjegyezte, mikor mellettük elmentünk, hogy a magyar patkányok már megint mennek a koncert. A Kapisztrán téren és környékén állomásozó szovjet egység vigyázott az Intézetre is.

10. FELMONDTAM MAGAMNAK

Elhatároztam, hogy elmegyek a hadseregből. Szolgálati úton, Horváth Miklós parancsnoknak átadtam továbbításra a fegyveres erők miniszteréhez, Münnich Ferenchez írt kérvényemet. Választ erre nem kaptam. A karácsony és az újév eltelte után megkérdeztem Horváthot az intézkedésről. Azt válaszolta, hogy a kéréssemel nem lehet érdemben foglalkozni, s nagy vitában akart mindenképpen hazug ígéretekkel lebeszélni szándékomról. Úgy ítélte meg helyzetemet, hogy pihenésre van még szükségem, s a hadsereg lehetőséget teremt, hogy családommal együtt például a Szovjetunióban pihenhessek. Jelentős fizetésemelést is ígért, s folyamatosan dicsérte az elmúlt években tanúsított magatartásomat, munkámat. Nem hallgattam rá. 1957. január 3-án megismételtem kérvényemet: Dr. Münnich Ferenc bajtársnak, Fegyveres Erők Minisztere, Budapest. Alulírott, Tóth Gyula százados (1928. Németh Mária) azzal a kéréssel fordulok Miniszter Bajtárshoz, szíveskedjék hozzájárulni tartalékállományba helyezésemhez.

Kérésem indoklásául felhozom azt, hogy 1956. október elején idegösszeroppanással, ideg- és izombénulással kórházba kerültem és azóta is betegállományban vagyok. Az elmúlt események súlyos hatással voltak amúgy is meggyengült idegállapotomra, s ezért úgy érzem, hogy nem vállalhatom a szolgálattal járó felelősséget.

Fenti indokom alapján ismételtelen kérem Miniszter Bajtársat, hogy – tekintettel egészségi állapotomra – engedélyezze tartalékállományba helyezésemet.

Megkaptam a kedvező választ: engedélyezték leszerelemet. Szolgálati ruháimat meghagyták tulajdonomban, szerződést kötöttek elkészült műveim, így Balogh Ádám kiadására. Elbúcsúztam. Állásom nem volt, s elvesztettem ekkoriban igen magas, több mint háromezer forintos fizetésemet. A Hadtörténelmi Múzeum parancsnoka, Csillag Ferenc ezredes jött el velem a Fővárosi Tanácshoz, ahol szavaira általános iskolai állást adtak a Farkasvölgyi úti általános iskolában, 1200 forintos fizetéssel. Boldogan fogadtam ezt az alkalmazást

11. 1956-OS ÉLMÉNYEK

1956. november-december, 1957. januárja néhány élményére is emlékezem ehelyütt. Utcai jártomban egyszer hosszasan beszélgettem régi történelem tanárommal, Kosáry Domokossal. Néhány hónappal peripatetikus sétánk után büntetőeljárás indult ellene. Varga János történész, az Országos Levéltár későbbi főigazgatója egy Ostrom utca – Szabó Ilonka utca sarki beszélgetésen elmondta nekem, hogy hosszabb időre szülőhelyére utazik, Aczél György tanácsára megy vissza a szülői házba. Jólesően állt mellém megérkezése után azonnal, 1956 novemberében Liptai Ervin, s leszerelésem után ő adta azt az igazolványt, a Hadtörténelmi Intézet igazgató-helyetteseként, mely szerint a könyvtárak, levéltárak és múzeumok minden anyagát kutatásra átvehetem, az Intézet megbízottjaként. Lakásunk majdnem megsemmisülése, az anyagi tönkrement állapotában saját hibánkból kártérítést nem tudott fizetni az Állami Biztosító, mert a kárbejelentés december 31-i határidejét elmulasztottuk, sőt a díjjal is adósak voltunk.

12. KÖNYVEK

Nyomasztó gondjainkon enyhített két könyvem megjelenése.

1957-ben adta ki a Zrínyi Katonai Kiadó Zrínyi Miklós hadtudományi munkái című könyvét, a hadtudomány klasszikusainak műveiből álló sorozat első kötetét. A könyv szerkesztőjeként Benczédi Lászlóval, Perjés Gézával, Rohonyi Gáborral, Markó Árpáddal és Klaniczay Tiborral dolgoztam együtt. Nekem különös szerencse jutott osztályrészemül: a valamikor egy évvel korábban szétosztott feladatsor alapján Zrínyi: A török áfium ellen való orvosság című művének kommentálása volt a munkám.

1955-56 nehéz éveiben azon a művön gondolkodhattam, amely mottójául a Sors bona, nihil aliud igaz és örök jelmondatát választotta, magyarul így: Jó szerencse, semmi más. Szép és (dicsőséges dolog a hazáért meghalni). A halál még a menekülő férfit is eléri. (Még szebb a hazáért meghalni). S 1956 után szinte az első könyv a lezajlott nagy dráma után, amelyben ez a Zrínyi-kiáltás, parancs áll: Ne bánts a magyart. Balogh Ádám kuruc brigadéros c. monográfiám is megjelent a Zrínyi Kiadónál, nem éppen kevés pénzt kaptam akkor érte, 6828 forintot. Csak a postázásnál késett a honorárium, mert tévedésből egy Balogh Ádám nevű szerzőnek küldték a summát.

13. TANÁR LETTEM

Tari Istvánné oktatási osztályvezető 1957. február 1-i hatállyal nevezett ki, alkalmazott február 8-án az 501 kulcszámú A hivatali csoport III. fizetési fokozatában 1200 forint alapfizetéssel tanárrá. Nagyon kevés volt ez a fizetés. Nem panaszkodtam, csak magamban dohogtam ezért, hiszen magam kerestem a szegénységet. A Farkasvölgyi úti

általános iskolába boldog, szabad emberként utaztam fel február 8-án, a fogaskerekűvel a Szabadság hegyre.

Az iskola – csodásan szép épület egy magas TV-adó aljában – korábban és későbbben is a Belügyminisztérium oktatási intézménye volt Nemesi Tivadar igazgató vezetésével. Az iskola bejáratánál tompa pufogás és kiabálás fogadott. Az ajtóban megjelent egy alacsony termetű férfi, felgyűrt inggel, s meglehetősen haragosan kérdezte, hogy mit keresek ott. Közöltem vele, hogy idehelyezett tanár vagyok, Nemesi Tivadar igazgató urat keresem. Én vagyok Nemesi, válaszolta, s felejtse el, amit láttál, mert ilyet nem szabad csinálni. Az ajtóból mögüle egy gyerek ódalgott elő, orra erősen vérzett, nagyon megtépázottnak látszott. Ezt a fiút később egyszer én is megvertem. Azt sem hagyhattam pofon nélkül, aki pisztolyt, kést fogott rám, mint egyszer Vakaró Mátyás. A város tetején lévő iskolától a legközelebbi rendőrsok kilométerre állomásozott, a hegyen pedig minden bokorban, odúban rozsdás pisztoly rejtőzött. A nagyszerű igazgató vezetése alatt dolgoztam ebben az iskolában 1958. november 30-ig. A Farkasvölgyi úti iskolát rövidesen visszakapta a Belügyminisztérium, mi pedig Laura út 24 központtal egy Normafa úti melléképülettel új helyünkre költöztünk. A kétszer 11 hónap, tehát alig két év életem igen boldog korszaka volt, az országgal együtt épültem újjá. Az iskolába néhány környékbeli gyerek kivételével a Dózsa és a Zrínyi Nevelőotthon tanulói jártak. Az otthonok igazgatóinak, Németh Lászlónak és Kutrovác Dezsőnek a vezetése alatt kiváló tanárokból álló gárda nevelte a fiúkat.

14. TANÁRI KÉPZÉS

Örök hálára kötelező fordulatot hozott tanári pályámon az, hogy 1957 őszére elmehettem a Fővárosi Pedagógiai Szeminárium VIII. Horváth Mihály tér 8. alatti, általános iskolai nevelők számára létesített egyéves gyakorlati szemináriumára. A szeminárium magyar-történelem tagozatát a tanévben, 1958. május 30-ra elvégeztem. A vezető tanárok Filla István, Megyer Szabolcs, Pálmai Kálmán és Szabó Magda voltak. Tudós Filla Istvánnak tanárok nemzedékei köszönhették tudományukat. Egyik tankönyvét – Régen volt, hogy is volt (Történelmi olvasókönyv az általános iskola 5. osztály számára) – mindig tanítani kellene, a tudományos kutatások esetleges újabb eredményeinek bedolgozásával. Ezt Filla István már nem végezhetette el. Filla István vezette a tanítási órákat, s történelemből a hallgatók tanítottak. Tehát előtte tanítottam történelmet, bizonyára olyan színvonalon, hogy nemsokára továbbléptettek a Rákóczi Gimnáziumba, tehát középiskolába, egy középiskolai tanárt. De pártoló érdemet tulajdonítok Megyer Szabolcsnak, a kitűnő írónak, tudósnek, néhai Pálmai Kálmánnak és Szabó Magda írónak, tanárnak. Valamelyikük vagy együttesük nyilvánvaló ajánlatára kerültem az 1958-59-es tanévben a II. kerületi Állami II. Rákóczi Ferenc Általános Gimnáziumba.

Tóth Gyula (1928) latin–történelem szakos középiskolai tanár. Egyetemi tanulmányait a Pázmány Péter (Eötvös Loránd) Tudományegyetem végezte 1950-ben. 1961-71 között a Művelődési Minisztérium Kiadói Főigazgatóságán dolgozott a kiadói osztály vezetőjeként. 1971-től az Irodalmi, Sajtó és Tájékoztatási főosztályt vezette. 1977-88 között az Állami Gorkij Könyvtár főigazgatója volt.



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.

NOKIA
CONNECTING PEOPLE

A Nokia nagy kapacitású GSM rendszere

A GSM mobiltelefonok területén robbanásszerű fejlődés ment végbe. Mára több, mint 100 millió ember használ GSM készüléket, 2005-re pedig számuk meghaladja az 1 milliárdot.

GSM - a legelterjedtebb telefon

A szolgáltatók bevételüket nem pusztán előfizetőik számának növelésével, hanem a telefonok használatának fejlesztésével tudják növelni. A mobil készülék nélkülözhetetlen elemévé válik életünknek és az emberek egyre többet telefonálnak - utazás közben, otthon, az irodában - tehát állandóan.

Emellett megjelennek a színen az olyan vezeték nélküli adatátviteli szolgáltatások is, mint az elektronikus posta (E-mail) és a GSM-távírat (SMS). Az adatátviteli kínálatot olyan szolgáltatások bővítik, mint a HSCSD és a WAP. A GPRS technológia bevezetésével pedig egy teljességgel új korszak kezdődik a vezeték nélküli adatátviteli felhasználói szokások területén.

A szolgáltatók üzleti tevékenysége bővülni fog - feltéve, hogy szolgáltatásaikat megfizethető áron tudják kínálni és rendelkeznek az igények kielégítéséhez szükséges hálózati kapacitással. A Nokia nagy kapacitású GSM rendszer bevezetése azt jelenti, hogy a GSM kapacitása új szintre emelkedhet, miközben a szolgáltatók csökkenthetik a hálózataik üzemeltetése során felmerülő költségeket.

Tízszeres kapacitás féláron

Az új Nokia MetroSite használatával a szolgáltatók tízszeres kapacitást építhetnek ki, összehasonlítva a hagyományos makrocellás hálózatokkal. Ráadásul, mindez fele annyiba kerül, mint a versenytársat jelentő mikrocellás rendszer.

A Nokia MetroSite megoldás csökkenti a bázisállomás telepítési költségeit és időtartamát is. A megoldás részeként kínált innovatív, az 58 GHz-es frekvenciasávon működő hozzáférési átviteltechnikai rendszer teljességgel új telephely-kiépítési gyakorlatot tesz lehetővé. Az összeköttetés azonnal megteremthető, közvetlenül a berendezések telepítése után.

Kétszeres kapcsoló központi teljesítmény

A Nokia DX 200-as mobil központ termékcsalád legújabb tagja, a DX 200i-sorozat feldolgozási teljesítménye több, mint kétszerese a korábbi termékeknek, miközben mérete csökkent. Az MCSi akár 400 ezer előfizetőt is képes kezelni, még azt feltételezve is, hogy minden, a hálózatban létrejövő hívás intelligens hálózati szolgáltatást is igényel. A hálózati elemek számának minimálisra csökkentése révén a DX 200i sorozat jelentős megtakarításokat eredményezhet a szolgáltatóknak.

A Nokia DX 200i sorozat teljeskörűen kompatibilis a korábbi DX 200-as mobil központokkal - ezért zökkenőmentesen beilleszthetők a már meglévő hálózatokba. A szolgáltatók azonos szolgáltatásokat nyújthatnak hálózatukon belül mindenhol és maximalizálhatják a befektetéseik hasznos élettartamát.

Bizonyos hálózatok egyszerűen jobban működnek

A Nokia új, költséghatékony berendezéseinek köszönhetően a szolgáltatók tovább csökkenthetik üzemeltetési költségeiket. A hálózat gyors kiépítése és üzembe helyezése céljából a Nokia hatékonyabb telepítési és üzemeltetési folyamatokat dolgozott ki.

A tervezési szolgáltatások a legjobb mikrocellás, kapcsolóközponti és átviteltechnikai megoldásokon alapulnak. A Nokia ügyfelei rendelkezésére áll a meglévő hálózatok átalakítása és optimalizálása során is.

A Nokia által kínált integrált hálózattervezési, adattárolási, valamint távvezérelt letöltést lehetővé tevő eszközök segítik a szolgáltatókat a gyorsan fejlődő hálózat irányításában, miközben még a legösszetettebb, legnagyobb kapacitású GSM hálózatban is magasabb hatékonyságot érhetnek el.

A Nokia új, nagy kapacitású rendszere természetesen minden GSM sávban, vagyis 900 és 1800 MHz frekvencián is a szolgáltatók rendelkezésére áll.

Hozzon ki többet GSM hálózatából!

NOKIA
CONNECTING PEOPLE

