

Tartalom

<i>BEVEZETŐ</i>	1
Nagy Lajos Determinisztikus beltéri hullámterjedési modellek	2
Dr. Sebestyén Imre, Ladányi-Turóczy Béla Illesztett hullámvezető komponensek optimalizálása	13
Csurgai-Horváth László, Bitó János Fading időtartam-modellezés műholdas földi mozgó rádiócsatornán	19
Héder Balázs, Bitó János Sztocasztikus csillapítás modellezése N-állapotú Markov-modellel, műholdas földi mozgó rádiócsatornán	24
Wersényi György A sztochasztikus hallás és érzékelés: az akusztikai információ megragadásának szemlélete a hallás modellezésének figyelembevételével	28
Szente-Varga Domonkos, Bognár György Modern áramkörü megfontolások 3G integrált áramkörök tervezéshez	39
Tasi Katalin Digitális átállás: a technológián túl – Ötpárti egyeztetés a médiatörvény módosításáról	47
Sipos László <i>Könyvet ajánlunk</i> – Az öt világformáló marslakó – A magyar elektrotechnika nagy alakjai	49

Védnökök

SALLAI GYULA a HTE elnöke és DETREKŐI ÁKOS az NHIT elnöke

Főszerkesztő

SZABÓ CSABA ATTILA

Szerkesztőbizottság

Elnök: ZOMBORY LÁSZLÓ

BARTOLITS ISTVÁN
BÁRSONY ISTVÁN
BUTTYÁN LEVENTE
GYŐRI ERZSÉBET

IMRE SÁNDOR
KÁNTOR CSABA
LOIS LÁSZLÓ
NÉMETH GÉZA
PAKSY GÉZA

PRAZSÁK GERGŐ
TÉTÉNYI ISTVÁN
VESZELY GYULA
VONDERVISZT LAJOS

Előszó

veszely@evtsz1.evt.bme.hu
szabo@hit.bme.hu

A rádióhullámok terjedése régi-új szakterület. Egyrészt hosszú múltra tekint vissza, hiszen a több, mint egy évszázados rádiókommunikáció kezdeitől foglalkoznak a kutatók és mérnökök hullámterjedési kérdésekkel. Másrészt időről időre, így napjainkban is új problémák merülnek fel, amelyek vizsgálata igen fontos a gyakorlati rádiórendszerek tervezéséhez, üzemeltetéséhez. Ilyen kérdések merültek fel az utóbbi pár évtized folyamán a műholdas rádiócsatornák vizsgálatánál, a még közelebbi múltban pedig a mobil csatornák modellezésénél.

Jelen számunk tematikus részének négy cikke a rádióhullámok terjedésének néhány érdekes kérdésével foglalkozik.

Nagy Lajos determinisztikus beltéri hullámterjedési modellekkel foglalkozik, amelyek különösen beltéri környezetben, mindenekelőtt WLAN-hálózatok optimalizálásához szükségesek. A determinisztikus hullámterjedési modellek közül a gyakorlatban a sugárkövetésen alapuló módszer legelterjedtebb. A szerző által alkalmazott FDTD módszer a Maxwell-egyenletek időtartománybeli megoldásán alapul, melynek két fő előnye az egyszerű programozhatóság és az akár szélessávú gerjesztés időtartománybeli egyszerű modellezhetősége.

Sebestyén Imre és Ladányi-Turóczy Béla mikrohullámú hullámvezető komponensek (90 fokos könyökök) geometriai paramétereink optimalizálását ismertetik. Az optimális szerkezet méreteit hibrid eljárással határozzák meg, amelyben genetikai algoritmust és azt követően feltételes minimalizálást alkalmaznak. A számításokban az eszköz szórási paramétereit a végeelem-módszerrel kiszámított elektromágneses hullámtér alapján határozzák meg.

Csurgai-Horváth László és Bitó János műholdas földi mozgó rádiócsatorna többutas terjedés következtében fellépő fading időtartamának modellezését mutatják be. A modell egy valós műholdas csatorna mérésén alapszik, amelyet a modellparaméterek kiszámítására alkalmaznak a szerzők. Az ajánlott modell egy partíciónált Fritchman-féle Markov-láncon alapul, amely a sztochasztikus fading időtartam folyamatát komplexens eloszlásfüggvényének kiszámítására is alkalmas.

Héder Balázs és Bitó János cikke műholdas földi mozgó rádiócsatornán fellépő sztochasztikus csillapítás modellezésével foglalkozik. A szerzők bemutatják az alkalmazott N-állapotú Markov-lánc modellt és részletesen foglalkoznak a modell paramétereinek meghatározásával, amelyhez valós műholdas csatornákon mért adatsorok fade slope statisztikáit használják fel. A paramétereiből közvetlenül meghatározható a generált idősor első- és másodrendű statisztikája, amelyeket a cikk össze is hasonlítja a mért adatsorok megfelelő statisztikájával.

A hullámterjedéssel foglalkozó tematikus rész mellett számunk két érdekes beküldött cikket is tartalmaz.

Wersényi György az akusztikai információ szemléletét mutatja be, ismertetve a felmerülő problémákat, az akusztikai információ bizonyos részeinek objektív megfogadhatóságát, leírását és tulajdonságait. Bevezeti a „sztochasztikus hallás” fogalmát és szerepét, és rámutat a manapság használatos hallásmodellekkel való kapcsolatára, arra, hogy miként kerül az információ a fül és a hallórendszer egyes lépéseiben feldolgozásra.

„Modern áramköri megfontolások 3G integrált áramkörök tervezéséhez” a címe *Szente-Varga Domonkos és Bognár György* cikkének, amelyben egy 3 GHz-en működő, frekvenciaosztó integrált áramkör tervezésekor figyelembe vett áramköri megfontolások kerülnek bemutatásra. Az integrált áramkört 0.35 μm CMOS technológiára tervezték, mert a legmodernebb gyártástechnológiákhoz képest így olcsóbb eszközök valósíthatók meg. A nagy csíkszélesség miatt a magas frekvencián való működés megvalósításához speciális tervezési módszerekre volt szükség.

Számunkban röviden beszámolunk még a közelmúltban megrendezett „Digitális átállás”-konferenciáról és helyet adtunk két érdekes könyvismertetőnek is Sipos László tollából.

Veszely Gyula
vendégszerkesztő

Szabó Csaba Attila
főszerkesztő

Determinisztikus beltéri hullámterjedési modellek

NAGY LAJOS

Budapesti Műszaki Egyetem, Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék
lajos.nagy@mht.bme.hu

Lektorált

Kulcsszavak: beltéri terjedés, diffrakció, sugárkövetés, FDTD

A rádióhálózatok tervezésének egyik fontos eleme a forgalmi modellezés mellett az ellátottság, jel-, és interferenciaszint tervezése. A hálózat optimalizálása különösen beltéri környezetben, WLAN hálózatok esetében igényli a nagy pontosságú hullámterjedési modellek alkalmazását, de hasonlóan fontos terület a sugárzott EMC feladatok megoldása is, mely jelentheti akár a járműelektronikai zavartatási, akár cellás rádiótelefon hálózat interferencia vagy élettani szempontú vizsgálatát.

További alkalmazási terület az UHF frekvenciasávon üzemelő RFID hálózatok vizsgálata [3], melyre az ETSI több frekvenciasávot is kijelölt, mint például a 418/433 MHz-es sávban üzemeltethető LPD (Low Power Devices) hálózat. A passzív RFID alkalmazások összeköttetés távolságait alapvetően két tényező korlátozza, egyrészt az eszköz tápellátásához szükséges jelentős vételi teljesítmény, másrészt az eszköz által kisugárzott teljesítmény. Ezen tényezők lényegében 3 méter alá korlátozzák az alkalmazási távolságot, mely azonban a környezettől függően akár nagyságrendekkel is csökkenhet. Az általában beltéri környezetben történő alkalmazások pontos, környezettől függő vizsgálata emiatt ugyancsak igényli a pontos rádiócsatorna modelleket.

Ezen feladatok megoldására a determinisztikus hullámterjedési modellek alkalmasak, melyek közül a gyakorlatban a sugárkövetésen (ray tracing, ray launching) alapuló módszer legelterjedtebb. Az általunk alkalmazott FDTD módszer a Maxwell-egyenletek időtartománybeli megoldásán alapul, melynek két fő előnye az egyszerű programozhatóság, valamint az akár szélessávú gerjesztés időtartománybeli egyszerű modellezhetősége [11-13].

1. Bevezetés

A télerősség becslésére empirikus, félempirikus valamint fizikai modellen alapuló determinisztikus modelleket alkalmaznak a rádiós tervezési gyakorlatban. A 3-4 generációs rendszerek jellemzésére alkalmas térerősségbecslő eljárásokat és csatornamodelleket valamely determinisztikus modell alapján szükséges felállítani, többek között a szélessávú csatornajellemzéshez szükséges többutas jelterjedés kezelése miatt. A mobil rádióhálózatok tervezése során a rádiócsatorna sztochasztikus tulajdonságainak minél pontosabb megismerése szintén elengedhetetlen feladat.

A bázisállomás, illetve rádiós hozzáférési pont (access point) beltéri elhelyezése esetén a klasszikus cel-

lás strukturálás pikocellás esetéről beszélünk. Ekkor a nagy forgalmi sűrűségű lefedettségre különösen fontos a vételi térerősségek pontos becslése. A terjedési jellemzők (falcsillapítás) jelentős mértékben függenek az üzemi frekvencia mellett a falak anyag típusától, orientációjától. A kültéri makrocellás tervezési modellek elterjedt empirikus és félempirikus terjedési modelljeihez hasonló módszerek ezen sajátosságok kezelésére nem alkalmasak.

A determinisztikus modellek sugárkövetésen vagy a Maxwell-egyenletek közvetlen megoldásán alapulnak. A sugárkövetés módszere egy tisztán geometriai feladat megoldását jelenti, ennek ellenére bizonyos speciális esetekben csak nehézkesen alkalmazható, így például a görbült felületekkel határolt épületgeometria, a közúti és földalatti alagútak, valamint a jó reflexiót biztosító felületekkel határolt épületstruktúra, mely a vasbeton szerkezetű épületekre általában jellemző. Ilyen esetekben a milliós nagyságrendű sugár követése és kezelése nehézkessé válik különösen a sokszoros reflexió, transzmisszió és diffrakció fellépte után. A Maxwell-egyenletek közvetlen megoldására a parabolikus típusú egyenletek alkalmasak vagy az egyenletek véges differenciális alakú időtartományú megoldása (FDTD – Finite Difference Time Domain)[5].

A cikk fő célja az FDTD szimulációs módszer bemutatása és rádió hullámterjedési feladatokra való alkalmazásának ismertetése. A bevezetésben felsorolt alkalmazási területek mindegyikére mutatunk példát és a módszer memória és futási idejét is megvizsgáljuk.

Elsőként a hullámterjedési mechanizmusok típusait foglaljuk össze, melyeket a sugárkövetési módszerek is alkalmaznak, ezt követően pedig a beltéri hullámterjedési modellek legfontosabb empirikus és determinisztikus fajtáit tekintjük át. Ebben a fejezetben fejtjük ki az FDTD módszert általános háromdimenziós derékszögű geometriára és két speciális kétdimenziós síkmetszetre is. A 4. fejezet a beltéri hullámterjedési feladatok épületstruktúra és faltípus adatbázis igényeit mutatja be, végül az utolsó fejezet a szimulációs eredményeket foglalja össze.

2. A hullámterjedési mechanizmusok

A rádió hullámterjedési feladatok változatos és komplex geometriáját néhány egyszerű fizikai modellre vezetjük vissza, ezek a direkt, reflektált, transzmittált és diffraktált terjedési mechanizmusok. A későbbiekben ismertetett sugárkövetési eljárás a geometriai részfeladat megoldása után, a terjedő hullámok és különböző elektromos anyagállandójú közegek kölcsönhatásaként ezeket a modelleket használják.

2.1. Direkt terjedés

Kialakulásának feltétele, hogy az adó- és vevőantenna között a terjedés akadálytalanul, szabad térben jöjjön létre. Akadálytalanul tekintjük a terjedést, ha a hullámfrontnak az energia nagyobb részét (98-99%-át) szállító összetevője terjed akadálytalanul. (Leírásuk a Fresnel-zónákkal történik.)

A G_A nyereségű adóantennába P_A teljesítményt táplálva az antenna által a szabad térben előállított teljesítménysűrűség az antennától r távolságban gömbhullám terjedését feltételezve

$$S_o = \frac{P_A G_A}{4\pi r^2} \quad (1)$$

Az antenna távolterében a hullám síkhullámnak tekinthető, ekkor az elektromos és mágneses térerősség vektorai egymásra és a terjedés irányára merőlegesek, továbbá fázisuk azonos. Ekkor a teljesítménysűrűség a következőképpen írható fel:

$$S_o = \frac{|E|^2}{240\pi} \quad (2)$$

Az (1) és (2) képletekből az elektromos térerősség amplitudója

$$E = \frac{\sqrt{60P_A G_A}}{r} \quad (3)$$

Mint az a (3) képletből látszik, gömbhullámú terjedés esetén az elektromos térerősség amplitudója az adóantennától mért távolsággal fordítottan, továbbá a vélteli teljesítmény a távolság négyzetével fordítottan arányos. Kétdimenziós feladatokra, hengerhullámú terjedés esetén $E \approx 1/\sqrt{r}$.

2.2. Reflexió

Felületről reflektált hullám amplitudóját, fázisát és polarizációját a közeg anyaga és felületének egyenetlen-

sége határozza meg. Ha a föld felszíne sík és tökéletesen síma, akkor spekuláris reflexió alakul ki. Ha a beeső hullám síkhullám, akkor a visszavert hullám is az lesz és az energia egyetlen diszkrét irányba terjed. Ez az ideális eset elméletileg jól leírható, a veszteségmentes dielektrikumra vonatkozó Snell-Descartes törvény vesztéses dielektrikumokra történő kiterjesztésével. A rádiós hullámterjedési feladatoknál az épületek anyagait nem mágnesezhetőnek tekintjük, tehát a közegek relatív permeabilitása 1.

A beeső és reflektált síkhullám elektromos térerősségének komplex amplitudó arányát leíró reflexiós tényezőt $R = E_r / E_i$ a két ortogonális polarizációra vizsgáljuk (1. ábra). A reflexiós tényező a két polarizációra:

$$R_{\perp} = \frac{\cos \vartheta - \sqrt{\epsilon_r + \cos^2 \vartheta - 1}}{\cos \vartheta + \sqrt{\epsilon_r + \cos^2 \vartheta - 1}} \quad (4)$$

$$R_{\parallel} = \frac{\epsilon_r \cos \vartheta - \sqrt{\epsilon_r + \cos^2 \vartheta - 1}}{\epsilon_r \cos \vartheta + \sqrt{\epsilon_r + \cos^2 \vartheta - 1}}$$

ahol ϵ_r a komplex dielektrikus állandók aránya a közegek határ két közegére.

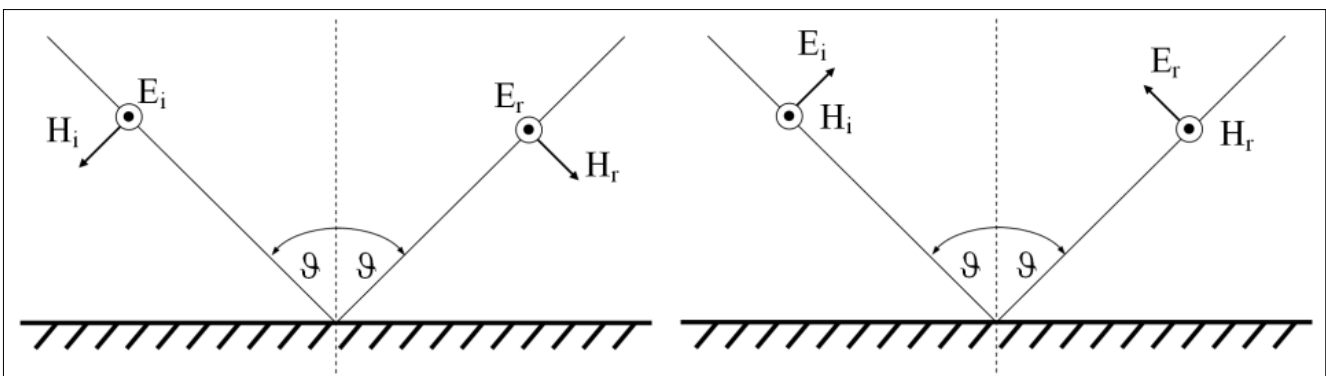
A szinuszos időfüggésű pontforrás gerjesztésre kialakuló stacionárius tér \perp polarizációra a 2. ábra szerint alakul, ahol jól látható a reflektált térkomponens következtében kialakuló jellegzetes interferenciakép, mely a hullámfront görbületében és egyes irányokban jelentős térerősségszökkenésben jelentkezik.

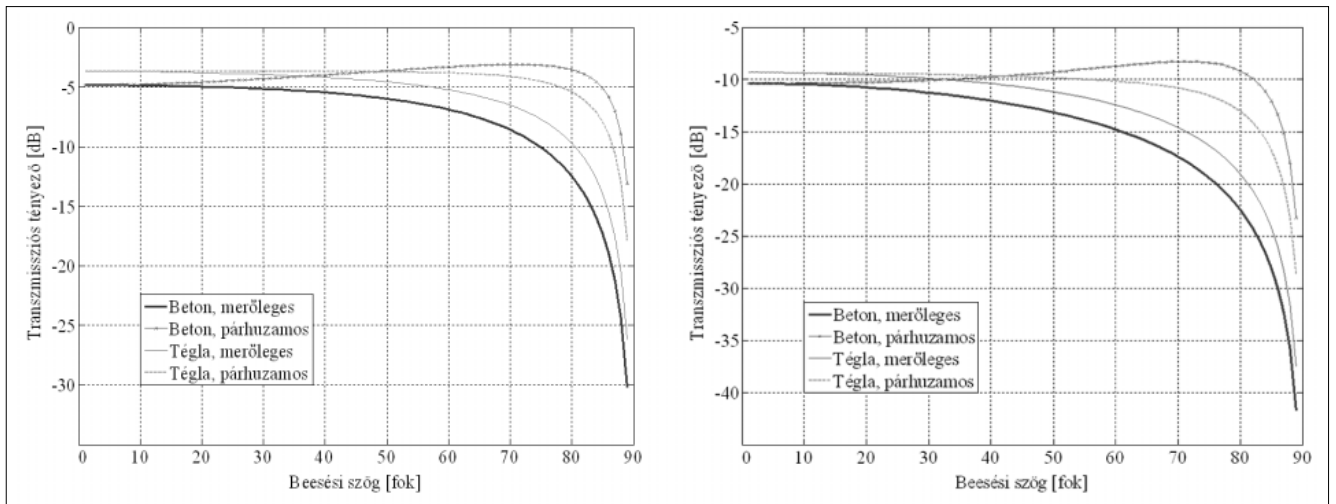
A vizsgált térrész $10\lambda \times 15\lambda$ méretű, a reflektáló közeg $\epsilon_r = 3 \cdot 10^{-1}$ komplex permittivitású.

2. ábra Direkt és reflektált térkomponensek eredőjeként kialakuló interferenciakép



1. ábra Merőleges \perp (hard) és párhuzamos \parallel (soft) polarizáció





3. ábra Transzmissziós tényezők 900 MHz-en és 2.4 GHz-en

2.3. Transzmisszió

A hullámok közeghatárokon történő áthaladását a $T = E_t / E_i$ transzmissziós tényezővel jellemezzük, ami az elektromágneses hullám elektromos térerősségének arányát jelenti a határfelület két oldalán. A többszörösen rétegezett közegeken történő reflexió és transzmisszió akár ferde beesésű síkhullámok esetén is visszavezethető a különböző hullámimpedanciájú tápvonalak láncba kapcsolt eredőjeként kialakuló tápvonal modellre [9]. A következő példa (3. ábra) kétoldalról levegővel határolt téglá, illetve betonfalra mutatja be a beesési szög függvényében a falon áthaladó hullám térerősségének csillapítását.

A betonfal 12 cm vastagságú, $\epsilon_r = 9 - i \cdot 0.9$ permittivitással, a téglafal 12 cm vastagságú, $\epsilon_r = 2.8 - i \cdot 0.56$ permittivitással. A szimuláció szerint a jelentősen eltérő elektromos anyagállandójú téglá, illetve betonfal esetén közel azonos, a frekvencia növelésével viszont jelentősen emelkedik a transzmissziós csillapítás, tehát a WLAN hálózatok tervezésekor falakkal határolt helyiségek közötti elláthatóság korlátozott. (A vasbeton falazat betonvas szerkezete további csillapítást és reflexiót jelent, amivel jelen cikkben nem foglalkozunk, de az FDTD módszerrel ezen hatás is figyelembe vehető.)

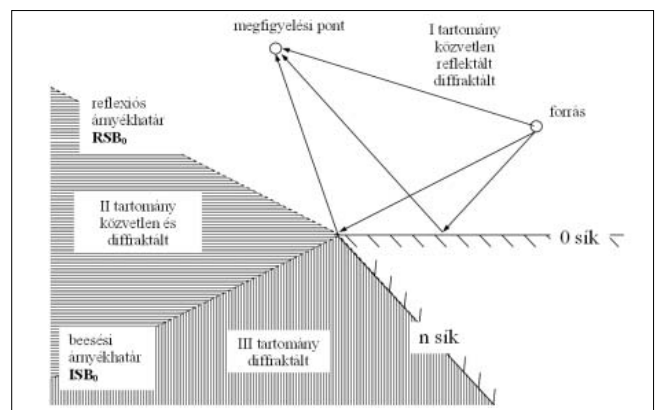
A sugárkövetés algoritmusa a terjedő hullámok és rétegezett közegek kölcsönhatására ezt a modell alkalmazza, mely azonban az antennák közelterében és az összetett geometria következtében fellépő nem sík beeső hullámra jelentős hibát okoz.

A következőkben ismertetett FDTD módszer alkalmas az előző esetek kezelésére, továbbá a nem szinuszos időfüggésű gerjesztés modellezésére is. A 4. ábra Gauss-impulzussal modulált szinuszos gerjesztésre mutatja be két időpillanatban a térerősség eloszlását egy véges vastagságú, $\epsilon_r = 3-1^*j$ permittivitású dielektrikumon történő reflexió és transzmisszió esetére.

2.4. Diffrakció

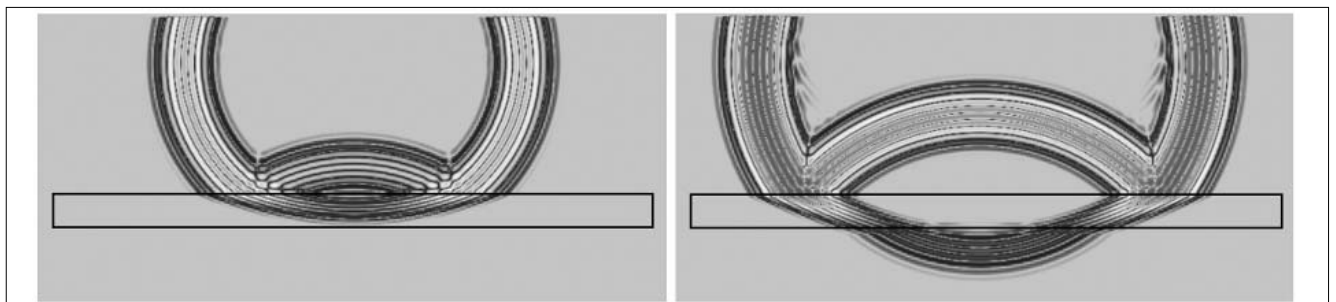
A geometriai optika direkt és reflektált terjedési mechanizmusa nem alkalmas a tér kiszámítására az objektumok mögötti árnyéktartományban. Így a geometriai optikát az elektromágneses tér pontosabb leírásához diffrakciós összetevővel egészítjük ki.

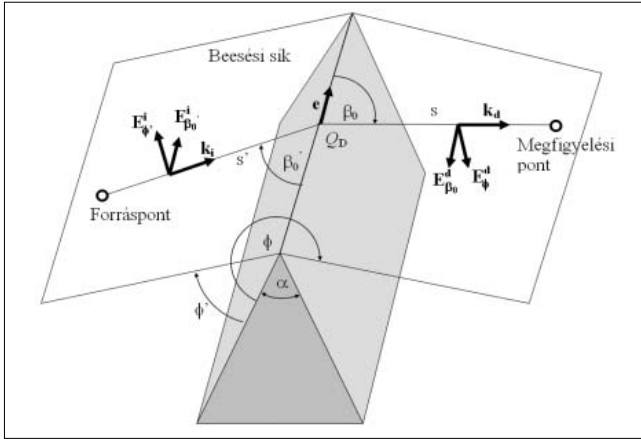
5/a. ábra Direkt, reflexiós és diffrakciós tartományok



4. ábra

⊥ polarizációjú pontfóttás által gerjesztett hullám keresztülhaladása véges vastagságú veszteséges dielektrikumon





5/b. ábra A diffrakció koordinátarendszere

A diffrakciós térerősségkomponenseket a

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_{\beta_0}^d(s) \\ \mathbf{E}_{\phi}^d(s) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} D_s & 0 \\ 0 & D_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{\beta_0}^i(Q_D) \\ \mathbf{E}_{\phi}^i(Q_D) \end{bmatrix} A(s', s) e^{-jks} \quad (5)$$

diffrakciós egyenlettel írjuk fel, ahol $\mathbf{E}_{\beta_0}^i(Q_D)$ a beeső tér beesési síkkal párhuzamos komponense a diffrakciós pontban, $\mathbf{E}_{\phi}^i(Q_D)$ a síkra merőleges komponens, D_s és D_h a soft, illetve a hard diffrakciós együtthatók.

$$A(s', s) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{s \cdot \sin \beta_0}} & \text{Henger beeső hullámokra} \\ \sqrt{\frac{s'}{s(s+s')}} & \text{Gömbi beeső hullámokra} \end{cases}$$

Az utóbbiakra Keller adott megoldást a GTD (Geometrical Theory of Diffraction) [9] kidolgozásával. A megoldás problémája, hogy a skalár együtthatók a beesési és a reflexiós árnyékhatáron is végtelenné válnak, így az ehhez közeli pontokban nem használhatók a számításokhoz.

A szingularitásokat Kouyoumjian és Pathak szüntette meg az UTD (Universal Theory of Diffraction) kidolgozásával, a gyakorlatban ezt használják a modellekben. A diffrakciós együtthatók:

$$D_h(\phi, \phi', n, \beta'_0) = \frac{e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \sin \beta'_0} \left[D_0^{ISB} + D_n^{ISB} + R_0^h D_0^{RSB} + R_n^h D_n^{RSB} \right] \quad (6)$$

$$D_s(\phi, \phi', n, \beta'_0) = \frac{e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \sin \beta'_0} \left[D_0^{ISB} + D_n^{ISB} + R_0^s D_0^{RSB} + R_n^s D_n^{RSB} \right]$$

ahol $R_0^{h,s}$ és $R_n^{h,s}$ az 5/a. ábrán látható 0 síkon, illetve n síkon értelmezett reflexiós tényező, $D_{0,n}^{ISB,RSB}$ a diffrakciós tényezők beesési árnyékhatár (ISB) és reflexiós árnyékhatár (RSB) összetevői 0, illetve n síkra értelmezve.

A 6. ábrán Gauss-impulzussal modulált szinuszos forrás által gerjesztett hullám diffrakcióját ábrázoltuk a diffrakció előtti és diffrakció utáni időpillanatban, FDTD módszerrel történt szimuláció alapján.

3. Hullámterjedési modellek

A terjedési modellek alkalmazásának elsődleges célja a rádióhálózatok tervezésében a kiszolgáló, illetve interferáló források által generált teljesítményszintek becslése a vételi pontokban. Ezen feladat keskenysávú jelekre történő megoldására egyszerű épületgeometria mellett a gyakorlatban empirikus és félempirikus modelleket használnak. A determinisztikus modellek alkalmazásának szükségessége az épületgeometria komplexitásának növekedése, továbbá a rádiócsatorna széles-sávú, illetve időtartománybeli jellemzése miatt szükséges.

3.1. Empirikus és félempirikus modellek

A nagyszámú empirikus és félempirikus modell közül a Motley-Keenan és a COST231 [10] modellt mutatjuk be röviden. Mindkét eljárás lényege, hogy csak az adó- és vevőantennát geometriailag összekötő egyenes szakasz által metszett falakat és födémeket veszik figyelembe, ezek transzmissziós jellegű csillapítása adódik a direkt út szabadtéri csillapításához.

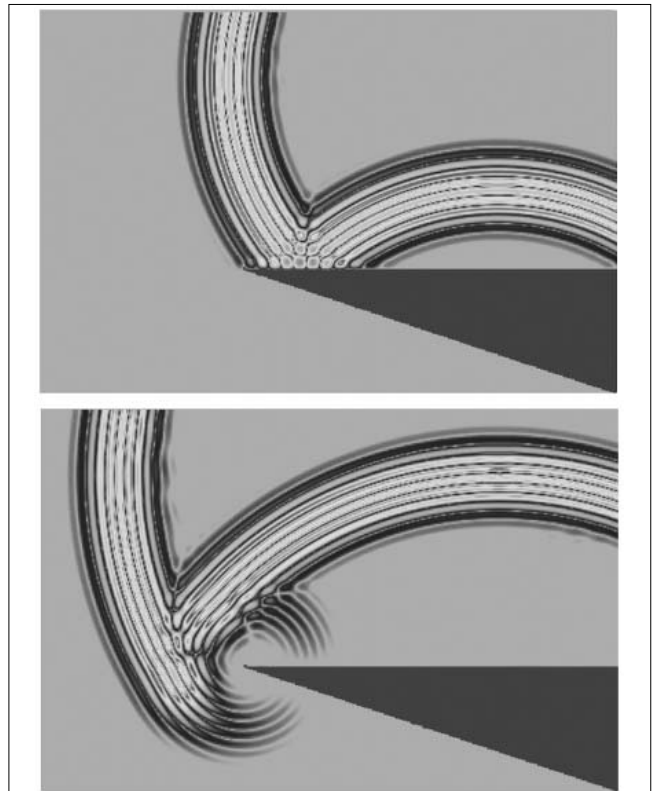
A Motley-Keenan modell csillapítása r szakasztávolságra:

$$L^{dB} = L_1 + 20 \log r + n_f a_f + n_w a_w \quad (7)$$

ahol

- L_1 a rádiószakasz szabadtéri csillapítása az adó- és vevőantenna közt 1m távolságban,
- a_f és a_w a födémek, illetve falak karakterisztikus csillapítása (empirikusan korrigált transzmissziós csillapítás) dB-ben,
- n_f és n_w a metszett födémek, illetve falak száma.

6. ábra
Veszteséges dielektromos éken történő diffrakció



A COST231 modell csillapítása:

$$L = L_F + L_c + \sum_{i=1}^W L_{wi} n_{wi} + L_f n_f [(n_f + 2)(n_f + 1) - b] \quad (8)$$

ahol

L_F a szabadtéri csillapítás a direkt szakaszra,
 L_c és b empirikus értékek

L_w	L_f	b
Gipszkarton 3.4 dB	18.3 dB	0.46
Tégla, beton 6.9 dB		

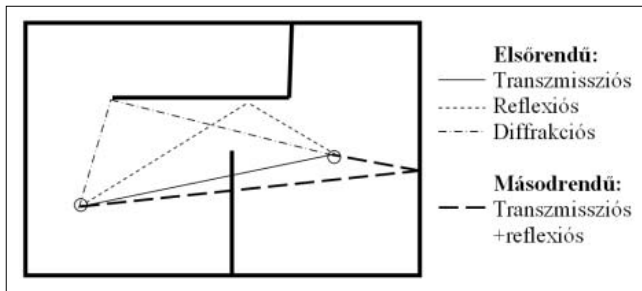
1. táblázat

A COST231 beltéri modell tipikus paraméterei 1800 MHz-re

3.2. Determinisztikus modellek

Ray tracing

A sugárkövetés elvű hullámterjedési modellek a teljes tartományú térmodellezés helyett a geometriai optikán alapulnak, a terjedő hullámokat véges térszögtartományokra bontva, az ezeken terjedő komponenseket függetlenül kezelve és a határfelületeket fellépő jelenségeket – reflexió, transzmisszió, diffrakció – érvényesítve a teljes megoldást ezen összetevők egyes vizsgálati pontokban kiszámított eredményeként állítják elő.



7. ábra

Sugárkövetés módszerének néhány lehetséges első és másodrendű összetevője

A sugárkövetés módszerét a gyakorlatban általában harmadrendű tetszőleges terjedési mechanizmus kombinációig terjesztik ki, vagy a követett hullámösszetevőt egy előzetesen megadott küszöbtérerősség szint alá csökkenésig követik.

FDTD (időtartománybeli véges differencia) módszer

Az FDTD a Maxwell-egyenletek differenciális alakjának időtartománybeli megoldása, amit egyszerűsége miatt először az áramkörök tranzien viselkedésének vizsgálatára használtak. Az elektromágneses térelméleti feladatok esetén a vizsgált térrészre véges rácsot definiálunk, melynek rácspontjaiban az egyes időpillanatokban az elektromos, illetve mágneses térerősséget közelítjük és a Maxwell-egyenleteket érvényesítjük [5].

2. táblázat

Sugárkövetés és FDTD módszerek összehasonlítása

	Sugárkövetés (Ray tracing)	FDTD
Jellemzők	Frekvenciatartománybeli módszer; Keskenysávú, szinuszos gerjesztés	Időtartománybeli módszer; Szélessávú, tetszőleges gerjesztés
Előny	A feladat könnyen particionálható részfeladatra	Egyszerűen programozható; Az adatbázis egyszerűbb szerkezetű, térfogati elemekkel;
Hátrány	Bonyolult programozhatóság; Komplex (görbevonalú) geometria; esetén a sugarak jelentős divergenciája; Az adatbázis felbontása szükséges független sokszögekre; Jelentős futási idő	Jelentős futási idő és memóriaméret

A feladatot definiálhatjuk egy (homogén tápvonal), két (mikrosztrip hullámvezető) vagy három dimenzióban, általában derékszögű, vagy henger koordináta-rendszerben. A beltéri rádiócsatorna szimulációjára általános esetben 3 dimenziós derékszögű koordináta-rendszert alkalmazunk, speciális geometriákra és feladatméretekre, így kör keresztmetszetű alagútra célszerűbb a hengerkoordináta-rendszer alkalmazása.

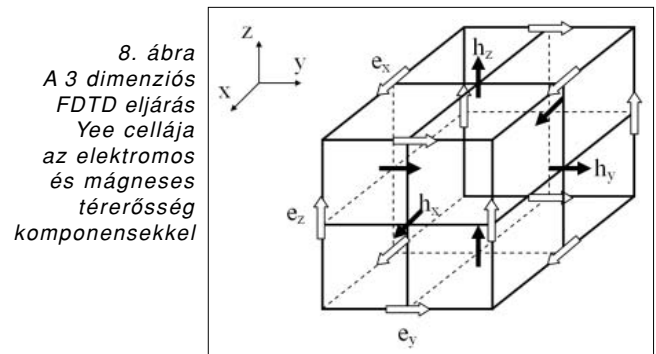
Az FDTD módszert általánosan 3 dimenzióban mutatjuk be, majd két speciális 2 dimenziós geometriát is ismertetünk. A Maxwell-egyenletek koordináták szerint particionált, derékszögű vonatkoztatási rendszerű differenciális formájából kiindulva:

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left[\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - (J_{source_x} + \sigma E_x) \right]$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left[\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - (J_{source_y} + \sigma E_y) \right] \quad (9)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left[\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - (J_{source_z} + \sigma E_z) \right]$$

Az FDTD egyenletek felírásához a Yee algoritmust [5] használjuk, mely a differenciálásra a magasabbrendű véges differenciákat használja mind a térbeli ($\partial/\partial x, \partial/\partial y, \partial/\partial z$), mind az időbeli differenciálás közelítésére ($\partial/\partial t$). Az egyenletek átrendezésével rekurzív csatolt egyenleteket kapunk, melyek a 6 térerősségkomponens ($E_x, E_y, E_z, H_x, H_y, H_z$) kapcsolatát deniálják az FDTD egység cellára (a Yee cellára). A cella mérete $\Delta x \Delta y \Delta z$, a komponensek térbeli helyzetét az alábbi ábra mutatja:



Az elektromos térerősség x komponensére, az n+1/2 időlépésre:

$$E_x^{n+1/2}|_{i,j+1/2,k+1/2} = \left(\frac{1 - \frac{\sigma_{i,j+1/2,k+1/2}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j+1/2,k+1/2}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j+1/2,k+1/2}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j+1/2,k+1/2}}} \right) E_x^{n-1/2}|_{i,j+1/2,k+1/2} + \left(\frac{\Delta t}{1 + \frac{\sigma_{i,j+1/2,k+1/2}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j+1/2,k+1/2}}} \right) \cdot \begin{pmatrix} \frac{H_z|_{i,j+1,k+1/2}^n - H_z|_{i,j,k+1/2}^n}{\Delta y} \\ H_y|_{i,j+1/2,k+1}^n - H_y|_{i,j+1/2,k}^n \\ -J_{source_x}|_{i,j+1/2,k+1/2}^n \end{pmatrix} \quad (10)$$

Hasonló alakú rekurzív véges differencia kifejezéseket kapunk a többi térerősség komponensek, E_y , E_z , H_x , H_y és H_z kifejezésére. A szimulációkat a továbbiakban kocka, illetve négyzetrács diszkrétizálással végeztük, ezért $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta$ alapján kifejezéseink egyszerűsödnek.

Az $\varepsilon_{i,j,k}$ és $\sigma_{i,j,k}$ az i,j,k diszkrétizálási pozícióban a permittivitás és vezetőképesség.

Az FDTD módszer stabilitásának legfontosabb feltétele a térbeli, illetve időbeli diszkrétizálást összekapcsoló Courant-feltétel, mely a véges rácson az elektromágneses hullám terjedési sebességét a fénysebességben korlátozza:

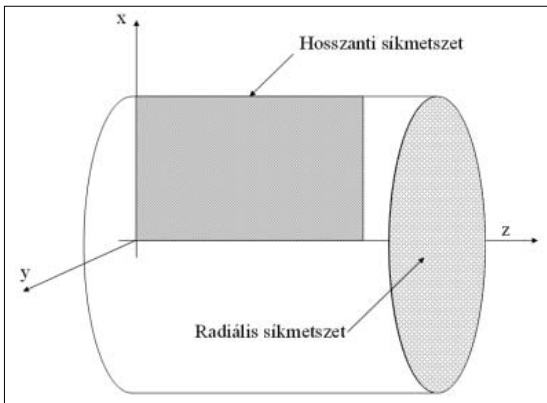
$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (11)$$

A kifejezés a $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta$ diszkrétizálásra $\Delta t \leq \Delta/(c\sqrt{3})$ -ra egyszerűsödik.

Speciális 2 dimenziós geometriák

Néhány speciális esetben két dimenziós geometriára, a 3 dimenziós feladat valamely síkmetszetére oldjuk meg a problémát. Ilyenek lehetnek a forgásszimmetrikus elrendezések, ahol hosszanti vagy keresztmetszeti síkban határozzuk a térerősségeloszlást. A vizsgálati frekvencia hullámhosszának akár több százszorosa méretű hengerszimmetrikus alagútak 3 dimenziós analízise részben futási idő, részben memória korlát miatt nem végezhető el.

9. ábra Hengeres geometria két fő síkmetszete



Hosszanti síkmetszet

A hengeresen szimmetrikus elrendezés FDTD egyenleteinek levezetéséhez a Maxwell-egyenleteket henger-koordináta-rendszerben írjuk fel [5].

$$E_r^{n+1}|_{i,k} = \left(\frac{1 - \frac{\sigma_r^e \Delta t}{2\varepsilon_0 \varepsilon_r}}{1 + \frac{\sigma_r^e \Delta t}{2\varepsilon_0 \varepsilon_r}} \right) E_r^n|_{i,k} - \left(\frac{\Delta t}{1 + \frac{\sigma_r^e \Delta t}{2\varepsilon_0 \varepsilon_r}} \right) \left[\frac{H_\varphi|_{i,k}^{n+1/2} - H_\varphi|_{i,k-1}^{n+1/2}}{\Delta z} - \frac{m}{(j)\Delta r} H_z|_{i,k}^{n+1/2} \right]$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = \begin{vmatrix} \mathbf{e}_r & \mathbf{e}_\varphi & \frac{1}{r}\mathbf{e}_z \\ \frac{\partial}{\partial r} & \frac{\partial}{\partial \varphi} & \frac{\partial}{\partial z} \\ E_r & E_\varphi & \frac{1}{r}E_z \end{vmatrix} = -\frac{\partial \mu \mathbf{H}}{\partial t} + \sigma^m \mathbf{H} \quad (12)$$

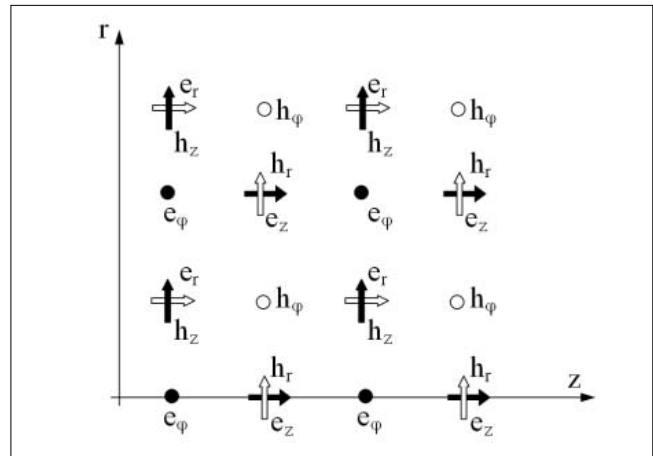
$$\nabla \times \mathbf{H} = \begin{vmatrix} \mathbf{e}_r & \mathbf{e}_\varphi & \frac{1}{r}\mathbf{e}_z \\ \frac{\partial}{\partial r} & \frac{\partial}{\partial \varphi} & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_r & H_\varphi & \frac{1}{r}H_z \end{vmatrix} = \frac{\partial \varepsilon \mathbf{E}}{\partial t} + \sigma^e \mathbf{E} \quad (13)$$

Az egyenleteket kielégítő általános \mathbf{E} és \mathbf{H} megoldás φ függése a hengerkoordináta-rendszer koordinátáival felírva:

$$\mathbf{E}, \mathbf{H} = \sum_{m=0}^{\infty} [(\mathbf{e}_u, \mathbf{h}_u) \cos m\varphi + (\mathbf{e}_v, \mathbf{h}_v) \sin m\varphi] \quad (14)$$

ahol m a módusszám.

Az FDTD egyenletet a hengeres szimmetriát kihasználva az (r-z) síkban írjuk fel, ami az eredeti 3 dimenziós geometria (x-z) síkja.



10. ábra Elektromos és mágneses komponensek a hosszanti síkmetszetben

Végül a diszkrétizálást elvégezve a (12-14) egyenletekből az elektromos térerősség rekurzív egyenletei [5]:

$$E_{\varphi}|_{i,k}^{n+1} = \left(\frac{1 - \frac{\sigma_{\varphi}^e \Delta t}{2\varepsilon_0 \varepsilon_{\varphi}}}{1 + \frac{\sigma_{\varphi}^e \Delta t}{2\varepsilon_0 \varepsilon_{\varphi}}} \right) E_{\varphi}|_{i,k}^n + \left(\frac{\Delta t}{\varepsilon_0 \varepsilon_{\varphi}} \right) \left(\frac{H_r|_{i,k}^{n+1/2} - H_r|_{i,k-1}^{n+1/2}}{\Delta z} - \frac{H_z|_{i,k}^{n+1/2} - H_z|_{i-1,k}^{n+1/2}}{\Delta r} \right) \quad (15-16)$$

ahol

$$i = r / \Delta r, \quad k = z / \Delta z, \quad n = t / \Delta t$$

Radiális síkmetszet

A 2 dimenziós radiális síkmetszet FDTD egyenleteinek levezetésére ugyancsak a Maxwell-egyenletek x-y síkban felírt egyenleteiből indulunk ki, a kiinduló egyenleteket a TM_z esetre (z irányú elektromos tér) mutatjuk be:

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_z}{\partial t} &= \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - J_{source,z} \right] \\ -\mu \frac{\partial H_x}{\partial t} &= \frac{\partial E_z}{\partial y} \\ -\mu \frac{\partial H_y}{\partial t} &= \frac{\partial E_z}{\partial x} \end{aligned} \quad (17)$$

A Yee diszkretizálási algoritmust alkalmazva a csatolt rekurzív egyenletek a három nemzérus elektromágneses térszetezőre [5].

$$H_x|_{j+1/2,k}^{n+1/2} = H_x|_{j+1/2,k}^{n-1/2} - \frac{\Delta t}{\mu} \frac{E_z|_{j+1/2,k+1/2}^n - E_z|_{j+1/2,k-1/2}^n}{\Delta y} \quad (18)$$

$$H_y|_{j,k+1/2}^{n+1/2} = H_y|_{j,k+1/2}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu} \frac{E_z|_{j+1/2,k+1/2}^n - E_z|_{j-1/2,k+1/2}^n}{\Delta x} \quad (19)$$

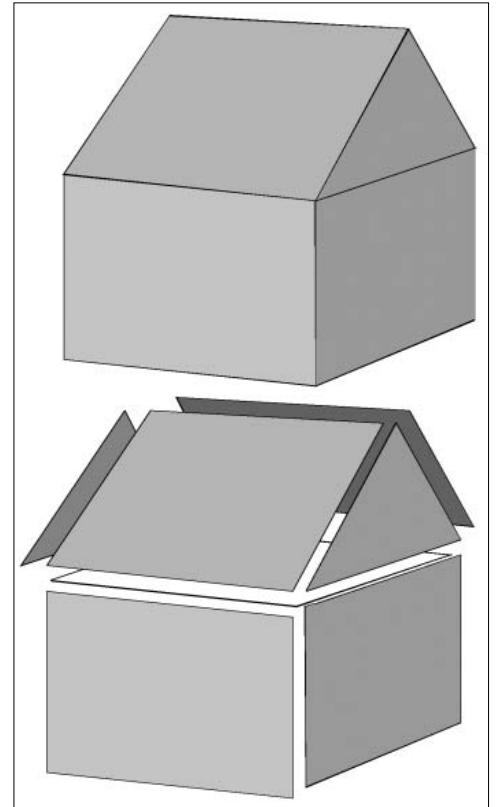
$$\begin{aligned} E_z|_{j+1/2,k+1/2}^{n+1} &= \frac{1-\xi}{1+\xi} E_z|_{j+1/2,k+1/2}^n + \\ &+ \frac{1}{1+\xi} \frac{\Delta t}{\varepsilon} \frac{H_y|_{j+1/2,k+1}^{n+1/2} - H_y|_{j+1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta x} - \\ &- \frac{1}{1+\xi} \frac{\Delta t}{\varepsilon} \frac{H_x|_{j+1/2,k+1}^{n+1/2} - H_x|_{j+1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} \end{aligned} \quad (20)$$

ahol $\xi = \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}$

A diszkretizálást célszerű négyzetrácsra végezni, ekkor $\Delta x = \Delta y = \Delta$.

4. A beltéri hullámterjedési feladat adatbázis igénye

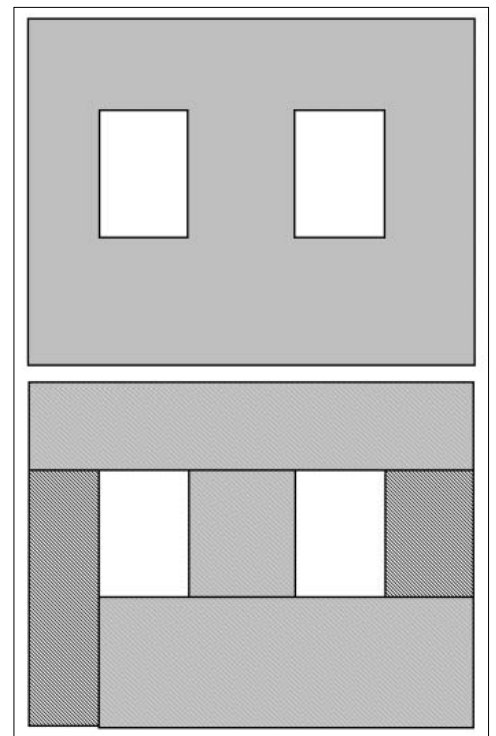
A beltéri hullámterjedési feladatok geometriai leírása azonos a sugárkövetés és FDTD feladatok megoldására. Az épület adatbázis létrehozására a falakat zárt sík sokszögekre bontjuk, melyeket az alkotó pontokon kívül vastagságukkal és elektromos anyagállandójukkal jellemzünk.



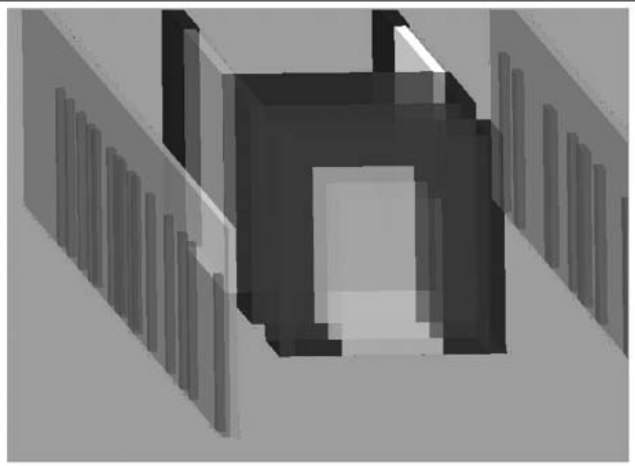
11. ábra Épület poligon reprezentációja

Az általunk alkalmazott sugárkövetési eljárás igénye szerint a poligonok nem tartalmazhatnak nyílásokat, tehát az ablakok, ajtók leírása a következőképpen – a geometria felbontásával – történhet.

Az FDTD algoritmus ezzel szemben sorrendiségen alapuló adatszerkezettel megengedi az egymást metsző sokszögek alkalmazását, az adatbázis nagyobb sorszámú alakzata pedig a kisebb sorszámú alakzatból metsz.



12. ábra Nyílásokkal módosított poligon és lehetséges felbontása sugárkövetési eljáráshoz



13. ábra Folyosó nézeti képe és fal adatbázisa

A Budapesti Műszaki Egyetem V2 épületének 6. emeleti részletes adatbázisát készítettük el irodai környezet hullámterjedési modellejeinek vizsgálatához és új modellek kidolgozásához. Az alaprajz a 18. ábrán látható, a 13. ábrán a folyosó nézeti képét és az előzőekben ismertetett sokszög felbontás előtti adatbázisát láthatjuk, amit az FDTD-elvű szimulációhoz használtunk.

Az épület adatbázisa a sokszögek koordinátáin túl a 3. táblázatban olvasható többretegű faltípusokat tartalmazza, melyek anyagainak elektromos anyagállandóit részben irodalmi, részben saját anyagparaméter mérések eredményei alapján [14] a 4. táblázat szerint állapítottuk meg.

Mint az anyagjellemzés más területein az anyagok elektromos tulajdonságait a permittivitással és a veszteségi tényezővel írjuk fel, vagy a komplex permittivitást használjuk, ahol $\epsilon_r = \epsilon'_r + j\epsilon''_r = \epsilon'_r \cdot j \cdot (\tan \delta) \cdot \epsilon'_r$.

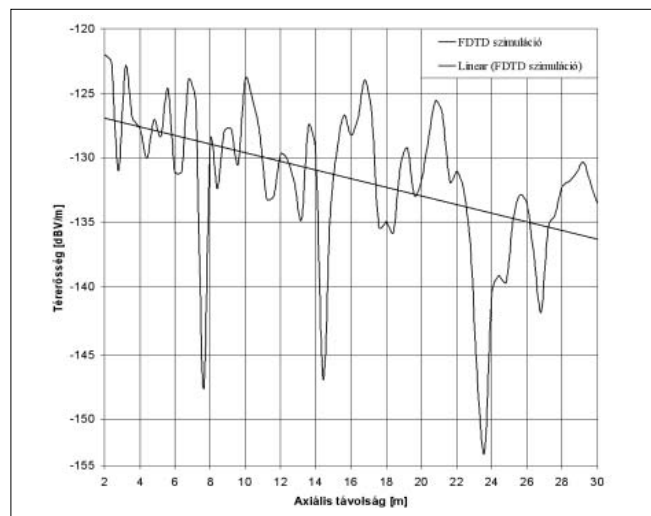
5. Alkalmazások, eredmények

ANSI C nyelven készített 2 és 3 dimenziós FDTD elvű szoftver alkalmazásával mutatunk be néhány vizsgált feladatot és eredményeket a módszer beltéri hullámterjedési feladatokra való alkalmazhatóságára.

5.1. Alagútban terjedő hullámok térerősség-eloszlása a két fő síkmetszetben

A 3. fejezetben ismertetett 2 dimenziós feladatokat megoldva kapjuk az alagutak mobil rádiós ellátottságának vizsgálatára alkalmazható eredményeket [13].

A hosszanti metszet 2 m sugarú alagútban a közép-ponttól 1 m távolságban felvett pontok térerősség-eloszlását mutatja be, 900 MHz frekvenciájú szinuszos gerjesztésre. Az eredmények jó egyezést mutatnak a [4] irodalom analitikus eredményeivel.



14. ábra

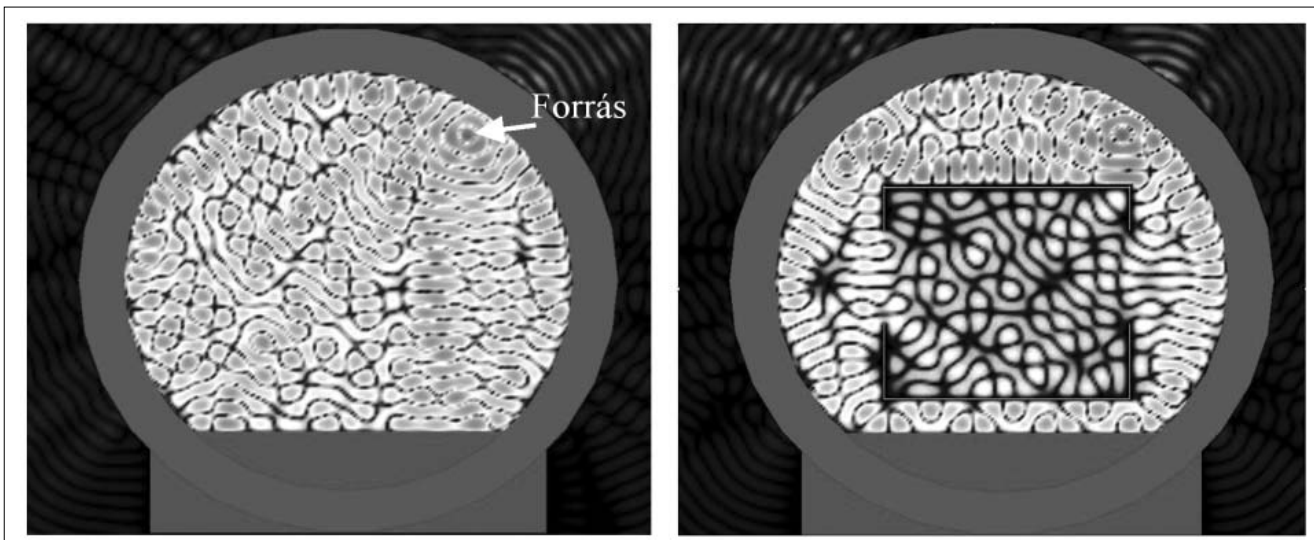
Alagút hosszszelvényi térerősség-eloszlása

Típus	Rétegek	Rétegvastagságok (cm)
Tégla	1	Tégla – 6
Tégla	1	Tégla – 10
Tégla	1	Tégla – 12
Tégla+ Beton	3	Tégla – 6, Beton – 20, Tégla – 6
Tégla+ Beton	3	Tégla – 10, Beton – 12, Tégla – 10
Tégla+ Beton	3	Tégla – 10, Beton – 10, Tégla – 10
Tégla	1	Tégla – 15
Beton	1	Beton – 15
Beton	1	Beton – 20
Beton	3	Beton – 15, Levegő – 2, Beton – 15
Üveg	3	Üveg – 3 mm, Levegő – 10 cm, Üveg – 3 mm
Gipszkarton	1	Gipszkarton – 5
Fa	1	Fa – 6
Fa	1	Fa – 6

3. táblázat
Az épület adatbázis fal típusai

4. táblázat
Építőanyagok jellemző elektromos anyagparaméterei

Anyag	Permittivitás ϵ'_r	Veszteségi tényező $\tan \delta$
Fa	3.5	0.01
Papír	3	0.008
Üveg	5.5	0.001
Tégla	2.8	0.2
Beton	9	0.1



15. ábra Axiális síkú télerősség-eloszlás szerelvény nélkül és szerelvényvel

A 14. ábrán a szimulációs eredményekre illesztett lineáris regressziós egyenes meredeksége 9 dB/dekád, ami az alagút, mint tápvonal működését igazolja.

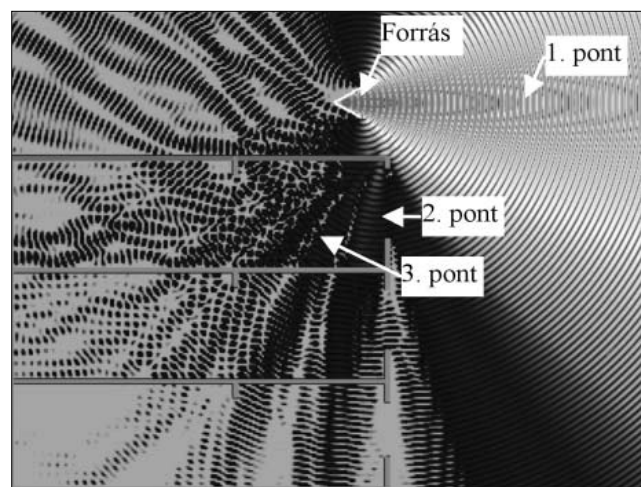
A radiális síkmetszetben szimulációink eredményét 2 dimenziós télerősség-eloszlásként ábrázoljuk 900 MHz-es szinuszos pontforrás gerjesztésre, szimulált szerelvény nélküli, illetve szerelvény által módosított esetre (15. ábra).

Az alagút radiális metszetű télerősség-eloszlása a földalatti mobil hálózati ellátottságának tervezésére nyújt adatokat, így részletesen analizálható a sugárzó kábellel történő táplálás elhelyezésének hatása, továbbá a szerelvény belső terében kialakuló télerősség-eloszlás, ami a szükséges adóteljesítmény meghatározására ad lehetőséget.

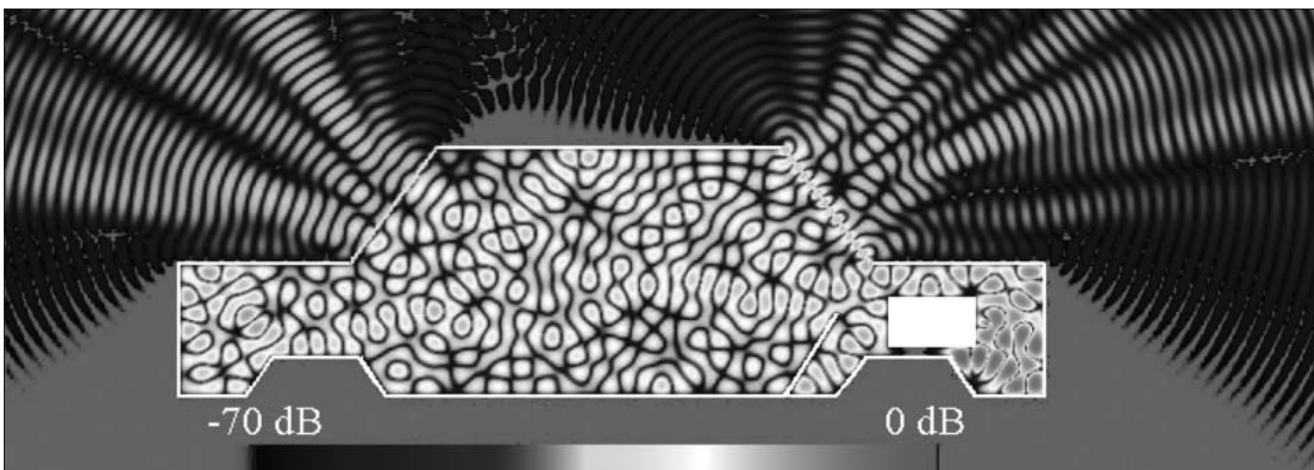
A következő alkalmazási terület az EMC/EMI vizsgálatok továbbá az elektromágneses tér élettani hatásának elemzése. A következőkben egyszerű geometriai elrendezésekre demonstráljuk a szinuszos gerjesztésre kialakuló stacionárius télerősség-eloszlást gépkocsi belső terébe jutó – zavarforrás által gerjesztett – hullámok következtében (16. ábra). Másik példánk egy kültéri GSM bázisállomás gerjesztett télerősség-eloszlása az épület belső terében (17. ábra).

A 900 MHz-en üzemelő GSM bázisállomás antennája által létrehozott télerősségeloszlást 2 dimenziós metszeti geometriára végeztük el, 1 cm-es diszkrétizálással, 1500x1700 geometriai pontszámra.

17. ábra
900 MHz-es GSM bázisállomás által gerjesztett stacionárius télerősség-eloszlás



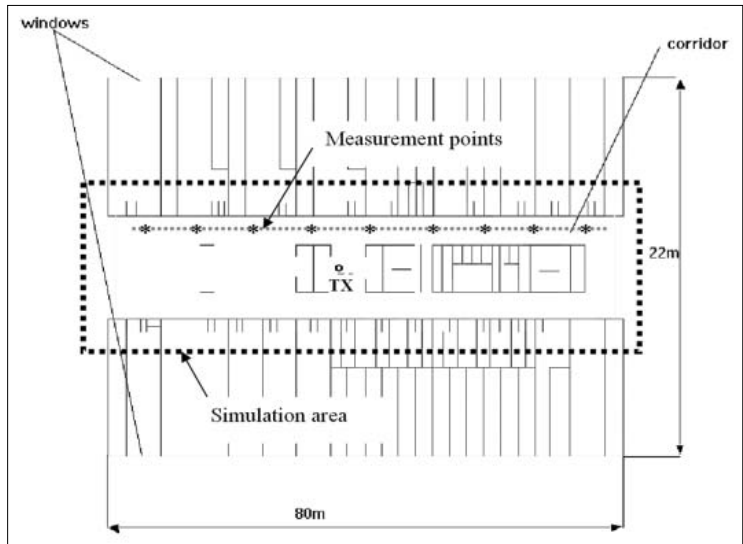
16. ábra Stacionárius télerősség-eloszlás gépkocsi belső terében és kijutása a szabad térbe 1800 MHz-en



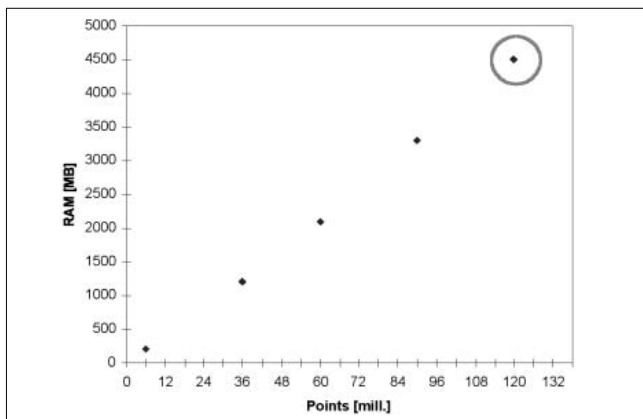
A 3000 lépésű, 19 ns időbeli diszkrétizálással végzett számításra a szimulációs időtartam (gépidő) 20 percet vesz igénybe, 1.83 GHz frekvenciájú Centrino Duo processzoros számítógéppel, 140 MB RAM memóriát foglalva a futtatási adatok tárolására. A falakat a szimulációs adatbázisban 10 cm vastagságú téglafalaknak, illetve 10 cm vastag betonfödémnek vettük fel.

A 17. ábrán látható 2. és 3. pontokban rendre 10^{-4} és 10^{-6} -szor kisebb a térerősség értéke, mint az 1. pontban. Ezeket a vizsgálatokat tovább folytatva részletes adatbázis birtokában ellenőrizhetőek az élettani szabványok által előírt térerősségszintek.

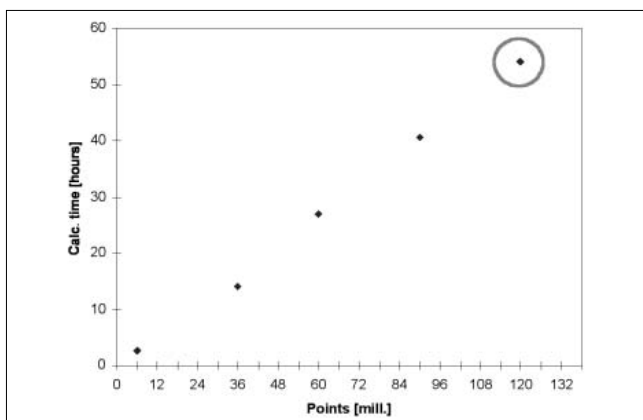
Utolsó példánk LPD kis távolságú rádióösszeköttetések minősítésére végzett szimulációk és mérések eredményeit mutatja be 433 MHz frekvenciára. Az épület adatbázis alaprajza a 18. ábrán látható, a folyosón felvett mérési pontokkal és a szimulációs alapterülettel. A szimulációt 3 dimenziós térfogatra végeztük, $90 \times 11 \times 3 \text{ m}^3$ térfogatra, $\lambda/20 = \Delta \approx 30 \text{ mm}$ diszkrétizálási lépéssel, 120 millió FDTD Yee cellával. A program futásidő- és memóriaigényének összefüggéseit a 19. és 20. ábrán mutatjuk be, a jelen szimuláció idő- és memóriaigényét körrel jelölve.



18. ábra Beltéri vizsgálat alaprajza a mérési úttal és szimulációs területtel



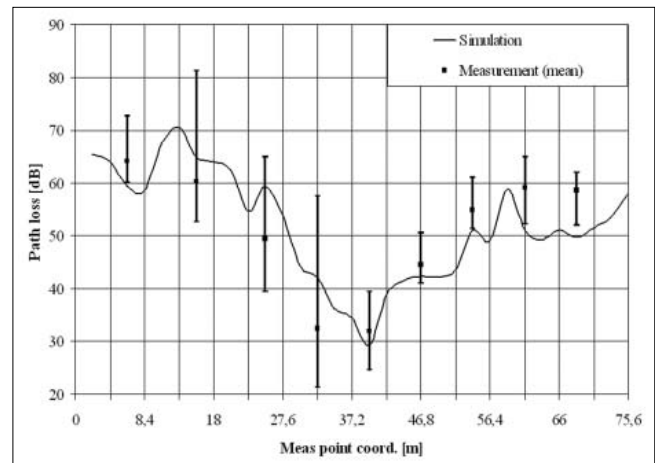
19. ábra A szimuláció adattárolási RAM igénye



20. ábra A szimuláció futási időigénye

A méréseket függőleges negyedhullámhosszúságú dipolantennákkal, szinuszos modulálatlan generátor, mint adóberendezés és spektrumanalizátor, mint vevőbe-

rendezés alkalmazásával végeztük. A mérési pontokban 500 vételi szint eredménye került kiértékelésre és tárolásra. A 21. ábra a mérési eredmények eloszlásának minimális, maximális és átlagértékét hasonlítja össze a szimulációs eredményekkel. Az FDTD szimuláció szinuszos időfüggésű gerjesztéssel történt, majd a vételi pontokban a vételi időfüggvények Fourier-transzformációjával állítottuk elő a 433 MHz frekvenciás jelamplitúdót és ebből a rádiószakasz csillapítását.

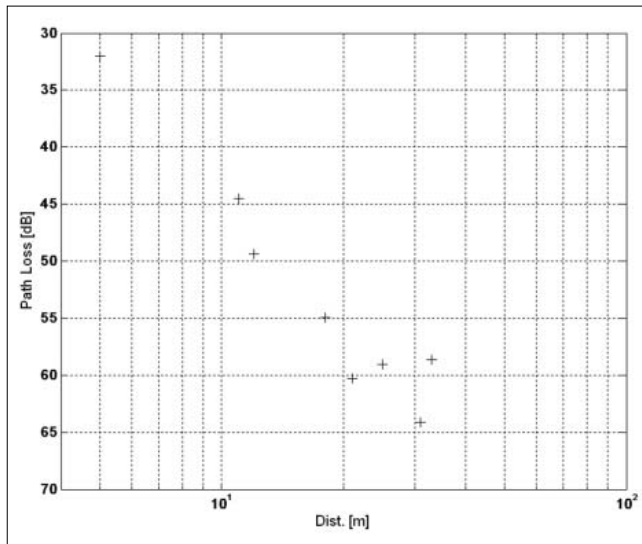


21. ábra 433 MHz-es frekvencián végzett beltéri mérés és szimuláció eredményeinek összehasonlítása

Az eredmények összehasonlításánál a szimulációs eredményeket a mérések átlagértékével vetettük össze: az eltérés átlaga -1.74 dB, az eltérés szórása 15.5 dB volt. Az eredmények jó egyezését mutatja a mérési és szimulációs eredmények kis átlageltérése, de a csatorna leírásának összetettségét jól jellemzi a jelentős eltérés szórás, ami az egyes pontokban történő vételi szint becslését csak nagy hibával teszi lehetővé.

A rádiós hálózat tervezés egyik legfontosabb paraméterét a mérési eredmények alapján mutatjuk be, ez a rádiószakasz távolságtól függő csillapításfüggése. A

szabadtéri, illetve kétutas elméleti terjedési modellek $n=2$ ill. $n=4$ csillapítási kitevőjével szemben a kis szakasztávolságra végzett 433 MHz-es beltéri mérések $n=4.65$ függést mutatnak, amit a 22. ábra mérési értékeire illesztett lineáris regressziós egyenes meredekségéből kapunk.



22. ábra
Szakaszcsillapítás távolságfüggése beltéri,
433 MHz-es mérések alapján

Összefoglalás

Mint az a 19. és 20. ábrából leolvasható, az elvégzett szimuláció memóriáigénye 4.5 GB körüli, a futási idő pedig 55 óra. Hullámhosszhoz képest nagyméretű geometria vizsgálatához ezért az FDTD módszer csak a fenti korlátokkal alkalmas.

A módszer egy lehetséges továbbfejlesztése a sugárkövetés és FDTD kombinációja, ahol a sugárkövetést a vizsgált részkörnyezetet határoló felületig végezzük el, a vevőantenna környezetének finom vizsgálatra pedig a sugárkövetés módszere által kiszámított télerősségeloszlással mint gerjesztéssel az FDTD módszert alkalmazzuk. Jellemzően ilyen feladat és a kombinált módszer jó alkalmazási területe a MIMO (Multiple Input Multiple Output) rádiócsatorna [12] modellezése.

Köszönetnyilvánítás

Jelen anyag elkészítését a Mobil Innovációs Központ támogatja.

Irodalom

- [1] A. von Hippel, Dielectric Materials and Applications, Artech House, Boston, 1995.
- [2] Lukas Müller, Walter Vollenweider, Measurements of Radio Propagation in Buildings, LPRC Conference, Birmingham, England, October 29-31, 1996.
- [3] Lambertus J. W. van Loon, Mobile In-Home UHF Radio Propagation for Short-Range Devices, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 41, No.2, April 1999.
- [4] Donald G. Dudley, Wireless Propagation in Circular Tunnels, IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 53, pp.435–441, 2005.
- [5] Allen Taflove, Susan C. Hagness, Computational Electrodynamics: The finite-difference time-domain method, Artech House, Norwood, 2005.
- [6] V. Rodriguez-Pereyra, A.Z. Elsherbeni, C.E. Smith, A Body of Revolution Finite Difference Time Domain Method with Perfectly Matched Layer Absorbing Boundary, PIERS 24, pp.257–277, 1999.
- [7] Yee, K. S., Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media, IEEE Trans. Ant. Prop., 14(3), p.302, 1966.
- [8] H. L. Bertoni, UHF Predictions for Wireless Personal Communications, Proc. of the IEEE, 82(9), pp.1333–1356, 1994.
- [9] Constantine A. Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics, John Wiley & Sons, 1989.
- [10] Simon R. Saunders, Antennas and Propagation for Wireless Com. Systems, Wiley, 1999.
- [11] Lajos Nagy, FDTD Field Strength Prediction for Mobile Microcells, ICECOM2005, 18th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications, 12-14 October 2005, Dubrovnik, Croatia.
- [12] Lajos Nagy, MIMO cube in realistic indoor environment, The European Conf. on Antennas and Propagation, EuCAP 2006, 6-10 November 2006, Nice, France.
- [13] Lajos Nagy, Propagation modeling in subway tunnel using FDTD, The European Conf. on Antennas and Propagation, EuCAP 2006, 6-10 November 2006, Nice, France.
- [14] Lajos Nagy, An Improved TDR Method for Determining Material Parameters, XXIII General Assembly of the URSI, Prague, 1990.

Illesztett hullámvezető komponensek optimalizálása

SEBESTYÉN IMRE

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék
si@evtsz.bme.hu

LADÁNYI-TURÓCZY BÉLA

Grante Zrt., Esztergom, ladanyi@grante.hu

Lektorált

Kulcsszavak: hullámvezető könyök, végeelem módszer, optimalizálás

A cikkben mikrohullámú hullámvezető komponensek (90 fokos könyökök) geometriai paramétereink optimalizálását ismertetjük. Az optimális szerkezet méreteit hibrid eljárással határozzuk meg, amelyben genetikus algoritmust és azt követően feltételes minimalizálást alkalmazunk. A számításokban az eszköz szórási paramétereit a végeelem módszerrel kiszámított elektromágneses hullámtér alapján határozzuk meg.

1. Bevezetés

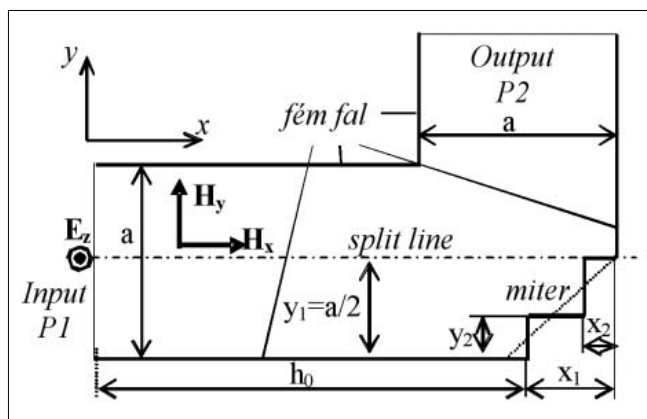
A hullámvezető ívek és könyökök sokféle komplex rendszer alapvető építő elemei (például nyalábformáló hálozatok, kis csillapítású szűrők stb.) Terjedési tulajdonságait korábban számos cikkben vizsgálták [1-4].

A tervezés célja általában a hullámvezető könyök (vagy más komponens) reflexiós veszteségeinek a minimalizálása lehetőleg minél szélesebb frekvencia sávban. Fontos követelmény a könyök méretének minimalizálása is. Ezen szempontok kielégítése hatékony számítógépes tervezést (CAD) igényel, amely megfelelően pontos elektromágneses tér analízist és megbízható optimalizációs eljárást feltételez. A hullámvezető komponensek terének úgynevezett „full-wave” analízisét számos cikk tárgyalja, itt csak legfontosabbakat idézzük [5-6]. A [7] publikáció összefoglalja a kutatómunkákban alkalmazott optimalizációs eljárások széles körét. Ebben a munkában hibrid optimalizációs technikát mutatunk be, amelyben első lépésként genetikus algoritmust (GA) [8] alkalmazunk, majd az eredmény további finomítására feltételes optimalizációs eljárást [9] használunk. A módszert H-síkú, derékszögű hullámvezető könyök lépcsőkkel megvalósított kialakításán mutatjuk be.

Az elrendezést az 1. ábra mutatja.

1. ábra

A vizsgált H-síkú könyök metszete felülnézetben



A könyök lépcsős megoldása lehetővé teszi hogy ezt a mikrohullámú építő elemet az úgynevezett „split-block”, (a könyök két félből áll, és a lépcsők az egyik félben helyezkednek el) konstrukció szerint alakítsuk ki, illetve – két irányból történő megmunkálás esetében – a 45 fokos síkra szimmetrikusan elhelyezkedő lépcsők-ből álljon az elem. Mindkét esetben CNC maróval történik a megmunkálás és egyiknél sincs szükség hangoló elemekre a reflexió csökkentése céljából. A fenti megoldások rendkívül kompakt konstrukciót eredményeznek és könnyen reprodukálhatók.

2. Elektromágneses tér számítása a hullámvezető eszközökben

A vizsgált hullámvezető keresztmetszete a lépcsős kialakítás miatt ugrásszerűen változik, emiatt az elektromágneses térjellemzők analitikus meghatározása körülményes. Számításaink során a végeelem módszert alkalmazzuk, amely alkalmas a lépcsőzött struktúra megfelelő pontosságú leírására.

A számításokban az \mathbf{E} elektromos térerősség vektort használjuk állapotváltozóként. Az elektromos térerősség térbeli eloszlását leíró alapegyenlet:

$$\nabla \times (\mu^{-1} \nabla \times \mathbf{E}) - \omega^2 \varepsilon \mathbf{E} = \mathbf{0} \quad (1)$$

ahol μ és ε a közeg permeabilitása, illetve permittivitása, ω a térjellemzők szinuszos változásának körfrekvenciája, \mathbf{E} az elektromos térerősség fazora, valamint a $\nabla \times (\) = \text{rot}(\)$ jelölést alkalmaztuk. Ismeretes, hogy az (1) egyenlet egyértelmű megoldásához a vizsgált tartomány peremén \mathbf{E} vagy $\nabla \times \mathbf{E}$ (vagyis a \mathbf{H} mágneses térerősség) tangenciális (érintőirányú) összetevőjét definiálni kell.

Az ideális vezetőnek tekinthető fém falon alkalmazott peremfeltétel:

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E} = \mathbf{0}, \quad (2)$$

azaz a térerősség a fém falakra merőleges. Az interfészeknél (Input és Output portok) $\nabla \times \mathbf{E}$ érintőirányú komponense írható elő az alábbiak szerint. Az inter-

fészt reprezentáló peremen az elektromos térerősség általában két összetevőre bontható a (3) egyenlet szerint:

$$\mathbf{E} = \tilde{\mathbf{E}} \exp(-j\beta \mathbf{n} \cdot \mathbf{r}) + \tilde{\mathbf{E}}_s \exp(j\beta \mathbf{n}(\mathbf{r} - 2\mathbf{r}_s)) \quad (3)$$

ahol \mathbf{n} perem kifelé mutató felületi normálisa, β a terjedési tényező, $\tilde{\mathbf{E}}$ az interfészen kilépő hullám fazora, $\tilde{\mathbf{E}}_s$ pedig a vizsgált tartományba behatoló (gerjesztő) hullám fazora a peremfelületen, ahol $\mathbf{n} \cdot \mathbf{r} = \mathbf{n} \cdot \mathbf{r}_s = \text{const}$ feltétel teljesül.

A (3) összefüggésre alkalmazva az $\mathbf{n} \times (\nabla \times \mathbf{E})$ műveletet kapjuk, hogy:

$$\mathbf{n} \times (\nabla \times \mathbf{E})_{r,r_s} = j\beta(\mathbf{E} - (\mathbf{n} \cdot \mathbf{E})\mathbf{n}) - 2j\beta(\tilde{\mathbf{E}}_s - (\mathbf{n} \cdot \tilde{\mathbf{E}}_s)\mathbf{n}) \quad (4)$$

A (4) kifejezés felírásakor felhasználtuk az $\mathbf{n} \times (\mathbf{n} \times \mathbf{E}) = (\mathbf{n} \cdot \mathbf{E})\mathbf{n} - \mathbf{E}$ azonosságot. Ezzel az interfészeknél alkalmazott peremfeltétel:

$$\mathbf{n} \times (\nabla \times \mathbf{E}) - j\beta(\mathbf{E} - (\mathbf{n} \cdot \mathbf{E})\mathbf{n}) = -2j\beta(\tilde{\mathbf{E}}_s - (\mathbf{n} \cdot \tilde{\mathbf{E}}_s)\mathbf{n}) \quad (5)$$

amelyben $\tilde{\mathbf{E}}_s$ az interfészhez csatlakozó tápvonal üzemi módusa az input portnál, illetve $\tilde{\mathbf{E}}_s = 0$ az output portnál. Amennyiben β az interfésznél terjedő módus terjedési tényezője az (5) feltétel reflexiómentes lezárását realizálja. Ismeretes, hogy terjedő TE/TM módusok esetén a terjedési tényezőt az alábbi összefüggés határozza meg:

$$k_t^2 = \omega^2 \mu \epsilon - \beta^2 = \text{const} \quad (6)$$

A legtöbbször alkalmazott TE₁₀ módusú hullámterjedés esetén a transzverzális hullámszám $k_t = \pi/a$, és így az interfészen áthaladó hullámra

$$\beta = \sqrt{\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 - (\pi/a)^2} \quad (7)$$

A hullámvezető könyök vizsgálata általános esetben három dimenziós térbeli megközelítést igényel, viszont, ha a számításokat E-síkú vagy H-síkú könyökre korlátozzuk, akkor kétdimenziós megoldás is alkalmazható. Például H-síkú könyök esetén az elektromos térerősség iránya nem változik a hullámvezető mentén (lásd 1. ábra), tehát az elektromos térerősség egyetlen komponenssel leírható. Feltételezzük, hogy a vizsgált hullámvezető eszköz TE₁₀ módusban üzemel, így az 1. ábrán választott koordináta-rendszer esetén a térerősségnek csak z-irányú komponense van, tehát a feladat egyetlen skalár változóval (E_z) leírható. Az eszköz paramétereinek kiszámításához felvett referenciasík h_0 távolsága a geometriai diszkontinuitástól kellő nagyságúra választandó, hogy a reflexiók keltette magasabb módusok a referenciasíknál elhanyagolható amplitúdóval rendelkezzenek. Azonban h_0 értékének túlzott növelése a végelemek számát és a számítási időt is indokolatlanul megnövelheti.

Számításainkban ennek elkerülésére a

$$h_0 = 2\pi/\alpha \quad (8)$$

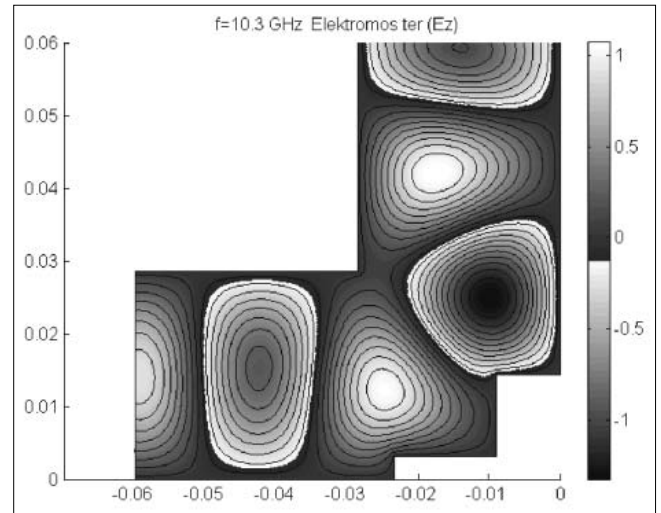
relációt alkalmaztuk [4], ahol α az első nem terjedő módus csillapítási tényezője. Ennek értéke $a \times b$ méretű téglalap keresztmetszet és m, n módusindex esetén

$$\alpha = \frac{\pi}{\lambda_c} \sqrt{\left(\frac{m\lambda_c}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\lambda_c}{b}\right)^2} - 4 \quad (9)$$

ahol λ_c az üzemi TE₁₀ módus határhullámhossza.

A nem terjedő módusok amplitúdója $e^{-\alpha x}$ szerint csökken, tehát a hullám amplitúdója a referenciasíknál $e^{-\alpha h_0} = e^{-2\pi} \approx 0,0019$, azaz közelítőleg 0,2%-ra csökken, mely elhanyagolhatóan kicsiny.

A numerikus számításokban háromszög végelemelet alkalmaztunk, elsőrendű vektor bázis-függvényekkel, azaz a háromszög oldalakon a térerősség vektort lineáris függvényekkel közelítettük. A végelem feladat megoldását MATLAB környezetben végeztük. A kiszámított térerősség-eloszlást a 2. ábrán láthatjuk, arra az esetre, amikor a bemeneti kapu (P1) egységnyi amplitúdójú TE₁₀ módusú hullámmal gerjesztett, a kimeneti kapu (P2) pedig illesztett lezárást tételeztünk fel, azaz a (4) peremfeltételt alkalmaztuk $\tilde{\mathbf{E}}_s = 0$ -val. Az ábrán az elektromos térerősség amplitúdójának térbeli eloszlását felület-árnyalással és kontúrvonalakkal jelenítettük meg. Negatív értékek $-z$ irányú vektort jelentenek. Az ábrából megállapítható, hogy a lépcsők környékén az amplitúdók számottevően nagyobbak 1-nél, ami a reflexiók következménye.



2. ábra
Az elektromos térerősség amplitúdójának eloszlása a vizsgált H-síkú könyökben

A szórási paraméterek (S-paraméterek) számításához a P1 bemeneti kaput egységnyi teljesítményű (1W) hullámmal gerjesztjük, így a gerjesztő térerősség:

$$\tilde{\mathbf{E}}_s = E_0 \sin(\pi y/a) \quad (10)$$

amelyben

$$E_0 = 2 \sqrt{\frac{\omega \mu}{ab \beta}} \quad (11)$$

Az S-paramétereket a kapukon átáramló teljesítményekből határozzuk meg. A módszer csupán a szórási paraméterek abszolút értékét szolgáltatja, a fázisokra vonatkozó információ nélkül. Viszont, előnye ennek a megközelítésnek, hogy a kapukon fellépő módusok tér-eloszlását nem szükséges meghatározni. Az S-paraméterek definíciója a teljesítmények alapján a következő:

$$S_{11} = \sqrt{\frac{P_{1ref}}{P_{1in}}} = \sqrt{\frac{P_{1out} - P_{1in}}{P_{1in}}} \quad S_{12} = \sqrt{\frac{P_{2out}}{P_{1in}}} \quad (12-13)$$

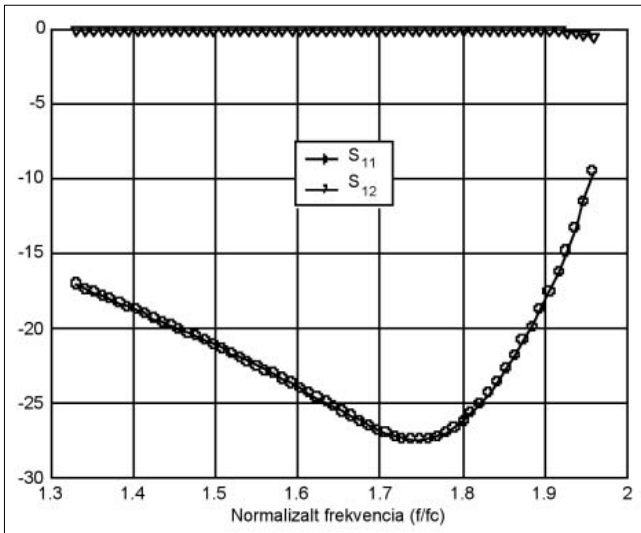
ahol P_{1ref} , P_{1in} , P_{1out} a reflektált, bemenő és kiáramló hatásos teljesítményt jelölik a $P1$ kapura és P_{2out} a $P2$ kapun kiáramló hatásos teljesítmény. A $P1$ kapun beáramló teljesítmény gerjesztő térre vonatkozó Poynting-vektor integrálásával számítható:

$$P_{1in} = \int_{P_1} \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left(\frac{\beta}{\mu\omega} \tilde{E}_s^2 \right) ds \quad (14)$$

Esetünkben a (11) összefüggés következtében $P_{1in}=1$. A kiáramló teljesítmény a Poynting-vektor felületre merőleges komponensének integrálásával határozható meg:

$$P_{kout} = \int_{P_k} \frac{1}{2} \mathbf{n} \cdot \operatorname{Re}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) ds = -\frac{1}{2} \int_{P_k} \operatorname{Re}(\mathbf{E} \cdot \mathbf{n} \times \mathbf{H}^*) ds \quad k = 1,2 \quad (15)$$

ahol \mathbf{H}^* a mágneses térerősség fázorának komplex-konjugáltját jelöli. A 3. ábrán a fenti módszerrel meghatározott S-paramétereket ábrázoltuk a vizsgált H-síkú könyökre.



3. ábra
H-síkú könyök S-paraméterei
(f_c a TE_{10} módus határfrekvenciája)

3. Az optimalizálás módszere

A genetikus algoritmusok a biológiai fejlődést vezérlő folyamaton, a természetes kiválasztáson (szelekció) alapulnak. A genetikus algoritmusokat olyan optimalizálási feladatok megoldására lehet alkalmazni, amelyekre a standard módszerek kevésbé jól működnek, például a feladat célfüggvénye erősen nemlineáris, vagy sok lokális minimuma-maximuma van a célfüggvénynek. Ezek a feltételek a globális minimum vagy maximum meghatározását megnehezítik. A tapasztalat szerint a hullámvezető eszközökkel kapcsolatos optimalizálási feladatok esetén ezek a feltételek teljesülnek.

A genetikus algoritmus nagyszámú különböző megoldás (egyedek) generálásával indul. Az egyedek generálásakor a vizsgált modell paramétereit véletlenszerűen vesszük fel. Ezen egyedek összessége alkot-

ja a kezdeti populációt. Ezután, az algoritmus minden egyes lépésében az adott populáció egyedeit felhasználva generáljuk a következő populációt. Ennek során általában a következő lépéseket hajtjuk végre [8]:

- A célfüggvényre adott érték (fitness value) alapján rangsoroljuk az adott populáció egyedeit.
- A rangsor szerinti célfüggvény értékeket transzformáljuk a konkrét feladattól független, jobban használható formába.
- A rangsor szerint kiválasztjuk azokat az egyedeket, amelyek jobb célfüggvény értéket realizálnak, ezek az úgynevezett „szülők”.
- A „szülőket” felhasználva új egyedeket – „gyermekeket” – generálunk. A „gyermek” létrejöhetnek mutációval (egyetlen „szülő” paramétereinek véletlenszerű megváltoztatása), vagy keresztezéssel (a szülőpár paramétereinek véletlenszerű kombinációja).
- Az adott populáció kicserélése a d) lépésben keletkezett gyermekekből álló új generációval.
- Az adott populáció bizonyos egyedei, amelyek kedvezőbb célfüggvény-értékűek, változtatás nélkül kerülhetnek az új generációba.

Ezeket az egyedeket „elitnek” szokás nevezni.

Az algoritmus működése során a kiválasztás javítja az egyes populációk átlagos célfüggvény-értékét, míg a mutáció és a keresztezés biztosítja, hogy teljes megoldási tartományból kerüljenek ki új egyedek. Az algoritmus véget ér, ha a leállási feltétel teljesül. Ez lehet a generációk számának bizonyos értéke, meghatározott célfüggvény érték elérése, vagy más feltétel. Alkalmasan megválasztott leállási feltétel esetén az utolsó populáció rangsorban elől álló elemei a feladat globális optimumát megközelítik. A globális optimum minél pontosabb meghatározása érdekében, a genetikus algoritmust követően standard gradiens alapú optimalizálást alkalmazunk. Ennek kiinduló bázisa a genetikus algoritmus utolsó populációja.

Ebben a munkában az SPQ (sequential quadratic programming) módszert alkalmaztuk. A módszer egymást követő (szekvenciális) másodfokú programozási lépésekből álló iteráció. Az iteráció egyes lépései a modell paraméterek megváltozásának \mathbf{d}_k vektorát szolgáltatják, amellyel az optimális modell paraméterek új iterációját $\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k + \alpha_k \mathbf{d}_k$ alakban kapjuk. Az α_k paramétert Powell [9] által javasolt eljárással számítjuk. Az optimalizálási algoritmusokat MATLAB környezetben realizáltuk.

4. Alkalmazás

Az előző szakaszban bemutatott optimalizálási eljárást az 1. ábrán vázolt H-síkú, derékszögű hullámvezető könyök lépcsőzési paramétereinek meghatározására alkalmaztuk. A könyök R84 jelű szabványos hullámvezetőhöz csatlakozik, így az ábrán jelölt kapuk keresztmetszeti mérete $a=28,499 \text{ mm}$, és $b=12,624 \text{ mm}$. A vizsgált üzemi frekvenciasáv $1,35f_c - 1,95f_c$, ahol $f_c = 5.26 \text{ GHz}$ a TE_{10} módus határfrekvenciája. A referenciasíkok h_0 tá-

volságának meghatározásához (9)-ben $m=2$ és $n=0$, ugyanis a legkisebb határfrekvenciájú nem terjedő módus TE_{20} ($f_h=10.53$ GHz). Ezzel $h_0=1,155a$ adódik. (A számítási modellben ennél nagyobb méretet alkalmaztunk.) Az optimalizálásban használt célfüggvény (fitness function) definíciója:

$$F = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N w_i 20 \log(S_{11}(f_i)), \quad (16)$$

ahol $20 \log(S_{11}(f_i))$ reflexió (return loss) decibelben az üzemi sáv f_i frekvenciáján, w_i a súlyozási tényező és N az üzemi sávban vizsgált frekvenciapontok száma. (A számításokban $N=61$ volt, a frekvenciapontokat egyenletesen vettük fel, a súlyozási tényezők értéke általában $w_i = \{1; 0\}$.) Az optimalizálás során a paraméterek változását a modell realizálhatósága érdekében korlátozni szükséges. Az 1. ábrán vázolt kétlépcsős könyök esetében az optimalizálási változók x_1 , x_2 , és y_2 , az alkalmazott kényszerek pedig:

$$\left. \begin{aligned} 0 < x_2 < x_1 \\ x_1 < a \\ 0 < y_2 < a/2 \end{aligned} \right\}. \quad (17)$$

A genetikus algoritmus működését több különböző paraméter mellett vizsgáltuk, amelyek a populáció mérete (s_p), a keresztezési tényező (c_f) és a generációk maximális száma (max_ng) voltak. A genetikus algoritmust követő SQP módszer hatékonyságát szintén megvizsgáltuk.

A legfontosabb eredményeket az 1. és 2. táblázatban foglaltuk össze. Az 1. táblázatban 6 egyedű populációra ($s_p=6$) a legjobb (legkisebb) célfüggvény értéket (min_F) adtuk meg, külön a genetikus algoritmusra (GA) és a teljes optimalizációra (GA+SQP); az alkalmazott maximális generáció-szám (max_ng) és keresztezési tényező (c_f) esetén. A táblázatban a számítás során szükséges célfüggvény kiértékelések számát (n_fc) is feltüntettük. A 2. táblázatban is ezeket a jellemzőket foglaltuk össze 10-es populációra ($s_p=10$).

1. táblázat $s_p=6$

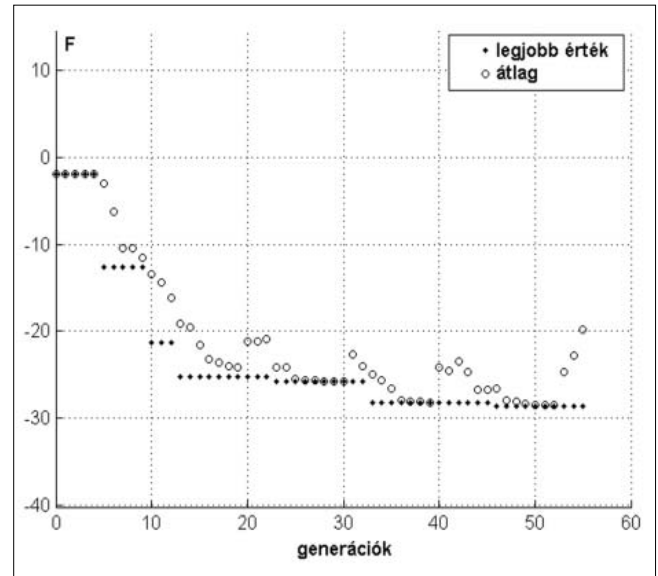
c_f	GA		GA+SQP	
	min_F	max_ng	min_F	n_fc
0.80	-22.241	55	-36.077	467
0.65	-22.241	52	-35.097	449
0.50	-22.564	54	-31.648	458
0.35	-29.044	50	-29.448	437
0.20	-29.043	52	-29.448	449

2. táblázat $s_p=10$

c_f	GA		GA+SQP	
	min_F	max_ng	min_F	n_fc
0.80	-28.589	55	-28.589	645
0.65	-29.220	52	-30.174	615
0.50	-27.530	60	-29.324	722
0.35	-29.153	50	-29.153	803
0.20	-29.091	54	-29.799	627

Hasonló számításokat végeztünk a populáció méretét megnövelve $s_p=20$ -ra. Ennek eredményeit részletesen nem közöljük, mert az optimalizáció végen kapott célfüggvény értékek (min_F) lényegesen nem csökkentek, viszont az igénybevett célfüggvény hívások száma gyakorlatilag megkétszereződött.

Megemlítjük, hogy a különböző programfutások optimalizálási eredményeinek összehasonlíthatósága érdekében a genetikus algoritmus sztohasztikus jellegét kiküszöböltük, úgy, hogy az algoritmus indításkor a véletlen-szám generátorként alkalmazott $rnd(n)$ függvényt mindig azonos értékkel inicializáltuk.



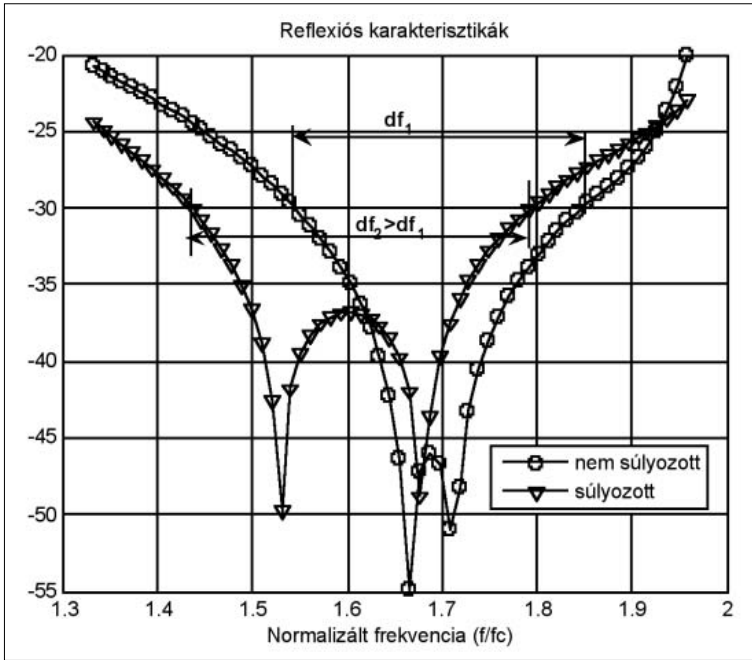
4. ábra A genetikus algoritmus konvergenciája

A genetikus algoritmus konvergenciáját a 4. ábrán mutatjuk be, ahol az átlagos és a legjobb célfüggvény értékeket tüntettük fel a generációk számának függvényében. Amikor a generációk számát 200-ra növeltük, a legjobb célfüggvény érték 5 dB-lel csökkent az ábrán is látható $max_ng=50$ -hez viszonyítva. Ez az optimum 18%-os javulását jelenti 400%-os számítási igénynövekedés mellett!

A reflexió frekvenciatartománybeli változásának vizsgálata azt mutatta, hogy a kisebb min_F érték gyakran keskenyebb frekvencia sávot ad eredményül. Ez a jellegzetesség az optimalizációban alkalmazott célfüggvény (16) definíciójának következménye, amennyiben az alkalmazott súlyozó tényezők egyenlők, azaz nincs súlyozás ($w_i=1$). Ha a nagyon kicsiny reflexió értékeket ($S_{11}^{dB} < -45$ dB) nem vettük figyelembe, vagyis $w_i=0$ -val súlyoztuk, az optimális méretek esetén a frekvencia sáv kiszélesedett. A módszer ezen jellegzetességét mutatja az 5. ábra.

5. Eredmények

A H-síkú könyök optimalizálásának eredményét a 6. ábrán mutatjuk be, ahol a módszer hatékonyságának illusztrálása érdekében a reflexió decibelben kifejezett



5. ábra
A frekvencia sáv változása a súlyozás hatására

értékét ábrázoltuk a frekvencia függvényében a kiindulási és az optimalizált struktúrára. A kiindulási struktúra lépcsőzetét úgy határoztuk meg, hogy az egyenes levágást közelítő lépcsők élei a levágási vonalra szimmetrikusak legyenek. Így kétlépcsős könyök esetén a kiindulási struktúra paraméterei:

$$x_1 = a/2, x_2 = a/6, y_2 = a/6 \quad (18)$$

A kiindulási struktúrára $F = -20,664$ dB, az optimalizált struktúrára pedig $F_{opt} = -31,83$ dB a célfüggvény számított értéke. A javulás közelítőleg 50%.

A kifejlesztett optimalizációs eljárást alkalmaztuk háromlépcsős H-síkú könyök tervezésére is. Ebben az esetben az optimalizációs paraméterek száma $n_p=5$, a számításban $p_s=10$ méretű populációt alkalmaztunk. A keresztelési tényező értéke 0,8, a generációk száma 50 volt.

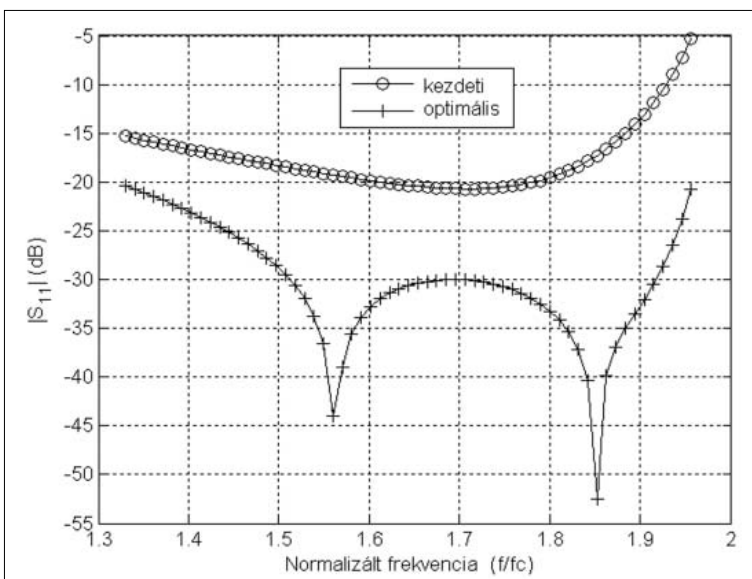
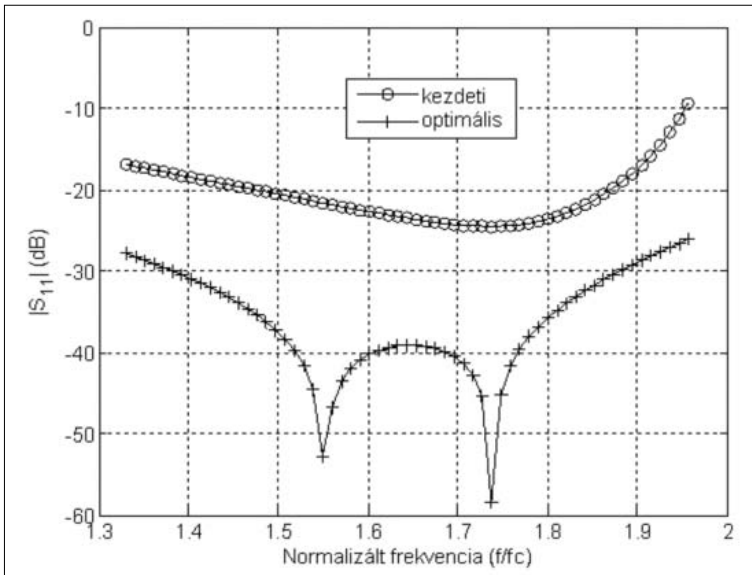
Az eredmény a 7. ábrán látható. A célfüggvény értéke $-17,63$ dB a kiindulási struktúrára és $-30,34$ dB az optimalizálást követően, tehát a javulás 70%.

6. Összefoglalás

Az eredmények alapján megállapítható, hogy a bemutatott hibrid optimalizálási eljárás hatékonyan alkalmazható hullámvezető komponensek tervezésére.

A cikkben H-síkú lépcsőzött könyökre mutattuk be az eredményeket, de a módszer más mikrohullámú eszköz, például teljesítményszórtók és hibridek tervezésében is jól felhasználható. A szórási paraméterek meghatározása alkalmazott véges elemes számítás megfelelő pontosságú és gyorsaságú, amely a nagyszámú célfüggvény kiértékelés miatt fontos követelmény.

6-7. ábra
A reflexió változása a kiinduló és az optimalizált struktúrára kétlépcsős és háromlépcsős könyöknél



Köszönetnyilvánítás

A szerzők köszönetüket fejezik ki az Országos Tudományos Kutatási Alap (OTKA) támogatásáért (T-049389) és a Grante Zrt.-nek az eredmények publikálásához való hozzájárulásáért.

Irodalom

- [1] S. F. Kulishenko, A. A. Kirilenko, S. L. Senkevich, „Waveguide Bend Matched by the Stepped Miter,” Telecommunications and Radio Engineering, Vol. 60, Nr.1-2, pp.34–37., 2003.
- [2] S. Amari, J. Bornemann, „Modeling of Propagation and Scattering in Waveguide Bends”
- [3] A. R. Kerr, „Elements for E-plane Split-Block Waveguide Circuits,” ALMA memo 381, <http://www.mma.nrao.edu/memos/>
- [4] Z. Ma, E. Yamashita, „Studies on the Characterization and Optimal Design of E-plane Waveguide Bends,” IEICE Trans. Electron., Vol. E80-C, Nr.11, pp.1395–1400., November 1997.
- [5] P.P. Silvester, G. Pelosi, Finite Elements for Wave Electromagnetics, IEEE Press, New York, 1994.
- [6] J.-F. Lee, D.-K. Sun, Z. J. Cendes, „Tangential vector finite elements for electromagnetic field computation,” IEEE Trans. Magn., Vol. 27, pp.4032–4035., 1991.
- [7] J. W. Bandler, S. H. Chen, „Circuit optimization: The state of the art,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 36, pp.424–443.
- [8] D. E. Goldberg, Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine learning, Addison-Wesley, Reading, Massachusetts, 1989
- [9] Powell, M.J.D., „A Fast Algorithm for Nonlinearly Constrained Optimization Calculations,” Numerical Analysis, G.A.Watson ed., Lecture Notes in Mathematics, Springer Verlag, Vol. 630, 1978.

hirdetés



A Pannon GSM Távközlési Zrt. mobiltávközlési szolgáltatás és ahhoz kapcsolódó termékek értékesítésével foglalkozó részvénytársaság, amely igen nagy hangsúlyt fektet arra, hogy ügyfelei minden téren elégedettek legyenek magas színvonalú szolgáltatásaival. A társaság tervezési igazgatósága budaörsi munkavégzéssel új munkatársakat keres az alábbi pozíciókba:

Kapacitás tervező szakértő (Management Level Expert)

Az új munkatárs feladatai:

- rövid, közép- és hosszú távú kapacitási szükségletek meghatározásához üzleti modellek kidolgozása,
- üzleti tervekben és egyéb üzleti szimulációk esetén az átviteltechnikai terület kidolgozása,
- a technológiai trendek nyomon követése, különös tekintettel azok átviteltechnikai hálózati kapacitásszükségletére gyakorolt hatásaira,
- átviteltechnikai kapacitás hatékony biztosításához tervek készítése,
- a napi kapacitásmenedzsment tevékenység támogatása,
- Telenor csoporton belüli műszaki projektekben a Pannon átviteltechnikai területének képviselője,
- közvetlen kollégák folyamatos szakmai fejlesztése, valamint napi tevékenységük támogatása.

Átviteltechnikai Architekt (Management Level Expert)

Az új munkatárs feladatai:

- az átviteltechnikai hálózati stratégia kidolgozása, összhangban a műszaki divízió stratégiájával, figyelembe véve egyéb szakterületi stratégiákat, tulajdonosi ajánlásokat, valamint a Pannon mindenkori érdekeit,
- az átviteltechnikai hálózat hosszú távú architektúrájának kidolgozása,
- technológiai trendek követése, ajánlások készítése az alkalmazandó technológiákról, figyelembe véve mind technológiai, mind gazdasági szempontokat,
- a távközlési technológiák és mobil szolgáltatások, piaci folyamatok folyamatos nyomon követése,
- az átviteltechnikai terület képviselője az üzleti tervezési folyamatban, illetve egyéb vállalati projektekben,
- Telenor csoporton belüli műszaki projektekben a Pannon átviteltechnikai területének képviselője,
- közvetlen kollégák folyamatos szakmai fejlesztése, valamint napi tevékenységük támogatása.

Elkötelezett munkájáért cégünk a szakmai fejlődés lehetőségét, színvonalas munkakörnyezetet és vonzó jövedelmet kínál. Érdeklődése esetén kérjük, látogassa meg honlapunkat, ahol a munkakörökkel kapcsolatban további információk találhatóak, valamint itt jelentkezhet álláshirdetéseinkre is. <https://allas.pannon.hu>

Jelentkezési határidő: 2007. április 13.

Fading időtartam modellezése műholdas földi mozgó rádiócsatornán

CSURGAI-HORVÁTH LÁSZLÓ, BITÓ JÁNOS

BME Villamosmérnöki és Informatikai Kar, Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék
{csurgai, bito}@mht.bme.hu

Lektorált

Kulcsszavak: többutas terjedés, fading időtartam, particionált Markov-lánc, Fritchman-modell

Cikkünkben műholdas földi mozgó rádiócsatorna többutas terjedés következtében fellépő fading időtartamának modellezését mutatjuk be. A modell egy valós műholdas csatorna mérésén alapszik, amelyet a modellparaméterek kiszámítására alkalmazunk. Az ajánlott modell egy particionált Fritchman-féle Markov-láncon alapul, amely a sztochasztikus fading időtartam folyamat komplementos eloszlásfüggvényének kiszámítására is alkalmas. Bemutatjuk a modellparaméterek küszöbszint függésének közelítésére alkalmas összefüggéseket is. Ezzel a modell alkalmassá válik tetszőleges küszöbszint esetén a komplementos fading időtartam eloszlásfüggvényének kiszámítására, amely a továbbiakban csillapítási idősorok szintézisére is lehetőséget ad.

1. Bevezetés

Egy műholdas földi mozgó rádiócsatornán a hullámterjedést nagymértékben befolyásolja az épületek és a növényzet árnyékoló hatása, illetve a többutas terjedési viszonyok. Ez a fajta fading a rádióhullámoknak a környező akadályokon való többszörös reflexiója következtében jön létre, így a jel nem csak direkt úton jut a vevőkészülékbe. A fading karakterisztikája nagymértékben függ a környezettől. A műholdas földi mozgó rádiócsatorna tervezése során a vételi jelszint ingadozásainak megállapítására a csillapítás eloszlásfüggvényét, illetve a fading időtartam (fade duration) -statisztikát alkalmazhatjuk.

A fading időtartam a szakaszcsillapítás jellemzésének egy fontos dinamikus paramétere, amely megadja azt az időtartamot, amíg a csillapítás értéke meghaladja az előzőleg megválasztott küszöbértéket. Ennek megfelelően a fading időtartam-statisztikát több küszöbszint értéknél is meg szokták adni.

Cikkünkben egy Markov-lánccal megvalósított digitális modellt mutatunk be, amely alkalmas a fading időtartam statisztikai paramétereinek meghatározására. A modell egy valós műholdas csatorna mérésén alapszik, amelyet a modellparaméterek kiszámítására alkalmazunk.

Az ajánlott modell egy particionált Fritchman-Markov-láncon alapul, amely nem csak a sztochasztikus fading időtartam folyamatot képes leírni, hanem alkalmas a fading időtartam komplementos eloszlásfüggvényének kiszámítására is. Bemutatjuk a modellparaméterek küszöbszint függésének közelítésére alkalmas összefüggéseket is. Ezzel a modell alkalmassá válik tetszőleges küszöbszint esetén a komplementos fading időtartam-eloszlásfüggvény kiszámítására, amely a csillapítási idősorok későbbiekben való szintézisére is lehetőséget ad.

2. A mért műholdas földi mozgó rádiócsatorna

A cikkünkben bemutatott rádiócsatorna vizsgálathoz és modellezéshez valós mérési adatok szolgáltak kiindulópontként. A méréseket a DLR (Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt) végezte 1984 és 1987 között [1], melynek adatait az 1. táblázat tartalmazza.

Az összeköttetés az 1.54 GHz frekvencián L-sávban üzemelő MARECS geostacionárius műhold rádiócsatornája, a mérés autópályán készült egy 60 km/h állandó sebességgel mozgó járművön, hosszúsága 81.2 perc volt. A mérés során a vételi jelszint értékét 300.5 Hz frekvenciával mintavételezték, majd az adatokat normálás után rögzítették. A normálás úgy történt, hogy a 0 dBm átlagos vételi jelszint értéke megfeleljen a fading-mentes jel szintjének.

A mérés során a vevő mozgása következtében a vételi jelutal különféle tereptárgyak keresztezték, illetve a reflexiós környezet változása miatt a vevőkészülékbe többszörös jelúton juthatott be a vett jel. Mindezen hatások együttesen fading jelenséget idéznek elő, melynek a sztochasztikus modellezését mutatjuk be cikkünkben.

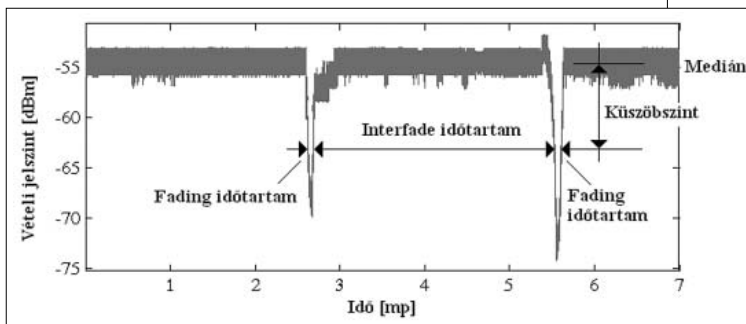
1. táblázat A műholdas földi rádiócsatorna paraméterei

Műhold neve	MARECS (d=39150 km)	
Elevációs szög	24°	
Frekvencia	1.54 GHz	
Mintavételi frekvencia	300.5 Hz	
Összeköttetés sorszáma	13	14
Környezet	Városi	Autópálya
Mérési időintervallum	27.8 min	81.2 min
A földi jármű sebessége	10 km/h	60 km/h

3. Fading időtartam a rádiócsatornán

A fading időtartam a rádióösszeköttetések csillapításviszonyainak egyik legfontosabb dinamikus jellemzője, amely azt az időtartamot jelöli, amíg a szakaszcsillapítás meghaladja a kiválasztott küszöbértéket. A fading időtartam pontos becslése elengedhetetlen a különféle vezeték nélküli kommunikációs rendszerek tervezése során, mint például a BFWA, B3G, 4G mobil rendszerek vagy a műholdas földi mozgó rádiócsatornák. A rendszer kiesési vagy rendelkezésre állási idejének számításánál, az erőforrások megosztásánál, kódolási eljárások kiválasztásánál nagy szerepe van a mért vagy modellezett fading időtartam eloszlásfüggvényeknek. Hasonló jelentőséggel bír az inter-fading időtartam is, ami nem más, mint a két fading között eltelt időtartam és számítása, illetve modellezése hasonló módszerekkel lehetséges, mint amelyet a fading időtartam esetében alkalmazunk.

Az 1. ábra egy tipikus csillapítási adatsort mutat, melyen több fading látható és a fade, illetve inter-fade időtartamot is megjelöltük.

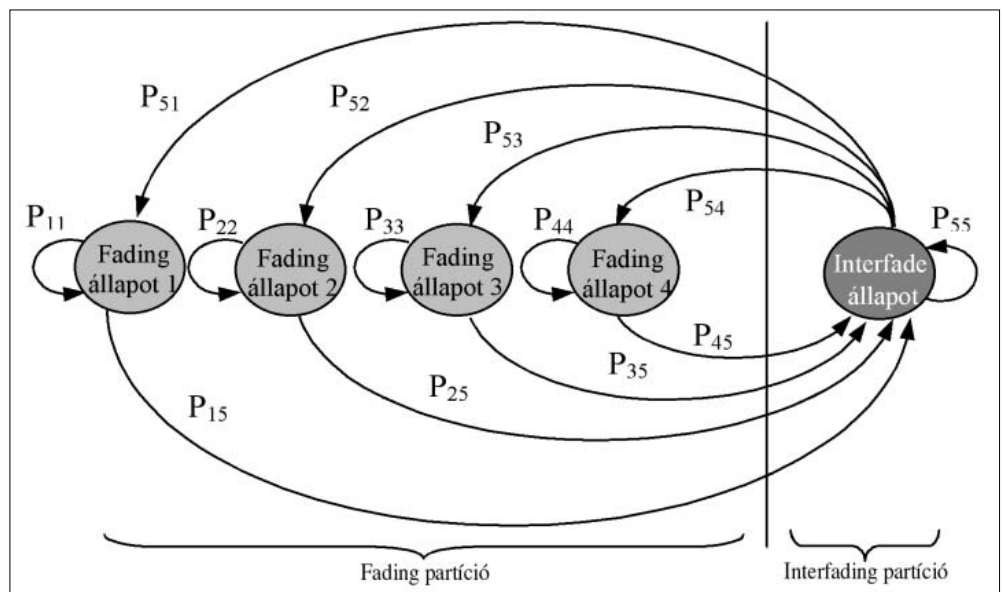


1. ábra Csillapítási adatsor fadinggel és interfadinggel

Egy rádiócsatornán mért vételi jelszint sorozat olyan elsőrendű statisztikáját, mint a komplementis eloszlásfüggvény (CCDF, Complement Cumulative Distribution Function) gyakran alkalmazzák a csatorna, illetve a rádióösszeköttetés minősítésére.

A fading időtartam meghatározása a vételi jelszint medián értékéhez képest mért különböző küszöbszintekre történik, majd általában a fading-események számának komplementis eloszlását ábrázolják a fading-időtartam függvényében.

2. ábra
5 állapotú particionált Fritchman-Markov modell



4. Modellezés particionált Markov-lánccal

Az ITU-R (Radiocommunication Sector) a fading időtartam-modellezésre egy kétkomponensű modellt ajánl [2], amely a gyorsan változó fadingeket logaritmikusan normális, a lassan változó fadingeket pedig hatványfüggvény-eloszlás segítségével közelíti, biztosítva a két modell közötti átmenetet is.

A többutas terjedés által okozott fading-folyamat modellezésére a következőkben egy Markov-modellt mutatunk be, amely összehasonlítva az eddigi fading időtartam-modellekkel nem csak a fading-folyamat sztochasztikus modellezésére alkalmas, hanem lehetővé teszi a fading időtartam-eloszlásának pontos kiszámítását is különböző küszöbszinteken. Az ITU-R modellhez képest a digitális modell egységesen képes kezelni a rövid és a hosszú fading-események modellezését.

A modellben egy N=5 állapotú particionált Fritchman-Markov-lánccal alkalmazunk [3], ahol négy állapot tartozik a fading és egy állapot az interfading eseményekhez (2. ábra). A bemutatott Markov-lánc állapot-átmeneti valószínűségeit p_{ij} -vel jelöljük, jellegzetessége pedig, hogy nincs átmenet az egyes állapotok között. Ezen egyszerűsítéssel azért élhet a Fritchman-modell, mert a partíciók belüli állapotok azonos típusú de különböző hosszúságú eseményeket – fading, illetve interfading – jelölnek, így feltételezhetjük, hogy közöttük nincs átmenet.

A modell állapot-átmeneti mátrixát az alábbi egyenlet szerint írhatjuk fel:

$$\bar{P} = \begin{pmatrix} p_{11} & 0 & 0 & 0 & 1 - p_{11} \\ 0 & p_{22} & 0 & 0 & 1 - p_{22} \\ 0 & 0 & p_{33} & 0 & 1 - p_{33} \\ 0 & 0 & 0 & p_{44} & 1 - p_{44} \\ p_{51} & p_{52} & p_{53} & p_{54} & 1 - \sum_{i=1}^4 p_{5i} \end{pmatrix} \quad (1)$$

Ez a modell – eltérően a sokállapotú modellektől, ahol a különféle csillapítási szintekhez egy-egy Markov modellbeli állapotot rendelnek – a partíciók eloszlásfüggvényeivel a fading folyamat sztochasztikus viselkedését képes leírni. A modellt Fritchman eredetileg bináris kommunikációs csatornák burst-ös hibáinak leírására fejlesztette ki, amit mi a fading folyamat esetére adaptáltunk.

A Fritchmann-modell alkalmazható a fading, illetve interfading időtartam komplexens eloszlásfüggvényének kiszámítására az (2) illetve a (3) egyenlet szerint [3]:

$$F_F^C(n) = \sum_{i=1}^{N-1} \frac{P_{Ni}}{P_{ii}} P_{ii}^n \quad (2)$$

$$F_I^C(n) = \left(\prod_{j=1}^k \frac{Z_j P_{jN}}{Z_F P_{NN}} \right) P_{NN}^n \quad (3)$$

ahol $N=5$ az állapotok száma és p_{ij} az állapotátmenetek valószínűsége.

A (3) egyenletben Z_j jelöli az állandósult állapotok valószínűségeit, Z_F pedig a fading partíció valószínűségét, kiszámításuk a (4-5) összefüggésekkel lehetséges:

$$Z_N = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^k \frac{P_{Ni}}{P_{iN}}} \quad (4)$$

$$Z_i = \frac{P_{Ni}}{P_{iN}} Z_N \quad (5)$$

Az (2) összefüggés megadja az egy adott időtartamnál hosszabb fading esemény valószínűségét. Korábbi vizsgálataink szerint [5] az inter-fading időtartam modellezésére és komplexens eloszlásának (3) szerinti számítása nem ad megfelelően pontos eredményt, mivel csak egy állapot tartozik hozzá a Markov-lánchoz. Ezért az interfade hossz kielégítő modellezése a 2. ábra szerinti Fritchman-moddellel lehetséges oly módon, hogy több interfade és egy fade állapotot alkalmazunk.

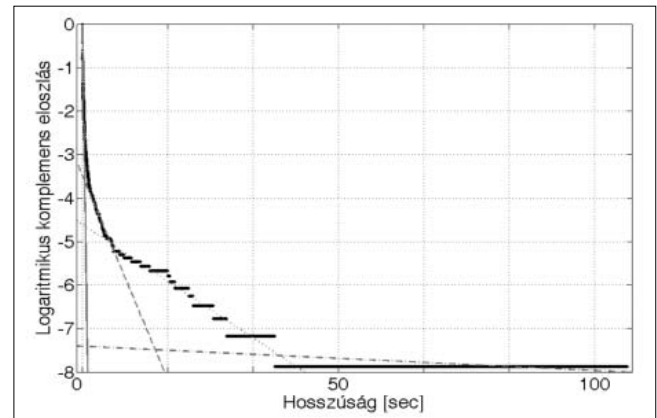
5. A modell paraméterezése

Markov-modellek esetében a modellparaméterezés általában az állapot-átmeneti mátrix elemeinek meghatározását jelenti. A Fritchman-modell viszonylagos egyszerű paraméterezhetősége és a modellezett folyamat precíz visszaadása miatt terjedt el szélesebb körben. Figyelembe kell ugyanakkor vennünk, hogy a Fritchman-modell egy hibaállapottal csak olyan csatornák modellezésére alkalmas, amelyek a megújuló tulajdonsággal bírnak [6].

A 2. ábra szerinti Markov-lánc paramétereinek meghatározására a gradiens módszert alkalmazzuk, melynek leírása [4]-ben található. A módszer lényege, hogy a mérési adatokból számított fading időtartam komplexens eloszlásfüggvényének logaritmusát egyenesekkel közelíthetjük (6) szerint, majd az egyenesek paramétereiből meghatározhatók a Markov-lánc állapot-átmeneti mátrixának elemei.

$$(6) \quad \log(F_F^C(n)) = \log\left(\sum_{i=1}^{N-1} \frac{P_{Ni}}{P_{ii}} P_{ii}^n\right) \approx \begin{cases} \text{kis } n\text{-re:} \\ n \log(p_{N-1N-1}) + \log\left(\frac{P_{NN-1}}{P_{N-1N-1}}\right) \\ \text{nagy } n\text{-re:} \\ n \log(p_{11}) + \log\left(\frac{P_{N1}}{P_{11}}\right) \end{cases}$$

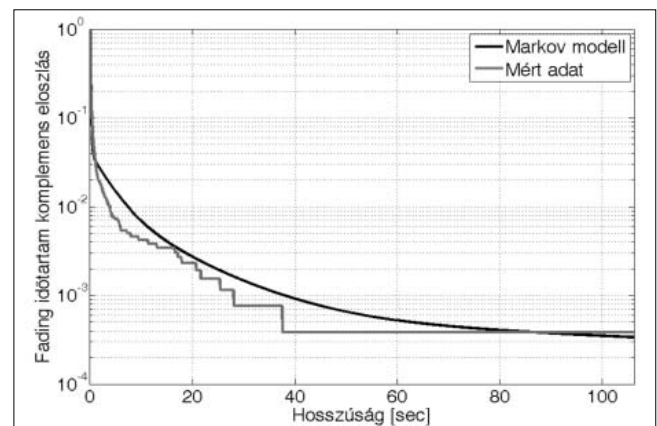
Látható, hogy az egyenlet jobb oldalán álló kifejezések megfelelnek egy-egy egyenes egyenletének, ahol a meredekségből és a függőleges tengellyel való metszéspontokból visszakaphatóak az átmeneti mátrix elemei. A paraméterezési folyamatot a 3. ábrán mutatjuk be 5 dB küszöbszint esetére.



3. ábra
A logaritmusikus komplexens fading-időtartam eloszlásfüggvény lineáris regressziója 5 dB küszöbszintnél

A regressziós egyenesek száma a Markov-lánc állapotszámát határozza meg, az alkalmazandó regressziós egyenesek száma pedig attól függ, hány szakasz szükséges az eredeti logaritmusos eloszlásfüggvény kielégítő közelítéséhez. Esetünkben négy regressziós egyenes elegendő, amely négy fading-állapotot eredményez a Markov-lánchoz. Az állapot-átmeneti mátrix elemeinek meghatározása után a (2) képlet alapján kiszámítható a fading-időtartam komplexens eloszlásfüggvénye (4. ábra). A mért értékekkel együtt ábrázolva látható, hogy a modell jó közelítéssel visszaadja a kívánt értékeket.

4. ábra
Mért és modellezett fading-időtartam komplexens eloszlása 5 dB küszöbszintnél



A fent leírt módszer alkalmazható a fading időtartam modellezésére más küszöbszintek esetén is, általában az 1-30 dB tartományban.

6. A modell küszöbszint függése

A modellezést elvégezve néhány más szintre is, és ábrázolva az átmeneti mátrix p_{ii} és p_{5i} elemeit a küszöbszint függvényében látható, hogy a (7-8) harmadfokú egyenletekkel megadott kifejezéssel jól közelíthető a mátrix-elemek A küszöbszint függése:

$$p_{ii}(A) = a_{ii} * A^3 + b_{ii} \tag{7}$$

$$p_{Ni}(A) = a_{Ni} * A^3 + b_{Ni} \tag{8}$$

A 2. táblázatban feltüntettük az állapot-átmeneti mátrix elemeinek küszöbszint-függő kiszámításához szükséges paramétereket.

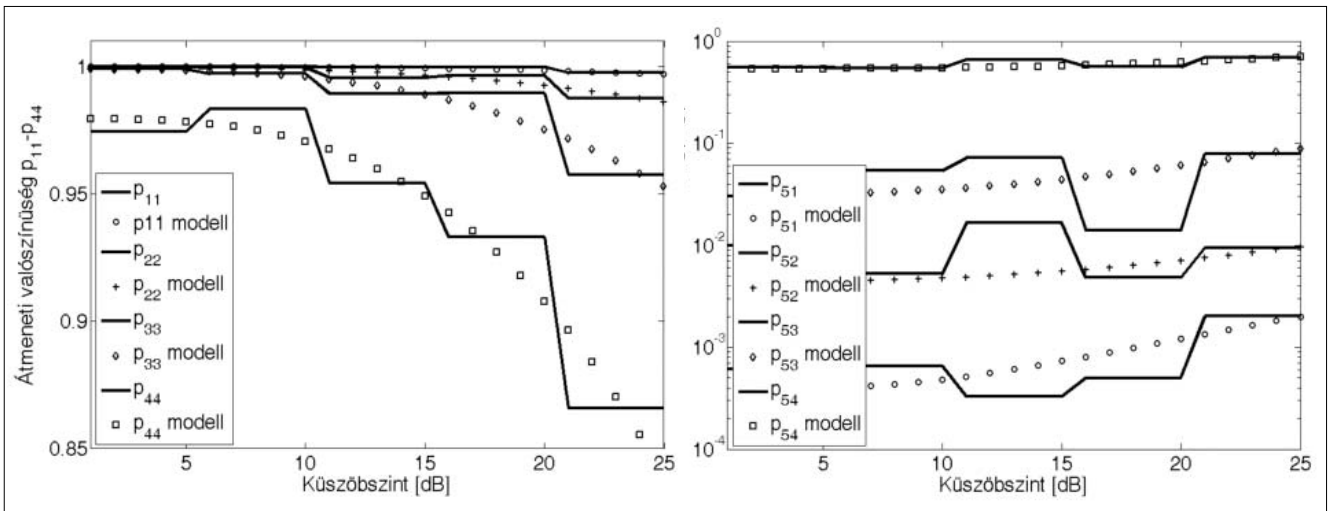
Átmeneti valószínűség	a_{ii}	b_{ii}
p_{11}	-1.849e-007	1.0000000
p_{22}	-8.646e-007	0.9995000
p_{33}	-2.949e-006	0.9990000
p_{44}	-8.963e-006	0.9795000
	a_{Ni}	b_{Ni}
p_{51}	1.037e-007	0.0003791
p_{52}	3.340e-007	0.0044070
p_{53}	3.652e-006	0.0317600
p_{54}	1.093e-005	0.5377000

2. táblázat
Paraméterek a (6-7) egyenletekhez

A fenti adatok felhasználásával lehetőség van tetszőleges küszöbszinthez kiszámítani az állapot-átmeneti mátrix elemeit, amiből a fading időtartam komplementis eloszlásfüggvénye is megkapható.

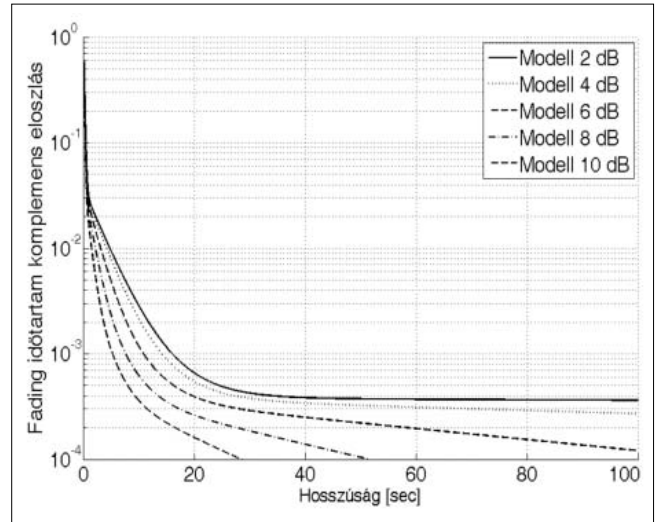
Az 5. és 6. ábrákon látható a modellparaméterek küszöbszint függése valamint a (7, 8) közelítő egyenletek által számított értékek.

5-6. ábra A p_{ij} és p_{5i} átmeneti valószínűségek küszöbszint-függése



A leírt módszer segítségével kiszámítottuk a fading időtartam-modellezésére használt 5 állapotú Fritchman-Markov-lánc átmeneti valószínűségeit különféle küszöbszintek esetére, melyből a komplementis eloszlásfüggvények megkaphatók.

A 7. ábrán 2-10 dB közötti küszöbszintek esetére ábrázoltuk az eredményeket.



7. ábra
Fading időtartam komplementis eloszlásfüggvényének modellezett értékei 2-10 dB küszöbszinteken

A modellből számított komplementis fading időtartam eloszlásfüggvények természetesen alkalmazhatóak egy kiválasztott fizikai csatorna adott időtartamra történő fading időtartam statisztikáinak kiszámításához. A szokásos megjelenítési mód a fading események számának ábrázolása a fading-időtartam függvényében. Ennek kiszámításához a modellezett fading-időtartam eloszlásfüggvényt meg kell szorozni az adott csatornára jellemző összes fading esemény számával a vizsgált időtartamon belül. Ez az adat mérések, statisztikák alapján áll rendelkezésre, a már említett ITU-R modell [2] szintén alkalmazza.

7. Összefoglalás

Cikkünkben bemutattuk, hogy egy műhold-Föld közötti mozgó rádiócsatorna esetében a többutas terjedés következtében fellépő fading jelenséget modellezni lehet particionált Fritchman-Markov-lánccal, ahol az állapotátmeneti mátrix paraméterezését az eredeti csatorna mérési adataiból elvégezhetjük. A Markov-modell alkalmas a fading-időtartam komplemens eloszlásfüggvényének kiszámítására, ami fontos statisztikai adat a rádiócsatorna műszaki tervezői számára.

Megmutattuk, hogy a fading időtartam számításánál alkalmazott küszöbszint és a Markov-lánc átmeneti valószínűségei milyen összefüggésben vannak, ezáltal lehetségessé vált a komplemens eloszlásfüggvény tetszőleges küszöbszintre való kiszámítása. Ez az eredmény lehetővé teszi, hogy a modellt hosszú idejű csilapítási idősorok generálására is alkalmazzuk a későbbiekben.

Köszönetnyilvánítás

A cikk az IST FP6 SatNEx NoE európai uniós projekt és a Mobil Innovációs Központ támogatásával készült.

Irodalom

- [1] E. Lutz, D. Cygan, M. Dippold, F. Dolainsky, W. Papke: „The Land Mobile Satellite Communication Channel-Recording, Statistics, and Channel Model”, IEEE VT-40, pp.375–386., May 1991.
- [2] ITU-R Rec. P.1623, „Prediction method of fade dynamics on Earth-space paths”, 2003.
- [3] B. D. Fritchman, „A binary channel characterization using partitioned Markov chains,” IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 13, pp.221–227., April 1967.
- [4] J.-Y. Chouinard, M. LeCours, G. Y. Delisle, „Estimation of Gilbert’s and Fritchman’s models parameters using the gradient method for digital mobile radio channels,” IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 37, pp.158–166, 1988.
- [5] László Csurgai-Horváth, János Bitó: „Fade duration modeling of satellite links applying Markov chain”, 3rd Advanced Sat. Mobile Sys. Conf., Herrsching am Ammersee, Munich, May 2006.
- [6] Cecilo Pimentel, Ian F. Blake, „Modeling burst channels using partitioned Fritchman’s Markov models”, IEEE Trans. Veh. Tech., Vol. 47, Nr.3, August 1998.

Hírek

Iron Mountain: vasmarokban az iratvédelem

„20 százalékos forgalombővüléssel nettó árbevétele 1,4 milliárd forintra növelését tervezi 2007-ben az irat- és adatkezelésben piacvezető Iron Mountain Kft.” – jelentette be Gilvesy Róbert, az Iron Mountain közép-európai és egyben magyarországi vállalatának ügyvezető igazgatója. A 2 milliárd USD-t meghaladó árbevételeű Iron Mountain Inc., amely világszerte teljes körű szolgáltatást nyújt 90 000 vállalati ügyfelének üzleti dokumentumok, iratok, film- és hanganyag archívumok, elektronikus adathordozók bértárolásában és kezelésében, most tovább terjeszkedik Közép-Európában és a magyar piacon, melynek demonstrálásaként saját nevére keresztelte és integrálta a hazai piacon eddig Docu Guard néven működő tagvállalatát.

Mivel szolgáltatásaik iránt a régióban folyamatosan növekszik az igény, ezért az Iron Mountain Kft. idén 25 százalékkal, 2400 m²-rel növeli dokumentumraktárainak területét, 25 százalékkal foglalkoztatottjainak létszámát és 250 ezerrel az iratok tárolására szolgáló szabványdobozok mennyiségét. Saját termékfejlesztési eredményeként a vállalat idén vezeti be a magyar piacon digitális archívum szolgáltatásait, melyhez kapcsolódóan nagy volumenű szkennelési projektet is indít.

Minor = AQUIS: két éven belül a tőzsdén?

Az idén 18 éves MINOR Rendszerház Zrt. márciustól AQUIS Informatika Zrt. néven, új stratégiával működik tovább. Az őszi vezérigazgató-váltás – amely a tulajdonosi és menedzseri funkciók szétválását is jelentette – volt az átalakulás előszele; az újabb változások pedig már piaci pozícióváltást is jeleznek. „Olyan jelentős informatikai megoldásszállító és szolgáltató céggé szeretnénk fejleszteni az AQUIS-t, amely stabil magyarországi piaci pozíciót elérve, erős exporttevékenységgel, árbevételének több mint felét a szolgáltatásokból nyerve, már két éven belül tőzsdeképes lehet...” – mondta Dobozi Péter vezérigazgató a megújult cég első sajtótájékoztatóján.

Az új vezető szavai alapján az új stratégia – az „odafigyelünk, megértjük, kitaláljuk, megcsináljuk” mottójának égisze alatt –, négy fő pontban határozható meg: rendszerintegráció, informatikai szolgáltatások a biztonságosabb és költséghatékonyabb működés megvalósítására, üzleti megoldások és exporttevékenység. Saját fejlesztésű professzionális ügyfélkezelő rendszereinek és a könnyen integrálható dokumentumkezelő és ügyviteli megoldásaiknak köszönhetően az AQUIS szeretné kiterjeszteni jelenlétét a kormányzati, önkormányzati területeken is, ezen felül pedig tudatos piacépítésbe kezdenek a régió és a balkáni országok, Oroszország, Ukrajna, valamint a Közel-Kelet felé.

Sztochasztikus csillapítás modellezése N-állapotú Markov-modellel műholdas földi mozgó rádiócsatornán

HÉDER BALÁZS, BITÓ JÁNOS

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, Szélessávú Hírközlő Rendszerek Tanszék
balazs@docs.mht.bme.hu

Lektorált

Kulcsszavak: többutas terjedés, csillapítás mérés, N-állapotú Markov-lánc modell, idősor generálás, első rendű statisztika, fading

A műholdas földi mozgó csatornán a hullámterjedést jelentősen befolyásolja az árnyékolás és a környezettől nagymértékben függő, több utas terjedésből származó fading. Az összeköttetések pontos méretezésének érdekében fontos ismerni a várható csillapítás éves statisztikáját. A bemutatott N-állapotú Markov modell segítségével az ilyen jellegű összeköttetéseken fellépő csillapítás első és másodrendű statisztikája megbecsülhető.

1. Bevezetés

Korábbi vizsgálataink során egy mikrohullámú összeköttetéseken fellépő csillapítás idősor generálására alkalmas N-állapotú Markov-lánc modell kidolgozásával foglalkoztunk [1]. A modell paraméterei tetszőleges rendelkezésre álló mért vételi jelszint adatokból meghatározhatók. A generált idősorok első és másodrendű statisztikai statisztikái jól közelítik a kiindulási adatsor megfelelő statisztikáit.

Módszerünk alkalmas a műholdas földi mozgó rádiócsatornán fellépő többutas terjedésből és árnyékolásból származó sztochasztikus csillapítás modellezésére is. Ennek bemutatására jelen cikkben a modell paramétereit műholdas földi mozgó rádiócsatornán mért adatsorokból határozzuk meg.

A műholdas földi mozgó rádiócsatorna karakterisztikájának vizsgálatára a DLR (Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt, Német Légi- és Űrközlekedési Központ) 1984 és 1987 között egy nagy kiterjedésű, különböző környezeteket magába foglaló mérési kampányt hajtott végre [2]. Munkánk során egy városi és egy autópálya környezetben végrehajtott mérések vételi jelszint eredményeit használtuk fel. Az összeköttetések paramétereit az 1. táblázatban foglaltuk össze.

Mindkét összeköttetés 1.54 GHz frekvencián üzemel, de a mérések körülményei különbözőek voltak. Az autópályán az összeköttetés egyik végpontjaként a mérést végző gépkocsi sebessége 60 km/h volt és a mérés 81.2 percig tartott.

A városi környezetben a gépkocsi 10 km/h sebességgel közlekedett a mérés 27.8 perces időtartama alatt. Az összeköttetések másik végpontja a 24° elevációs szög alatt látszó MARECS műhold volt.

1. Táblázat
A DLR által elvégzett mérések
paraméterei

2. Az N-állapotú Markov-lánc modell

Az N-állapotú Markov-lánc modellben minden állapot egy-egy csillapításszintet reprezentál 0.05 dB felbontással [1,3]. Az állapotok száma ennek megfelelően függ a generálandó adatsorban előforduló maximális csillapítás-tól. A modell sematikus vázlata az 1. ábrán látható.

Az állapotok számát N , az i . állapot valószínűségét z_i , míg az adott állapot által reprezentált csillapítást A_i jelöli. A z_i állapot valószínűségek a \bar{z} állapot valószínűség-vektorba (1), a p_{ij} állapotátmeneti valószínűségek pedig az állapotátmeneti valószínűség \bar{P} mátrixba rendezhetők (2).

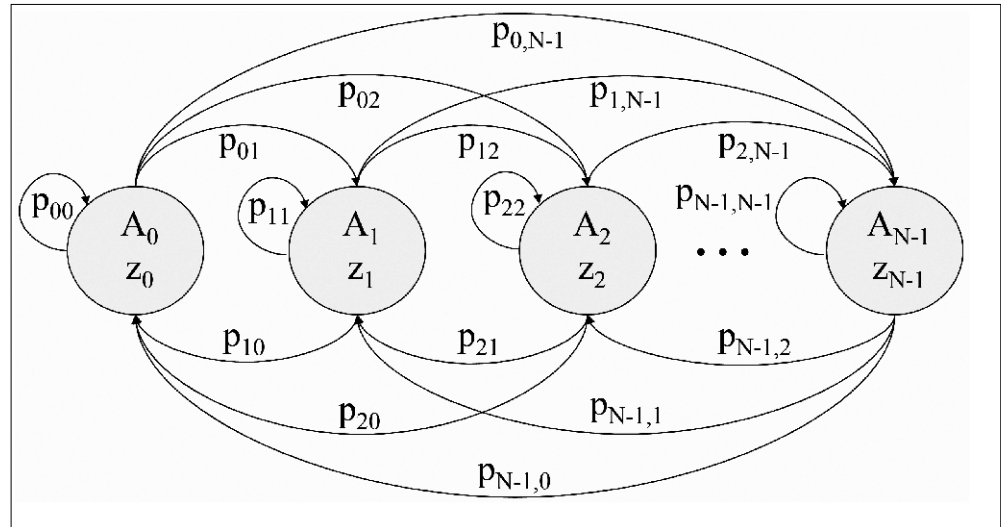
$$\bar{z} = [z_0, z_1, z_2, \dots, z_{N-1}] \quad (1)$$

$$\bar{P} = \begin{pmatrix} p_{11} & p_{12} & \dots & p_{1,N-1} \\ p_{21} & p_{22} & \dots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ p_{N-1,1} & \dots & p_{N-1,N-2} & p_{N-1,N-1} \end{pmatrix} \quad (2)$$

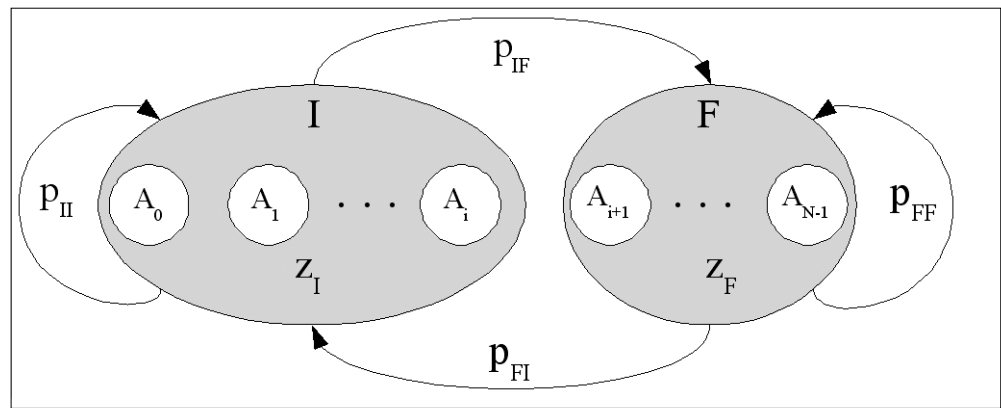
A szimulációs időegység (STU, Simulation Time Unit), ami megadja a két egymás után következő generált csillapításérték között eltelt időt az 1. táblázatnak megfelelően: 3,3 ms. A generált csillapítás idősor komplement eloszlásfüggvénye (CCDF, Complement Cumulative Dist-

Műhold neve	MARECS (d=39150 km)	
Elevációs szög	24°	
Frekvencia	1.54 GHz	
Mintavételi frekvencia	300.5 Hz	
Összeköttetés sorszáma	13	14
Környezet	Városi	Autópálya
Mérési időintervallum	27.8 min	81.2 min
A földi jármű sebessége	10 km/h	60 km/h

1. ábra
Az alkalmazott Markov-lánc
modell tematikus ábrázolása
[1]



2. ábra
Az N-állapotú Markov-modell
felosztása
fading és inter-fading
állapotokra
[4]



tribution Function, $P(A \geq A_i)$) közvetlenül meghatározható a modell paramétereiből (3) segítségével, ahol \bar{P}^T jelöli az állapotátmeneti mátrix transzponáltját.

$$P(A \geq A_i) = \sum_{j=1}^{N-1} z_j, \quad \bar{z} = \bar{P}^T \cdot \bar{z} \quad (3)$$

A generált csillapítás idősor fading időtartam-statisztikájának meghatározásához a modell állapotainak fading, illetve inter-fading csoportosítására van szükség. A fading állapot egy A_i csillapítás küszöb feletti szinteket reprezentáló állapotokat foglalja magában. Az így származtatott két állapotú Markov-modell látható a 2. ábrán. A származtatott kétállapotú Markov-modell z_F és z_I fading és inter-fading állapot valószínűsége, valamint a p_{IF} , p_{FI} , p_{FF} és p_{II} állapotátmeneti valószínűségei az (4-6) kifejezések segítségével határozhatóak meg [4].

$$z_I = \sum_{k=0}^i z_k, \quad z_F = \sum_{k=i+1}^{N-1} z_k \quad (4)$$

$$p_{IF} = \sum_{k=0}^i \sum_{m=i+1}^{N-1} \frac{z_k}{z_I} \cdot p_{km}, \quad p_{FI} = \sum_{k=i+1}^{N-1} \sum_{m=0}^i \frac{z_k}{z_F} \cdot p_{km} \quad (5)$$

$$p_{II} = 1 - p_{IF}, \quad p_{FF} = 1 - p_{FI} \quad (6)$$

A különböző csillapításszintekre és időtartamokra értelmezett fading időtartam valószínűségeket (7) segítségével számolhatók, ahol $P_{fd}(A_i, t)$ megadja az A_i csillapításszinten értelmezett pontosan t másodpercig tartó fading valószínűségét.

$$P_{fd}(A_i, t) = p_{FF}^t \cdot p_{FI} \quad (7)$$

Megfelelő mennyiségű időtartamra kiszámolva $P_{fd}(A_i, t)$ -t, a fading időtartam A_i csillapításszinten értelmezett komplementis eloszlásfüggvénye meghatározható.

3. A modell-paraméterek meghatározása

A modellt leíró állapot átmeneti valószínűségek a rendelkezésre álló mért csillapítás adatsorok fade slope statisztikájából határozhatóak meg. A fade slope mikrohullámú összeköttetések tervezésénél gyakran figyelembe vett másodrendű statisztika, egy bizonyos csillapításszinten értelmezve a fading meredekségéről (dB/s) ad információt (8-9) [1]. A fade slope mértékegysége dB/STU, t_n jelöli az n.-ik időpontot, míg $A(t_n)$ az n.-ik időpontban mért csillapítás értéket.

$$\zeta_{[dB/STU]} = \frac{A(t_{n+1}) - A(t_{n-1})}{2} \quad \left| \begin{array}{l} A(t_n) = A_i \end{array} \right. \quad (8)$$

$$t_n = n \cdot STU, \quad n \in N \quad (9)$$

A fade slope műholdas földi mozgó rádiócsatornán különböző csillapításszintekre kiszámított feltételes sűrűségfüggvényei láthatóak a (következő oldali) 3. ábrán városi és autópálya környezetek (1. táblázat) esetére. A városi környezetben mért csillapítás adatsort a jellem-

zó többutas terjedés miatt bekövetkező jelentékeny Rayleigh-, valamint Rice-szórás következtében 1 másodperc hosszú mozgó ablak kellett átlagolni. A mérési adatsorban a feldolgozást követően negatív csillapítás szintek is előfordulnak, mert a 0 dB csillapítás szintnek az adatsor medián értékét választottuk. Emiatt a fade slope sűrűségfüggvénye negatív csillapítás szintre is kiszámítható.

Az autópálya környezetben mért adatsor feldolgozásakor elegendőnek bizonyult egy 165 ms hosszú mozgó ablakos átlagolás alkalmazása. Ez azzal magyarázható, hogy az autópálya környezetben mért adatsor jóval simább, mint a városi környezetben mért, hiszen az autópályák mellett ritkábbak a többutas terjedésért és az árnyékolásért felelős magas épületek, valamint más négykiterjedésű terepakadályok. Amint az a 3. ábrán is látható, a fade slope magasabb értékeket is elvesz, mint a városi környezet esetében.

A fade slope A_i csillapításszintre, mint feltételre vonatkoztatott feltételes valószínűségi sűrűségfüggvénye (Conditional Probability Density Function, $P(\xi|A_i)$) jól közelíthető Gaussi-eloszlásokkal [1,4,5]. A Gaussi fade slope modellel a fade slope sűrűségfüggvénye (10) szerint számítható.

$$P(\xi|A_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_\xi(A_i)} \cdot e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\xi}{\sigma_\xi(A_i)} \right)^2}, \quad (10)$$

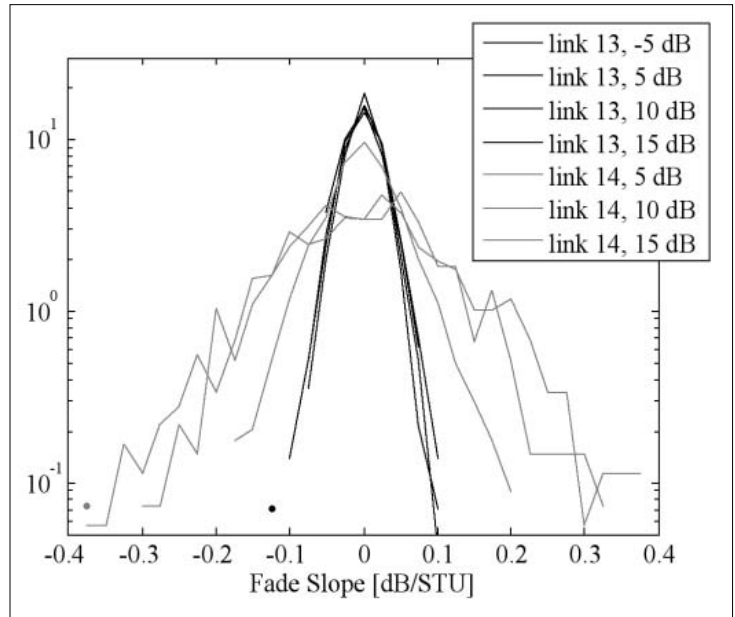
ahol A_i az i -ik a csillapítás szint dB-ben, ξ a fade slope dB/STU-ban.

A fade slope tulajdonságainak megfelelően a sűrűségfüggvény várható érték paramétere zérus. A csillapításszint függő $\sigma_\xi(A_i)$ szórás egyszerű függvényekkel közelíthető mind a városi, mind az autópálya környezet esetében (11) [5].

Az $a, b, c, d, e, f, g, h, i, j$ paraméterek értékeit a 2. táblázatban láthatjuk.

$$\sigma_\xi(A) \Big|_{\text{város}} = a \cdot A + b, \quad \sigma_\xi(A) \Big|_{\text{autópálya}} = \begin{cases} c \cdot A + d, & A^{[dB]} \leq -2,35 \\ e \cdot A + f, & -2,35 < A^{[dB]} < 0 \\ g \cdot A + h, & 0 \leq A^{[dB]} < 5 \\ i \cdot e^{(j \cdot A)}, & 5 \leq A^{[dB]} \end{cases} \quad (11)$$

A fade slope csillapítás szint függő $P(\xi|A_i)$ sűrűségfüggvényeit (10) minden állapothoz tartozó A_i csillapításszintre meg kell határozni. Az állapot-átmeneti valószínűségeket ez után kiszámolhatjuk azt figyelembevéve, hogy p_{ij} megfeleltethető a $P(\xi = (A_j - A_i) / 2 | A_i)$ valószínűség értéknek [5].

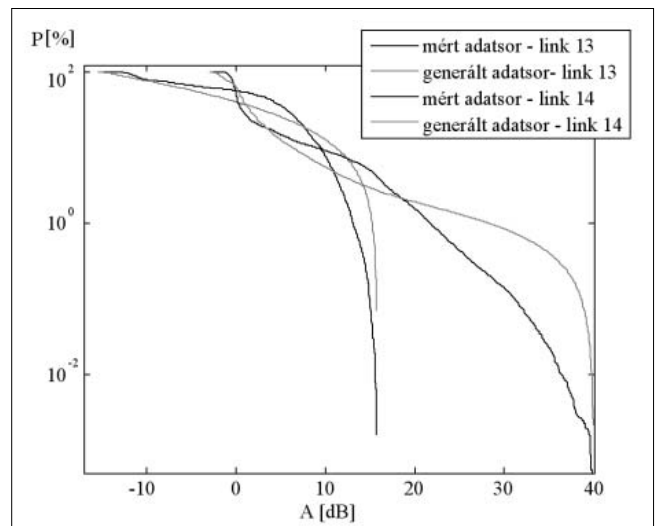


3. ábra
A fade slope műholdas földi mozgó rádiócsatornán, különböző csillapításszintekre kiszámított, feltételes sűrűségfüggvénye városi (link 13) és autópálya (link 14) környezetek esetén

4. Eredmények

Az N-állapotú Markov-modellel generált idősorok és a mért csillapítás adatsorok komplementis eloszlásfüggvényei a 4. ábrán láthatóak.

4. ábra
A generált idősor, valamint és a mért csillapítás adatsor komplementis eloszlásfüggvénye városi (link 13) és autópálya (link 14) környezet esetén



2. Táblázat A Gaussi fade slope modell paraméterei

Környezet	Város (13-as link)		Autópálya (14-es link)							
	a	b	c	d	e	f	g	h	i	j
Érték	0.0003285	0.0234	0.06417	0.1973	0.001535	0.02005	0.006176	0.01151	0.02785	0.1008

Az ábrán P a valószínűséget, A a csillapítást jelöli. Megfigyelhető, hogy a generált idősor eloszlásfüggvénye mindkét összeköttetés esetében jól közelíti a mért adatsor eloszlásfüggvényét. A görbék közötti eltérés fő oka a fade slope statisztikájának közelítő számítása.

A mért adatsor, illetve a generált idősor esetében számított fading időtartam eloszlásfüggvényei az 5. ábrán látható különböző csillapítás szintekre kiszámolva. Az ábrán t az időt jelöli, míg P a valószínűséget. A műholdas földi mozgó rádiócsatornán a csatorna mobil jellege miatt a gyors fading dominál, ez figyelhető meg az ábrán is, a fellépő csillapítás fadingek általában 70 másodpercnél rövidebb időtartamúak. Mind a városi, mind az autópálya környezet esetében elmondható, hogy a fading időtartam közelítése rövid időtartamoknál nagyon jó, de 5 másodpercnél hosszabb időtartamoknál a közelítés romlik. Ez elsősorban azzal magyarázható, hogy a mért adatsorokban a hosszabb fadingek előfordulása ritka, így statisztikájuk pontosabb leírásához nagyobb mennyiségű mérési adatra lenne szükség.

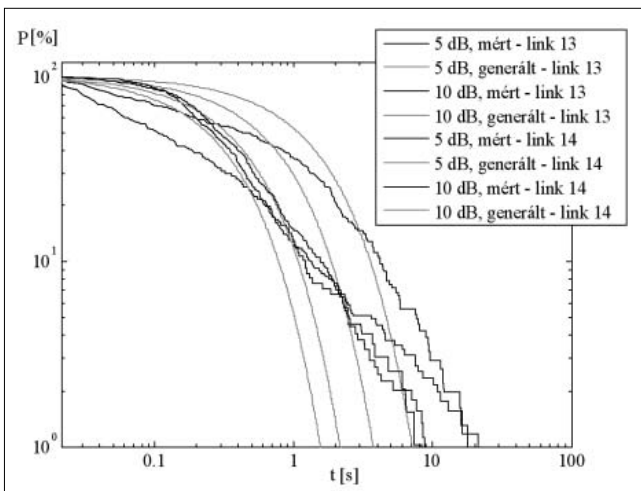
5. Összefoglalás

A bemutatott N-állapotú Markov-modell elsősorban a műholdas földi mozgó rádiócsatornán fellépő csillapítás idősorok generálására alkalmazható. A modell segítségével generált idősor képes a valóságos fading folyamat statisztikailag nagyon pontosan visszaadni. Az összeköttetések tervezésénél a fading tartalék megfelelő beállításához rendkívül fontos a várható csillapítás eloszlásfüggvényének ismerete. A generált csillapítás idősor első és másodrendű statisztikájával a műholdas földi mozgó rádiócsatorna első és másodrendű statisztikája jól közelíthető.

A modell paramétereit közvetlenül a mérési adatsorok fade slope statisztikájából határoztuk meg. A fade slope feltételes sűrűségfüggvényét Gaussi-eloszlás függvényel közelítettük.

5. ábra

Különböző csillapítás szintekre kiszámított fading-időtartam diagramok városi (link 13) és autópálya (link 14) környezet esetén



Összehasonlítottuk a generált idősorok és a mért adatsorok komplementis eloszlásfüggvényét és fading időtartam statisztikáját. Elmondható, hogy a generált idősorok első és másodrendű csillapítás statisztikája megfelelően jól közelíti a mért adatsorok megfelelő statisztikáit.

Köszönetnyilvánítás

A cikk az IST FP6 SatNEx NoE európai uniós projekt és a Mobil Innovációs Központ támogatásával készült.

Irodalom

- [1] Balázs Héder, Péter Horváth, János Bitó, „Attenuation Time Series Generation at 38 GHz with Time and State Discrete Markov Model”, IST Mobile Summit 2006, Myconos, Greece, CD Proceeding, June 2006.
- [2] E. Lutz, D. Cygan, M. Dippold, F. Dolansky, W. Papke, „The Land Mobile Satellite Communication Channel – Recording, Statistics and Channel Model”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 40, Nr.2, pp.375–386., May 1991.
- [3] L. Castanet, T. Deloues, J. Lemorton, „Channel Modeling Based on N-State Markov Chain for Satcom Systems Simulation”, Proc. 20th ICAP Conference, Exeter, UK, pp.119–122., April 2003.
- [4] Balázs Héder, János Bitó, „Second Order Statistics of Rain Attenuation Time Series Generated With N-State Markov Chain Model”, EuCAP 2006 Conference, Nice, France, CD Proceeding, November 2006.
- [5] Balázs Héder, László Csurgai, János Bitó, „Markov Modeling of First and Second Order Statistics of Land Mobile Satellite Fading”, Broadband Europe Conference, Geneva, Switzerland, CD Proceeding, December 2006.

A sztochasztikus hallás és érzékelés: az akusztikai információ megragadásának szemlélete a hallás modellezésének figyelembevételével

WERSÉNYI GYÖRGY

Széchenyi István Egyetem, Győr
wersenyi@sze.hu

Lektorált

Kulcsszavak: akusztikai információ, hallórendszer, hallásmodellezés, beszédjelek

Az információ megragadása, rögzítése, továbbítása és végső feldolgozása a híradástechnika alapvető feladata. Az akusztikai információ kezelése nehéz feladat, hiszen azt a hanghullámok hordozzák, és rengeteg aspektusa van. Értelmezzük a hangforrás helyét, az átviteli út tulajdonságait, a forrás és a nyelő kapcsolatát. Beszédátvitel esetén pedig még természetes hibajavítással is találkozunk. Nehéznek tűnik az akusztikai információt számszerűsíteni és a megszokott információfeldolgozási és hírközléseméleti fogalmakkal kezelni. Az akusztikai információ tehát speciális szerepet tölt be az „információk között”, tekintettel a döntésképes vevőre, mely adott esetben más és más információt talál fontosnak. A cikk röviden taglalja a felmerülő problémákat, az akusztikai információ bizonyos részeinek objektív megragadhatóságát, leírását és tulajdonságait. Bevezeti a „sztochasztikus hallás” fogalmát és szerepét, végül pedig rámutat a manapság használatos hallásmodellelkel való kapcsolatára, miként kerül az információ a fül és a hallórendszer egyes lépcsőin feldolgozásra.

1. Bevezetés

Az információ létrehozása, rögzítése, átvitele és feldolgozása az akusztikában is a legfontosabb feladat. Hallórendszerünk fogadja és értékeli ki a hanghullámok által hordozott információt. Az információ mennyiség a hangforrás révén kerül bele a hanghullamba és mely az átvitel során módosulhat. A nyelő feladata a lehető legjobb kiértékelést elvégezni, akár zajos, hibákkal teli környezetben is. Az ismerős modell ellenére az akusztikai információ megragadása, számszerűsítése nem egyszerű feladat. A hírközléseméleti fogalmaink csak részben segítenek az akusztikai információ megragadása esetén. Hasznos lehet ezért áttekinteni az akusztikai információ megragadásának lehetőségeit, és azonosítani azokat a részeket, melyekhez objektív leírást (is) adhatunk.

Ebben a cikkben először az akusztikai információ szerepét mutatjuk meg, miben más ennek kezelése egyéb információk kezelésétől. Ennek lényege, hogy rámutatunk a nyelő kiemelt szerepére, a döntésképeségét hangsúlyozva. Felhívjuk a figyelmet, hogy az akusztikai információ modellezése többféleképpen is történhet, különös tekintettel a beszédjelek feldolgozására, mely kitüntetett szerepű az emberi kommunikációban. A hibajavítás szerepét így kiemelten kezeljük.

A következő részben a forrás helyének meghatározhatóságát, mint a legalapvetőbb akusztikai információ feldolgozását vizsgáljuk. A hangforrások helyének megtalálása az akusztikai kutatások legalapvetőbb és legfontosabb része, mely szoros kapcsolatban áll az objektíven mérhető fizikai mennyiségekkel is. Látni fogjuk, hogy ennek ellenére az agy, mint feldolgozó állomás szerepe fontosabb és kiterjedtebb, mint azt korábban gondoltuk. Ez a kérdés a legfontosabb akkor, amikor gyakorlati alkalmazásokra kerül sor és például vir-

tuális hangtér-szimuláció vagy hangszórós hangtérleképezés minőségét és lehetőségeit vizsgáljuk. A lokalizáció során a külső fül és annak átviteli függvénye kiemelt jelentőségű. Tény, hogy alapjában határozza meg az irányinformációt, mintegy ellátva a beérkező hanghullámot az iránytól függő szűrőhatással. Így logikusnak látszik, hogy a minél pontosabb megragadás, mérés és rekonstrukció helyes utat mutat az optimális információreprodukáláshoz. A mérések és a kísérletek azonban arra utalnak, hogy az agy szerepe itt is jelentős, az említett szűrés csak mint egy előzetes „bemenő szűrő” szerepel a feldolgozási láncban. Hasonlóan ahhoz, ahogy az analóg-digitális átalakítást is egy egyszerű aluláteresztő szűrővel kezdjük, mely szükséges de messze nem elégséges eleme az egész folyamatnak. Még ma is gyakran olvashatjuk e függvények kiemelt szerepét, mérési pontosságának növelését és egyénre szabásának fontosságát, holott elég eredmény bizonyítja, hogy képes a hallásunk felülkerekedni az átvitt hangjel apró változásain.

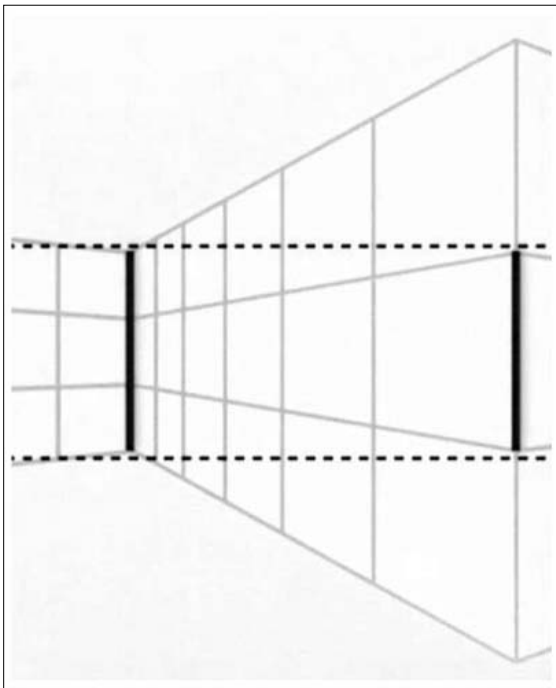
Gondoljunk csak arra, hogy ugyanaz a kimondott szó vagy mondat időtartománybeli képe soha nem egyforma, a sztochasztikus, kvázistacioner beszédjel realizációi mind különböznek a finomsztruktúrában és csak statisztikus jellemzőkkel kezeljük azt. Miért tenne a hallás másképpen? Ezért lépésenként mutatjuk be a lokalizációnál előforduló minőségi szinteket, megpróbálva felhívni a figyelmet arra, hogy az esetlegesen hiányzó és kieső információ a reprodukció során nem feltétlenül pótolható egyre pontosabb mérésekkel és a finomsztruktúra idő- vagy frekvencia-tartománybeli megragadásával. Ez kíván némi szemléletváltást a felfogásban.

A lokalizációs problémák, a fizikailag mérhető paraméterek és a szubjektív kiértékelés kapcsolatának bemutatása után egy manapság elfogadott és széles körben ismert hallásmodellt mutatunk be. A korábban felvá-

zolt információfeldolgozási lépések „anatómiai” megfeleltetése a modellezés feladata. A modell bemutatja, mely fontos feldolgozási lépcsők vannak jelen az akusztikai információ áramlása során, miközben a beérkezett hanghullám a fülektől a centrális, agyi feldolgozásig terjed. A modellezés fontos feladata a működés megismerésének, hiszen a modellek alapján épített számítógépes simulációk, kísérletek hivatottak eldönteni egy elmélet helyességét.

Az emberi érzékelés és információfeldolgozásban az agy igencsak furcsán viselkedik a hallás és a látás során. Néha nagyon gyors számítógépként, máskor viszont tehetlenséggel rendelkező és az időben kihagyásokkal dolgozó gépezetként. Nagyon jó példa erre az *időbeni elfedés*, mely hangtechnikában és képtechnikában is ismert. Előbbinél az idő és a frekvenciatartományban is megjelenik. Egy hangos hanghatás időben elfedi és észlelhetetlenné teszi az utána következő halkabb hangokat. Hasonlóan, az egymás után gyorsan felvillantott szimbólumok közül, az amelyik valami miatt kiemelkedik (például fényesebb, más színű, nagyobb stb.), fél másodpercre úgynevezett „funkcionális vakságot” okoz. Noha az ingerület továbbításra kerül, az agy nem képes azt feldolgozni, rövid idejű elfedést okozva az információfeldolgozásban.

A látásnál is rendkívül fontos az agy információszűrő képessége: a túl sok egyszerre érkező vizuális információból csak a lényegest tudja és akarja megfejteni, így nem terheli túl a feldolgozó rendszert. A népszerű optikai csalódást okozó képek is arra a jelenségre hívják fel a figyelmet, hogy az agy becsapható – pontosabban az agyi feldolgozás csap be minket – a beérkező, egyébként helyes optikai, illetve hallóinger ellenére (1. ábra).



1. ábra

Optikai csalódás.

Agyunk magasabbnak érzékeli a bal oldalon látható vonalat a jobb oldalánál, holott azok egyforma magasak.

Ez az a feldolgozási lépcső és folyamat, melyet a modellezésből semmiképp nem lehet kihagyni, és nem korlátozhatjuk az érzékelést pusztán fizikai, mérhető és leírható mennyiségek feldolgozására. A gépek éppen ezért nem tudják megoldani az internetes személyellenőrzést, vagy más néven Turing-tesztet (2. ábra).



2. ábra

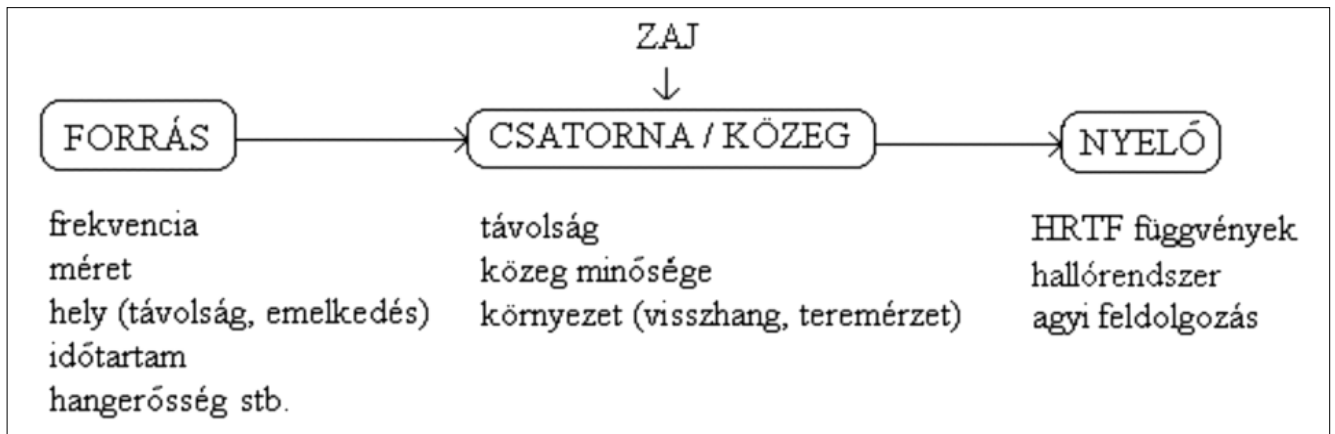
Személyellenőrző feladat számítógépes felismeréshez. Az ember könnyen felismeri a betűkombinációt ellentétben egy géppel, így kiszűrhető, hogy igazi ember vagy gépesített folyamat szeretne hozzáférni az alkalmazáshoz.

Az ember számára könnyen felismerhető és az agy számára feldolgozható betűfelismerés nem csupán optikai jellemzők alapján történik. Amennyiben tehát helyes információfeldolgozást szeretnénk, szükség lesz az agy sztochasztikus, statisztikai folyamatainak, átlagolási és információsúlyozási módszereinek felderítésére is. Ez azonban csak részben mérnöki feladat, erőteljesen összekapcsolódik pszichológiai folyamatokkal. A továbbiakban a hallás hasonló jelenségeivel foglalkozunk.

2. Az akusztikai információról

Meg kell különböztetnünk az információt az őt feldolgozó és értelmező rendszertől, mert az információ közlésének lehetősége függ a nyelőtől. A hanghullám, mint rendezett közeg-részecske halmaz (rendezett terjedési állapot), információt hordoz. A hangforrás éppúgy „rendezett állapotba” hozza a környezetét a részecskékre kényszerített rezgéssel, ahogy a részecskék is a dobhártyát. Az információ terjedése egyértelmű és egyirányú a nyelőben is: a külső fül felől terjed az agy felé. A hanghullámok nem csak láthatóan rendezett (szinuszos) alakúak lehetnek, hanem például beszéd és zene esetén, sztochasztikus jel formájában is hordozhatnak információt. Általánosságban elmondhatjuk, hogy a „valószínűbb” állapothoz, azaz, hogy a közeg részecskéi nem rendezett állapotban vannak, kevés információ és nagy entrópia tartozik. A magára hagyott rendszerek önmaguktól ebbe az irányba haladnak. Energiát kell közölni ahhoz, hogy a rendezettséget növeljük és információt tudjunk közölni.

Az információ tehát „bele van kódolva” a hanghullámokba. Ilyen formán a hang információt hordoz magáról a forrásról és az átviteli útról is, sőt bizonyos esetekben a nyelőről is (3. ábra). A továbbiakban feltételezzük, hogy a nyelő nem befolyásolja az átvitt információt (a saját fülünkkel hallunk), és az összes „dekódolási körülményt” a csatorna és a forrás határozza meg. Az



3. ábra Az információ terjedése a forrástól a nyelvőig

információt mennyiségét adott esetben függetlennek tekintjük attól, hogy a megjelenési formája az idő- vagy a frekvenciatartományban látható-e jobban.

Számunkra a nyelvő a hallórendszer, annak is az első nyomásérzékelő része, a dobhártya, ahová a $p(t)$ hangnyomás időfüggvény érkezik.

A kérdés, hogy milyen mértéket tudunk találni az információ mérésére, vagy legalábbis egy fontossági sorrend megállapítására. A szokásos információelméleti fogalom, az entrópia hasznunkra lehet, bár nehéznek tűnik számszerűsíteni az információt ebben az esetben. Egy fajta sorrend felállításában segíthet, mint az információ egyik leíró mennyisége. Ugyanakkor az akusztikai információ egyik sajátosságára is fény derül, mégpedig az intelligens (döntésképes) nyelvő miatt: az információ fontosságát a nyelvő dönti el (lásd később az E blokk szerepét a modellben). Ilyen módon pedig az entrópia és az információváltozás adott iránya esetén is tekinthetjük a „legtöbb információ” állapotát kevésbé fontosnak, mint a legalapvetőbbet. A nyelvő célirányosan működő, tehát feladatorientált multiinformációs rendszer.

Jó példa erre a beszédérthetőség és a lokalizáció összehasonlítása. Más szóval, az információ értelmének átvitele, illetve a forrás helyének meghatározhatósága. Tudjuk, hogy a forrás helyének ismerete a térben az egyik legalapvetőbb (tekinthetjük az egyik legfontosabbnak is) információ [1-4]. Ennek meghatározásához nem feltétlen szükséges „érteni” mit sugároz a forrás, fehérzajjal is elvégezhetjük a vizsgálatokat. Hasonlóan, egy tengerbe esett kiabáló ember esetén is a forrás megtalálása a legfontosabb, és nem az, hogy egész pontosan mit kiabál. Máskor viszont pusztán a beszédérthetőség a legfontosabb és a forrás helye lényegtelen, márpedig a beszédet anélkül is megérthetjük, hogy pontos lokalizációra képesek lennénk.

Ei kell tehát döntenünk a nyelvőben, hogy az adott szituációban mi a legfontosabb információ: egy virtuális valóság szimulátorban, ahol a vadászpilóta gyakorol, az ellenséges gép helyének érzékelése épp olyan fontos, mint a vele kapcsolatban álló rádiós utasításai. E kétféle információ tehát külön (is) kezelhető, de mindenképpen hatással vannak egymásra: a lokalizáció képessége és pontossága erősen függ attól, miféle jelet bocsá-

tunk ki, függ a frekvenciától, a hangerősségtől, sebességtől [1,5]. Hasonlóan, feltételezhetjük, hogy egy mondat értelmének kinyerése sem független a forrás helyének ismeretétől. Ha a beszédfeldolgozás helyes lokalizációval jár együtt, az információ kinyerésének lehetősége bizonyosan nem fog csökkenni. Helyes lokalizáció esetén ugyanis a hangforrás feltehetőleg a hallás érzékeny tartományában van (vö. odafordulunk a beszélő felé), ahol jó a térbeli felbontás, nagy a jel-zaj viszony és a külső fül szűrő hatásai a legtöbb információ kinyerését teszik lehetővé, így optimális nyereségű rendszerrel vesszük az információt. Ne feledjük, hogy a fülkagyló alakja az evolúció során azért alakult ki ilyen formára, mert szemből érkező beszédhangok esetén ez biztosítja a legnagyobb erősítést a 3-4 kHz-es tartományban [6-10]. Kijelenthetjük tehát, hogy a hangforrás helyének megtalálása nagy valószínűséggel elősegíti az információ áramlását és helyes feldolgozását, így a bizonytalanság mértékének csökkenéséhez vezet.

A nyelvőbe jutó információ mennyiség egyik része a forrásra jellemző, a másik az átviteli útra, illetve a nyelvő helyzetére, helyére. Az akusztikában ez mindennapos jelenség, a hangforrásnak létezik rá jellemző paramétere a lehallgatási pozíciótól függetlenül (például a teljesítménye) és léteznek olyan mérhető akusztikai paraméterek is, melyek a nyelvő helyzetétől függenek (hangnyomás, amit a hangforrás adott távolságra produkál). A nyelvő helyzete ilyen értelemben számunkra a csatorna és a közeg tulajdonsága, hiszen a hangforrás távolsága a nyelvőtől nem más, mint az átviteli közeg hossza.

A 3. ábra szemlélteti, mely paraméterek tekinthetők a forrás sajátjának és melyek a csatornának. Utóbbiakat úgy tekintjük, mint a forrásinformációt zavaró egyéb kiegészítő információk zavaró halmazát. Ezek többségében (gondoljunk csak a termikus zajokra, zavarokra, reflexiókra) rossz hatással vannak az információra és rontják annak dekódolhatóságát.

Egyszerű digitális forrás és zajos, tévesztő csatorna esetén most azt mondanánk, hogy hibajavító kódolásra van szükség és a hibamentes átvitelhez redundanciát kell bevinnünk. Lehetőségünk lehet hibajelzésre, hibajavításra vagy éppen az információ megismétlésre hibás vétel esetén. Ezt az analógiát itt is követhetjük,

hiszen a beszédátvitel pontosan a fentiekben leírt redundáns, hibajavítással ellátott információközlő rendszer.

2.1. Az információk egymásra épülése

Tekintettel arra, hogy az információ fontossága is szerepet játszik, nem lehet egyértelműen egymásra építeni a feldolgozási lépcsőket. Annyit állíthatunk, hogy az információ mennyiségének növekedése együtt jár a rendezettség (mint absztrakt fogalom) növekedésével és egyben az entrópia csökkenéséhez vezet. Minél több információt tudunk kinyerni, annál kevesebb a bizonytalanságunk általános értelemben.

A vizsgálathoz meg kell különböztetnünk a beszéd és nem-beszéd jeleket. A beszéd, mint az emberi kommunikáció alapja, különleges szerepű. A fülünk, a hallásunk és az agyunk is elsődleges szerepet szán a beszéd megértésének. A beszéd egyik legfontosabb jellemzője a többi jellel szemben, hogy *hibajavítást* tartalmaz. Gondoljunk arra, hogy milyen mostoha körülmények között is képesek vagyunk az értelmezésre, akár hiányos szavakat, mondatokat is ki tudunk pótolni (keresztretjvény!). Ugyanez a tulajdonság egy szinuszos jelnél vagy zajoknál nem feltétlenül található meg. Egy lehetséges információs rendszer felépítést és szerkezetet láthatunk az alábbiakban.

Ez alapján azt tekintjük, amely minden jelforrásnál hasonlóan megtalálható. A legelső szint tehát a lokalizáció lesz ebben a modellben, mert a forrás helyének megtalálása, a térben elfoglalt helye jellemző bármilyen forrásra, tekinthetjük alapvető információnak [11-13]. A hallásunk az idő- és a frekvenciatartományban is korlátozott, valamint a térbeli felbontóképessége is véges (lokalizációs bizonytalanság). Éppen ezért elmondhatjuk, hogy végtelenül pontosan sosem fogjuk a forrás helyét és az összes tulajdonságot dekódolni tudni, így sosem állíthatjuk (elvi korlát) hogy „mindent tudunk”.

A kinyerhető információ maximális mértéke tehát korlátos, az entrópia sosem csökken nullára. Az entrópia ebben a modellben lefelé csökken és úgy tekintjük, hogy ha már a helyét is ismerjük a forrásnak (az értelmén túl), akkor szinte minden információval rendelkezünk, ez az optimális információáramlás útja. Ehhez a feldolgozáshoz a külső fülre van szükség, de a tényleges feldolgozás az agyban történik. Vegyük észre, hogy ez a modell bizonyos értelemben a feje tetején áll: a hallórendszer legkülső részét tekintjük a legalapvetőbb információ feldolgozásához szükségesnek, míg az értelem kinye-

rése a másik végén található. Ne feledjük, hogy a külső fül a szűrő hatásával csak „ellátja” a beérkező jelet az irányinformációval, annak tényleges kinyerése és feldolgozása az agyban történik.

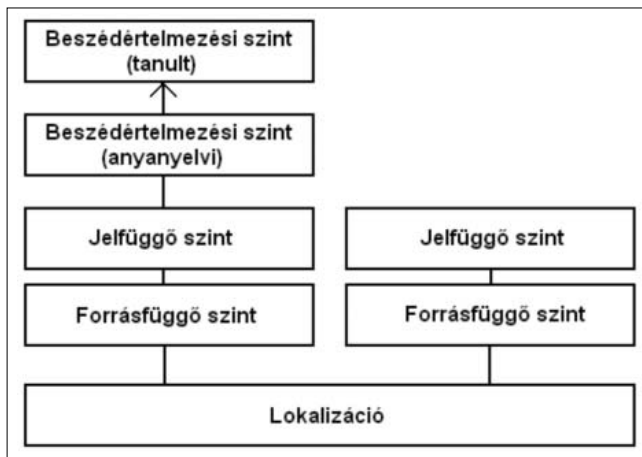
Itt egyik-másik paraméterhez rendelhetünk objektíven mérhető paramétert, mint az alaphang, formáns struktúra, hangerősség (amplitúdó), spektrum vagy a sebesség (1. táblázat). E paraméterek egy része a középfülben és a belső fülben kerülnek átalakításra az agy számára [14]. Ezek mérése, modellezése és leírása igencsak bonyolult feladat, a közép és belső fül mechanizmusaira gyakran csak a működés részleteit magyarázó részmodelleket tudunk felállítani [15-20].

A következő szint már forrásfüggő, és magát a forrást jellemzi. Ez nem-beszéd esetén például a hangszóró mérete, frekvenciatartománya, a forrás közvetlen környezete, anyaga. Érdekes, hogy a forrás méretére olyan paraméterekből (is) tudunk következtetni, mint a jelcsúcs és a burkoló. Beszéd esetén a beszélőre jellemző tulajdonságok tartoznak ide: neme, kora, a beszélőre jellemző formáns struktúrája.

A felette lévő szint már nem a forrástól, hanem a kisugárzott jeltől függ. E két réteg között nem lehet egyértelmű, éles határvonalat húzni. Ide tartozhat a kisugárzott hang frekvenciája, felharmonikus tartalma, alaphangja, esetleges torzítási jellemzői, fázisviszonyok, a jel egyéb paraméterei. Beszédnél ez teljesen hasonló, létezik a beszédnek típusa (normál, ének, torz stb.), hangsúlya és bizonyos érzelmi többlete. Akkor is képesek lehetünk az érzelmi töltet kinyerésére, ha magát a szöveget nem is értjük! Továbbá, ide vehetjük a szótagérthetőségi (logatom) vizsgálatokat, ahol már felismerjük, hogy a jel milyen (emberi beszéd), de az értelmetlen. Ennek a szintnek a legjellemzőbb tulajdonsága, hogy még nincs hibajavítás. Ilyet kísérletet gyakran az átviteli út, a berendezések vagy éppen az akusztikai környezet vizsgálatára végeznek (teremakusztika, teremjellemzők).

Innentől fogva alapjában különböznek a szintek az alatta lévőkétől, hiszen csak beszéddel lehet feljebb lépni. Ennek oka pedig a hibajavítóképeség megjelenése (4. ábra). A beszédfüggő szinten értelmezett objektív mennyiség a szövegérthetőség. Itt már értelmes szavak és szöveg hangzik el, mely kiértékelése anyanyelven a legoptimálisabb. Ezen a lépcsőn kerül kiértékelésre az elhangzott szó vagy mondat *értelme*. Ehhez már nem csak a fülekre, hanem az agy alapvető beszéd-képességére is szükség van, más szóval az emberi értelem határa húzódik itt.

	Hallásfolyamat	Forrásinformáció
1. táblázat Néhány akusztikában használatos fogalom, mérték szerepe az információ hordozásában	Frekvenciaanalízis	Spektrális tartalom
	Binaurális feldolgozás, összegzés	Akusztikus tér leképezése
	Autokorreláció a fülek jeleiben	Aktivitás, mozgás
	Rövid idejű korreláció	Időbeni változások, dinamika
	Binaurális keresztkorreláció	Lokalizáció
	Interaurális koherencia	Térbeli kiterjedés, méretek
	Fejmozgás hatása	Pontosabb, kiterjesztett lokalizáció, stabilitás



4. ábra

A feldolgozási lépcsők egymásra épülése.

Balra beszédjelek esetén, jobbra nem-beszéd jelek esetén.

A lokalizáció minden jelfajtára alapvető feladat.

A forrásfüggő és a jelfüggő szintek erősen összefüggnek, jellemzőjük a hibajavítás nélküliség.

Csak beszédjelek esetén van hibajavítás, elsősorban alapvető anyanyelvi nyelvkészség szükséges hozzá.

A különböző nyelvtudások, lexikális ismeretek stb.

már tanult folyamatok eredménye,

erősen függ a nyelvtől (intelligencia stb.)

Vegyünk egy példamondatot: Péter tegnap moziba ment. Ez egy értelmes mondat, mely magyar nyelven beszélők számára több információt is hordoz: ki, mikor, mit csinált. Megtudjuk belőle, hogy egy ember (Péter) valamikor (tegnap) valamit tett (moziba ment). Egyértelmű, hogy az információ közlése során a nyelv által hordozott természetes hibajavítás működik, így a vevőbe érkeve egy hibajavítási algoritmuson keresztül kerül feldolgozásra. Ez a nyelvi hibajavítás abból áll, hogy a mondatban szereplő szavaknak a „vevőkészülék értelmezési tartományában” rendelkezésre kell álljanak: ismerni kell azokat a szavakat és eleme kell legyen az adó és a vevő szótárának is. Ha ez nincs így, akkor az értelmezés meghiúsulhat.

Ha minket csak ez az információ (vagy ennek egy része) érdekelt, akkor a beszélő egyéb információja nem releváns, pedig a hanghullám tartalmazza a forrás jellemzőit is (férfi, nő mondta-e, hangosan, halkán, milyen érzelmi töltéssel stb.) és az átviteli útról is kapunk információt (telefonon, hangosbeszélőn, messziről, közelről, víz alatt, milyen helységben stb.). Különösen igaz ez kohéziós szövegre. A mondatok bővítésével az információ tartalom nem csökken, mert ha információhoz jutunk, a bizonytalanságuk nem nő (kivéve, ha egymásnak ellentmondóak). Egy mondat információját hangsúllyal és bizonyos nyelvekben szórendcserével is kiemelhetjük: tegnap ment Péter moziba, vagy moziba Péter tegnap ment stb.

A további szintek már az emberi értelem és intelligencia, a tudatos tanulás és hibajavítás nehezen megragadható részére vezetnek. Természetesen, ugyanaz az információ többféleképpen is kódolható, így ezek már dekóderfüggő szintek. A Péter moziba ment, a Peter went to the cinema és a Peter ging ins Kino uya-

nazt az információt hordozzák, de ennek kinyerése a nyelő nyelvtudásától függ. A különböző nyelvjárások is ide tartozhatnak. Ugyanakkor a nyelvek egy bizonyos része biológiai fejlődést is igényel, a nyelvek egy jó részét az európai ember, ha nem is érti, meg tudja ismétetni hallás után, viszont a kínait nem. Nem véletlenül okoz nehézséget a nyelvfüggetlen gépi beszédfelismerés megvalósítása. A nyelv kutatásban is igyekeznek szétbontani a szöveg-beszélő-nyelv hármast. Így születnek meg az olyan objektív mennyiségek, mint a perplexity, a Minimum Discrimination Information (MDI), a Maximal Mutual Information (MMI), a Word Error Rate (WER), vagy Phone Error Rate (PER) és az olyan feldolgozási szintek, mint az akusztikai, lexikai, vagy a nyelvi (Acoustic level, Lexican level, Language level). Utóbbihoz hasonlatos a fent vázolt modell is.

A tudatos hibajavítás jól példázza a hibajavító kódolás megjelenését zajos csatornában. Gondoljunk csak a különböző ismétlési módokra, például mikor betűzzük a szavakat a telefonban (P, mint Péter, E, mint Emil...). Vagy az egyszerű ismétlésre, amikor ugyanazt a mondatot egymás után elismételjük. A hibajavítás és az információ ismétlése redundánssá teszi a jelet. Az átviteli sebesség csökken: ugyanazt az információt több idő alatt tudjuk csak átvinni. Ez a feldolgozás az agyban (cortex) történik, ezért is nevezzük „felsőbb feldolgozásnak” [21-24]. Ez a szint az emberi egészséges értelem meglétét megköveteli. A feldolgozás szintje itt nem állandó, tanulással, tudatos neveléssel javítható vagy éppen gátolható.

Hangsúlyozni kell, hogy ez a modell egy lehetséges elképzelés, amely legfontosabbnak a beszédérthetőséget tekinti. Nem beszédjel esetén pedig a kibocsátott jel általános értelemben vett értelmét, tulajdonságait, minőségét. A további paraméterek, mint a forrás tulajdonságai, másodlagosak. A legkevésbé fontos pedig a hangforrás lokalizációja, így a feldolgozásban felülről lefelé haladva szerzünk egyre több (és egyre kevésbé fontos) információt, mely a bizonytalanságot és az entrópiát csökkenti, az ismereteket növeli. Érdekes, hogy a modell fordítva is elképzelhető, ha a lokalizációt és a hangforrás helyét tekintjük a legfontosabb információnak, ugyanakkor a forrás egyéb paramétereit vagy „mondandójának” értelmét kevésbé lényegesnek.

2.2. Becsapható-e az agy?

A továbbiakban a hangforrás helyének meghatározhatóságát vizsgáljuk, melyet lokalizációnak hívunk. Ehhez a külső fül átviteli függvényére van szükség, melyet az angol rövidítésből HRTF (Head-Related Transfer Function) függvényeknek hívunk. Közöséges komplex átviteli függvények, melyek egy adott térirányhoz tartoznak, és egy egész készletre van szükségünk belőle. Az irányinformáció e függvények által kerül bele a hanghullámba: eltérő térirányokból eltérő HRTF függvény végzi a szűrést.

Virtuális szimulációban, fejhallgatót használva, ezeket a függvényeket mérni, tárolni kell és lejátszáskor

szűrést kell velük végezni. Ennek lehetőségei korlátozottak, elsősorban attól függ, hogy szimuláció során a hallgató a saját, úgynevezett individuális HRTF függvényeit kapja-e, vagy más emberi, illetve műfejen rögzítetteket-e (nem individuális készlet). Azt a folyamatot, amikor a két fül számára fejhallgató lejátszást biztosítunk korábban rögzített HRTF függvények és az átviteli út kiegyenlítésének segítségével, binaurális technológiának nevezzük.

Kutatásaink egy része arra irányul, hogy a már említett külső fül átviteli függvényeket mérjük és kiértékeljük. Ez a szakasz röviden értékeli a külső fül szerepét az információ feldolgozásában. Vizsgálataink során műfejes, süketszobai mérésekkel igazoltuk, hogy a fülelhez közeli akusztikai környezet hatása mérhető, szignifikáns és jelentősen befolyásolja az átviteli függvényeket, melyeknek fontos szerepe van az irányinformáció érzékelésében [25-28].

A valóságban, a szabadtéri hallás során, amikor nem fejhallgatóval dolgozunk, az információ átvitele nem sérül. A hallórendszer – mely a külső fültől az agyi feldolgozásig tart – képes felülkerekedni akár 15 dB-es ingadozásokon is anélkül, hogy lényegében megváltoztatná a hangtér érzékelését és az akusztikai hullámban kódolt információ dekódolhatóságát. Ez az a pont, ahol a sztochasztikus szemléletmódot be kell vezetnünk, hiszen nyilvánvaló, hogy a hallórendszer az egyes realizációk finomsztruktúrájával itt nem foglalkozik. Összehasonlítva két kimondott „a” betű időtartománybeli képét, hasonlóságot láthatunk, de egyezést aligha. A hasonlóságok azok, melyeket a sztochasztikus leírásmóddal matematikailag is kezelhetünk. Sztochasztikus hallásnak nevezhetjük azt a felfogást, ahol a hallórendszert komplex információfeldolgozó állomásnak tekintjük, mely alapállapotában a jelek részleteit elhanyagolva végzi a feldolgozást és csak akkor kapcsol finomsztruktúra kiértékelésére, ha az elsődleges működése valamilyen oknál fogva sérül.

Ismert tény azonban a másik oldalról, hogy ha fejhallgatót használunk és mért átviteli függvényekkel dolgozunk, azok „minősége” erősen befolyásolja a kísérletek, elsősorban a lokalizációs problémák eredményét [3, 11, 29-32]. Úgy tűnik tehát, hogy ebben az esetben a kisebb változások a függvényekben zavarként kerülnek kiértékelésre és a mért eredmények rosszabbodásához vezetnek. Magyarán, ha normál környezetben teszem fel a napszemüvegem vagy vágatom le a hajam, nem fogok változást érzékelni, ha viszont ezt virtuális környezetben teszem meg (szimulálom ezek hatását az átviteli függvényekben), akkor ez érzékelhető romláshoz vezethet. Ennek magyarázata az lehet, hogy a hallórendszer képes (egyéb paraméterek figyelembevételével) érzékelni azt, hogy virtuális vagy valóságos térben létezik-e.

Feladatunk tehát azon paraméterek megtalálása, amelyeket az agy még felhasznál e folyamatok során, mert az nyilvánvaló, hogy nem csupán a külső fül szűrőhatása vesz részt a lokalizációban. Ilyen lehet például a fejmozgás által szerzett információ, a teremakusztikai

visszaverődések szerepe, illetve a legfontosabbnak tűnő: a fejhallgató szerepe [33].

A fejhallgató lejátszás hibái, a fejközép-lokalizáció, az elől-hátul döntések hibái, de akár a fejhallgató viselésének kényelmi szempontjai is befolyásolhatják az érzékelést. Amíg a kísérletben résztvevő alanyok több, mint a fele beszámol ilyen jellegű hibákról, nincs értelme a problémát a szimulált paraméterekben keresni [34-36]. Lehet, hogy a probléma szimulációs eszközben rejlik.

A fejlődés útja az egyre jobb virtuális szimulációhoz nem úgy vezet, hogy egyre jobb, pontosabb műfejeket építünk, modellezünk, és egyre pontosabb HRTF függvényeket nyerünk méréseinkkel, hanem további paraméterek meghatározására. Ezek a csak részben meghatározott, nem túl pontosan mért „rosszabb minőségű” függvényeket használva is képesek a szimuláció minőségét javítani. Az agyat nem olyan egyszerű becsapni!

2.3. Minőségi szintek

lokalizációs feladatok megoldásakor

Nézzük meg röviden, milyen minőségi szintek és lépések vannak a hallásfolyamat során, amikor lokalizációs kérdéseket vizsgálunk!

1. A legjobb eredményeket szabadtéri hallás során érjük el, fejhallgató nélkül, a megszokott saját HRTF függvényeink használatával. Individuális HRTF készlet, végtelen térbeli felbontás, apró fejmozgások segítik a folyamatot. Habár a reflexiók és a terem paramétereitől függetlenül szoktuk a méréseket végezni, a valóságban ezek is rendelkezésre állnak és egyelőre nem teljesen tisztázott, hogy jelenlétük segíti-e vagy gátolja a lokalizáció képességét [1, 4]. Az nyilvánvaló, hogy a túl sok reflexió (zengő terek) gátolják, de „valamekkora” utó-zengés hasznos lehet, hogy ne érezzük idegennek a süket környezetet. Továbbá rendelkezésünkre állhat a látás (amely erősen befolyásolja a hangtér érzékelését, mert képes a vizuális információ felülírni a hallott információt).

2. Mesterségesen előállított szabadtérben, ahol hangszórókkal dolgozunk, csak véges számú forrást tudunk létrehozni. Süketszobában, egy vagy néhány hangszóró által keltett szintetizált hangtér akkor is korlátozott, és okoz romlást a lehetőségekben, ha egyébként saját hallásunkat használjuk. Ilyenkor a lokalizációt elsősorban a hangszórók száma, elhelyezkedése, mérete, műszaki paraméterei (minősége), valamint a kibocsátott jel paraméterei határozzák meg (hangerősség, spektrum, időbeni hosszúság és változások). Eddig a pontig a saját HRTF készletünket használtuk, és a hallórendszer képes az abban létrejövő változásokat részben elhanyagolni.

3. A virtuális szimuláció és a fejhallgató bevezetése a kísérletben lényegében változtatja meg a vizsgálatot és az eredményeket. Általánosságban igaz, hogy az ilyen szimuláció során rosszabbak a lokalizációs feladatok elvégzésének eredményei. A szimulált HRTF függvények száma limitált, amely magával hozza a véges

térbeli felbontást. Sokszor a hiányzó méréseket interpolált függvényekkel pótolják. Ebben az esetben az agynak nagyobb kapacitására van szüksége, és több energiát fordít a lokalizációra, mert ezt a feladatot egy idegen, nem természetes környezetben kell elvégeznie. A HRTF-ek változása, az individuálistól való eltérése rontja a lokalizációt így igyekezünk mindent elkövetni ennek minimalizálására. A legjobb eredményeket individuális, nagy mennyiségű HRTF-ekkel és kiegyenlített fejhallgatóval érhetünk el.

4. Amennyiben a kiegyenlítést és a szimulációt nem komplex módon végezzük, hanem a fázisinformáció elhagyásával pusztán az amplitúdó menetét vesszük figyelembe, romolhatnak az eredmények. Külön kérdés, hogy ezt mikor tehetjük meg, milyen feltételek mellett minimálfázisú a HRTF szűrőrendszer és hogyan vessük be az időbeni késleltetések szerepét [37, 38].

5. Nem individuális HRTF-ek használata tovább rontja az eredményeket. Mivel ezek mérése körülményes,

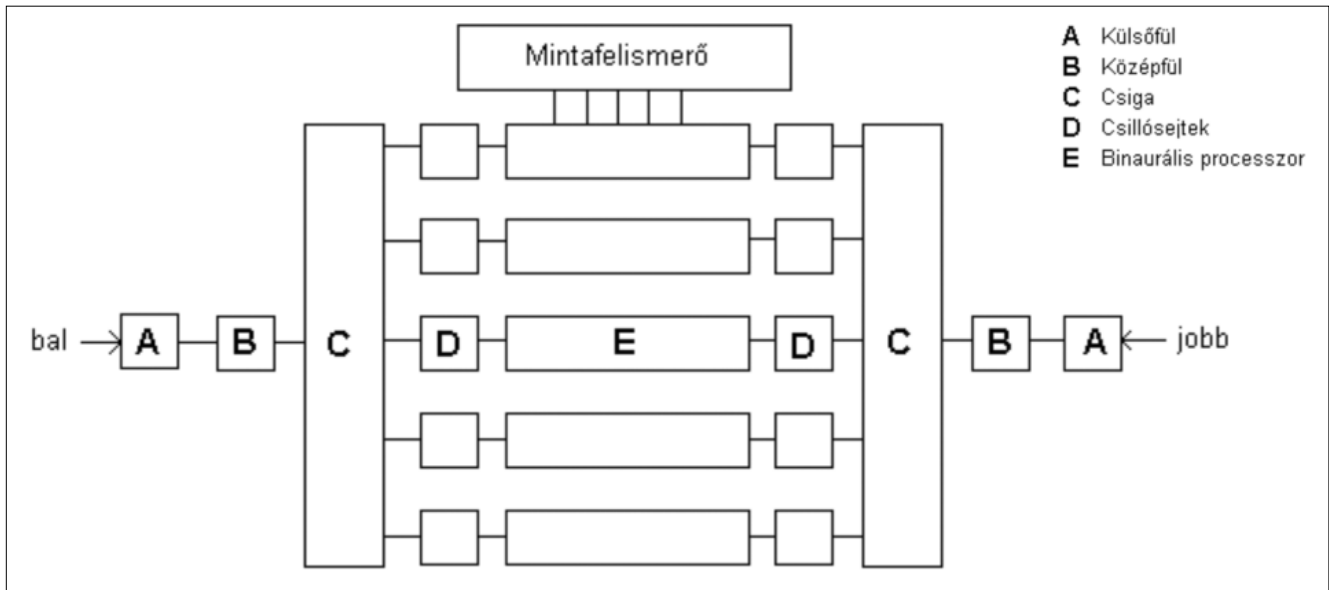
időigényes és drága, a legtöbbször előre megmért emberi HRTF-eket használunk. Ezek ugyan emberek, de nem individuálisak, használatuk általános. Léteznek egyszerű módszerek ezek „továbbindividualizálására”, a fejméret beállítására stb. A legoptimálisabb megoldásnak az tűnik, ha egy alapjában jó lokalizációs képességekkel rendelkező alany pontos, nagy mennyiségben megmért HRTF függvényeit használjuk fel.

6. A HRTF függvények számának csökkenése egyértelműen káros, mert csökkenti a térbeli felbontóképességet. Ez ahhoz vezet, hogy egyre több köztes iránynak megfelelő függvényt kell interpolációval vagy számításokkal meghatározni, melyek csak közelítők lehetnek.

7. További romláshoz vezet a véletlen módon kiválasztott, tetszőleges emberi fejen mért függvények bevetése, majd az átlagos emberi fej, végül pedig a műfejes HRTF-ek következnek. Elmondhatjuk tehát, hogy a legjobb az individuális szűrőkészlet, aztán a véletlen

2. táblázat A szabadtéri hallás és a virtuális, fejhallgató környezet összehasonlítása [28]

	Szabadtéri hallás	Virtuális szimuláció
Individuális HRTF függvények használata	mindig	ritkán
HRTF használata más alanyoktól, műfejtől	—	gyakran
Fejhallgató átviteli függvényének kiegyenlítése	—	mindig
Végtelen számú (végtelen finom térbeli felbontású) HRTF függvénysereg használata	mindig	soha
Véges számú HRTF használata (véges térbeli felbontóképesség)	—	mindig
Interpoláció használata hiányzó HRTF függvények kiszámítására	—	néha
Dinamikus HRTF függvény változtatás a fej kis mozgásainak megfelelően	mindig (kivéve rögzített fejnél)	nagyon ritkán (szimulációval segíthető)
Fejközép lokalizáció (hibaforrás)	soha	gyakran
Elöl-hátul döntések hibája	ritkán	gyakran
Emelkedés eltolódás és a forrás túl közeli érzékelése	nagyon ritkán	gyakran
Visszaverődések jelenléte	nem (süketszobában) igen (normál szobában)	nem (szimuláció nélkül) ritkán (szimulálás esetén)
A használt HRTF függvények finomstruktúrája és változásának fontossága	nem	igen
Egyéb lokalizációt befolyásoló paraméterek szerepe (fej forgatása, teremakusztikai paraméterek stb.)	igen	igen



6. ábra Blokkdiagram a hallás feldolgozási lépcsőjéhez [42]

emberi fej és az átlagos emberi fej, végül pedig a műfejek függvényei.

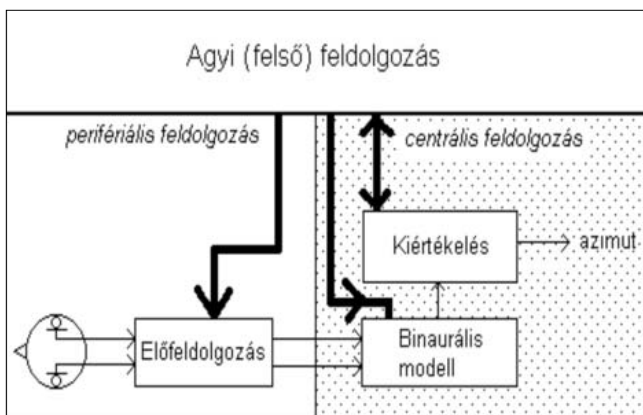
8. Bármilyen kalkulált, szimulált, elméleti megközelítésből vagy modellezésből és nem mérésből származó HRTF közelítések elégtelenek bizonyulnak. Próbálkozta gömbként modellezett fej esetén kiszámított függvények és hangtér szimulációjával, de ezek eredményei elmaradnak a fentiekől, elsősorban a másodlagos és harmadlagos csúcok-leszívások hiányának következtében [39]. Ez a HRTF függvények finomsztruktúrájának szerepére hívja fel a figyelmet, egy olyan határ létezésére, amelyet el kell érni ahhoz, hogy a HRTF függvény betölthesse a szimulációban a szerepét.

9. Végezetül, a hiányzó fejhallgató kiegyenlítés, a rossz minőségű eszközök használata elfogadhatatlan tudományos kísérletekhez. Ne feledjük azonban, hogy a nem tudományos, hanem mindennapi alkalmazásokban ezek meglehetősen ritka. A felhasználók többsége otthon nem tudományos minőségnek megfelelő fej-

hallgatót és eszközöket használ, és bizonyosan nincs kiegyenlítve az átviteli út. Ennek ellenére korlátozott lehetőségekkel hozhatunk létre irányinformációt és hangtér szimulációt.

Látható, hogy igazi „letérés” a minőségben a második pont után történik, amikor áttérünk a saját fülünkről a fejhallgató szimulációra, így jogosnak látszik a felvetés, hogy a hibát ebben az eszközben (is) keressük. A hallórendszer elveszíti azt a képességét, hogy az akusztikai irányinformációt a HRTF függvények nagy és gyors változása ellenére is sikeresen feldolgozza, és hirtelen számítani kezd a HRTF-ek minősége, származási helye. Talán szerepe lehet az elvesztett levegőbeni terjedés hatásának és a fejhallgató rendszerben valamilyen nyire mégis részt vevő fülkagyló hatásnak. A fejhallgatók többsége supra-aurális, azaz a fejre illeszkedik, körülveszi, illetve ráfekszik a fülkagylóra, mely kapcsolódás befolyásolhatja az átvitelt [40].

Ma már tudjuk, hogy egyéb paramétereket is figyelembe kell vennünk, elsősorban a fej mozgását és a reflexiók szimulációját ahhoz, hogy jobb eredményeket érjünk el fejhallgató lejátszás során (2. táblázat).



5. ábra

A hallórendszer feldolgozási lépései.

A perifériális (fülek szintjén) lévő feldolgozást éppúgy felülegyeli az agy, mint a centrális lépéseket, melyek során a két füllel binaurális és interaurális kiértékelése történik [42].

3. A hallás egyszerű modellje

A hallás modellezésekor a külső, a belső, a középfül és az agy szerepét próbáljuk meghatározni és modellezni. Ennek része a számítógépes szimuláció is, melynek során a géppel próbáljuk elvégeztetni a két hangjel ismeretében azt a feladatot, melyet az agy is elvégez [41-43].

A klasszikus felépítés szerint a külső fül feladata az irányinformáció kinyerése, a közép és a belső fül végzi a frekvenciatartománybeli analízist, és az agy a többi kiértékelést. Ezt a modellt már revidiáltuk, rámutattunk arra, hogy az agyi feldolgozás nem e „soros” lánc végén található, és a feldolgozás során nem egymásnak adják az információt a fül részei. Sokkal inkább párhuzamosan történik az információ átvitele a fül részei között.

zamos a feldolgozás, az agy „mindent lát” és felügyel. Ennek értelmében létezik centrális és perifériális feldolgozási lépések, ahogy azt az 5. ábra is mutatja [44-48]. A perifériális előfeldolgozás a HRTF szűrésnek felel meg, míg a tényleges helyzetmeghatározás (a forrás kitérése a fej szimmetriásíkjából, az azimút) már centrális agyi folyamat.

A hallás részletesebb modellezésére az alábbi ábra segítségével mutathatunk rá. Ez jól mutatja az egyes blokkok szerepét és kapcsolatát (6. ábra). A modell számítógépes szimuláció során a két fül jelének kereszt-korrelációs függvényét számítja ki, a koherens részeket azonosítva a két jel között.

A modell szerint a külső fül az irányfüggő HRTF szűrés nyomait helyezi el a beérkező jelben. Ez egy előfeldolgozó állomás. A forrás oldalirányú kitérései miatt interaurális időkülönbség lép fel a két fül jele között, az árnyékolás és az elhajlások okán pedig további szinteltérés is. Ez az irányhallás, a sztereó leképezés alapja is. A középfül már irányfüggetlen, lineáris átvitelrel rendelkezik.

A C blokkban, a csigában történik a hely-frekvencia transzformáció: a baziláris membránon terjedő haladó hullám maximumai ingerlik a csillósejteket, melyek az ingerületet közvetítik. A maximumok kialakulása a frekvencia függvénye, ezért ez tulajdonképpen egy „biológiai FFT” feldolgozás. Ezt a hatást sáváteresztő szűrőkkel modellezhetjük (melyek kapcsolatban állnak az úgynevezett kritikus sávokkal). 24 darab aszimmetrikus szűrővel modellezve, ahol az alsó rész negyedrendű felüláteresztő, míg a felső rész tizedrendű aluláteresztő. Ez egyben az „analóg-digitális átalakítás” helye is: az analóg kitérésekből sztochasztikus, időben diszkrét ingerület sorozat keletkezik. Ezt a feladatot a D blokkban a csillósejtek (szőrsejtek) végzik, melyek a kitéréssel arányos elektromos ingerületet állítanak elő és a hallóidegen át az agyba továbbítják azokat.

A binaurális mintafelismerő feladata az ingerület kiértékelése, a korreláció kiszámítása és a hangforrás helyének meghatározása. Ehhez a hallás – jelenlegi ismereteink szerint – többek között felhasználja a két fül jel korrelációját, koherencia fokát, időbeli és szintbeli eltéréseit, melyek az iránytól függően speciális koincidencia mintát rajzolnak ki a frekvencia-késleltetési idő síkon (innen a mintafelismerő elnevezés) [42,45,49-51].

Az E blokk végül egy súlyozást ad a modellhez, mely egy minősítő függvénnyel látja el a kialakult mintát a felismerő számára. A súlyozás szerepe, hogy a hasonló minták között különbséget tegyen, a „nem túl valószínű” hangforrás helyeket lepontozza, míg a nagyobb valószínűségűeket felértékelje. Tulajdonképpen egy valószínűségű függvény által történő súlyozás ez, mely függvénynek van egy maximuma, amelytől jobbra és balra monoton csökken.

A mintafelismerő egy függvényhalmaz, ahol a D és az E blokk információja együttesen kerül feldolgozásra, és ahol a tényleges binaurális lokalizáció és jelfelismerés megtörténik. Minden egyéb felső (centrális agyi) és tanult feldolgozás innen ered.

Ez a modell nem univerzális, csak némely aspektust magyaráz. Így a monaurális feldolgozást nem. A monaurális, azaz egyfülű hallás általában egyszerűbben és a binaurálissal párhuzamosan kezelhető. Egy füllel ugyanis elsősorban a források távolságát (annak hangereósége alapján) és csekély irányinformációt tudunk csak kinyerni, rossz térbeli felbontás mellett. Ezért ezt a működést gyakran csak távolsághallásra redukáljuk és a fenti modellel párhuzamos működésként szoktuk figyelembe venni.

Látható, hogy ebben a modellben – helyesen – egyszerre szerepel a perifériális előfeldolgozás, a centrális felügyelet és tartalmaz objektíven számolható mennyiségeket (pl. keresztkorreláció). Ugyanakkor sztochasztikus jellemzőkkel és sztochasztikus működéssel keveset foglalkozik. Sztochasztikus modell hozzáadása, a hallás azon képessége, amikor képes gyorsan változó környezetben statisztikus jellemzőkkel dolgozva a helyes információ kinyerésére a jövő kutatásainak feladata.

4. Összefoglalás

Az emberi hallórendszer a dobhártyákon fellépő hangnyomás időfüggvényéből nyeri ki az akusztikai információt. Ennek első, előfeldolgozást végző része a külső fül szűrőhatása, mely alapvető irányinformációval látja el a beérkező hanghullámot. A perifériális feldolgozást és a centrális kiértékelést egyaránt az agy felügyeli, természetes hangtérben a sztochasztikus jellemzőkre építve és a finomstruktúra elhanyagolásával. Ugyanakkor, virtuális hangterekben, fejhallgató és mesterségesen előállított szűrők, szimuláció segítségével rosszabb eredményeket kapunk. Nem sikerül az agyat becsapni és így az képtelen lesz a sztochasztikus feldolgozást végzni.

Ennek javítása azonban nem az egyre pontosabb szimulációban, hanem a módszer, a szemlélet megváltoztatásában és egyéb paraméterek bekapcsolásában rejlik. Az információáramlás útján végigvonul a részparaméterek finom megváltozását felfogó, elemző, majd döntő agyi funkció, tehát ezen a fokon multifunkcionális paraméter-vezérelt rendszerként működik a hangjel feldolgozás. Ha elég bátrak vagyunk, odáig is elmehetünk, hogy elfogadjuk a virtuális szimuláció korlátait, annak csökkentett lehetőségeit a szabadtéri halláshoz képest. Szétválaszthatjuk az információ feldolgozásának kérdését és a lokalizáció problémáját virtuális valóságban. A kísérletek irányulhatnak arra, hogy egy adott virtuális szimuláció lehetőségeit megvizsgáljuk, illetve arra, hogy a hallás ma ismert modelljét kiterjesszük.

A bemutatott modell képes az információ feldolgozásának legfontosabb lépéseit – jelenlegi tudásunk szerint – az anatómiai részekhez hozzárendelni, és a modell alapján számítógépre bízni a feladatok megoldását. Aki hallásmodellezésre adja a fejét, olyan számítógépes szimulációkkal fog találkozni, mely a két fül jelét használja bemenetnek, és amely a kimenetén a hallásélménnyel azonos információt tud szolgáltatni.

Ez a bizonyítéka annak, hogy a modell helyes: pusztán számításokkal eljutni olyan következtetéshez és döntéshez, mely megegyezik a pszichoakusztikai tapasztalatokkal. A sztochasztikus hallásmodellezés az egyik legjobban járható útnak tűnik ebben a feladatban.

Irodalom

- [1] J. Blauert:
Spatial Hearing.
The MIT Press, MA, 1983.
- [2] W. M. Hartmann:
How we localize sound.
Physics Today, pp.24–29., November 1999.
- [3] J. C. Middlebrooks, D. M. Green:
Sound localization by human listeners.
Ann. Rev. Psychol. 42, pp.135–159., 1991.
- [4] M. Kleiner, B. I. Dalenbäck, P. Svensson:
Auralization – an overview.
Journal Audio Eng. Soc. 41, pp.861–875., 1993.
- [5] Gy. Békésy: Experiments in hearing.
McGraw-Hill Book Co., New York, 1960.
- [6] P. Berényi, Gy. Wersényi:
A külső fül fejre vonatkoztatott átviteli függvényeinek vizsgálata. Akusztikai Szemle, IV. évf., 1-4.szám, pp.35–41., Budapest, 1999.
- [7] T. Tarnóczy:
Az egyfülű hallás síkbeli iránytól függő szinképi torzításai. Beszédkutatás 1995, pp.4–19., Budapest, 1995.
- [8] C. I. Cheng, G. H. Wakefield:
Introduction to Head-Related Transfer Functions (HRTFs): Representations of HRTFs in Time, Frequency and Space.
Journal Audio Eng. Soc. 49, pp.231–249., 2001.
- [9] H. Møller, M. F. Sorensen, D. Hammershøi, C. B. Jensen:
Head-Related Transfer Functions of human subjects.
Journal Audio Eng. Soc. 43(5), pp.300–321., 1995.
- [10] D. Hammershøi, H. Møller:
Sound transmission to and within the human ear canal.
Journal Acoust. Soc. Am. 100(1), pp.408–427., 1996.
- [11] P. Minnaar, S. K. Olesen, F. Christensen, H. Møller:
Localization with Binaural Recordings from Artificial and Human Heads.
Journal Audio Eng. Soc. 49(5), pp.323–336., 2001.
- [12] J. Kawaura, Y. Suzuki, F. Asano, T. Sone:
Sound localization in headphone reproduction by simulating transfer functions from the sound source to the external ear.
Journal Acoust. Soc. Japan E12, pp.203–215., 1991.
- [13] Gy. Wersényi:
Localization in a HRTF-based Minimum Audible Angle Listening Test on a 2D Sound Screen for GUIB Applications. Audio Engineering Society (AES) Convention Preprint Paper, Nr. 5902, Pres. at the 115th Convention, New York, 2003.
- [14] A. Illényi:
Decoding the source information by dichotic hearing. Proc. of Inter-Noise 97, Vol. II., pp.1147–1152., Budapest, 1997.
- [15] K. Hartung:
Modellalgorithmen zum Richtungshören, basierend auf den Ergebnissen psychoakustischer und neurophysiologischer Experimente mit virtuellen Scallquellen.
Dissertation, Ruhr-Universität, Bochum (1997), Shaker Verlag, Aachen, 1999.
- [16] K. Genuit:
Eine systemtheoretische Beschreibung des Aussenohres. DAGA'85, pp.459–462., Stuttgart, 1985.
- [17] K. Genuit:
Ein Modell zur Beschreibung der Außenohreigenschaften. Dissertation, TH Aachen, 1984.
- [18] C. Jin, M. Schenkel, S. Carlile:
Neural system identification model of human sound localization.
J. Acoust. Soc. Am. 108(3), pp.1215–1235., 2000.
- [19] W. Gaik:
Untersuchungen zur binauralen Verarbeitung Kopfbezogener Signale.
VDI Fortschrittberichte, Reihe 17, Biotechnik, Nr. 63, VDI Verlag, Düsseldorf, 1990.
- [20] M. Bodden, G. Canévet, J. Grabke, K. Hartung, T. Takahashi:
Raumliches Hören in komplexen akustischen Umgebungen, DAGA 94, 1994. pp.1137–1140.
- [21] K. Hartung, M. Bodden, J. Grabke, K. Rateitschek:
Eine physiologienahe Strategie zur Modellierung des binauralen Hörens, DAGA 94, pp.1141–1144.
- [22] J. Grabke:
Modellierung des Praezedenzeffektes, DAGA 94, pp.1145–1148.
- [23] M. Bodden:
Verifikation der räumlichen Abbildung bei Verwendung von Signalaufzeichnungssys. mit Datenreduktionsverfahren mittels eines binauralen Modells, DAGA 94, pp.1153–1155.
- [24] M. Bodden, K. Hartung, K. Rateitdchek, O. Dubielzig:
Psychoakustische Untersuchungen zur Lokalisation in reflexionsbehafeter Umgebung, DAGA 94, pp.1169–1172.
- [25] Gy. Wersényi, A. Illényi:
Differences in Dummy-Head HRTFs Caused by the Acoustical Environment Near the Head. Electronic Journal of „Technical Acoustics” (EJTA), Russia, January 2005 (1), pp.1–15. <http://ejta.org/en/wersenyi1>
- [26] A. Illényi, Gy. Wersényi:
Evaluation of HRTF data using the Head-Related Transfer Function Differences.
Proc. of the Forum Acusticum 2005, Budapest, pp.2475–2479.

- [27] A. Illényi, Gy. Wersényi:
Environmental Influence on the fine Structure of Dummy-head HRTFs.
Proc. of the Forum Acusticum 2005, Budapest, pp. 2529–2534.
- [28] Gy. Wersényi:
On the amplification-damping-effect of the pinnae and of the head. *Acoustical Review*, Vol. VI., Nr.2, pp.23–28., Budapest, 2005.
- [29] J.C. Makous, J.C. Middlebrooks:
Two-dimensional sound localization by human listeners. *Journal Acoust. Soc. Am.*, Vol. 87(5), May 1990. pp.2188–2200.
- [30] H. Møller:
Fundamentals of binaural technology. *Applied Acoustics* 36, (1992), pp. 171–218.
- [31] A. Schmitz:
Diskussion verschiedener Verfahren zur Wiedergabe kopfbezogener Signale. *DAGA 94*, pp.277–280.
- [32] J. Blauert, H. Lehnert:
The auditory representation in virtual reality. Proc. of the 15th Int. Congress on Acoustics, Trondheim, Norway, 26-30 June 1995, pp.207–210.
- [33] D.R. Begault, E. Wenzel, M. Anderson:
Direct Comparison of the Impact of Head Tracking Reverberation and Individualized Head-Related Transfer Functions on the Spatial Perception of a Virtual Speech Source. *Journal Audio Eng. Soc.* 49(10), pp.904–917., 2001.
- [34] P. Laws:
Entfernungshören und das Problem der Im-Kopf-Lokalisierung von Hörerignissen. *Acoustica* 29, pp.243–259., 1973.
- [35] G. Plenge:
Über das Problem der Im-Kopf-Lokalisierung. *Acoustica* 26, pp.241–252., 1972.
- [36] Gy. Wersényi:
HRTFs in Human Localization: Measurement, Spectral Evaluation and Practical Use in Virtual Audio Environment. Ph.D. doctoral thesis, BTU Cottbus, 2002.
- [37] P. Berényi, A. Illényi:
What does it mean for an HRTF not to have the minimal phase property? Proc. of Inter-Noise 96, pp.2127–2130., Liverpool, 1996.
- [38] D.J. Kistler, F.L. Wightman:
A model of head-related transfer functions based on principal components analysis and minimum-phase reconstruction. *J. Acoust. Soc. Am.* 91, pp.1637–1647., 1991.
- [39] V.R. Algazi, C. Avendano, R.O. Duda:
Estimation of a spherical-head model from anthropometry. *Journal Audio Eng. Soc.* 49(6), pp.472–479., 2001.
- [40] H. Møller, D. Hammershøi, C.B. Jensen, M. Sorensen:
Transfer Characteristics of Headphones Measured on Human Ears. *Journal Audio Eng. Soc.* 43(4), pp.203–216., 1995.
- [41] E. Zwicker, R. Feldtkeller:
Das Ohr als Nachrichtenempfänger. S.Hirzel Verlag, Stuttgart, pp.181., 1967.
- [42] M. Bodden:
Binaurale Signalverarbeitung: Modellierung der Richtungserkennung und des Cocktail-Party-Effektes. VDI Fortschrittberichte, Reihe 17, Biotechnik, Nr.85, VDI Verlag, Düsseldorf, 1992.
- [43] L. A. Jeffress:
A place theory of sound localization. *J. Comp. Physiol. Psychol.* 61, pp.468–486., 1948.
- [44] W. Lindemann:
Extension of a Binaural Cross-Correlation Model by Contralateral Inhibition I-II., *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 80, pp.1608–1630., 1986.
- [45] W. Lindemann:
Die Erweiterung eines Kreuzkorrelationsmodells der binauralen Signalverarbeitung durch kontralaterale Inhibitionmechanismen. Dissertation, Ruhr-Universität, Bochum, 1985.
- [46] S. Wolf:
Ein probabilistisches Modell zur Simulation binauraler Phänomene. *DAGA 87*, pp.533–536.
- [47] S. Wolf:
Untersuchungen zur Lokalisation von Schallquellen in geschlossenen Räumen. Dissertation, Ruhr-Universität, Bochum, 1991.
- [48] E. Osman:
A correlation model of binaural masking level differences. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol.50, (1971), pp. 1494–1511
- [49] H.S. Colburn, N.I. Durlach:
Models of binaural interaction. *Handbook of Perception*, Ed. by Cartarette/Friedman, Academic New York, Vol. IV., pp.467–518., 1978.
- [50] H. Gaskell:
The precedence effect. *Hear. Res.* 11, pp.277–303., 1983.
- [51] J. Gonzales-Rodriguez, S. Cruz-Llanas, J. Ortega-Garcia:
Concurrent speakers separation through binaural processing of stereo recordings, Proc. Eurospeech'99, Vol. 6., Budapest, 1999. pp.2595–2598.

Modern áramköri megfontolások 3G integrált áramkörök tervezéshez

SZENTE-VARGA DOMONKOS, BOGNÁR GYÖRGY

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, Elektronikus Eszközök Tanszék
{szvdom, bognar}@eet.bme.hu

Lektorált

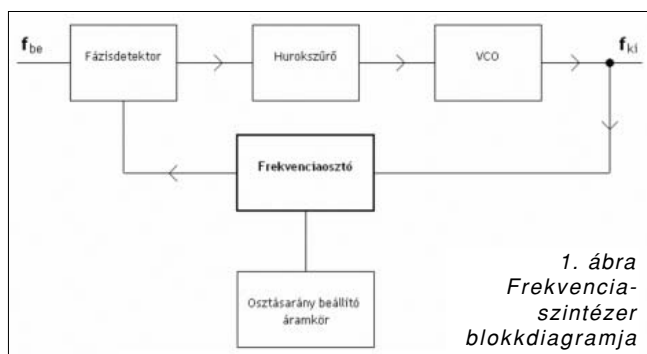
Kulcsszavak: integrált áramkörök, CMOS technológia, frekvenciaosztó, 3G mobilkészülék

A cikkben egy 3 GHz-en működő frekvenciaosztó integrált áramkör tervezésekor figyelembe vett áramköri megfontolások kerülnek bemutatásra. Az integrált áramkört 0.35 μm CMOS technológiára terveztük, mert a legmodernebb gyártástechnológiákkal (90 nm, 65 nm...) összehasonlítva gazdasági szempontok alapján így olcsóbb eszközök valósíthatók meg. Azonban a nagy csíkszélesség miatt a magas frekvencián való működés megvalósítása számos akadályt állított az utunkba, melyek elhárításához speciális tervezési módszerekre volt szükség.

1. Bevezetés

A frekvenciaosztó áramkörökre a frekvencia-szintézer áramkörökben van szükség. A frekvencia-szintézer felelős a rádiós (vezeték nélküli) kommunikációs eszközök vivőfrekvenciájának előállításáért. Ezeket az áramköröket ma már úgy készítik el, hogy a kimeneti frekvencia több, egymáshoz közeli, előre meghatározott frekvencia érték között változtatható legyen abban az esetben, ha az éppen használt frekvencián az átvitel a környezetből származó esetleges zavarforrások, más adó készülékek működése miatt az átvitel nem valósítható meg. Ilyen esetekben a frekvencia-szintézer vivő-frekvenciát vált. Az átváltásnak gyorsnak és pontosnak kell lennie, mely a folyamatos kommunikációt nem zavarhatja meg.

Ezeket az úgynevezett frekvenciaugrásokat változtatható osztásarányú frekvenciaosztó áramkörökkel valósítják meg, melyek egy fix nagyfrekvenciájú bemeneti jelet osztanak le egy meghatározott intervallumon belül változtatható egész számmal. A frekvenciaosztó kimeneti jelét egy fázisdetektorba vezetik, mely egy hurokszűrőn keresztül egy feszültségvezérelt oszcillátor bemenő jelét szolgálja. Az oszcillátor kimeneti frekvenciája lesz a tényleges vivőfrekvencia is, amit visszacsatolunk a frekvenciaosztó bemenetére. A frekvenciaosztó osztásarányát a vezérlő határozza meg. A teljes frekvencia-szintézer, mint fáziszárt hurok blokkdiagramját az 1. ábra mutatja.



1. ábra
Frekvencia-
szintézer
blokkdiagramja

A jelen munkában tervezett és megvalósított frekvenciaosztó áramkör vezeték nélküli hálózati adóáramkörökben (WLAN IEEE 802.11b, 802.11g), BlueTooth és ZygBee eszközökben, illetve harmadik generációs mobil adókészülékekben kerülhet majd felhasználásra, ahol a vivőfrekvencia a 2.3-2.7GHz tartományba esik. Az osztót maximálisan 3GHz-es bemenő frekvenciára terveztük törekedve arra, hogy a felhasználási tartományban megfelelő biztonsággal működjön.

A feladat egy 64 és 71 között változtatható osztásarányú dolgozó osztó áramkör megvalósítása volt.

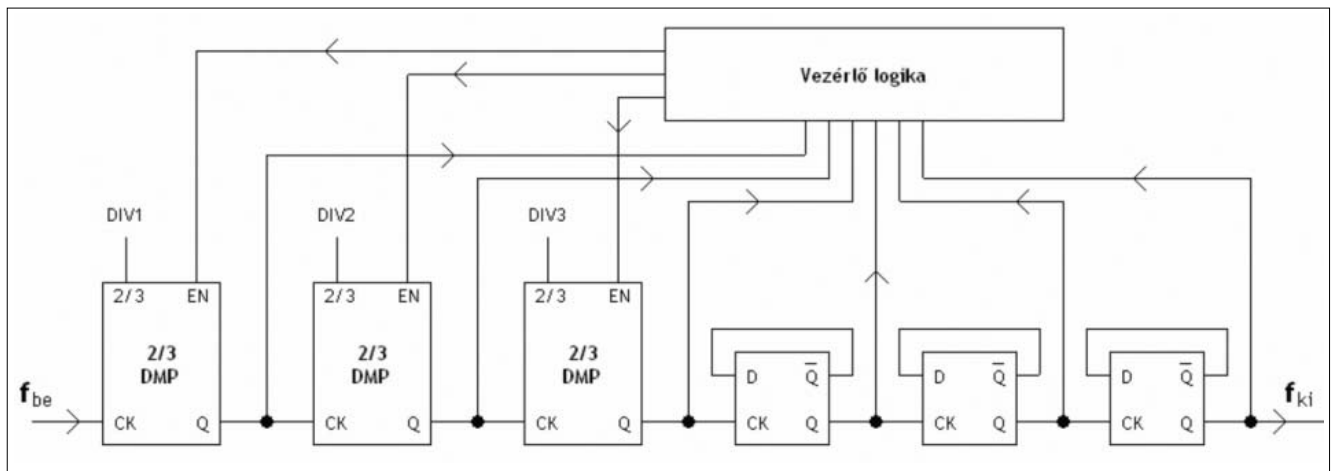
Az osztó áramkört 0.35 μm CMOS technológián valósítottuk meg. Mivel az energiafogyasztás a mobil készülékes alkalmazás miatt itt hatványozottan fontos szerepet kap, fontos, hogy minél kisebb tápfeszültségen tudjon üzemelni az áramkör. A specifikáció szerint 1.8V működési tápfeszültségre terveztük.

2. DMP

A frekvenciaosztó áramkörök egy jól bevált megvalósítása a frekvenciaosztó blokkokból való összeállítás. Az ehhez használt építőelem a Dual Modulus Prescaler (DMP), mely egy úgynevezett két érték között állítható osztásarányú blokk. Az ilyen blokkok egymás mögé kötésével és megfelelő vezérlésével változtatható osztásarányú frekvenciaosztó áramkör építhető. Az osztásarány változtathatóságának intervalluma a felépítéstől függ. Minden ciklus alatt a kimeneten egy felfutó és egy lefutó él jelenik meg, de míg kettővel osztás esetén ez két bemeneti órajel alatt, hárommal osztás esetén három bemeneti órajel alatt megy csak végbe.

A DMP blokkokat sorba kapcsolva, és az egyes blokkokat megfelelően vezérelve (mikor és melyik működjön kettes vagy hármas osztásarányú) a kívánt frekvenciaosztó áramkör megvalósítható.

A feladatban szereplő 64-től 71-ig állítható osztásarányú, DMP blokkokból megépített osztó blokkvázlatát mutatja (a következő oldalon) a 2. ábra.



2. ábra DMP blokkokból felépített 64-71 frekvenciaosztó blokkvázlata

A teljes áramkör tulajdonképpen a pulzuselnyelés módszerét alkalmazza. 64-el osztás esetén mindhárom DMP fokozat stabilan kettővel osztóként működik, majd a lánc végén szereplő három darab kettes osztót is figyelembe véve a kimenő jel frekvenciája éppen 1/64-e-de lesz a bemenő jelének. Ha azonban a legelső bemeneti fokozatot egy teljes periódusa alatt 3-mal osztóként üzemeltetjük, majd a maradék hatvanhárom periódusban kettővel osztóként, olyan hatást érünk el, mintha a bejövő órajelből egy bejövő periódust (pulzust) figyelmen kívül hagyunk volna, avagy elnyeltük volna, a kimeneten megjelenő jel periódusideje $64+1=65$ -szöröse lesz a bemeneti órajelének. Ezért is hívják pulzuselnyelésnek ezt a módszert.

Hogy mikor melyik osztó melyik üzemmódban működjön, az függ egyrészt az elérni kívánt osztásaránytól, és függ az időzítéstől is, ennek összehangolását kell a vezérlő logikának megoldania. A fő problémát az jelenti, hogy az egymás után kapcsolt osztó fokozatok aszinkron módon működnek, ezért az egyes DMP blokkok vezérlésekor figyelembe kell venni azt is, hogy a blokkok időben elcsúszva dolgoznak, az első fokozat „előrébb jár”, az utolsó pedig „le van maradva”. Ez a probléma a frekvencia növelésével csak fokozódik.

A kapcsolat másik nagy hátránya, hogy mind az első DMP fokozatnak (a maga flip-flopjaival, három bemenetű kapuival), mind pedig az egész vezérlő logikának (amit menet közben átalakítottunk olyanná, hogy a fokozatok közötti, késleltetésből eredő időeltolódást is képes legyen követni) lépést kell tartania a bejövő órajellel. Fontos tehát, hogy az áramkör jelentős része nagyfrekvencián dolgozik, ami nemcsak energiafogyasztási szempontból előnytelen, de a tervezés szempontjából is jelentősen megnehezíti a feladatot.

3. Egy új módszer

Jelen feladatban egy teljesen új módszert dolgoztunk ki az előírt frekvenciaosztási feladat megvalósítására. Az általunk megvalósított osztó szakít az eddigi architektúrával, és ennek köszönhetően a DMP blokkokból

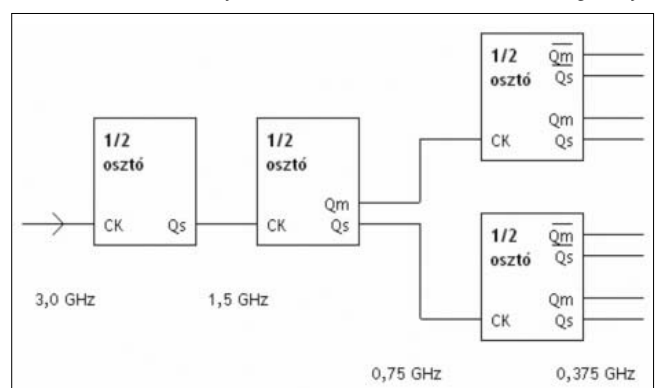
megvalósított korábbi elrendezés gyenge pontjait is kiküszöböli. A fejlesztési munka végeredményeképpen egy stabilan működő, korszerűtlenebb technológián is jól megvalósítható, mégis kevesebbet fogyasztó frekvenciaosztó áramkört sikerült tervezni, mely úgy tűnik, kedvező paramétereinek és egyszerűségének köszönhetően kiszoríthatja a korábbi DMP blokkos architektúrát.

A módszer alapjait 2004-ben publikálták először egy egyszerű 4 és 5 között változtatható osztásarányú osztóáramkőrön. Ennek alapötletét felhasználva dolgoztunk ki a specifikációnak megfelelő 64/71-es osztót [1-3].

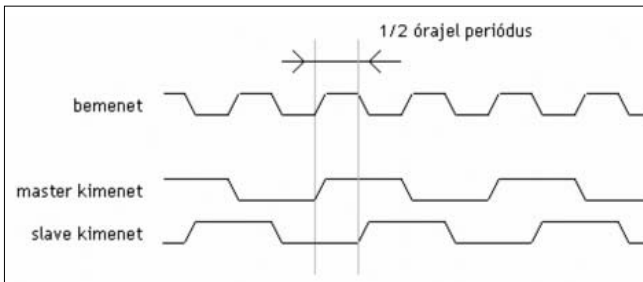
4. A fázisváltás

A bejövő nagyfrekvenciás jel először egy nagyon egyszerű felépítésű, statikusan kettővel osztó áramkörbe, gyakorlatilag egy master-slave T flip-flop áramkörbe kerül (3. ábra). A bejövő jel 3 GHz, a T flip-flop kimenetén 1.5 GHz frekvenciájú jel jelenik meg. Ezt a kettővel osztott jelet bevezetjük egy újabb T flip-flopba. A második flip-flop master és slave kimenetét is kivezetjük, és mindkettőre egy-egy újabb T flip-flopot kapcsoltunk. A harmadik fokozat két T flip-flopja a 0.75 GHz bemenő frekvenciát még kettővel osztja, tehát a kimenő jelek az eredeti bemeneti frekvenciához képest nyolccal vannak leosztva, statikusan.

3. ábra
A nyolc fázisjelet előállító,
nyolccal osztó áramkör blokkdiagramja



Ha egy master-slave flip-flop működését közelebbről megvizsgáljuk, láthatjuk, hogy a kivezetett master kimenet és slave kimenet közül mindkettőn az eredeti bemenő órajel frekvenciájának fele jelenik meg, de mivel az egyik fokozat a felfutó órajel élére vált, míg a másik a lefutóra, a két jel között éppen 90° fázistolás lép fel (4. ábra). Ez azt jelenti, hogy a második kettővel osztó áramkör master és slave kimenetére kapcsolt T flip-flopok bemeneti órajeljei között 90° fázistolás adódik. Vagyis a két utolsó flip-flop időben elcsúsztatva dolgozik.



4. ábra Második fokozat master és slave kimeneti jele

Az utolsó fokozatok ezt a két jelet osztják kettővel. A kettővel osztás miatt a két utolsó fokozat megegyező jelalakú kimenő jelei egymáshoz képest 45° fázistolást mutatnak. A flip-flopokból mind a master, mind a slave ponált és negált jelét is kivezetjük. Azt már tudjuk, hogy a master 90°-ban siet a slave-hez képest, a negált kimenet a ponált kimenet 180°-ban eltoltt megfelelője.

A végeredmény: nyolc darab jel, melyek mindegyike az eredeti nagyfrekvenciás bemeneti jel nyolccal leosztott frekvenciájú megfelelője, azonban fázisban különböző mértékben egymáshoz képest eltolva. A jeleket sorba rendezve kapunk 8 darab, egymást 45° fázistolással követő fázisjelet. A jelek frekvenciája az eredeti órajel frekvenciájának nyolcada (375 MHz), vagy fogalmazhatunk úgy is, hogy nyolc órajel periódus szükséges egy teljes periódus lefutásához. Ez egyben azt is jelenti, hogy a fázisjelek közötti időeltolódás a bemeneti órajel egy periódusának időtartamával egyenlő.

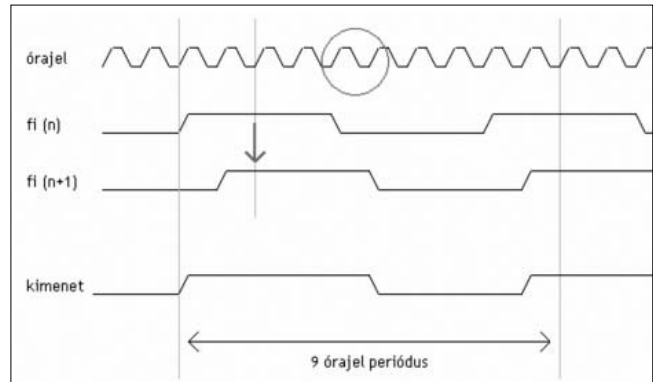
5. Változtatható osztásarány

A nyolc fázisjelet egy multiplexerbe vezetjük, mely multiplexer a nyolc jelből mindig egy meghatározott jelet enged csak tovább a kimenetére. Ha a címző biteket nem változtatjuk, a multiplexer folyamatosan ugyanazt a jelet engedi tovább, ez gyakorlatilag egy nyolccal osztó kapcsolást eredményez. Ha azonban a címző biteket úgy vezéreljük, hogy a kiválasztott jel lefutó élének hatására egy periódus alatt a multiplexer a szomszédos, időben késleltetett fázisjelre ugorjon át működés közben, akkor a kimeneten a periódusidő megnyúlik.

Mivel az időeltolás a két fázisjel között éppen egy bemeneti órajel ciklus idejével egyezik meg, nyolc helyett pontosan kilenc órajel hosszúságú periódusidőt kapunk a multiplexer kimenetén. Minden periódusban

egyét léptetve az osztónkat 9-el osztásos üzemmódban működtethetjük (5. ábra).

Ezzel tehát egy 8/9 között változtatható osztásarányú frekvenciaosztót kaptunk.



5. ábra Fázisváltás: osztás kilencel

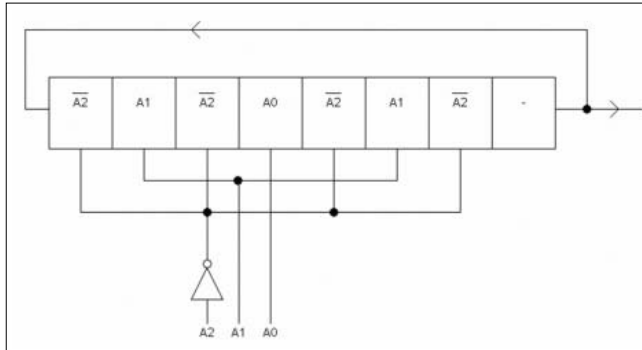
Ezt a 8/9 osztót megfelelő vezérléssel ellátva jutunk el a célként kitűzött 64/71 osztó megvalósításához. A 6. ábra táblázata szerint, ha a vezérelhető osztót folyamatosan nyolccal osztóként használjuk, nyolc periódus lepörgéséhez pontosan 64 bejövő órajel periódusnyi időre van szükség. Ha a nyolc periódusból egynél kilenccel osztóként, a maradék hét esetén újra nyolccal osztóként viselkedik az áramkör, akkor tulajdonképpen egy órajel-periódussal megnyúlik a nyolc teljes periódushoz tartozó idő, és 64 helyett 65 órajel időt tudunk vele megszámlálni. Ez lényegében azt jelenti, hogy minden hatvannegyedik órajel után egy órajelet (pulsust) elnyeltünk a bemenetről. Ugyanígy, ha 7 perióduson át kilenccel osztóként, egy periódus erejéig pedig nyolccal osztóként üzemeltetjük az osztót, a nyolc periódushoz 71 órajelre van szükség.

Osztásarány	Vezérlőjelek A2,A1,A0	A shift regiszter logikai tartalma	Kimeneti frekvencia
64	000	00000000	46.875 MHz
65	001	00010000	46.153 MHz
66	010	01000100	45.454 MHz
67	011	01010100	44.776 MHz
68	100	10101010	44.117 MHz
69	101	10111010	43.478 MHz
70	110	11101110	42.857 MHz
71	111	11111110	42.254 MHz

6. ábra Osztásarányok vezérlőjelei és a kimeneti frekvencia értékei

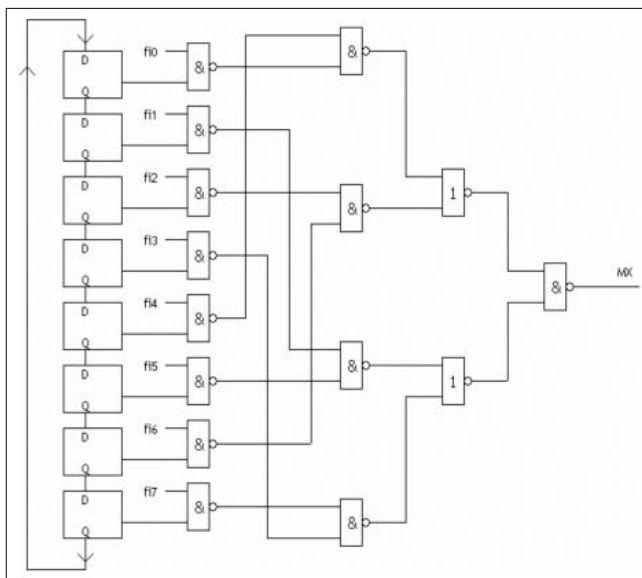
Hogy az áramkört mikor kell nyolccal osztóként működtetni, és mikor kilenccel osztóként, azt a vezérlő-áramkör dönti el. Az áramkör három bemenetén adjuk meg, hogy hányas osztóként akarjuk üzemeltetni a teljes frekvenciaosztót (64-től 71-ig). A három bit egy nyolcbites shift regiszter celláit induláskor feltölti nullákkal és egyesekkel. A nyolc cella közül pontosan annyiban találunk egyeseket, ahány periódus alatt kilenccel osztóként kell működtetni a multiplexeres osztót. Ha a shift regiszter tartalmát az osztó kimenetének felfutó élére léptetjük, a shift regiszteren kicsorduló bitek ép-

pen a multiplexeres osztó következő periódusának működését írják elő: ha egyes bit kerül a shift regiszter kimenetére, akkor a 8/9 osztónak a következő periódusban (lefutó élre) egyet lépnie kell, míg ha nulla érkezik, rajta marad a korábban kiválasztott fázisjelen, és nem lép tovább.



7. ábra Shift-regiszter feltöltése a bemeneti jelekkel

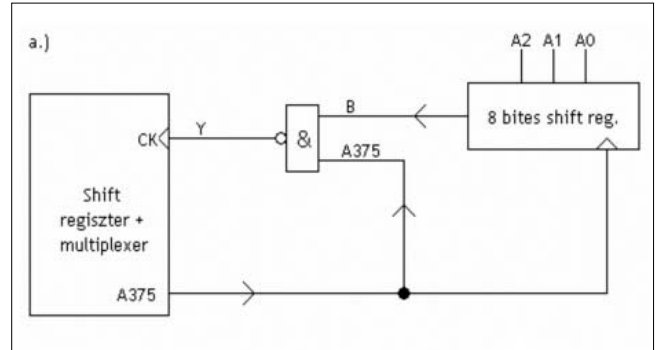
A multiplexer címző vezetékait egy nyolcbites shift regiszter kimenetei állítják be. A visszacsatolt shift regiszter tartalmát induláskor úgy töltjük fel, hogy az első cellában egyes, a többiben pedig nulla logikai érték legyen. Ezt az egyest később a működés során körbe forgatjuk. Ez az egyes (token) határozza meg, hogy a nyolc fázisjel közül melyik legyen kiválasztva. Minden cellához tartozik egy fázisjel, ahogy a tokent a shift regiszterben eggyel léptetjük, egyik fázisjelről át tudunk váltani a másikra. A kiválasztó logika egyszerűsödik (nem kell kombinációs hálózat a címző bitek dekódolásához), ezzel időt nyerünk, a frekvenciaosztó nagyobb működési sebességgel képes dolgozni.



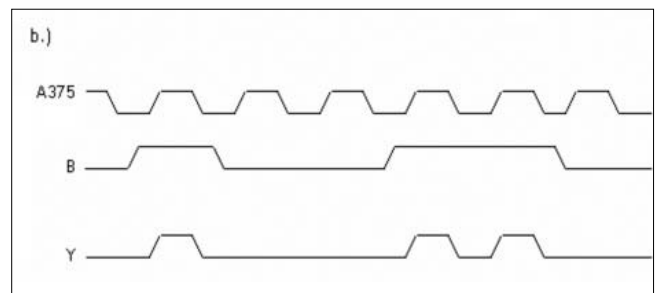
8. ábra Shift-regiszteres multiplexer blokkvázlata

A shift regiszter élvezérelt működésű, ahhoz hogy ténylegesen lépjen egyet, fel- vagy lefutó élre van szüksége. A multiplexer kimenetéről érkező lefutó órajel kell, hogy léptesse a shift regisztert, de nem minden esetben kell lépni egyik fázisjelről a másikra, vannak olyan

periódusok, amikor maradni kell. Ennek a vezérlőjelét a korábban említett másik nyolc bites shift regiszter szolgálja. Ha a regiszterből egyes érkezik, ha a következő periódusban lépni kell, és nulla, ha nem kell lépni. Nulla esetén az ÉS kapu kimenete végig nulla marad, lemaszolja a multiplexer kimenete felől érkező jelváltásokat.



9/a. ábra Az ÉS kapu helye, környezettel



9/b. ábra Jelalak, ahogy maszkol és nem maszkol

A 8/9 osztó kimenetét még nyolccal kell osztani, hogy a végső 64 és 71 közötti számmal osztott frekvencia előálljon. Ezt a nyolccal osztást egy aszinkron számláló végzi. Az aszinkron számláló legfelső bite (egy meghajtó inverterláncon felerősítve) szolgáltatja a chipből kivetett jelet.

Van azonban egy másik szerepe is ennek a számlálónak. Hogy a chip a 64-től 71-ig terjedő skálán éppen melyik üzemmódban dolgozzon, azt a három vezérlő bemeneten (A2,A1,A0) adott bináris kombináció határozza meg, mely a felső shift regiszterbe induláskor betöltésre kerül. Ezt a shift regisztert visszacsatolva használjuk, az induláskor beírt adat a tápfeszültség megszűnéséig, az áramkör működése során a léptetőregiszterben köröz. A specifikáció azonban tartalmazza, hogy a frekvencia szintézernek gyorsan és gördülékenyen kell tudnia váltani egyik frekvenciáról a másikra. Ez a váltás éppen a frekvenciaosztó osztásarányának átállításával valósul meg, tehát szükség van a shift regiszter menet közbeni frissítésére, új bitkombináció betöltésére a bemenetről. Az adatot újratölteni a shift regiszterben csak akkor lehet, ha az egy teljes körbefordulást követően a bitsor éppen visszaért a kezdeti pozíciójába, tehát minden nyolcadik periódus végén.

Mivel a shift regiszterünket úgy építettük meg, hogy legyen léptetés és betöltés funkciója is, és a kettő közül egy bittel lehet kiválasztani a kívánt üzemmódot, akkor már nincs más hátra, mint a detektált jelet ráköt-

ni erre a bemenetre, és a shift regiszter minden nyolcas periódus végén újra fogja tölteni a bemeneti biteket a celláiba.

Ennek eredményeképpen az áramkör nagyon gyorsan átválthatóvá válik két osztásarány között, valamint egyúttal megoldottuk azt is, hogy a bemeneti bitkombináció menet közbeni változása nincs zavaró hatással az áramkör működésére, mert az újratöltéskor lényegében egy mintavételezés történik, és a következő újratöltés időpontjáig a bemenetek állapota don't care.

A teljes áramkör architektúráis rajzát a 10. ábra mutatja.

6. Áramköri családok

A frekvenciaosztó áramkörünket 3 GHz bemeneti frekvencia leosztására terveztük meg. Előzetes számításaink, szimulációink eredményeképpen azt tapasztaltuk, hogy az alkalmazott 0.35 μm CMOS technológián megtervezett egyszerű CMOS inverter határfrekvenciája 800 MHz környékén van. Ahhoz, hogy a bejövő 3000 MHz-es frekvenciát elérhessük, egyértelművé vált, hogy a nagyfrekvenciás bemeneti fokozatoknál más áramkör-családot kell alkalmazni, mint a CMOS logikai kapukat az áramkörök megépítésére. Választásunk a Source Coupled Logic (SCL – Source csatolt logika) áramköri családra esett. Az SCL logika tulajdonképpen a bipoláris tranzisztorok világából jól ismert Emitter Coupled Logic (ECL – Emittercsatolt logika) család megfelelője MOS tranzisztorokkal megvalósítva.

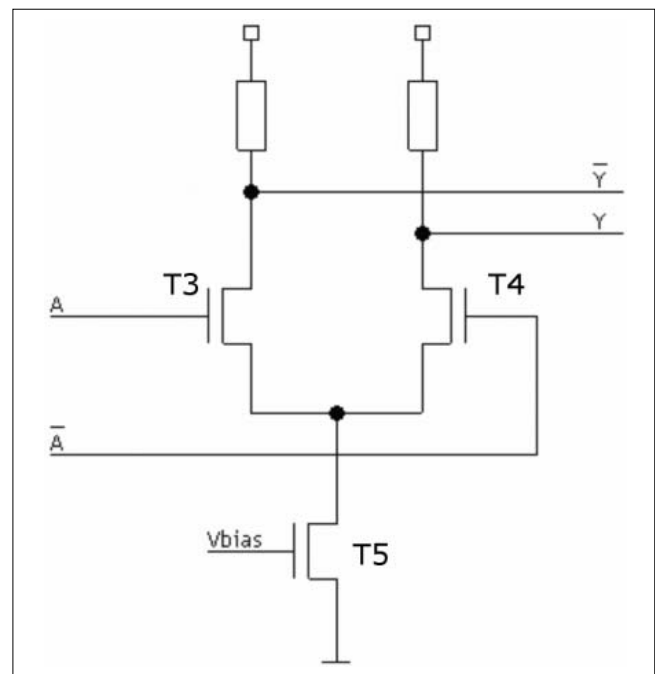
A 11. ábrán egy SCL inverter áramkör kapcsolási rajzát látjuk.

Az áramköri család egyik legfőbb sajátossága, hogy minden jelvezetékét differenciális párként kell az áramkörbe bevezetni (tehát a ponált és a negált jelet is), és a kimeneten szintén megjelenik a differenciált jelpár, tehát két SCL logikai kapu egymás mögé könnyen illeszthető. Az inverter két bemenete a T3 és T4 nmos tranzisztorokra érkezik. T5 nmos tranzisztor gate-je egy megfelelő referencia feszültségre kötve áramgenerátorként

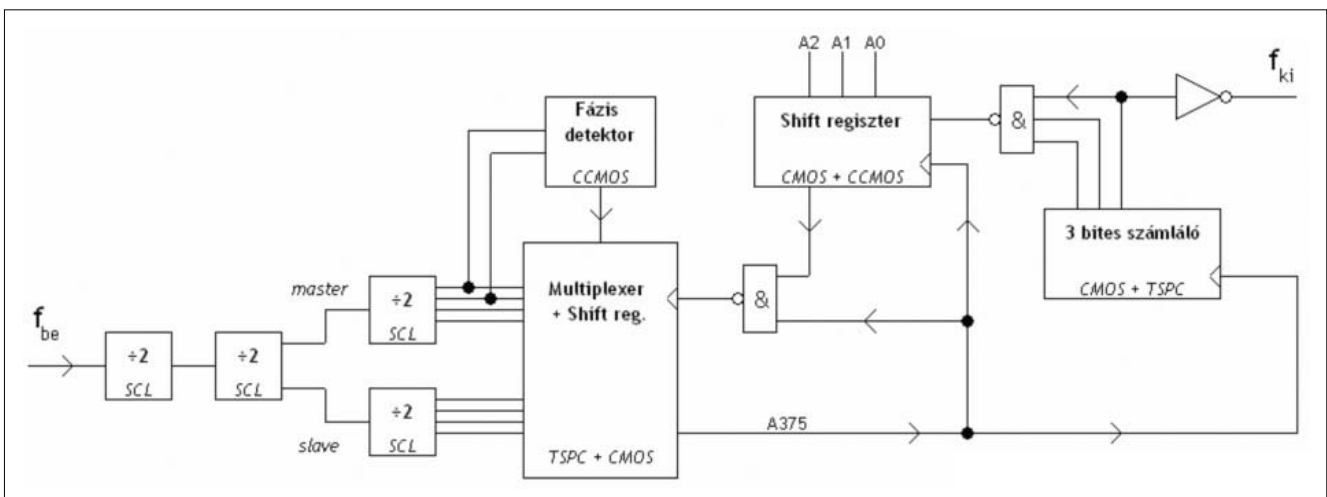
viselkedik, ami azt eredményezi, hogy T3-on és T4-en átfolyó áramok összege mindig állandó marad. A két felső, tápfeszültségre kötött ellenállás helyett pmos tranzisztorok is elhelyezhetők a terhelő ellenállás szerepét töltve be. Ha T3 gate-je magasabb feszültségű, mint T4 gate-je, akkor T3 tranzisztor jobban kinyit, rajta nagyobb áram folyik át, mint T4-en, és mivel a két áram összege állandó, T4-en gyakorlatilag nem folyik át áram. Ezért aztán T4 drainjének potenciálját tulajdonképpen T5 és T3 nyitófeszültségének összege képezi, míg T4 drainjén a felhúzó ellenállás szerepét betöltő T2 tranzisztor hatása miatt közel tápfeszültség adódik. Az inverter két kivezetését ezekről a pontokról csatoljuk le.

Az áramkör gyakorlatilag egy differenciálerősítőként működik, ha a két gate-potenciál közötti különbség meghaladja a néhány száz millivoltot, az áramkör már bebillen, és a kimeneten értelmes logikai jelszintet produkál.

11. ábra SCL inverter



10. ábra Teljes architektúra



Ha a bemeneten elég csak néhány száz millivolt (tipikusan 200-300 mV) feszültség különbséget tartani, akkor ez azt jelenti, hogy ahhoz, hogy egyik logikai szintről a bemenetet a másikba átváltssuk, mindössze 400-600 mV-al kell változtatni a feszültség szintet. A T3 és T4 tranzisztorokat ily módon működtetve elkerülhető, hogy azok telítésbe menjenek. Ez az egyik oka, hogy az SCL áramkörök miért képesek a CMOS inverter határfrekvenciájának többszörösén is üzemelni.

Az SCL további előnye, hogy mivel minden jelvezeték lényegében egy differenciális vezetékpár, a jelek differenciáltan terjednek, és sokkal kisebb érzékenységek a környező (akár a szomszédos cellából érkező) zavarokra, mint a CMOS áramkörök. Ez a nagyfokú zavarérzékenység nagyon fontos előny, mert éppen a nagyfrekvenciás alkalmazásokban különös figyelmet kell fordítani a zavarok csökkentésére, elnyomására.

Az SCL egyetlen komoly hátránya, hogy folyamatos áramfelvétele van, hiszen a T3 és T4 tranzisztorok közül az egyik mindig nyitva van, így ezáltal egy áramút alakul ki a tápfeszültség és a föld között, mely áramnak csak az áramgenerátor és a felső terhelő tranzisztorok szabnak korlátot. Így az SCL család fogyasztás szempontjából kedvezőtlenebb tulajdonságokkal rendelkezik, mint a hagyományos CMOS elemek, melyek csak átváltáskor fogyasztanak, statikus helyzetben gyakorlatilag nem.

7. Floorplan

A nagyfrekvenciás bemeneten érkező jelet a négy darab flip-flopot tartalmazó első áramköri blokk nyolcad frekvenciára osztja. Az áramkör többi része később végig ezen a nyolcad frekvencián (375 MHz), vagy még en-

nél is alacsonyabban dolgozik. Ahogy már korábban említettük, a CMOS inverter határfrekvenciája az általunk is használt 0.35 μm CMOS technológián 800MHz körül adódott.

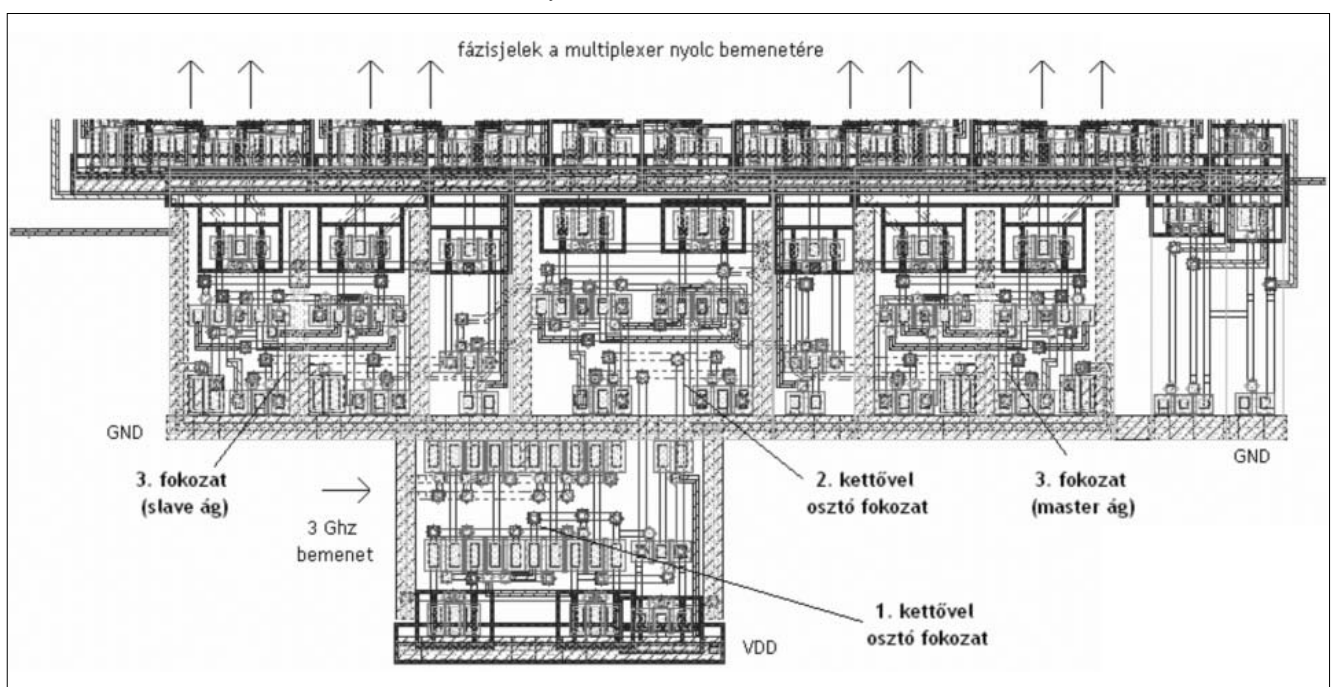
Összegezve a fenti tulajdonságokat, úgy döntöttünk, hogy míg az alacsony frekvenciás tartomány, mivel 400 MHz alatti működési frekvenciát követelünk csak meg tőle, megvalósítható normál CMOS logikából, a nagyfrekvencián dolgozó, nyolccal osztó bemeneti fokozat SCL-ből készül el, a két család találkozásához pedig illesztő áramköröket tettük be.

Ezután következhetett az áramkör topológiai elhelyezése a szilícium felületén. Hogy a nagyfrekvenciás jelrel minél rövidebb utat kelljen megtenni, így a legelső, bemenő jelet fogadó flip-flop a nagyjából téglalap alakot mutató layout alján helyezkedik el, majd a felére osztott kimenet innen halad tovább az áramkör belseje felé. A második flip-flopnak már master és slave kimenete is ki van vezetve – mindkettő egy-egy további flip-flop számára. Ez a két következő flip-flop kétoldalt, jobbra és balra helyezkedik el. Ennek egyik oka, hogy ezzel a kimenő két független nagyfrekvenciás (750 MHz) jel (master és slave) áthallása kiküszöbölhető, másrészt a következő flip-flopok kimeneteinél a nyolc párhuzamos fázisjelnek már nagyobb helyre van szüksége, hiszen itt történik meg az SCL szintről való átalakítás CMOS logikai jelszintekre. A nyolc darab jelhez tartozó SCL-to-CMOS átalakító párhuzamosan, egymás mellett kényelmesen elhelyezhető.

Az elhelyezést a 12. ábra illusztrálja.

A szubsztrát felé folyó áramok csökkentése és a zavarvédelem növelése érdekében az egyes nagyfrekvenciás egységek köré külön-külön guard ringet húztunk, mely gyakorlatilag teljes egészében, a sík minden irányából körülveszi a flip-flopokat, több rétegen is leha-

12. ábra A nyolcas osztó elrendezése közelről



tárolja a benne elhelyezkedő áramkört a külvilág zajaitól: a szubsztrátban egy aktív területből képzett árok húzódik, felette egy sűrűn tűzdelt kontaktussor halad végig, a tetejét egy $2\mu\text{m}$ széles fémcsík borítja.

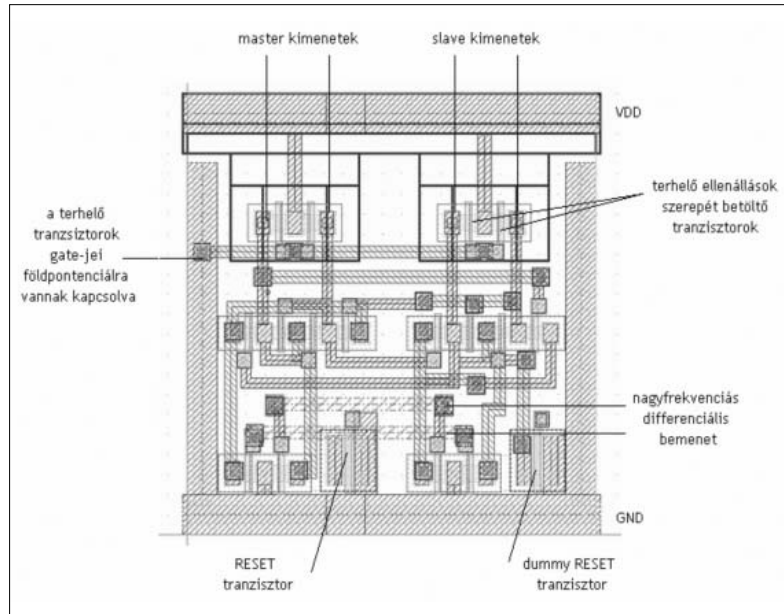
Az áramkört alulról a földszín, felülről a tápvezeték sínje határolja. A tranzisztorokat a minél rövidebb vezetékvezés és a szubsztrát áramok csökkentése érdekében sok helyen „összetoltuk”, egy-egy tranzisztornál a drain kivezetés közös a szomszédos tranzisztor drainjével, míg a másik oldalon a source kivezetésnél a következő tranzisztor source kivezetése szintén egybeépült.

Ezzel a módszerrel négyes csoportokba szervezve helyeztünk el tranzisztorokat egyvonalon. Az alsó, földszín közelében lévő tranzisztorok az áramgenerátor tranzisztorok. Gatejeikre a nagyfrekvenciás órajelek érkeznek a tranzisztorok felett látható MET3 vízszintes fémcsíkokon. Az egész áramkörből ez a tranzisztorsor működik a teljes órajel frekvenciáján (3 GHz), a többi tranzisztor már csak a fele frekvencián üzemel (1,5 GHz). A középső 8 tranzisztor, melyek lényegében az osztást végzik, helyhiány miatt a kissé eltérő vezetékvezéssel felborítják ugyan a szimmetriát, de csak kis mértékben. A négy felső terhelő üzemmódú p-típusú tranzisztor két kettes csoportban helyezkedik el messze egymástól. Ennek legfőbb oka, hogy a hozzájuk tartozó tranzisztorokhoz így tudnak a legközelebb kerülni, de előnyt jelent abból a szempontból, hogy kicsi közöttük az áthallás, hiszen ez a két tranzisztor páros az, amelyek egymáshoz képest 90° fázistolásban dolgoznak. Az áramkört jobbról és balról a guard ring védelme határolja.

Ahogy a nyolc fázisjel az SCL-to-CMOS átalakítókat elhagyja, nyolc darab, 50%-os kitöltési tényezőjű, rail-to-rail jelként belép a CMOS logika területére. Mind a shift-regiszteres multiplexer, mind a számláló, kapuk, és a beolvasó-vezérlő shift regiszter már CMOS kapukból készültek el. Nem alkalmazhattunk standard cellás tervezést, mert ugyan itt már kisebb frekvencián dolgozunk (375MHz), de ez még nem elég alacsony ahhoz, hogy a standard cellák nagy biztonsággal használhatók legyenek. Így maradt a teljesen egyedi kapu áramkörök használata.

A nyolc fázisjel a multiplexer nyolc ÉS kapujának egy-egy bemenetére csatlakozik az áramkörben. A multiplexer megvalósítását olyanra terveztük, hogy a szimmetriát minél jobban megtartsuk. Ügyeltünk arra, hogy mind a nyolc fázisjel egyenlő hosszúságú vezetékeken jusson el a kimenetig. Ehhez a kimeneti utolsó ÉS kaput a blokk közepére kellett helyezni, mely köré két oldalra kerülhettek a fa struktúra további elágazásaiban szereplő kapuk, a legszélén a bemeneti kapukkal. Így aztán a jobb szélén is és a bal szélén is, négy-négy kapura köthető egy-egy fázisjel.

A multiplexerre szorosan ráépül a vezérlést szolgáló shift regiszter is. A shift regiszter nyolc cellájának el-



13. ábra SCL kettes osztó layoutja

helyezését optimalizálás eredményeképpen kapjuk, mely szintén befolyással volt a multiplexer elrendezésére. A két blokkot összeépítve végül egy hatékony elrendezést sikerült elérni, összesen egy darab vezérlő vezeték kereszteszűdésével.

Amikor megegyező vezetékhozzákról beszélünk, valójában nem csak arra gondolunk, hogy a hasonló vezetékek megegyező hosszúságban kanyarognak végig a tranzisztorok között, a hasonlóságba bele kell, hogy tartozzon az is, hogy ugyanolyan kanyarokat tegyenek meg (ha muszáj kanyarodni), illetve minél kevesebb szintbeni váltást tartalmazzanak (lehetőleg egyet sem), mert a kontaktusok ohmikus ellenállásukkal és a vezetékek a környező alkatrészek, szomszédos vezeték, szubsztrát, gate-ek stb. felé vett szórt kapacitásukkal együttesen egy RC hálózatot alkotnak, amely lassítja a jel haladását. Abban az esetben, ha az egyik vezeték esetében a szintbeni váltást nem lehet kivédeni egy esetleges vezetékkereszteszűdés miatt, érdemes meggondolnodni, hogy nem jobb-e a másik, megegyező hosszú vezetékbe is beiktatni egy hasonló váltást a szimmetria kedvéért.

A tranzisztorokat tájolás tekintetében mind egyállásúra (matching) terveztük, hogy a technológiai szórás irányfüggőségét kiküszöböljük, az egymáshoz arányított tranzisztorméretnek minél kisebb szórásúak legyenek. A nagyfrekvenciás vezetékeket (főleg az SCL területein) ahol lehetett a harmadik fémrétegen vezetünk, hogy minél kisebb parazita kapacitással rendelkezzenek elsősorban a szubsztrát, másodsorban minden más alkatrész felé, másrészt minél távolabb kerüljenek a tranzisztoroktól, és minél kisebb zavaró hatást fejthessenek ki rájuk. Törekedtünk mindenhol a szimmetrikus elrendezésekre is, és még az áramkörök elhelyezésének tervezésénél ügyeltünk arra, hogy minél kevesebb vezeték kereszteszűdést kelljen beépíteni az áramkörbe.

8. Összefoglalás

A hosszú hónapokon át tartó tervezési és kutatói munka eredményeképpen egy olyan korszerű, nagyfrekvenciás frekvenciaosztó áramkört sikerült létre hozni, mely egy elavultabb, régi, de tömeggyártásra nagyszerűen alkalmazható, olcsó technológián működik. Az áramkör egy olyan új, egyedi architektúrát használ, melynél az áramkör bonyolult részei az órajel frekvencia tört részén működnek, amelynek köszönhetően teljesítményfelvétele töredéke a megszokott architektúrával készülő más frekvenciaosztóknak.

Irodalom

- [1] D. Szente-Varga, Gy. Bognár, M. Rencz, New architecture low power frequency divider on CMOS 0.35 μm for 3G application, IEEE DDECS konferencia, 2005.
- [2] 2.4 GHz Monolithic Fractional-N Frequency Synthesizer with Robust Phase-Switching Prescaler and Loop Capacitance Multiplier, Kelui Shu, E. Sánchez-Sinencio, J. Silvia-Martínez, Sherif H.K. Embabi, IEEE Solid State Journal, Vol. 38. Nr.6, 2003. június.
- [3] Z. Lao, M. Berroth, M. Rieger-Motzer, A. Thiede, V. Hurm, M. Sedler, W. Bronner, A. Hülsmann, B. Eaynor, 31 GHz Static and 39 GHz Dynamic Frequency Divider ICs Using 0,2 μm -AlGaAs/GaAs-HEMTs, (ESSCIRC'96) 22nd European Solid-State Circuits Conf., 1996.
- [4] Kuo-Hsing Cheng, Ven Chieh Hsieh, High Efficient 3-input XOR for Low-Voltage Low-Power High-Speed Applications, IEEE ASICs, AP-ASIC 1999.
- [5] Kelui Shu, Edgar Sanchez-Sinencio, A 5 GHz prescaler using improved phase switching, Circuits and Systems, IEEE ISCAS 2002.
- [6] 16.3 GHz 64:1 CMOS Frequency divider, IEEE ASICs, AP-ASIC 2000.
- [7] Nagendra Krishnapura, Peter R. Kinget, 5.3 GHz Programmable Divider for HiPerLAN in 0,25 μm CMOS, IEEE Solid State Journal, Vol. 35. Nr.7, 2000.
- [8] 90 GHz operation of novel dynamic frequency divider using InP HBTs (Research Report). Nippon Telegraph and Telephone Corporation, 2003.
- [9] Andreas Wassatsch, Dirk Timmermann, Scalable Counter Architecture for a Pre-loadable 1 GHz@0,6 μm /5 V Pre-scaler in TSPC, IEEE Circuits and Systems, 2001.
- [10] J. Navarro Soares, Jr., W.A. M Van Noije, 1.6 GHz Dual Modulus Prescaler Using the Extended True-Single-Clock CMOS Circuit Technique (E-TSCP), IEEE Solid State Journal, Vol. 34. Nr.1., 1999.
- [11] U. Tietze, Ch. Schenk, Analóg és digitális áramkörök, Műszaki könyvkiadó, 1990.
- [12] F. Klass, C. Amir, A. Das, K. Aingaran, C. Truong, R. Wang, A. Mehta, R. Heald, G. Yee, New family of semidynamic and Dynamic Flip-Flops with Embedded Logic for High-Perform. Processors, IEEE Solid State Journal, Vol. 34. Nr.5., 1999.
- [13] F. Grassert, D. Timmermann, Dynamic self-timed logic structures, IEEE DDECS, 2003.
- [14] S. Pellerano, S. Levantino, C. Samori, A. L. Lacaita, 13.5 mW 5 GHz Frequency Synthesizer with Dynamic-Logic Frequency Divider, IEEE Solid State Journal, Vol. 39. Nr.2., 2004.

Digitális átállás – a technológián túl

Ötpárti egyeztetés a médiatörvény módosításáról

TASI KATALIN

tasi.katalin@o2media.hu

Magyarországon 2011. december 31-én véget ér a földfelszíni televíziózás analóg korszaka, lekapcsolják az adótornyokat és csak digitális adások lesznek – az EU határozata szerint. Számos európai országban már folynak a földfelszíni digitális adások, nálunk azonban eddig sem stratégia, sem médiapolitika, sem versenyszabályok, sem üzleti modellek nem készültek. Várhatóan ma fogadja el a kormány a kormányzati feladatokra vonatkozó rendeletet – hangzott el a „Digitális átállás – a technológián túl” címmel március 6-án rendezett szakmai fórumon.

A digitális televíziózásra való átállás nem elsősorban technológiai kérdés, hanem társadalmi, médiapolitikai, szabályozási folyamat – hangzottak a Hírközlési Érdekegyeztető Tanács, a Hírközlési és Informatikai Tudományos Egyesület, a Nemzeti Hírközlési és Informatikai Tanács, valamint a Miniszterelnöki Hivatal szerkesztésében összehívott konferencián.

Vári Péter, a Miniszterelnöki Hivatal főtanácsosa felidézte: tavaly a választások előtt parlamenti jóváhagyásra várt a digitális átállásról szóló törvény, de időhiány miatt azt már nem fogadták el a képviselők. Tavaly októberben nyilvános szakmai vitát kezdeményeztek a piaci szereplők bevonásával a Digitális átállás stratégiájáról, melynek észrevételei alapján készítették el azt a kormányhatározatot, amelyet várhatóan most fogad el a kormány. Ha a MEH munkatársai által elképzelt menetrend valósul meg, akkor áprilisban újra a parlament előtt lesz a digitális tévészéről és rádiózásról szóló törvényjavaslat. A nemzeti átállási stratégiát követi a Médiapolitikai stratégia, amelynek az elkészítéséhez közbeszerzési pályázatot írtak ki és éppen a napokban egyeztetnek a pályázatra jelentkezett tanácsadó cégekkel. Szeptemberre kell létrehozni azt a bizottságot, amely meghirdeti a Magyarország által elnyert, úgynevezett multiplex csatornák üzemeltetői pályázatát. Ugyanekkorra létre kell hozni azokat az intézményeket és pénzügyi feltételrendszert is, amelyek szükségesek az átállás levezényléséhez. December 31-ére várható a multiplex pályázat nyertesének kihirdetése – sorolta a főtanácsadó.

Miként fogják a parlamentben a kétharmados új médiatörvényt elfogadtatni? – tette fel a kérdést a konferencia egyik résztvevője. – A médiatörvény aktualizálása, nem önállóan, hanem egy médiatörvény-csomagban fog megtörténni – szölt a válasz. Különválasztják a reklámszabályozási kérdéseket, a közszolgáltatásra és a kereskedelmi műsorsugárzásokra vonatkozó szabályozásokat. Mindezekről egy ötpárti egyeztetés kezdődött nemrégiben.

Dr. Pados László, a Nemzeti Hírközlési Hatóság osztályvezetője kiemelte: a sikeres frekvenciátárgyalások után félt, hogy Magyarország „ellustul”. A 2012-ig tartó átmeneti időszakban már három országos ellátottságot biztosító hálózat áll rendelkezésre, így kicsi a kényszerítő erő a jelenlegi analóg adók minél előbbi kikapcsolására. Ellenpéldaként Ausztriát említette, ahol már javában zajlik a digitális átállítás. Hat hónapon át tart az átmeneti időszak, majd teljesen áttérnek a digitális földfelszíni sugárzásra az ottani televíziózásban.

A tavaly júniusi frekvenciatervező értekezleten – Genfben, a Nemzetközi Távközlési Szervezet székhelyén – még az Informatikai Minisztérium képviselte sikerrel hazánkat. Az egyeztetés során három országos rádióhálózatot és nyolc televízióhálózatot nyertek el.

Az ma még nem tudható, hogy ezeken a csatornákon hány új műsorszolgáltató jelenik meg, de minimum 64, maximum nyolcvan műsor sugárzási lehetősége jöhet szóba. Az is kérdés, hogy ezek az új szolgáltatók földfelszíni sugárzással, vagy mobil tévézéssel kívánják-e majd foglalkozni. Az biztos, hogy az új hálózatok kiépítése több tízmilliárdba kerül a ma még ismeretlen piaci szereplőknek.

Az előadásban még szó esett az adattovábbítás során használandó tömörítési eljárásokról és a szükséges set-top-boxok áráról is. Magyarország a legújabb technológiai szabványok alkalmazását tartja megfelelőnek, ehhez viszont drágább készülék kapcsolódna, amely jelenleg 100-150 euróba kerül. (A set-top-box az a beltéri egység, amely átalakítja a digitális jeleket és továbbítja azokat a tévékészülék felé.)

A hazai háztartások harmadában jelenleg csak a három országos csatorna fogható, mindössze egy beltéri antennával – hívta fel a figyelmet Koltai Péter, a T-Online üzletfejlesztési osztályvezetője, aki szerint a digitális tévzés elterjedésének akadálya lehet, ha nem fogja az állam rászorultsági elven támogatni a tévzőket. Előadásában számos kérdést feltett: „Mi lesz a televízióval? Eltűnik vagy átalakul? A zeneipar sorsára jut?



Az internettel digitális tévének lesz?” – felvetései arra a nagyon tág lehetőségalmazra utalnak, amelyeket a digitális tévzés megnyithat előttünk. Az elektronikus műsorúság, a videó rendelés, a megállítható és tetszőleges időpontban lejátszható tévéműsor, a fizetés tartalmak, az elektronikus vásárlás lehetősége – mind-mind előttünk áll.

Vajon mit tudnak a hazai tévzők a digitális adásokról, használnák-e, fizetnének-e a többlétszolgáltatásokért? – sorolta egy korábbi felmérés kérdéseit *Mátrai Gábor, a UPC szabályozási és kormányzati kapcsolatainak igazgatója*. Az előfizetői válaszokkal együtt felsorolta mindazokat a piaci szereplőket, amelyek kábelen (T-Online), illetve műholdon keresztül (UPC, DIGITV, Antenna Hungária) már most is digitálisan továbbítják a műsort. A megkérdezettek közel fele igénybevenné és kipróbálná a jobb vételi viszonyokat kínáló technológi-

át, harmaduk azonban még tájékozódna a lehetőségről, mielőtt kipróbálná. Az előadó a válaszokat a hazai fogyasztók költségérzékenységgel magyarázta, akik nem szívesen fizetnének egy új adó-vevő berendezésért. Reméli azonban, hogy a hozzáállás változott némileg az utóbbi időben, éppen ezért a felmérést hamarosan megismétlik.

A tanácskozáson a szabályozók és a piaci szereplők képviselőin túl a mérnöki és a szociológiai vélemények is hangot kaptak, egybehangzóan állítva, hogy a digitális átállás csökkentheti az „informatikai szakadékot”, mert egyre többen fognak megismerkedni a fejlett technológiákkal és szolgáltatásokkal. Mindamellet egyetértettek *Koltai Péter* megállapításával is, miszerint „a digitális átállás csak megfelelő médiapolitikával, szabályozással és konszenzussal érhető el.”

Kapcsolódó linkek

A „Digitális átállás – a technológián túl” című konferencia programja:

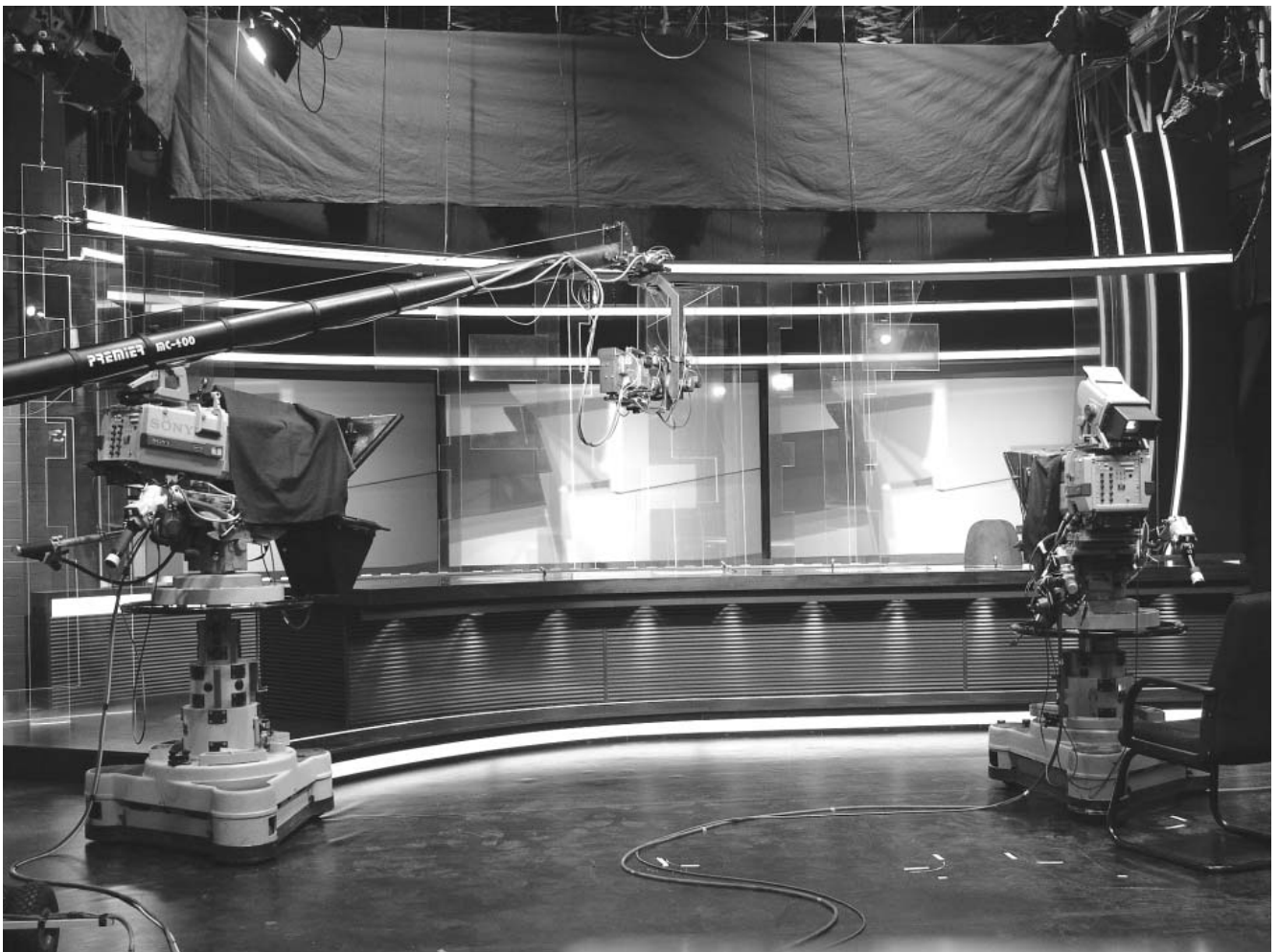
http://www.hetadmin.hu/index.php?page=cikk_showone&cikkid=24

Digitális átállás stratégia a MEH honlapján:

<http://www.meh.hu/szolgáltatások/dtv/das20061005.html>

Közbeszerzési pályázat a Nemzeti audiovizuális médiastratégia kidolgozására:

http://ted.europa.eu/Exec?DataFlow=ShowPage.dfl&Template=TED/N_print_doc.htm&StatLang=HU



Az öt világformáló marslakó

A Vince Kiadó gondozásában megjelent könyvében Hargittai István, a Műegyetem és az ELTE kutató-professzora azokat a magyar tudósokat tekinti „marslakóknak”, akik nem csak világszínvonalon járultak hozzá a tudomány fejlődéséhez, de meghatározó szerepet is vállaltak az Egyesült Államok és az egész szabad világ védelmében.

Marx György Kossuth-díjas fizikusnak, aki Magyarországon ismertté tette a II. világháború idején Amerikában született „marslakók legendáját”, óriási érdeme az, hogy ezeknek a nagy tudósoknak és más magyar, illetve magyar származású nemzetközi jelentőségű tudósoknak nevét a 80-as években bevitte a hazai közgondolkodásba – írja Hargittai István akadémikus az előszóban.



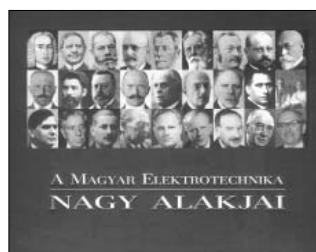
A tudományban *Kármán Tódor* (1881–1963) gépészmérnök-kutatót a modern aerodinamika, *Neumann János* (1903–1957) vegyészmérnök-matematikust pedig a modern számítógép atyjaként emlegetik, *Szilárd Leó* (1898–1964) biofizikus és atomtudós ismerte fel a nukleáris láncreakció lehetőségét, a Nobel-díjas *Wigner Jenő* (1902–1995) vegyészmérnök-fizikus a szimmetriát építette be az atomfizikába, míg *Teller Ede* (1908–2003) atomfizikusnak a molekula- és magfizikai kutatásai voltak jelentősek.

Fontosabb azonban, hogy *Kármán* szolgáltatta a modern amerikai légierő tudományos hátterét, *Szilárd* kezdeményezte az első atombomba megvalósítását, *Wigner* volt a világ első nukleáris mérnöke, *Neumann* újításaival döntő módon járult hozzá az interkontinentális rakéták kifejlesztéséhez, *Teller* pedig elérte azt, hogy a szovjet fenyegetés árnyékában az USA megteremtse a hidrogénbombát, ami a két szuperhatalom között biztosította a békét.

Hargittai professzor könyve nemcsak a marslakók teljesítményével ismerteti meg az olvasót, hanem zárkózott, sokszor ellentmondásos egyéniségüket is emberközelségbe hozza. Nemcsak az öt tudósról rajzol árnyalt képet, hanem arról a korról is, amelyben éltek, és amelynek sok más szereplője is megjelenik a könyv lapjain. A szerző felhasználja két marslakóval való személyes ismeretségét és kiterjedt olvasmányait, valamint számos vezető tudóssal folytatott beszélgetését a minél teljesebb kép kialakításához. Az ajánlott kötetben megjelenő öt különleges ember lehet tárgya csodálatunknak vagy bírálatunknak, de vitathatatlanul a huszadik század történetének fontos alakítói közé tartoznak.

A magyar elektrotechnika nagy alakjai

Nemzetközi technikatörténeti dokumentumok tanúskodnak arról, hogy hazánk az elektrotechnika területén világviszonylatban is jelentős hagyományokkal rendelkezik. A dinamó-elv felfedezése, az egyenáramú gép őstípusának megalkotása, a telefonhírmondó feltalálása, a kénsavas ólomakkumulátor tökéletesítése, a transzformátor megalkotása, a drótnélküli telegráfia kísérleti megalapozása, a háromfázisú váltakozó áramú villamos mozdonyok megalkotása, a volfrámszál izzólámpa kifejlesztése, a kriptonlámpa létrehozása, a sikeres Hold-radar kísérlet, a xerográfia alapelvének felfedezése, a plazmalámpa kifejlesztése, vagy a holográfia alapelvének felfedezése csupán néhány példa a gazdag hagyományból, a magyar géniuszok alkotásai közül.



Sitkei Gyula vállalkozott arra, hogy közelmúltban megjelent könyvében, a nemzetközi hírnevet is szerzett magyar alkotók életútját, a saját

történelmi környezetükbe ágyazva bemutatja. A képanyagban, és a kiadványhoz csatolt CD-ROM elkészítésében Magyar Elektrotechnikai Múzeum archívumára és a szerző gyűjteményére támaszkodott az Energetikai Kiadó Kht.

Az illusztris névsor, amely egyben a tartalomjegyzéket is adja: *Hatvani István* a debreceni polihisztor, *Jedlik Ányos* az első magyar elektrotechnikus, *Puskás Tivadar* a telefonhírmondó feltalálója, *Schenek István* és *Farbaky István* az akkumulátorgyártás úttörői, *Mechwart András* a villamos-ipar hazai elindítója, *Zipernowsky Károly* a váltakozó áram apostola, *Déri Miksa* az erőműépítő, *Bláthy Ottó Titusz* aki egy életen át a Ganz gyárat szolgálta, *Neustadt Lipót* a Ganz gyár elektrotechnikusa, *Fischer Béla* a közcélú áramszolgáltatás úttörője, *Fodor István* az európai villamosítás úttörője, *Stark Lipót* az ELMŰ első vezérigazgatója, *Károly Irén József* a nagyváradi fizikus, *Kandó Kálmán* a vasút-villamosítás úttörője, *Verebély László* az első európai okleveles villamosmérnök, *Aschner Lipót* a magyar világítástechnika *Mechwartja*, *Hanaman Ferenc* és *Just Sándor* a volfrámlámpa és *Bródy Imre* a kriptonlámpa feltalálója, *Bay Zoltán* a sikeres Hold-radar kísérletet vezetője, *Millner Tivadar* a volfrám mindentudója, *Selényi Pál* a fénymérés és a képátvitel tudósa, *Zipernovszky Ferenc* a Világítástechnikai Állomás alapítója, *Ratkovszky Ferenc* a feszültségszabályozás mestere, *Mándi Andor* a legszerényebb Ganz-gyári mérnök, *Liska József* a villamos gépek professzora és *Gábor Dénes* a holográfia feltalálója.

Sipos László

Hírek

Megújult a Letöltés.com

Megújult Magyarország egyik legnépszerűbb ingyenes letöltő oldala, a Letöltés.com. 2007. március 22-től a PrímOnline szolgáltatása még szebb külsővel és korszerűbb funkciókkal folytatja 1999-ben megkezdett tevékenységét. A Prím család tagjaként működő Letöltés.com mostantól formailag is igazodik az egységes arculathoz. Az átalakulás nemcsak külső jegyeket érint, de jelentős tartalmi megújulással is jár. A website egésze integrálódott a Prím.hu motorjaként szolgáló XPPS portálrendszer moduljai közé, ezáltal az alábbi szolgáltatások váltak elérhetővé a látogatók számára:

- Bővített keresési feltételek (programokhoz tartozó leírások szövegrészletei alapján)
- Korábbi szoftververziók és többnyelvű verziók elérése ugyanarról az oldalról
- Hírek.com integráció (a hírek és cikkek melletti linkre kattintva azonnal letölthetők a vonatkozó szoftverek)
- Szoftverajánlás ismerősök számára automatikus e-mail küldésével
- RSS és MOBIL-RSS tájékoztatás a frissítésekről

A Letöltés.com folyamatosan bővülő adatbázisa jelenleg közel 2000 ingyenes programot kínál letöltésre.

Új hitelesítési csomag a NetLocktól elektronikus tőkepiaci közzétételekhez

A Pénzügyi Szervezetek Állami Felügyelete (PSZÁF) egy olyan elektronikus nyilvánosságra hozatali rendszert indított el, amely lehetőséget biztosít a tőkepiacról szóló törvény alapján bejelentésre kötelezettek számára, a Tőkepiaci törvényben meghatározott közzétételeik interneten keresztül történő hiteles és biztonságos feltöltésére, valamint a PSZÁF által működtetett honlapon (www.kozzetetelek.hu) való ingyenes megjelenésre. A hazai elektronikus ügyintézés piacán jelentős tapasztalatokkal rendelkező NetLock Kft. fontosnak tartja a PSZÁF ez irányú törekvéseit, mivel nagymértékben hozzájárulnak a hiteles elektronikus ügyintézés hazai fejlődéséhez, elterjedéséhez. A hitelesítés-szolgáltató vállalat a rendszerhez csatlakozni kívánó szervezetek részére összeállított egy speciális, ún. Tőkepiaci csomagot, amely tartalmaz minden a közzétételek hitelesítéséhez szükséges elemet. Az új rendszer használatának fő előnye, hogy a közzétételre kötelezett vállalatok jelentéseiket gyorsan, egyszerűen, jelentős megjelenítési, nyomtatási és postaköltséget megtakarítva, interneten keresztül tölthetik fel a PSZÁF nyilvános felületére, mellyel egyidejűleg teljesítik a Felügyelet felé fennálló tájékoztatási kötelezettségüket is.

A NetLock Kft. Tőkepiaci csomagjáról további információ a <http://www.netlock.hu/tokepiac.html> weboldalon érhető el. Az elektronikus aláírással ellátott közzétételi rendszer működéséről bővebben a PSZÁF által üzemeltetett www.kozzetetelek.hu weboldalon olvashatnak.

Virtualizáció SUSE Linuxon SAP alkalmazásokhoz

A Novell bejelentette a Xen virtualizációs technológiát is tartalmazó Novell SUSE Linux Enterprise Server 10 elérhetőségét az SAP NetWeaver és mySAP Business Suite rendszerekhez. A Novell és az SAP által közösen tesztelt, Xen virtualizációs megoldással kiegészített SUSE Linux Enterprise Server teljes mértékben megfelel az SAP virtualizált környezetekben futó SAP-alkalmazásokkal szemben támasztott szigorú követelményeinek. Az SAP-telepítések informatikai infrastruktúrájának virtualizálása hatalmas előnyt jelent a vállalatoknak. Ide tartozik többek között a munkafolyamatok konszolidálása kevesebb kiszolgálóra, amely a befektetések megtérülése mellett nagymértékben hozzájárul a felügyelet költségeinek csökkentéséhez is. Ezzel az új, ellenőrzött megoldással, a SUSE Linux Enterprise Server használatával az ügyfelek könnyedén telepíthetik SAP-alkalmazásaikat virtualizált környezetbe, így megbízhatóbb, rugalmasabb és költséghatékonyabb platformmal támogathatják a kulcsfontosságú számítástechnikai tevékenységeket.

Az oktatásban is előretör a Linux

Mi kell ahhoz, hogy egy technológia az oktatási rendszerben is piaci súlyának megfelelő hangsúlyt kapjon? A Novell Magyarország által megkérdezett hazai felsőoktatási, középiskolai és általános iskolai oktatók véleménye szerint kiforrott, széles körben elterjedt technológia, oktatási célokra könnyű és kedvező beszerezhetőség, képzett – és folyamatosan továbbképzett – oktatók, folyamatosan frissülő, magyar nyelvű tananyag, és természetesen igény a végzett szakemberekre a későbbi munkáltatók részéről. A Linux ma már minden kritériumnak megfelel, így megérett rá, hogy az oktatási rendszerben is nagyobb szerepet kapjon. Az IDC prognózisa szerint 2008-ra a teljes Linux-piac értéke – beleértve a szervereket, asztali gépeket és a szoftvereket is – meghaladja a 35 milliárd dollárt, amelyből tisztán a szoftverek várhatóan több mint 14 milliárd dollárt tesznek majd ki. „Mind a diákok, mind az iparági szereplők részéről van rá igény, hogy tovább növekedjen a Linux és a nyílt forráskódú szoftverek oktatásban betöltött szerepe” – hangzik a Novell Magyarország által megkérdezett Linuxot oktató hazai oktatási intézmények egybehangzó véleménye.

Deterministic indoor wave propagation modeling

Keywords: indoor propagation, diffraction, FDTD, ray tracing

The next generation mobile access network system design needs more precise characterization of the radio channel and needs sophisticated propagation models because of the decreasing cell sizes and higher data rates. Especially planning coverage in tunnels and indoor spaces causes design problems without these models. Each of the two previous models has a disadvantage by modeling our problem, the ray tracing needs huge running time because on the curved surface reflection the number of rays in bundles has to be increased. Whilst the analytical method is not able to handle the complex problem with the vehicle.

In our investigation the Finite Difference Time Domain method was proposed and used to analyse the 2 and 3 dimensional indoor wave propagation problems. We are demonstrating the effectivity and flexibility of FDTD for curved tunnel, indoor office and special EMC cases.

Optimization of matched waveguide bends

Keywords: waveguide bends, finite element method, optimal design

In this paper a method is implemented for optimizing geometric parameters of HF waveguide bends. The optimal design is determined by a hybrid optimization procedure using genetic algorithms followed by constrained minimization. The finite element method is used for calculation of the electromagnetic field and the scattering parameters of the device.

Multipath propagation fade duration modeling of land mobile satellite radio channel

Keywords: multipath propagation, fade duration, partitioned Markov-chain, Fritchman-model

This contribution presents a modeling method of the fade duration caused by multipath propagation on a land mobile satellite channel. The model is based on the measurement of a satellite channel and applied to calculate the model parameters.

The proposed model is based on a partitioned Fritchman's Markov-chain which is applicable to calculate the complementary cumulative distribution function of the fade duration process. The dependency of the model parameters on the attenuation threshold will be also shown. Therefore the model will be available to calculate the fade duration distribution for any threshold what can be applied later in attenuation time series synthesis.

Stochastic attenuation modeling on land mobile satellite channel applying N-state Markov-chain

Keywords: multi-path fading, time series generation, first order statistics, fade duration

The novelty of this work is Markov modeling of stochastic attenuation on land mobile satellite channel. The

applied N-state Markov-chain model is presented and the model parametrization is described in details. The parameters are determined from fade slope statistics of real measured attenuation data on land mobile satellite links.

From the model parameters the first and second order statistics of the generated time series can be directly calculated. A comparison is given between the attenuation statistics of the measured data and of the generated time series.

Stochastic hearing and sensing: the concept of acoustical information and its relation to modelling the human auditory system

Keywords: acoustical information, hearing system, auditory model, speech communication

Communication engineering often handles capturing, recording, transmitting and evaluating of information. The acoustical information is encoded in the sound waves and will be decoded by the hearing system. It includes the location of the sound sources, properties of the transmission line and even the receiver could influence the information flow. Furthermore, handling speech we will find error detection and correction mechanisms. It seems to be difficult to determine objective measures and definitions used by information sciences.

This paper briefly summarizes and presents the known problems of the acoustical information, its properties and objective description and introduces the so-called "stochastic hearing". Finally, it presents the model of the human auditory system related to the extracting of different parts of acoustical information during traveling in the sound waves, reaching the ear and processed by the brain.

Modern design considerations for 3G integrated circuits

Keywords: integrated circuits, CMOS technology, frequency divider, 3G mobile equipment

In this paper a new architecture, low power, programmable frequency divider circuit on 0.35 μm CMOS technology is introduced. This circuit is designed for application in high frequency mobile equipment. Each steps of the design flow from the logical design to the real physical design is presented. The implemented device has to work within a wide temperature range (between -40 and +85 $^{\circ}\text{C}$).

In the design and simulation special attention has been paid to avoid the effects due to the variation of the technology parameters (e.g. VT changes). The post-layout simulations showed the proper operation of the device on 3 GHz frequency, on 1.8 V power supply and the divide ratio could be changed between 64 and 71 for frequency hopping purpose. The physical layout plan is currently sent to fabrication.

Contents

<i>PREFACE</i>	1
Lajos Nagy Deterministic indoor wave propagation modeling	2
Imre Sebestyén, Béla Ladányi-Turóczy Optimization of matched waveguide bends	13
László Csurgai-Horváth, János Bitó Multipath propagation fade duration modeling of land mobile satellite radio channel	19
Balázs Héder, János Bitó Stochastic attenuation modeling on land mobile satellite channel applying N-state Markov-chain	24
György Wersényi Stochastic hearing and sensing: the concept of acoustical information and its relation to modelling the human auditory system	28
Domonkos Szente-Varga, György Bognár Modern design considerations for 3G integrated circuits	39
Katalin Tasi Transition to digital television – beyond the technology	47
László Sipos <i>Book review:</i> Great people of the electrical technology in Hungary Five world-transforming martians	49

Szerkesztőség

HTE Budapest V., Kossuth L. tér 6-8.
Tel.: 353-1027, Fax: 353-0451, e-mail: info@hte.hu

Hirdetési árak

Belív 1/1 (205x290 mm) FF, 120.000 Ft + áfa
Borító II-III (205x290mm) 4C, 180.000 Ft + áfa
Borító IV (205x290mm) 4C, 240.000 Ft + áfa

Cikkek eljuttathatók az alábbi címre is

Szabó A. Csaba, BME Híradástechnikai Tanszék
Tel.: 463-3261, Fax: 463-3263
e-mail: szabo@hit.bme.hu

Előfizetés

HTE Budapest V., Kossuth L. tér 6-8.
Tel.: 353-1027, Fax: 353-0451
e-mail: info@hte.hu

2007-es előfizetési díjak

Közületi előfizetők részére: bruttó 32.130 Ft/év
Hazai egyéni előfizetők részére: bruttó 7.140 Ft/év
HTE egyéni tagok részére: bruttó 3.570 Ft/év

Subscription rates for foreign subscribers:

12 issues 150 USD,
single copies 15 USD

www.hte.hu

Felelős kiadó: NAGY PÉTER
Lapmenedzser: DANKÓ ANDRÁS

HU ISSN 0018-2028

Layout: MATT DTP Bt. • Printed by: Regiszter Kft.