

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 frekvenciasávokon 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. Akadálytalanak 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 veszteséges 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.

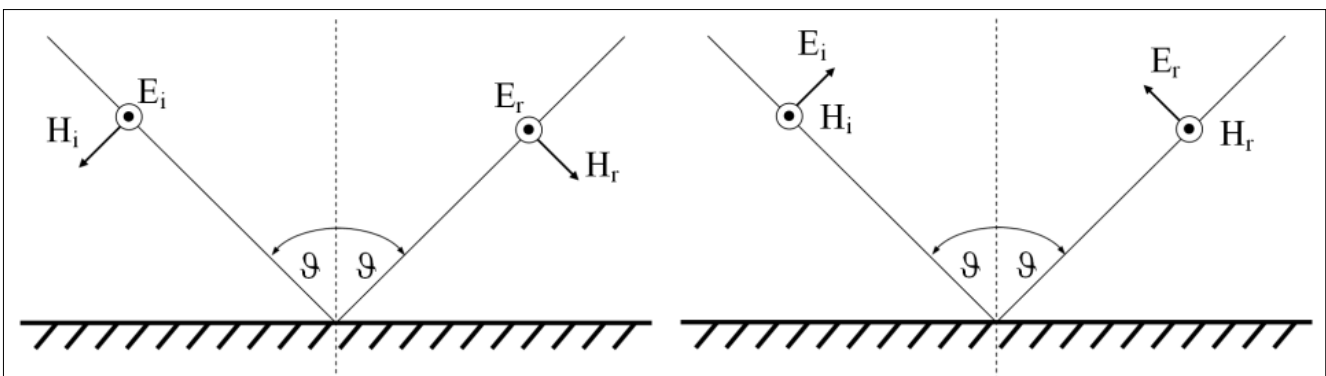
A szinuszos időfüggésű pontforrás gerjesztésre kialakuló stacionárius tér \perp polarizációra a 2. ábra szerint alakul, ahol jól látható a reflektált térkomponens következtében kialakuló jellegzetes interferenciakép, mely a hullámfront görbületében és egyes irányokban jelentős térerősségszökkenésben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

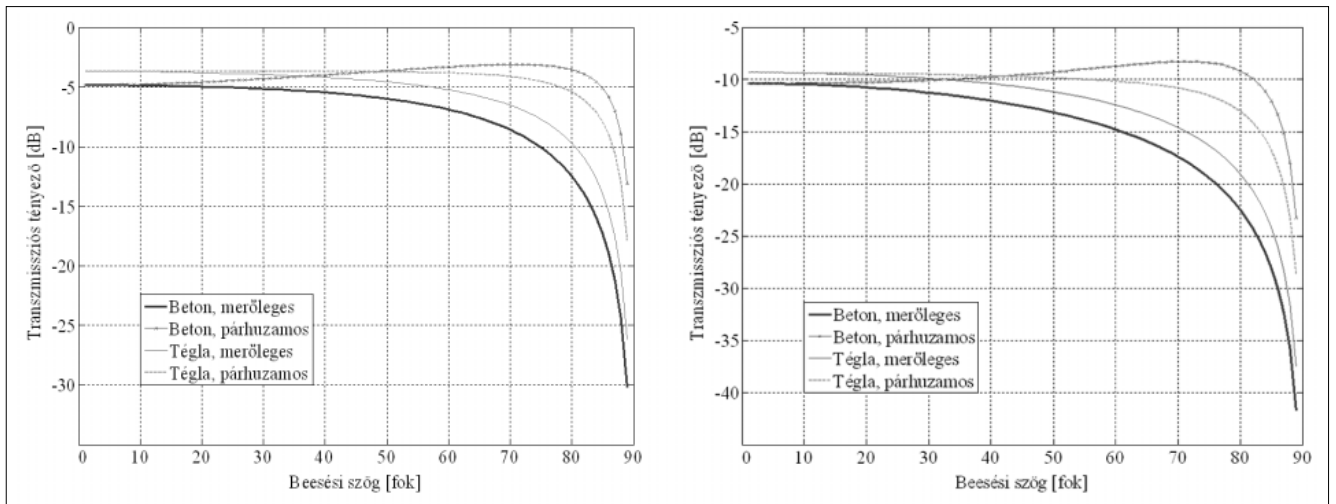
A vizsgált térrész $10\lambda \times 15\lambda$ méretű, a reflektáló közeg $\epsilon_r = 3-1*j$ komplex permittivitású.

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.)

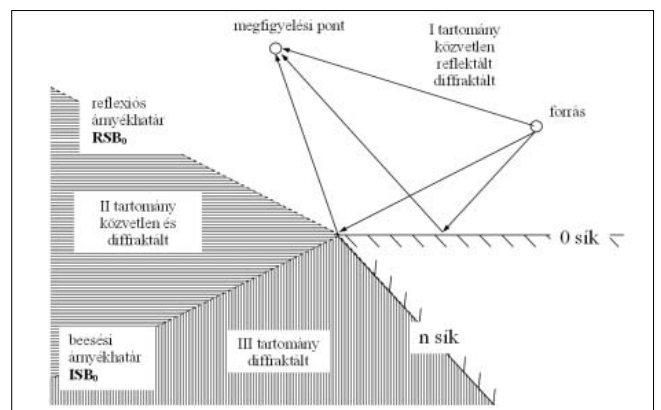
A sugárkövetés algoritmus a terjedő hullámok és rétegezett közegek kölcsönhatására ezt a modell alkalmazza, mely azonban az antennák közelterében és az összetett geometria következtében fellépő nem sík beeső hullámra jelentős hibát okoz.

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

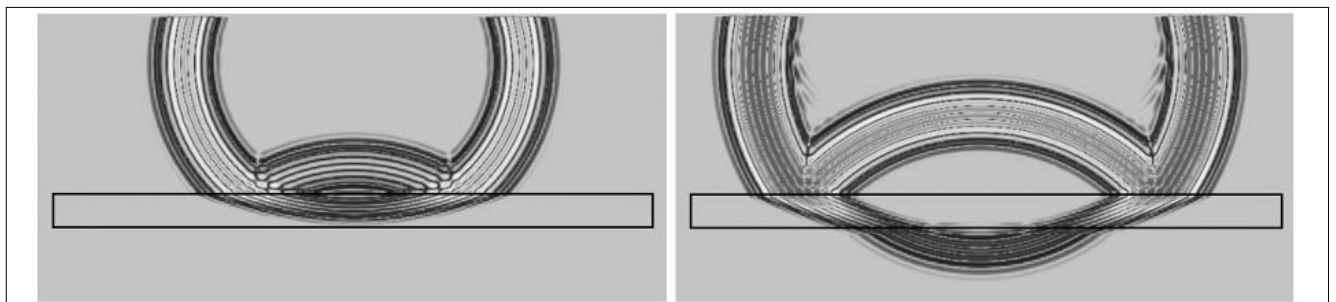
A geometriai optika direkt és reflektált terjedési mechanizmusa nem alkalmas a tér kiszámítására az objektumok mögötti árnyéktartományban. Így a geometriai optikát az elektromágneses tér pontosabb leírásához diffrakciós összetevővel egészítjük ki.

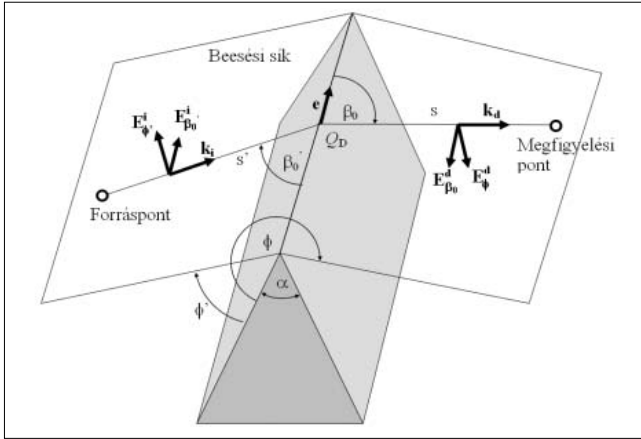
5/a. ábra Direkt, reflexiós és diffrakciós tartományok



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.

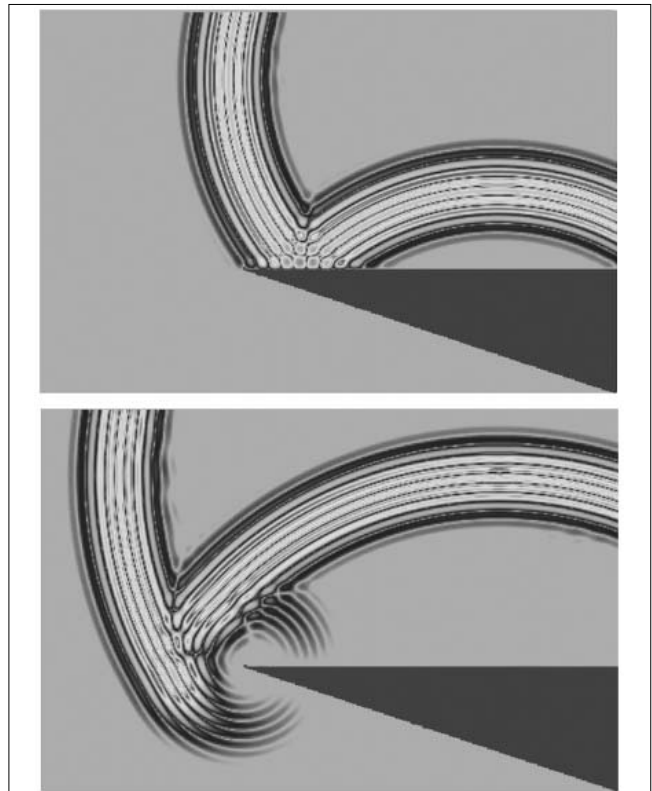
A Motley-Keenan modell csillapítása r szakasztávolságra:

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

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		

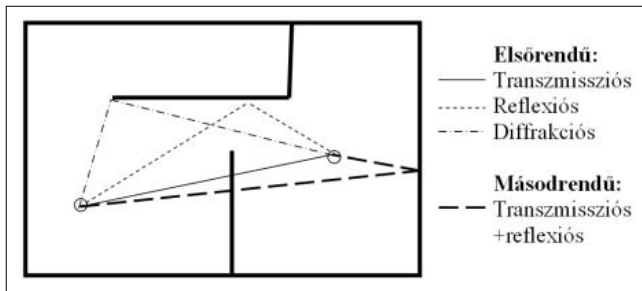
1. táblázat

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 (mikrosztríp 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.

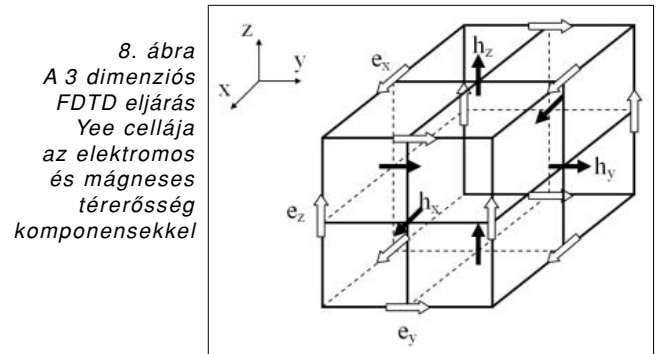
Az FDTD módszert általánosan 3 dimenzióban mutatjuk be, majd két speciális 2 dimenziós geometriát is ismertetünk. A Maxwell-egyenletek koordináták szerint particionált, derékszögű vonatkoztatási rendszerű differenciális formájából kiindulva:

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

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

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

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:

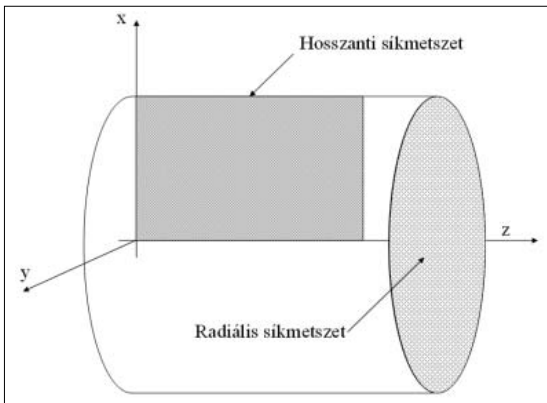
$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (11)$$

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].

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

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

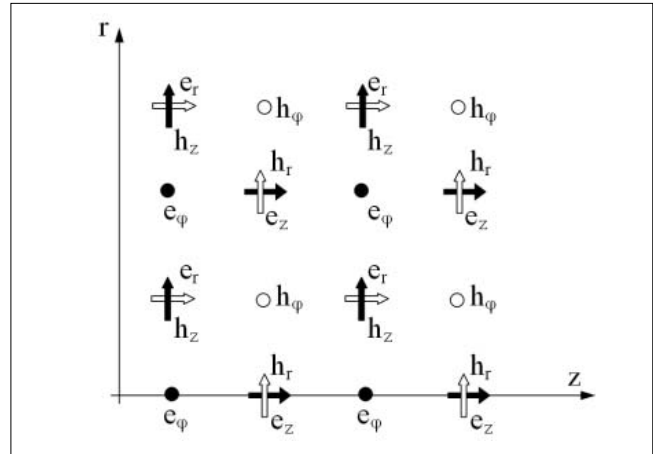
$$\nabla \times \mathbf{H} = \begin{vmatrix} \mathbf{e}_r & \mathbf{e}_\varphi & \frac{1}{r}\mathbf{e}_z \\ \frac{\partial}{\partial r} & \frac{\partial}{\partial \varphi} & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_r & H_\varphi & \frac{1}{r}H_z \end{vmatrix} = \frac{\partial \varepsilon \mathbf{E}}{\partial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

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) síkjá.



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].

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

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

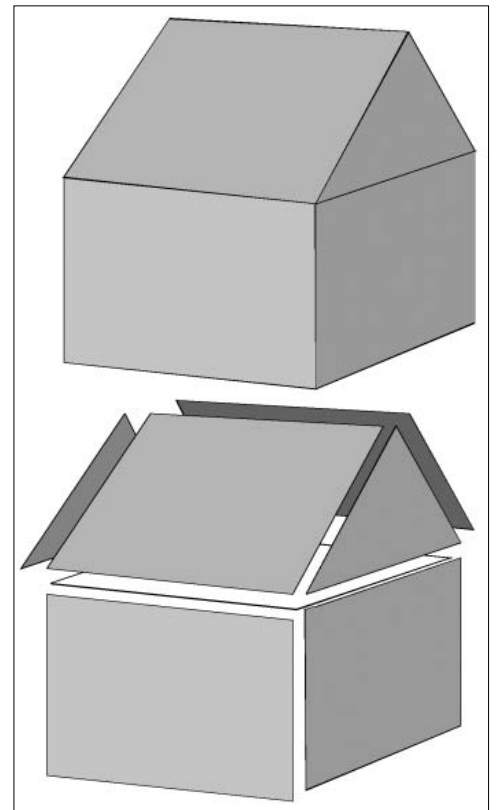
$$\begin{aligned} E_z|_{j+1/2,k+1/2}^{n+1} &= \frac{1-\xi}{1+\xi} E_z|_{j+1/2,k+1/2}^n + \\ &+ \frac{1}{1+\xi} \frac{\Delta t}{\varepsilon} \frac{H_y|_{j+1/2,k+1}^{n+1/2} - H_y|_{j+1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta x} - \\ &- \frac{1}{1+\xi} \frac{\Delta t}{\varepsilon} \frac{H_x|_{j+1/2,k+1}^{n+1/2} - H_x|_{j+1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta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

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

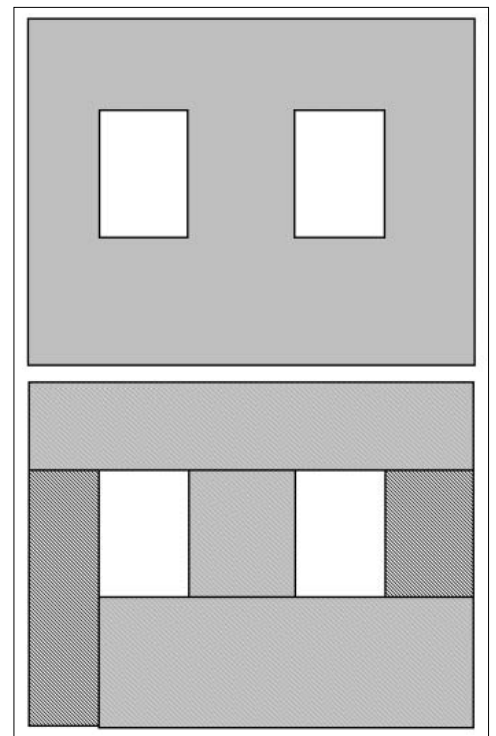
A beltéri hullámterjedési feladatok geometriai leírása azonos a sugárkövetés és FDTD feladatok megoldására. Az épület adatbázis létrehozására a falakat zárt sík sokszögekre bontjuk, melyeket az alkotó pontokon kívül vastagságukkal és elektromos anyagállandójukkal jellemzünk.



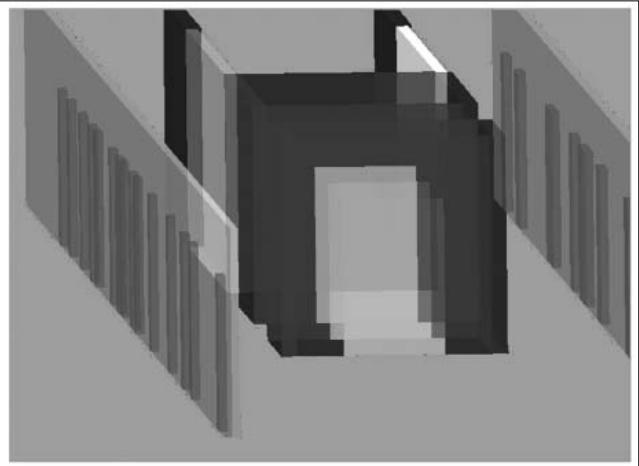
11. ábra Épület poligon reprezentációja

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 adatbázis 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 $\epsilon_r = \epsilon'_r + j\epsilon''_r = \epsilon'_r \cdot j \cdot (\tan \delta) \cdot \epsilon'_r$.

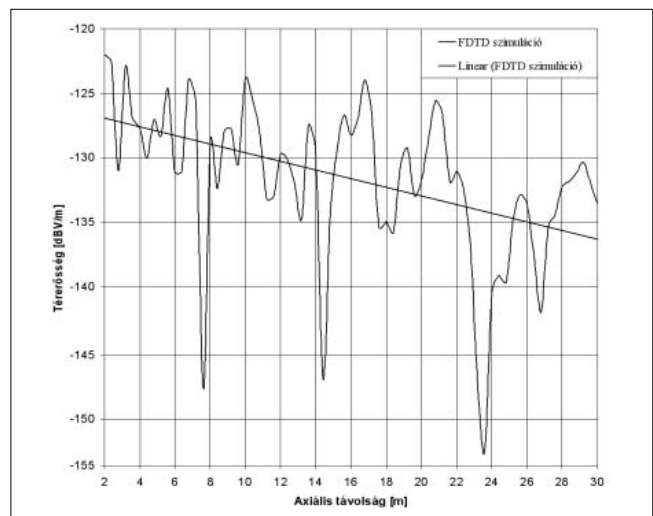
5. Alkalmazások, eredmények

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

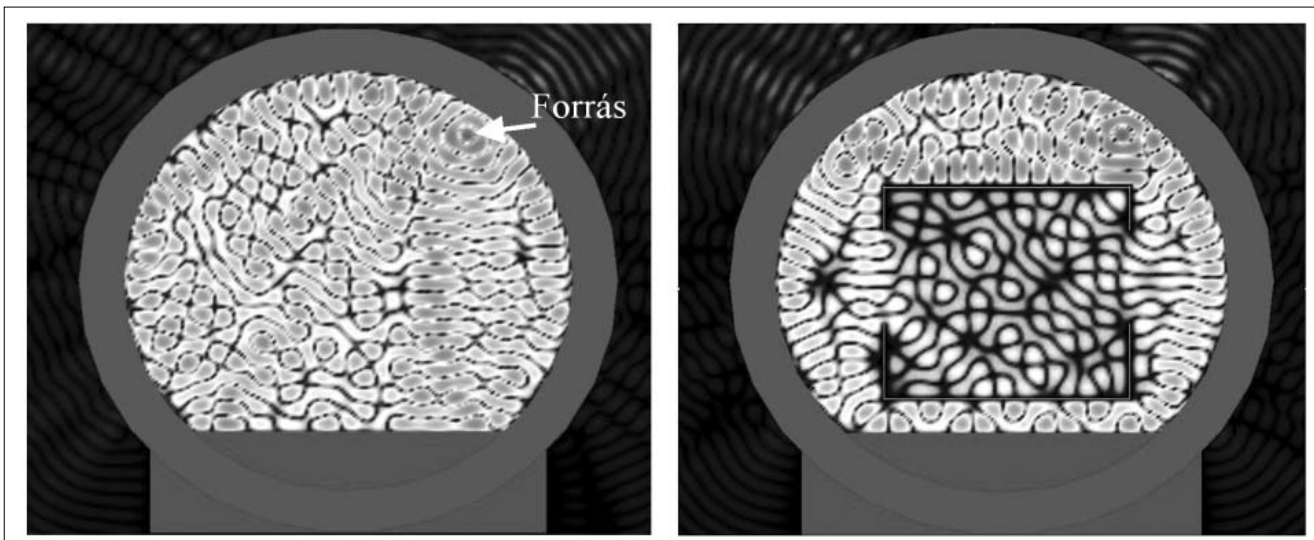
3. táblázat

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 szerelvénnel

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

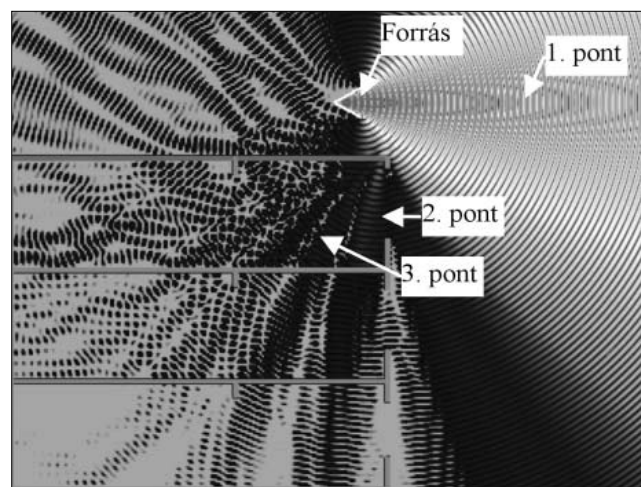
A radiális síkmetszetben szimulációink eredményét 2 dimenziós télerősség-eloszlásként ábrázoljuk 900 MHz-es szinuszos pontforrás gerjesztésre, szimulált szerelvény nélküli, illetve szerelvény által módosított esetre (15. ábra).

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.

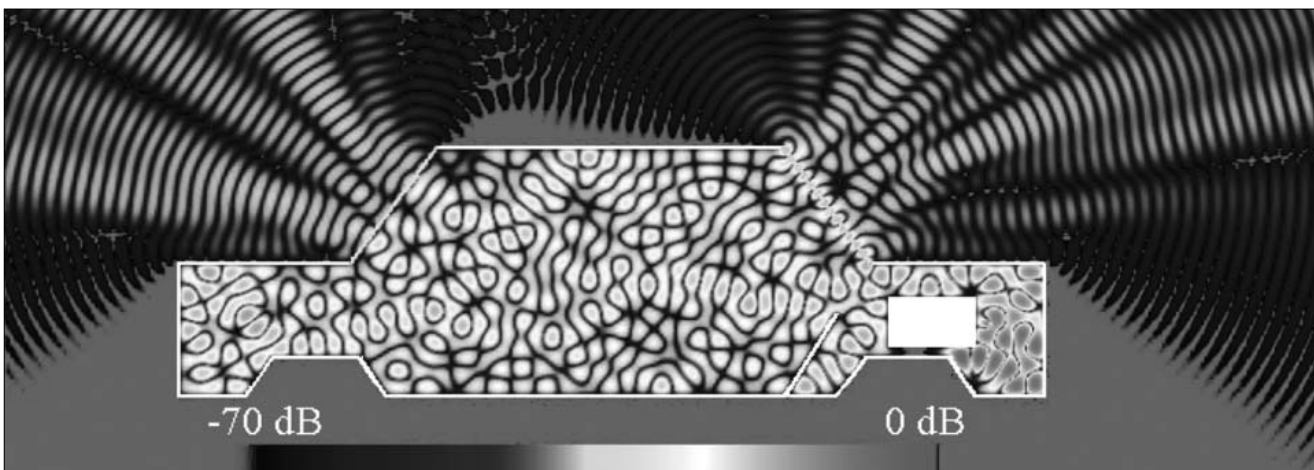
A következő alkalmazási terület az EMC/EMI vizsgálatok továbbá az elektromágneses tér élettani hatásának elemzése. A következőkben egyszerű geometriai elrendezésekre demonstráljuk a szinuszos gerjesztésre kialakuló stacionárius télerősség-eloszlást gépkocsi belső terébe jutó – zavarforrás által gerjesztett – 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



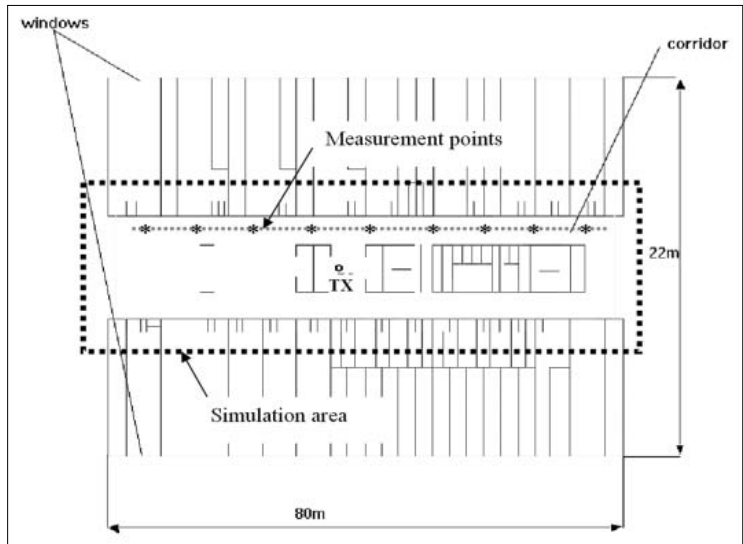
16. ábra Stacionárius télerősség-eloszlás gépkocsi belső terében és kijutása a szabad térbe 1800 MHz-en



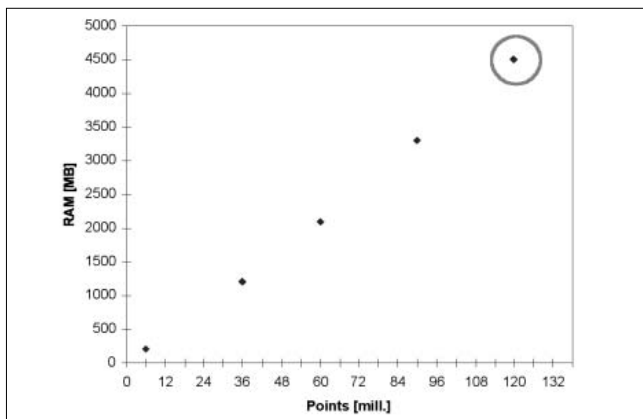
A 3000 lépésű, 19 ns időbeli diszkrétizálással végzett számításra a szimulációs időtartam (gépidő) 20 percet vesz igénybe, 1.83 GHz frekvenciájú Centrino Duo processzoros számítógéppel, 140 MB RAM memóriát foglalva a futtatási adatok tárolására. A falakat a szimulációs adatbázisban 10 cm vastagságú téglafalaknak,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

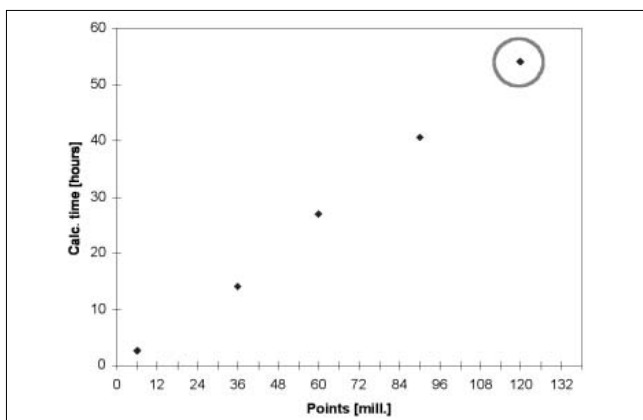
Utolsó példánk LPD kis távolságú rádióösszeköttetések minősítésére végzett szimulációk és mérések eredményeit mutatja be 433 MHz frekvenciára. Az épület adatbázis alaprajza a 18. ábrán látható, a folyosón felvett mérési pontokkal és a szimulációs alapterülettel. A szimulációt 3 dimenziós térfogatra végeztük, $90 \times 11 \times 3 \text{ m}^3$ 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



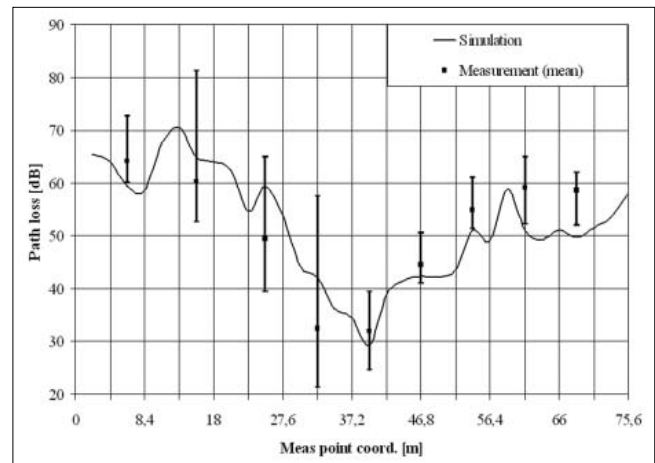
19. ábra A szimuláció adattárolási RAM igénye



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.

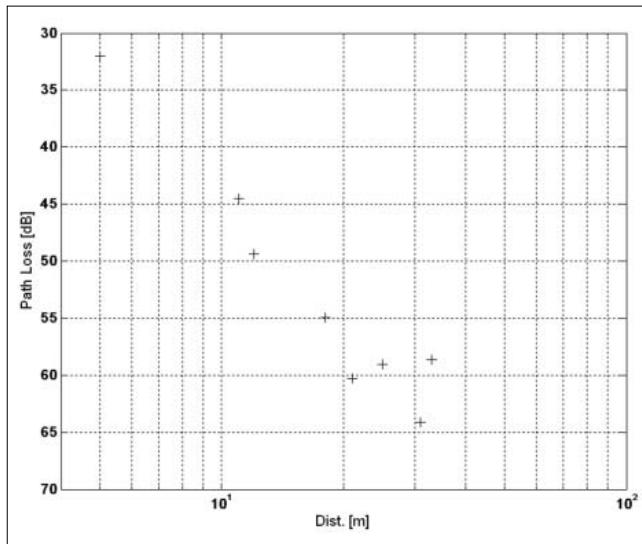


21. ábra 433 MHz-es frekvencián végzett beltéri mérés és szimuláció eredményeinek összehasonlítása

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 télerőségeloszlással 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 támogatta.

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.