

Alkalmazásorientált EMC/EMI dekompozíciós eljárás és interferencia-elimináló módszer

Írta:

DROTÁR ISTVÁN

Okleveles Villamosmérnök

Témavezető:

PROF. DR. KUCZMANN MIKLÓS, D.SC.

Egyetemi tanár

Széchenyi István Egyetem, Automatizálási Tanszék



PH.D. DOKTORI ÉRTEKEZÉS

SZÉCHENYI ISTVÁN EGYETEM
INFRASTRUKTÚRÁLIS RENDSZEREK MODELLEZÉSE ÉS FEJLESZTÉSE
MULTIDISZCIPLINÁRIS MŰSZAKI TUDOMÁNYI DOKTORI ISKOLA

Győr

2022

Köszönetnyilvánítás

Egy doktori disszertáció köszönetnyilvánítási részének megírása öt év intenzív, hullámvasutazó munka után nem tűnik kisebb kihívásnak, mint a műszaki tartalom megírása. Azonban, bár elkerülhetetlenül tökéletlen és hiányos, ez az én szerény erőfeszitésem, hogy kifejezzem legmélyebb hálámat azoknak az embereknek és magának az intézménynek, akik kulcsfontosságúak voltak a disszertációm elkészülésében, vagy azért, mert közvetlenül segítettek magának a munkának a megvalósításában, vagy azért, mert támogatásuk nélkülözhetetlen volt a megvalósításban.

Mindenekelőtt végtelen hálámat fejezem ki ezen sorokkal támogatóm és mentorom, Prof. Dr. Kuczmann Miklós professzor felé, amiért felkarolt, amiért hagyta, hogy a legteljesebb részévé váljak az intézményünknek, és amiért lehetővé tette, hogy megvalósíthassam szakmai és személyes előremenetelem. Őszintén hálás vagyok a számtalan órányi támogatása, baráti kapcsolatára, valamint végtelen „triggerelésére” 😊.

Köszönöm minden egyes fantasztikus labortársamnak, akik a legjobb útitársak és harcostársaim voltak a doktori út időnként örült és végtelennek tűnő küzdelmeiben. Végül mindannyian sokkal többé váltunk egyszerű kollégáknál.

Köszönetemet fejezem ki dr. Borbély Gábor tanszékvezető, egyetemi docens úrnak, aki támogatta és egyáltalán lehetővé tette számomra, hogy nyugodt, de inspiratív környezetben végezhetem munkámat és írhattam meg a dolgozatomat a Széchenyi István Egyetem Távközlési Tanszékén.

A hála és elismerés utolsó szavai nem is kerülhetnének máshoz, mint a családomhoz. Édesanyám, Édesapám, Nővéreim a gyökereim magja, Feleségem és drága kislányom a táptalaja, a legalapvetőbb identitásjegyeim. Nélkületek, családom, ennek az útnak egyetlen szakaszát sem sikerült volna megtennem. Végtelen szeretetetek, megértésetek és támogatásotok miatt; az évek során tanúsított előrelátásotok és áldozatvállalásotok miatt; és mert ha arra gondolok, amit az eddigi utam során együtt éltünk meg, könnyeket csal a szemembe - mindezek miatt köszönhetem nektek amivé váltam. Drága családom: Köszönöm nektek. Szavakkal nem lehet megfelelően kifejezni ezt az érzést, de biztos vagyok benne, hogy a közös öröm magáért beszél.

„Iparkodjál kitűnni óvakodjál feltűnni...”

Tartalomjegyzék

Köszönetnyilvánítás	2
Tartalomjegyzék.....	3
1 Bevezetés.....	1
1.1 Előzmény.....	1
1.1.1 Elektronikus rendszerek EMC/EMI-problémaköre.....	1
1.1.2 A numerikus szimulációs módszerek spektruma	2
1.2 Célkitűzés	3
1.2.1 Kihívások az elektronikus rendszerek EMC/EMI-elemzésében	3
1.3 A dolgozat felépítése	5
2 Szakirodalmi- és módszertani áttekintés	6
2.1 Komplex elektronikus rendszerek EMC/EMI-elemzési alapjai dekompozíciós megközelítéssel	6
2.1.1 Az EMC/EMI tesztkamrák wavelet-alapú modellezéséről	6
2.1.2 Kísérleti mérés.....	11
2.2 Path Loss – Hullámterjedési modellek.....	18
2.2.1 Empirikus modellezés	20
2.2.2 Elterjedt és a gyakorlatban is használt hullámterjedési modellek.....	22
2.2.3 Energiamérleg	26
2.2.4 Fading jelenségek	28
2.2.5 Vezeték nélküli jelút modellezése.....	28
3 EMC/EMI-elemzés dekompozíciós protokoll megfeletetése numerikus- és kísérleti méréstechnikai környezetben	32
3.1 Motiváció	32
3.2 Numerikus- és kísérleti vizsgálat közelítése FAC tesztkamrában	33
3.2.1 A FAC tesztkamrák wavelet-alapú modellezése.....	33
3.2.2 FAC tesztkamra SE alapú numerikus és kísérleti módszertani megfeletetése.....	39
3.2.2.1 A 3D FEM alapú FAC modell és kísérleti mérési eredményeinek összehasonlítása SE módszertan alkalmazásával	39
3.2.3 Következtetés	43

3.3	Kísérleti mérés a távközlési gyakorlatban.....	44
3.3.1	Passzív elemek árnyékolási hatékonyságának mérése	44
3.4	Eredmények összegzése	49
4	Vezeték nélküli összeköttetés tervezése EMC/EMI dekompozíciós protokoll alkalmazásával a távközlési gyakorlatban.....	52
4.1	Motiváció	52
4.2	Közelítés - Elméleti modellek összehasonlítása valódi, mért értékekkel.....	53
4.2.1	868 MHz-es frekvenciasáv tesztelése	53
4.2.2	A 3,5 GHz-es frekvenciasáv tesztelése	57
4.3	Eredmények összegzése	60
5	Eredmények technológiai implementálása	63
5.1	Motiváció	63
5.2	Implementáció	63
5.2.1	Földi kooperatív előfutár UAV	63
5.2.2	5G Drive-test	71
5.3	Elektromágneses impulzus hatása a lézer-célpont kölcsönhatási kísérletben	81
5.3.1	Mérési összeállítás.....	82
5.3.2	Eredmények.....	83
5.3.3	Következtetés	88
5.4	Eredmények összegzése	89
6	Új tudományos eredmények összefoglalása és kitekintés.....	92
6.1	1. Tézis	92
6.2	2. Tézis	93
6.3	3. Tézis	94
6.4	Kitekintés	95
7	Irodalomjegyzék.....	96
7.1	Saját publikációk jegyzéke.....	103
8	Ábrajegyzék.....	104
9	Táblázat jegyzék.....	106

1 Bevezetés

Az elektromágneses kompatibilitás (electromagnetic compatibility, EMC) és elektromágneses interferencia (electromagnetic interference, EMI) témája különböző szempontokból érinti a műszaki rendszereket, egyrészt interdiszciplináris szinten, másrészt a megvalósítás különböző fázisaiban. Ezért az EMC/EMI területén végzett munka a tevékenységek széles skáláját öleli fel, mint pl. tanácsadás és támogatás egy projekt során vagy a képzés és a szabványosítás, amelyek alapvetően nem az EMC/EMI-re jellemző feladatokat jelentenek, mindazonáltal fontos szerepet játszanak. Végül pedig vannak olyan tevékenységek, amelyek technikai jellegűek, mint például a kísérleti és gyakorlati, valós körülmények közötti mérések vagy a numerikus szimulációk.

Az EMC/EMI terület egyik legfontosabb tevékenysége maga az EMC/EMI-elemzés, mivel adott fizikai környezetben nagyszámú, különböző célú és specifikációjú rádióberendezésnek kell működnie, a rádiófrekvenciás spektrum minél hatékonyabb kihasználása mellett, egymás észrevehető zavarása nélkül. Ez egy olyan helyzet leírását és vizsgálatát jelenti, amelyben fizikai mechanizmusok káros elektromágneses interferenciát okozhatnak. Ezért az EMC-elemzés általános fogalomnak tekinthető adott környezetben egy általános zavarettel kapcsolatban (a különféle megközelítések vagy módszerek alkalmazása, annak ellenőrzése, bizonyítása vagy értékelése érdekében), hogy az állandóan jelen lévő elektromágneses zavarok kezelése biztosítva van-e.

1.1 Előzmény

1.1.1 Elektronikus rendszerek EMC/EMI-problémaköre

Mivel manapság szinte minden rendszerben léteznek elektromos és elektronikus eszközök és/vagy alkatrészek, a lehetséges interferenciahelyzetek széles spektruma létezik, amelyek numerikus szimulációkkal megoldhatók. Ez különösen az ipari életben fontos helyzet [1].

Elektromágneses szempontból a jelenségeket különböző szempontok szerint kell vizsgálni, pl. vezetett és/vagy sugárzott, állandósult vagy tranzienst, valamint a DC-től néhány tíz GHz-ig terjedő frekvenciatartományban.

Térbeli szempontból a rendszerek spektruma az integrált áramkörök belsejétől kezdve a nyomtatott áramköri lapokon át egészen a nagy létesítményekig, mint például a nagy

teljesítmény átvitelére szolgáló kiterjedt rendszer, vagy a vezeték nélküli távközlési infrastruktúrákig terjed. Míg alkalmazási szempontból a rendszerek különböző területeken, például gépjármű- vagy közlekedési rendszerekben, ipari vagy energetikai berendezésekben vagy orvosi készülékekben vehetők figyelembe.

Emiatt egyre nagyobb az érdeklődés az elektronikus rendszerek elektromágneses interferenciára való esetleges érzékenységének értékelése és az elektromágneses kompatibilitásuk biztosítása a közeli, azonos elektromágneses környezetben lévő rendszerekkel való közös elektromágneses kompatibilitásuk iránt. Ez azért fontos, mert minden elektronikus rendszer (beleértve az általánosan használt vezeték nélküli eszközöket, mobil bázisállomásokat, -készülékeket, televízióállomásokat és radarrendszereket) potenciális EMI-forrásként működik, amely befolyásolhatja a közeli rendszerek megfelelő működését, ami ezáltal néha súlyos következményekhez vezethet.

1.1.2 A numerikus szimulációs módszerek spektruma

Mint ahogyan az előbb említésre került, az EMC/EMI problémák egy része feloldásának egyik eszköze a szimuláció, amelyre numerikus módszerek nagy választéka létezik [2-11]. Az alkalmazott egyenleteket tekintve vagy idő- vagy frekvenciatartománybeli módszerek közé sorolhatók. A modern technikák egyik jelentős osztálya a momentum alapú módszerek (Method of Moment, MoM), amelyek jellemzően a frekvenciatartománybeli integrálegyenleteken alapulnak. A módszerek egy másik osztálya a differenciális alakú Maxwell-egyenleteken alapuló megközelítést alkalmaz, ami a véges differenciamódszerekhez (Finite-Difference, FD) vezet. A véges differenciális alakú időtartományú megoldás (Finite-Difference Time-Domain, FDTD) - és további típusaként a távvezeték-mátrix módszer (Transmission-Line Method, TLM) - tipikus differenciális időtartománybeli megközelítések. Megemlítem még a végelem-módszert (Finite Element Method, FEM).

Mindegyik megközelítésnek megvannak a maga sajátos előnyei, és a konkrét problémára való kiválasztás a probléma körülményeitől függ, például a nemlinearitás figyelembevételének szükségességétől vagy a szélessávú elemzés szükségességétől. Ezért fontos, hogy a módszer kiválasztása előtt előzetesen meghatározzuk a modell célját.

A fenti módszereket más megközelítésekkel, például hálózatanalízissel egészítik ki az áramkörü problémák szimulálására. Alapvetően megállapítható, hogy az elmúlt évek során a numerikus módszerek folyamatosan fejlődtek, és szinte minden EMC vagy EMI eset kezelhető ilyen szimulációkkal. Előfordulhat azonban, hogy a kiválasztott módszer nem képes egy

interferenciaeset minden aspektusának vizsgálatára, és több különböző módszert kell alkalmazni. A fennmaradó kihívást gyakran az jelenti, hogy meg kell találni a legmegfelelőbb és leghatékonyabb módszert egy konkrét probléma kezelésére, és meg kell találni a módszer felhasználóbarát megvalósítását, akár kísérleti, akár valós mérés technikai módszereket bevetve, azokkal kiegészülve.

1.2 Célkitűzés

1.2.1 Kihívások az elektronikus rendszerek EMC/EMI-elemzésében

1.2.1.1 Numerikus módszerek

Az elektronikus rendszerek hatékony és pontos elemzése meglehetősen nagy kihívást jelent e rendszerek geometriai és elektronikus összetettsége miatt. Az elektronikus rendszerek fő alkotóelemeivel kapcsolatos fontos számítási problémák a következőkben sorolhatók fel [7-9]:

- Az elektronikus rendszereket körülvevő szerkezetek nagymértékben rezonálnak, ami konvergenciaproblémákat okozhat a numerikus megoldók számára. Ezenkívül a nagyméretű fémburkolatokon található kis nyílások (szellőzés, áthatoló vezetékek és kijelzőpanelek) hatalmas hálóméreteket eredményeznek, ami gyakorlatilag nagy számítási memóriagigényt eredményez. Ezek a tényezők megnehezítik, hogy a rendelkezésre álló számítási erőforrások hatékonyan kezeljék ezeket a szerkezeteket.
- A kábelkötegek jellemzően erősen összekapcsolt, szorosan egymáshoz közeli vezetékekből állnak, ami konvergenciaproblémákat okoz a numerikus megoldók számára. Ezen túlmenően e kábelkötegek nem egyenletes felépítése (hajlított/csavart huzalok) megnehezíti a modellezésüket.
- A nyomtatott áramköri lapok összetett, többrétegű és rendkívül sűrű összekapcsolási elrendezésűek, aktív üzemmódban működő lineáris és nemlineáris eszközökkel, amelyeket nehéz pontosan modellezni.

A potenciális interferenciahelyzetek EMC-elemzésének elvégzésekor a következő tényeket kell szem előtt tartani annak érdekében, hogy az elemzés eredményei megbízhatóak legyenek:

- Az analitikai módszereket és az elemzéshez használt adatokat konzervatív szempontból kell szem előtt tartani: a legrosszabb esetet kell feltételezni, vagy a lehetséges interferenciaállapotok és mechanizmusok előfordulását az elemzés során fokozni kell

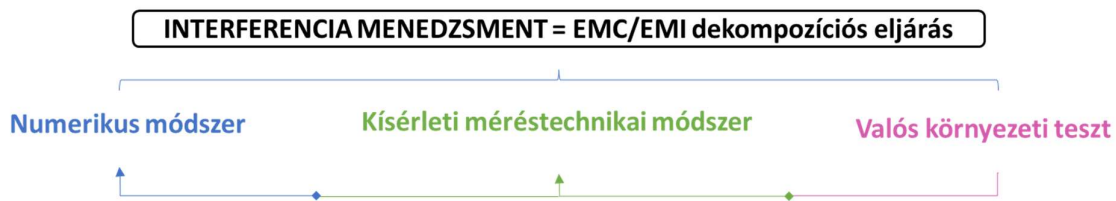
annak biztosítása érdekében, hogy egyetlen potenciális EMC-probléma se maradjon figyelmen kívül, és elegendő biztonsági tartalékot kell figyelembe venni.

- Az elemzési módszertannak redundánsnak kell lennie: két független és eltérő módszer kell alkalmazni bármely lehetséges interferenciafeltétel előfordulásának azonosítására, főként azokban az esetekben, amikor előírás a nagy megbízhatóság vagy, ha a lehetséges interferenciára utaló jelek már az elemzés elején fennállnak.
- A teljes elemzés során szakaszos megközelítést kell alkalmazni: az elemzési konfigurációkat többször is át kell vizsgálni, és minden egyes alkalommal további részleteket és új információkat kell beépíteni. A bemeneti adatok a funkcionális specifikációs információkon vagy a tapasztalatokból adódó becsléseken alapulnak. Az egyes komponensek berendezéseinek és a környezetnek a pontosabb adatait vagy a vizsgálati adatokat a projekt előrehaladása során rendelkezésre álló analitikai bemeneti adatokkal együtt kell beépíteni.

1.2.1.2 Kísérleti mérések, mérés technika

A fentiek, továbbá a legújabb biztonsági fenyegetések, a növekvő órajelsebességek, a zsúfolt frekvenciaspektrum és a nyomtatott áramköri lapokon lévő nagyobb eszközsűrűség miatt az elektronikus rendszerek EMC/EMI-elemzése nagyon fontossá vált az elmúlt években [42].

Ezen okok miatt a nemzetközi szabályozó szervek bizonyos EMC/EMI előírásokat hoztak létre mind a kereskedelmi, mind a nem polgári felhasználásra [1]. Ezek az előírások meghatározzák az elektronikus eszközök EMI-kibocsátásának határértékeit, valamint a közeli rendszerekből származó EMI-vel szembeni érzékenységüket. Ha egy termék nem felel meg ezeknek az EMC/EMI előírásoknak, az a problémás alkatrészek felkutatásának fáradságos hibakeresését eredményezi. Következésképpen a tervezés utáni javítások és néha a termék teljes újratervezése szükséges. Ezek a tényezők késleltetik a termék piacra lépését és gazdasági veszteséget okoznak a gyártóknak. Ezért kívánatos, hogy olyan mérés technikai eszközökkel is rendelkezünk (1. ábra), amelyek hatékonyan és pontosan képesek az EMC/EMI-elemzést elvégezni.



1. ábra Az általam felállított EMC/EMI dekompozíciós protokoll fő elemei az interferencia-elimináció eléréséhez. Kutatási tevékenységem során ezen lépések kerülnek részletezésre.

1.3 A dolgozat felépítése

A kutatási tevékenységem keretében elvégzett értekezésem négy fő részre osztható.

A dolgozat 2. fejezete ismerteti az EMC/EMI-elemzés szimulációs, kísérleti és akkreditált környezetben történő vizsgálat néhány kulcsfontosságú alaptechnológiáját, beleértve a legfontosabb csatornamodellezéssel és jellemzésével kapcsolatos szakirodalmat is. Összefoglalom azon EMC/EMI-elemzés és elemzési protokoll témakörrel kapcsolatos elméleti és gyakorlati témákat, amelyekre a kutatási tevékenységem épül. Számos projektben foglalkoztam ezzel a kérdéssel, és az elmúlt években számos más tanulmány is megjelent a témában.

A 3. rész az EMC/EMI-dekompozíciós módszer kezdeti lépéseit támasztja alá numerikus- és kísérleti mérés technikai módszerekkel a kutatási tevékenység egyik legfontosabb mérőeszközén, a teljesen reflexiómentesített mérőkamrán keresztül. Teszem mindezt az 1D-s modellen át a 3D FEM modellezésen keresztül a távközlési gyakorlati validálásig az árnyékolási hatékonyság meghatározásával két eltérő esetben megfeleltetve.

A vezeték nélküli kommunikáció terjedési csatorna frekvenciafüggésének részletes elemzését végzem el elméleti és a fizikai valós környezetben történő vizsgálati szempontból a 4. fejezet alatt. A főbb rádióterjedési jelenségeket modellezem és az EMC/EMI-dekompozíciós protokoll kezdeti lépését támogatom, valamint igazolom a frekvencia függvényében való gyakorlati viselkedéssel két, a felhasználást tekintve meghatározó és jelentős frekvenciasávban.

A dolgozat 5. fejezetét a kidolgozott módszer lépéseiből adódó gyakorlati eredmények implementálása adja. Nincs alkalmazott kutatás valós gyakorlati felhasználás nélkül, ezért az eljárás és az eredmények megfelelőségét igyekszem igazolni jelen idejű piaci, ipari példákon keresztül, amelyekben mint szakmai megvalósító részt vettem, és veszek részt a mai napig is.

Ezt követően a 6. fejezet a fő eredményeket foglalja össze, majd a 7. fejezetben a lehetséges további GAP-ek által, a kutatási tevékenység folytatására tesz javaslatot és egyúttal zárul a disszertációm szakmai részletezése.

Értekezésemet a felhasznált irodalomjegyzék zárja.

2 Szakirodalmi- és módszertani áttekintés

2.1 Komplex elektronikus rendszerek EMC/EMI-elemzési alapjai dekompozíciós megközelítéssel

A 3 m-es mérési távolságot biztosító teljesen reflexiómentesített kamrákban (Fully Anechoic Chamber, FAC) végzett emissziós megfelelőség- vagy antennamérések mérési bizonytalansága nagyobb, mint a 10 m-es mérési távolságot lehetővé tevő kamrákban vagy a nyílt terepen végzett mérési helyszíneken (Open Area Test Sites, OATS). A jelenség és e hatás okainak megértéséhez nagy segítséget nyújtanak a szimulációs módszerek. A szimulációkból számított eredmények kulcsfontosságúak lehetnek a mérési bizonytalanság csökkentésére irányuló megoldások megtalálásában.

A reflexiómentes kamrák modellezésére leggyakrabban használt eszközök a végeselem-módszer (FEM) [12], a sugárkövetés [13], a véges differencia az időtartományban módszer (FDTD) [14,15], a körkörös módszerek [16] vagy a momentum módszerek (MoM) [17].

2.1.1 Az EMC/EMI tesztkamrák wavelet-alapú modellezéséről

A gyakran változó, különböző méretű vizsgálandó eszközök esetében előnyös lehet egy olyan modell, amelyben az adaptivitás beépített tulajdonság. A wavelet-alapú differenciálegyenlet-megoldók képesek adaptivitást biztosítani [18,19,20]: ha a megoldás nem elég pontos, a már meglévő megoldásokhoz új felbontási szintek adhatók hozzá, így javítva az eredményt.

A következő megfontolásokban a wavelet-elmélet, a wavelet-alapú differenciálegyenlet-megoldó módszerek és a FAC tesztkamrákban megjelenő állóhullámok megoldójának egydimenziós előfutára kerül rövid bemutatásra.

2.1.1.1 Elektromágneses terek wavelet-alapú modellezése

A wavelet-analízis hatékony eszköz az adatelemzésben, azonban differenciálegyenletek megoldására is használható [18]. A wavelet-analízis és a wavelet-alapú függvény-szintézis során a függvények terét különböző felbontási szinteknek, illetve a függvény különböző részletességű részterületeinek megfelelő altérre osztják. A wavelet-elmélet lényege, hogy minden ilyen felbontási szintnek azonos alakú bázisfüggvénykészlete van: a waveletek, amelyek egy közös ψ anyawaveletből keletkeznek egyszerű eltolással és zsugorítással vagy nyújtással, így az

m -edik felbontási szintű bázisfüggvény a k -edik eltolási pozícióban a következőképpen adható meg:

$$\psi_{mk}(\mathbf{x}) = 2^{m/2} \psi_0(2^{-m}\mathbf{x} - \mathbf{k}). \quad (1)$$

Létezik egy másik típusú alapfüggvénycsalád is; a skálázófüggvények a teljes függvényter olyan résztereit tágitják ki, amelyek egy adott finomítási indexig (m) az összes felbontási szintet magukban foglalják. A skálázófüggvények a waveletekhez hasonlóan keletkeznek: az m -edik felbontási szintű alapfüggvény a k eltolási index pozícióban felírható

$$\phi_{mk}(\mathbf{x}) = 2^{m/2} \phi_0(2^{-m}\mathbf{x} - \mathbf{k}), \quad (2)$$

ahol ϕ_0 az anya skálázófüggvény.

Ez a kettősség azt jelenti, hogy bármely függvény, például az elektromágneses tér egy komponense, mindkét módon kifejezhető

- vagy csak skálázófüggvényekkel,
- vagy csak hullámokkal,

vagy a kettő kombinációjából előálló vegyes kiterjesztéssel.

Első esetben nagyon nagy felbontási szintre van szükség az egész térbeli tartományra, utóbbi esetén, pedig végtelenül durva felbontási szintű hullámokra is szükség lehet.

Mind a waveletek, mind a skálázási függvények általánosíthatók magasabb dimenziókra, ezekben az esetekben az indexek összetett felbontási szint- és eltolási indexek, és a változó is többdimenziós változó.

A lehetséges állóhullámok és frekvenciáik megtalálásához az alábbi hullámegyenletet kell megoldani az elektromos és mágneses mezőkre [18]:

$$\nabla^2 F - \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} F = 0. \quad (3)$$

Itt a háromdimenziós F függvény jelentheti a mágneses (H) vagy az elektromos (E) teret, mindkettőnek három térbeli és egy időbeli változója van. Az időbeli dimenziót általában valamelyik véges differenciámmódszerével kezelik, így egy egyszerű elliptikus egyenletet kapunk egy forrással, vagy egy sajátérték-egyenletet,

$$\nabla^2 F - S = 0, \quad (4)$$

ahol az S jelölés vagy a forrást mint a térbeli változók függvényét jelenti az adott időlépésben, vagy egy sajátértéket.

Az F függvény m -edik felbontási szintű wavelet kifejtése vagy egy tiszta skálafüggvény kiterjesztéséhez vezet, azaz az alábbi egyenlethez:

$$F^{[m]}(r) = \sum_k c_{mk} \phi_{mk}(r), \quad (5)$$

vagy pedig egy durva szintű skálafüggvény kifejtéshez, amelyet annyi wavelet felbontási szinttel finomítanak, ahány wavelet felbontási szint szükséges,

$$F^{[m]}(r) = \sum_k c_{m_0k} \phi_{m_0k}(r) + \sum_{n=m_0}^{m-1} \sum_k d_{nk} \psi_{nk}(r). \quad (6)$$

E kifejtések segítségével a differenciálegyenletek egyszerűen átalakíthatók mátrixegyenletekké: e mátrixegyenletek megoldási vektorai a wavelet- és a skálázófüggvény-kifejtésnek csak a c_{mk} és d_{nk} együtthatóiból állnak. Bármennyire is egyszerű a mátrixegyenlet a differenciálegyenlethez képest, megoldása még mindig nagy számítási igényű, különösen a sajátérték-egyenletek esetében. Ráadásul azokban a helyzetekben, ahol a megoldásnak sima függvénynek kell lennie, a d_{nk} kifejtési együtthatók értéke nulla, így számításuk felesleges.

2.1.1.2 FAC kamrák 3D FEM modellezéséről – kamra validációs módszeren keresztül

A mai elektronikus eszközök sok alkatrészt tartalmaznak, köztük processzorokat, FPGA-kat (Field-Programmable Gate Array, a felhasználás helyén programozható logikai kapumátrix), tápegységeket és nagysebességű kommunikációs buszokat. Mindezek az alkatrészek azonban viszonylag alacsony feszültségszinten működnek, ezért gyakran válhatnak elektromágneses interferencia áldozatává. Ennek egyik forrása a nagysebességű adatátvitel. Ezen okok miatt a megfelelő szintű EMC/EMI-t támogató elektronikus eszközök egyik része az elektromágneses árnyékolás, amelynek minőségét az árnyékolás hatékonysága (Shielding Effectiveness, SE) kifejezése írja le. Léteznek szabványok az SE mérésére, de ezek a szabványok nem tartják tiszteletben a jelenlegi tendenciát - az eszközméretetek csökkenését.

A kérdés az, hogyan lehet mérni ilyen esetben az SE-t:

- a mérőantenna mérete a hullámhossztól függ, és ezt az antennát az árnyékoló burkolatok belsejében kell elhelyezni,
- ha ez nem lehetséges, numerikus vagy analitikus módszereket lehet alkalmazni.

A nyílással ellátott árnyékoló burkolatok SE számítására szolgáló analitikus módszereket a [23,24] írja le. A numerikus módszerek itt jól használhatók, mert a modell geometriája könnyen változtatható. Számos alkalmas módszer létezik, többek között a FEM, MoM, FDTD és más, ezekből származtatott módszerek.

2.1.1.3 Árnýékolási hatékonyság (SE)

Az árnyékolási hatásfokot az elektromos és a mágneses térre vonatkozóan úgy határozzuk meg, mint az árnyékolás nélküli tér egy pontján az E_1 elektromos tér (vagy H_1 mágneses tér) abszolút értéke és az árnyékolással ugyanezen térponton az E_2 elektromos tér (vagy H_2 mágneses tér) abszolút értéke közötti (decibelben kifejezett) arány [22]:

$$SE_E = 20 \lg \frac{|E_1|}{|E_2|} \text{ [dB]}, \quad (7)$$

$$SE_H = 20 \lg \frac{|H_1|}{|H_2|} \text{ [dB]}. \quad (8)$$

Ezek a meghatározások elméleti számításokhoz és olyan helyzetekre alkalmazhatók, amikor a mérőantenna méretei elhanyagolhatóak a mért árnyékoló burkolat méreteihez képest. Valós mérési esetekben azonban a mérőantenna méretei nem elhanyagolhatóak, és a mért értékek az antenna elhelyezkedésétől függenek a burkolaton belül. Ezt a problémát a burkolat üregrezonanciái okozzák, amelyek csökkentik az SE értékét.

Hasonló problémák merülnek fel a szimulációk esetében is - itt olyan meghatározást kell használni, ahol a teret a burkolat teljes üregén (térfogat) keresztül integráljuk (9)(10). Az elektromos és mágneses tér globális árnyékolási hatékonyságát (Global Shielding Effectiveness, GSE) a [32] határozza meg:

$$GSE_E = 20 \lg \frac{\int_V E_1 dV}{\int_V E_2 dV} \text{ [dB]}, \quad (9)$$

$$GSE_H = 20 \lg \frac{\int_V H_1 dV}{\int_V H_2 dV} \text{ [dB]}. \quad (10)$$

Számos tényező csökkenti a burkolatok SE -jét. Két legfontosabb tényező létezik: az első a doboz üregrezonanciája, a második pedig a nyílások jelenléte a burkolatban.

Az üreg-rezonanciafrekvenciáit az alábbi képlet [33] adja meg:

$$f_r = \frac{1}{2\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2} \text{ [Hz]}, \quad (11)$$

ahol μ és ε az üreg anyagparamétereit (permeabilitás és permittivitás) jelöli, a , b és c az üreg méretei (a burkolat belső méretei), az m , n és p indexek pedig a rezonancia-módnak felelnek meg. Az üregrezonanciák SE -re gyakorolt hatását nem könnyű meghatározni, mivel az üreg belsejében lévő térerősség hatása a rezonanciára a rezonátor Q minőségi tényezőjétől függ, amely gyakran ismeretlen.

A burkolatokban lévő nyílások szintén jelentős hatással vannak az SE -re. Egy tökéletes árnyékolólemezen elhelyezett r átmérőjű kör alakú apertúra elméleti SE értéke [34]:

$$SE_{ap} = 20 \lg \frac{\lambda}{2\pi r} \text{ [dB]}, \quad (12)$$

és az SE -t n nyílással rendelkező szerkezetre (ahol a nyílások közötti távolság kisebb, mint fél hullámhossz) a [34] adja meg:

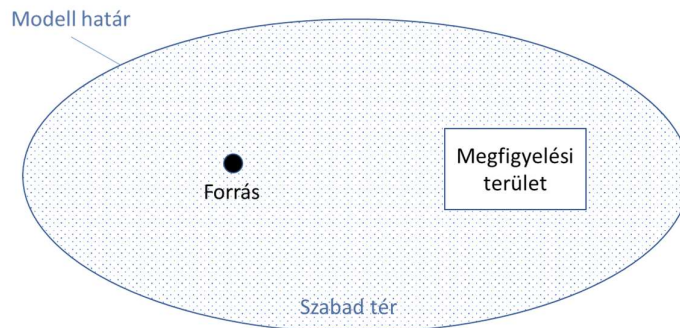
$$SE_{n-ap} = 20 \lg \frac{\lambda}{2\pi r \sqrt{n}} \text{ [dB]}. \quad (13)$$

Az árnyékoló burkolat magas SE értékének elérésének egyik módja a kábeldugók, árnyékolt légtelenítő panelek (méhsejtes szerkezetek) és árnyékoló tömítések használata.

2.1.1.4 A numerikus modellek definíciói

Az SE -szimuláció legfontosabb numerikus módszerei a végeselem-módszer, a véges differencia az időtartományban módszer, a momentumok módszere és ezek módosításai. A modellek általános geometriája mindezen módszerek esetében hasonló, de a definíciók - kezdeti és peremfeltételek, hálóelosztás stb. - eltérőek lehetnek. A modell a gerjesztő forrást körülvevő szabad térből és az árnyékoló burkolat geometriájából áll (lásd 2. ábra).

Természetesen az SE meghatározásából adódóan két modellt kell kiszámítani - egyet a burkolattal és egyet anélkül (csak a megfigyelési terület mérete megegyezik a burkolat belső méretével). Elvi területi vázlat a 2. ábra szerint.



2. ábra Az SE modell általános leírása

A modell helyes peremfeltételeinek beállítása szükséges a helyes eredmények eléréséhez. Például a modell határfelületét általában tökéletes mágneses ($\mathbf{n} \times \mathbf{H} = \mathbf{0}$) vagy elektromos ($\mathbf{n} \times \mathbf{E} = \mathbf{0}$) vezetőként modellezik, de jobb választás a tökéletesen illeszkedő réteg (Perfectly Matched Layer, PML) használata, ahol a forrásjel átmenete javul. A doboz határát tökéletes elektromos vezetőként (Perfect Electric Conductor, PEC) kell modellezni, ha a doboz anyaga jól vezető anyagból készül. A forrás meghatározása az alkalmazott módszertől függ, a FEM esetében elektromos vagy mágneses tér forrását lehet használni.

Az SE -szimulációkat két- vagy három dimenzióban lehet megoldani. A 3D szimuláció sokkal hosszabb időt igényel. Dolgozatomban a 3D FEM szimuláció kerül ismertetésre.

2.1.1.5 3D végeelem-módszer numerikus modellje

A frekvenciatartományban végzett végeelem-módszer alapú elemzéshez az irányadó hullámegyenlet a következőképpen írható fel [28]:

$$\nabla \times \frac{1}{\mu_r} (\nabla \times \mathbf{E}) = k_0^2 \left(\varepsilon_r - \frac{j\sigma}{\omega\varepsilon_0} \right) \mathbf{E}, \quad (14)$$

ahol μ_r a relatív permeabilitást, ε_r a relatív permittivitást, σ az elektromos vezetőképességet, ε_0 a vákuum permittivitását, és k_0 a szabad tér hullámszámát jelenti:

$$k_0 = \omega \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0} = \frac{\omega}{c}. \quad (15)$$

Az egyenletet az \mathbf{E} elektromos térre írtam fel.

A forrást elektromos pontdipólusként modellezem. Az árnyékoló dobozt PEC-vel közelítem, ahol:

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E} = 0. \quad (16)$$

A peremterületek vizsgálatához a modell köré egy levegővel kitöltött gömböt adok, amelyet egy tökéletesen illeszkedő réteggel (Perfectly Matched Layer, PML) fedek le. A PML elnyeli az összes kis visszaverődésű kisugárzott hullámot a virtuális tartományok komplex síkba nyújtásával a következő koordinátatranszformációval az általános t térváltozóra vonatkozóan [29]:

$$t' = \left(\frac{t}{\Delta_w} \right)^n (1 - i)\lambda F, \quad (17)$$

ahol Δ_w a PML régió szélessége, n a PML rendjét jelenti, λ a frekvenciát, F pedig a méretezési tényezőt.

2.1.2 Kísérleti mérés

A szimulációs módszerek és szoftverek használata egyre fontosabbá válik a tesztelési idő és a fejlesztési költségek csökkentése miatt. A megfelelő szimulációs eredmények eléréséhez fejlett modellekre és szoftveres eszközökre van szükség. A szimuláció kiértékelése és a modell finomhangolását követően létrehozható az első prototípus, amelyen vizsgálatok végezhetők. A szimulációs és mérési eredmények összehasonlítása után több lehetőség is van [10]:

- tovább hangoljuk a modellt, hogy a termék az elvártaknak megfelelő paraméterekkel rendelkezzen;
- modell teljes átdolgozása (abban az esetben, ha a szimulációs és mérési eredmények drasztikusan eltérnek egymástól);

- ha a mért eredmények megfelelő mértékben közelítenek az elvártakhoz, akkor a modell véglegesítése.

A konkrét terméken, berendezésen kívül vizsgálati módszereket, modelleket is lehet kidolgozni szimulációs környezetben. Ezeket a módszereket és modelleket pedig később mérés-technikai módszerekkel lehet pontosítani, validálni.

Ezzel a folyamattal jelentősen csökkenthető a prototípus verziók és a szükséges mérések száma, amely jelentős erőforrás megtakarítást realizál a fejlesztőknek.

2.1.2.1 EMC és RED - Akkreditált környezet

Tekintve a célt és a fent említett lehetőségeket az elméleti- és szimulációs módszereket kísérleti mérésekkel/mérés-technikai módszerekkel célszerű kiegészíteni, amelyek egy megfelelő (akkreditált) környezetben a hatályos direktívák, az azok alá tartozó szabványok, továbbá a reprodukálhatóság és a minőségirányítási rendszer peremfeltételei miatt az eredmények hitelességét biztosítják.

Az Európai Unió különböző direktívák létrehozásával irányítja és szabályozza az elektronikai és rádiós berendezések megfelelőségét. A direktívák irányelveket tartalmaznak, amelyek kijelölik az általános követelményeket, felelősségeket és szerepköröket a gyártókra és a berendezésekre vonatkozóan.

2.1.2.1.1 EMC

Az EMC direktíva általános irányelveket határoz meg, amely az elektronikai berendezések emissziójára és immunitására vonatkozik, ennek a kettő fő tulajdonságnak kell megfelelniük [41]. Az elektronikai berendezéseknek képesnek kell lenniük elviselni bizonyos szintű elektromágneses zavartatást, valamint adott szintű emissziónál nagyobb nem generálhatnak/juttathatnak el a környezetükbe. Az EMC direktíva hivatkozik harmonizált szabványokra is, amelyek tartalmazzák a konkrét technikai követelményeket, mérési módszereket.

Az immunitásra felkészítéskor különböző jelenségekre, zavartatási körülményeket kell vizsgálni, mint például ESD (Electrostatic Discharge – Elektrosztatikus kisülés), EFT (Electric Fast Transients – Gyors Elektromos Tranziensek) vagy sugárzott immunitás.

Emisszió vizsgálatokkor a berendezés által keltett sugárzott és vezetett zavarokat kell megvizsgálni, az adott frekvenciatartományban, adott detektorral, módszerekkel.

2.1.2.1.2 RED

A RED (Radio Equipment Directive – Rádiós berendezés direktíva) direktíva azokra az elektromos berendezésekre vonatkozik, amelyek szándékos módon generálnak elektromágneses sugárzást információátvitel céljából [43]. Rádiós direktíva szintén irányelveket határoz meg, amely kifejezetten a rádiós ökoszisztéma védelmét szolgálja. A rádiós berendezéseknek kizárólag a saját frekvenciasávjukban szabad elektromágneses sugárzást generálniuk, anélkül, hogy más frekvenciákon működő kommunikációkat zavarnának vagy egyéb elektromos vagy elektronikus eszközök működését befolyásolnák. Szintén vannak harmonizált szabványai a RED direktívának is, amelyek az Európai Unión belül elfogadottak, és ha a rádiós eszköz megfelel a rá vonatkozó rádiós szabványoknak, akkor forgalmazható Európában. A RED szabványok struktúrája eltérő az EMC szabványokhoz képest. Minden rádiós technológiára külön szabvány vonatkozik, amely tartalmazza, hogy pontosan milyen eszközökre/technológiákra alkalmazható, a mérési körülményeket, módszereket, mérési elrendezést és a határértékeket is.

2.1.2.1.3 Akkreditált mérés technikai környezet

A vizsgálatok hitelessége, összehasonlíthatósága és visszavezethetősége érdekében a vizsgálatot végzők akkreditálják magukat, ezzel bizonyítva a nemzetközileg elfogadott szabványoknak és módszereknek való megfelelést.

A vizsgálatot végzők akkreditálása két fő részre osztható [42]:

- Minőségirányítási rendszer: ezzel a folyamatok minősége biztosítható. A folyamatos ellenőrzésekkel, dokumentációval és előre meghatározott folyamatokkal azonos formában, minőségben kerülnek elvégzésre a vizsgálatok és azok visszavezethetőségéről, ellenőrizhetőségéről is gondoskodik.
- Kalibráció: A vizsgálatok során kalibrációra van szükség, hogy a mért értékek visszavezethetők legyenek etalon mértékegységre, műszerre. Ez biztosítja azt, hogy ha egy laboratórium adott módszerrel, dokumentált eljárással elvégez egy mérést, akkor egy másik laboratórium azt reprodukálhassa, és azonos végeredményt kapjon. A kalibrációt két fő egységre lehet elvégezni: a műszerekre és a vizsgálati környezetre. A műszerek kalibrációja során megméri és kalibrációs értékekkel korrigálják az etalon műszerhez képesti mérési eltéréseket. A környezet kalibrációjánál (például egy rádiófrekvenciás árnyékolt reflexiómentes mérőkamra) pedig azt ellenőrzik, hogy adott szabványnak megfelelő módon vizsgálhatók benne az adott paraméterek, jelenségek megfelelően mérhetők és viselkednek.

Az akkreditált műszerek használata szinte minden esetben megoldható, akár összehasonlító vizsgálatokat használva is bekalibrálhatunk magunknak egy műszert, ha van kalibrált műszerünk. Viszont a kalibrált környezet nem mindig elérhető (inkább csak laboratóriumi vizsgálatokban), amely kifejezetten helyszíni vizsgálatoknál nehezíti meg a mért eredmények összehasonlítását. Ilyen esetekben a vizsgálatok megismétlésével, szimulációs eredményekkel történő összehasonlításával lehet validálni a mérési módszert és helyszínt.

2.1.2.2 FAC kamra verifikáció

2.1.2.2.1 Ellenőrzési eljárás

A FAC tesztkamra verifikációs eljárása egy olyan folyamat, amelyet FAC tesztkamrákban végeznek el, hogy bizonyítsák alkalmasságukat szabadtéri vizsgálati helyszínekként (OATS).

A szabadtéri tesztpálya esetében a hitelesítési eljárás magában foglalja egy ismert jelszint átvitelét egy kalibrált antennáról (általában egy dipólus) és a fogadott jelszint mérését egy második kalibrált antennán (általában szintén egy dipólus).

Az átvitt és a fogadott jelszintek összehasonlításával a beiktatási csillapítás levezethető. A mérés esetleges korrekciós tényezőinek figyelembevétele után a hitelesítési eljárásból származó veszteséget helyek közötti csillapításnak nevezzük.

A helyek közötti csillapítás meghatározása [55]: "egy illesztett, kiegyensúlyozott, veszteségmentes, hangolt dipólus sugárzó bemeneti teljesítményének és egy hasonlóan illesztett, kiegyensúlyozott, veszteségmentes, hangolt dipólus vevőantenna kimenetén lévő teljesítménynek a hányadosa meghatározott polarizáció, elkülönítés és sík visszaverő felület feletti magasság esetén. A két antenna közötti átviteli veszteség mérőszáma".

Mivel a meghatározás szerint "... egy sík visszaverő felület felett", az ellenőrzési eljárás során az adóantenna általában rögzített magasságban marad, míg a vevőantennát egy meghatározott magassági tartományon keresztül pásztázzák, hogy a vett jelszintben csúcsot keressenek.

A helyszíni csillapítás meghatározása a fogadott jelszint két különböző mérését foglalja magában. Az első esetben a vizsgálóberendezések egy adapteren keresztül közvetlenül egymáshoz vannak csatlakoztatva, míg a második esetben az adaptert egy antennapárral helyettesítjük. A vételi szintek különbsége (a megfelelő korrekciós tényezők figyelembevétele után), azonos jelgenerátor kimeneti szint mellett, a helyszíni csillapítás.

A reflexiómentes kamrára vonatkozó hitelesítési eljárás az EN 50147-2 [56] szabványon alapul, amely maga is a CISPR 16-1 [57] alapul. Mindkét eljárás előírja a normalizált helyek közötti csillapítás (Normalized Site Attenuation, NSA) meghatározását, amely az antenntényezők és a kölcsönös csatolási hatások levonása után a helyek közötti csillapítással egyenértékű.

Az NSA-t alkalmazzák a teljesen reflexiómentesített kamra hitelesítési eljárásában.

2.1.2.2.2 Normalizált helyek közötti csillapítás

Az NSA-t az antenntényezők és a kölcsönös csatolási hatások levonásával határozzuk meg a helyek közötti csillapítás értékéből. Az antenntényezők kivonása az NSA-t az antenna típusától függetlenné teszi. Szimbolikusan,

$$NSA = V_{direct} - V_{site} - AF_T - AF_R - AF_{TOT}, \quad (18)$$

ahol:

- V_{direct} = az "in-line" adapteren keresztül csatlakoztatott kábelek bemeneti feszültsége;
- V_{site} = az antennákhoz csatlakoztatott kábelek bemeneti feszültsége;
- AF_T = az adóantenna antenntényezője;
- AF_R = a vételi antenna antenntényezője;
- AF_{TOT} = kölcsönös csatolási korrekciós tényező, a kölcsönös csatolás és az illesztési veszteség hatásainak figyelembevétele érdekében (180 MHz feletti frekvenciákon elhanyagolható).

Az ellenőrzési eljárás összehasonlítja a mért NSA-t (a megfelelő korrekciók után) az ideális FAC kamrára számított elméleti értékkel. A két érték közötti különbség egy adott frekvencián a kamra minőségét méri az adott frekvencián.

2.1.2.2.3 Az ideális FAC kamra NSA-ja

Egy ideális reflexiómentesített kamrában, ahol:

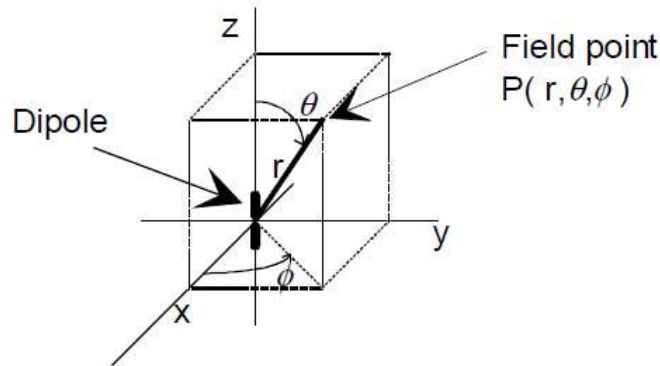
- nincsenek nemkívánatos visszaverődések (földről visszavert vagy egyéb);
- nincs kölcsönhatás az adó és a vevő dipólusok között;
- nincs a dipólusok és az elnyelő anyag közötti csatolás;
- tökéletesen összehangolt, veszteségmentes, illesztett, hangolt dipólusokat használnak.

A dipólusok közötti (fél hullámhosszúnak feltételezett) csatolást a Friis-féle átviteli egyenlet adja meg (a TR 102 273-1-1 [58] 7. pontjában levezetett módon):

$$P_{rec} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 1,6432^2 \left(\frac{\cos(\frac{\pi}{2}\cos\theta)}{\sin\theta}\right)^2 \left(\frac{\cos(\frac{\pi}{2}\cos\theta)}{\sin\theta}\right)^2 P_t, \quad (19)$$

ahol:

- P_t az átvitt teljesítmény (W);
- P_{rec} a vett teljesítmény (W);
- λ a hullámhossz (m);
- d a dipólusok közötti távolság (m);
- és θ egy gömbkoordináta, a 3. ábrán látható.



3. ábra Gömbkoordináták [56]

Erre az ideális helyre a helyek közötti csillapítás (a Friis-féle átviteli egyenlet inverze) a következő:

$$\frac{P_t}{P_{rec}} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \frac{1}{1,6432^2} \left(\frac{\sin\theta}{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}\right)^2 \left(\frac{\sin\theta}{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}\right)^2. \quad (20)$$

Általában ezt a képletet logaritmikusan a következőképpen adják meg:

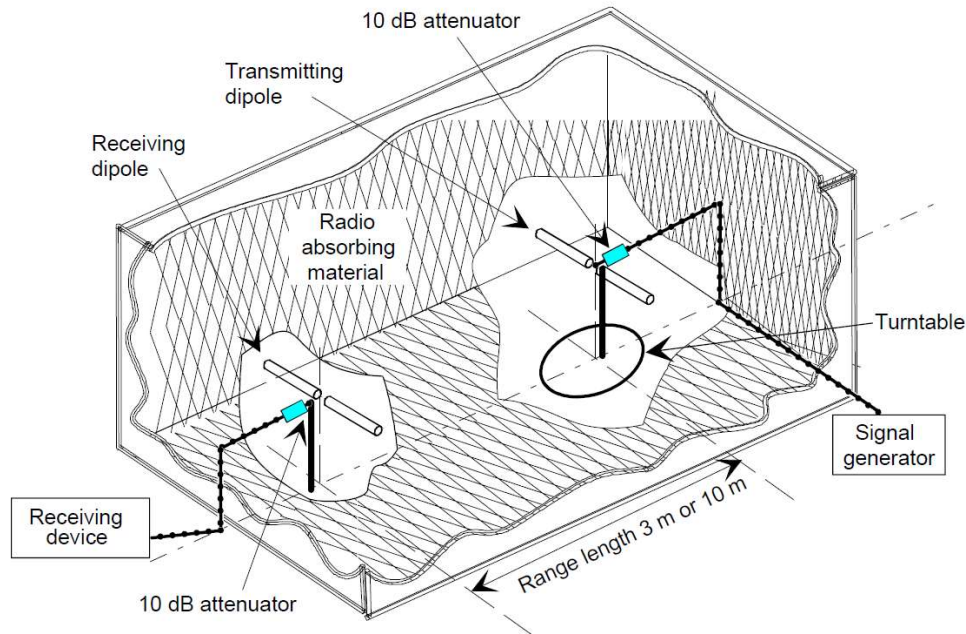
$$\text{Site Attenuation} = 17,67 + 20\lg\left(\frac{\sin\theta}{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}\right) + 20\lg\left(\frac{\sin\theta}{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}\right) \text{ dB}. \quad (21)$$

Egy FAC kamra esetében, mivel feltételezzük, hogy az adó- és a vevőantenna azonos magasságban van, $\theta = \pi/2$ és a képlet a következőre redukálódik:

$$\text{Site Attenuation} = 17,67 + 20\lg(d/\lambda) \text{ dB}. \quad (22)$$

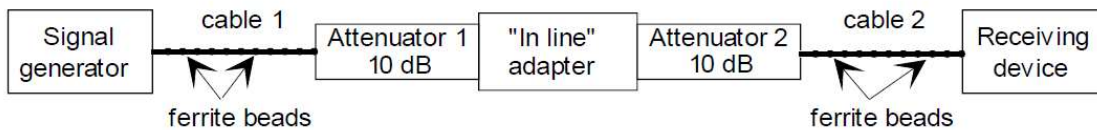
2.1.2.2.4 A hitelesítési eljárás áttekintése

A hitelesítési eljárás első lépései az összes megfelelő mérőberendezés összegyűjtése és a helyszín előkészítése. Ezt követően a vizsgálóberendezéseket be kell konfigurálni és el kell végezni a hitelesítési eljárást. A hitelesítési eljárás befejeztével az eredményeket fel kell dolgozni, hogy minden egyes vizsgálati frekvenciánál ki lehessen számítani és ábrázolni a kamra teljesítményének az ideálistól való eltérését, és ki lehessen számítani a mérési bizonytalanságokat.



4. ábra Dipólusokkal végzett (horizontálisan / vertikálisan polarizált) hitelesítési eljárás elrendezése FAC-ban [56]

A 4. ábra egy tipikus ellenőrző vizsgálati elrendezést mutat, míg az 5. ábra a test-set-up-ot mutatja blokkvázlat szerűen.



5. ábra A berendezések elrendezése a hitelesítési vizsgálatokhoz [57]

Az eredmények feldolgozása végül megmutatja, hogy a FAC kamra mért teljesítménye mennyire hasonlít az ideális esethez. Ezután kiszámítható az "Összérték", ami a FAC kamrában mért NSA-t mutatja:

$$\text{Overall value} = V_{\text{direct}} - V_{\text{site}} - AF_T - AF_R - (AF_{TOT}). \quad (23)$$

A helyszín minőségének meghatározásának utolsó lépése a kamra elméleti és mért NSA értékei közötti különbség kifejezése:

$$\text{Difference} = \text{Overall value} - \text{Ideal value}. \quad (24)$$

2.1.2.3 SE mérés kamra verifikációra

Az árnyékolás hatékonyságát a (7), (8) egyenletek határozzák meg, a mérési módszerek pedig a következő elven alapulnak: a tér egy pontján elektromos (vagy mágneses) teret mérünk az árnyékoló burkolattal és anélkül [35,36]. Az egyik mérési módszer mérőantennával a 4. ábrán látható a már ismertetett módon.

A nagyméretű burkolatok árnyékolási hatékonyságának mérésével nincs probléma, ezzel szemben a kis burkolatok árnyékolási hatékonyságának mérése -a fentebb említett szerint - meglehetősen problematikus. A mérőantenna vagy az elektromágneses térszonda méretei nem elhanyagolhatóak - ami a hullámhossztól függ -, és ez a paraméter korlátozó tényező a kis burkolatok árnyékolási hatékonyságának mérésénél, ahol a mérőantennát az árnyékoló burkolaton belül kell elhelyezni. A burkolaton belüli antenna egy másik problémát is magával hordoz, még hozzá azt, hogy az antenna mérete kitölti/kitöltheti az üreget, és így jelentősen befolyásolhatja a benne lévő elektromágneses teret, ami miatt a rezonanciafrekvenciák eltolódhatnak. A mérést távolférfi tartományában kell elvégezni, ahol a karakterisztikus impedancia egyértelműen meghatározott. Az elméleti távolságot a következő kifejezés adja meg:

$$r = \frac{\lambda}{2\pi} \text{ [m]}, \quad (25)$$

ahol r a közel- és távol tér közötti átmenetet, λ pedig a hullámhosszt jelöli.

A gyakorlatban a vevőantenna méretei gyakran nagyobbak vagy összehasonlíthatóak a hullámhosszal, és a közel- és távol terek közötti távolságot a Rayleigh-kritérium határozza meg [40], ahol D a vevőantenna jellegzetes méretét jelenti,

$$r = \frac{2D^2}{\lambda} \text{ [m]}. \quad (26)$$

2.2 Path Loss – Hullámterjedési modellek

Ebben a fejezetben a vezeték nélküli eszközök, rendszerek valós környezeti vizsgálataihoz, majd a valós környezetbe történő implementáláshoz szükséges elméleti alapokat ismertetem.

Rádiófrekvenciás mérések tekintetében két fő irányt lehet megkülönböztetni: a laboratóriumi vizsgálatok és a helyszíni fix, illetve mozgó (drive-test) tesztek. A laboratóriumi vizsgálatok sokkal precízebbek, jobban reprodukálhatók, viszont a valós körülményeket nem minden esetben, vagy csak nehezen lehet előállítani. Ezeket a vizsgálatokat általában a fent bemutatott valamilyen árnyékolt, reflexiómentes vagy félig reflexiómentes tesztkamrákban végzik, hogy a külső elektromágneses zajok ne befolyásolják a mérési eredményeket. A pontos körülmények meghatározásának köszönhetően (mérőtávolság, árnyékolt kamra, térkalibráció, jelutak stb.) a mérések reprodukálhatók és különböző eszközök/rendszerek teljesítőképessége összemérhetővé válik.

A valós környezetben mért, helyszíni fix és mozgó (Drive-test) vizsgálatoknál nem garantálható a pontos vizsgálati eredmény, illetve az interferenciamentes közeg, viszont így a

valós környezetben tapasztalható jelszintek, paraméterek vizsgálhatók, és minden telepítés, egyedi helyszín esetén ezeket el kell végezni, hogy validálható legyen az eszköz vagy a rendszer. Ennek egyik alapja a teljesítménymérleg-számítás valamilyen hullámterjedési modell alapján. A nagyobb területű hullámterjedési vizsgálatokhoz és szimulációkhoz általában valamilyen térinformatikai rendszert használnak az iparban, ami képes kezelni és számolni a különböző geometriákat.

A térinformatikai rendszerek (Geographic Information System, GIS) az adatokat térben kezelik és jelenítik meg. A GIS alkalmazások az adott földrajzi környezethez tartozó és különböző forrásokból származó adathalmazokat képesek integrálni a kiválasztott digitális térképekre. A Föld formája miatt, az adatok megjelenítéséhez különböző vetület-típusokat használ. A Föld felszíne nem fejtethető ki síkban, ezért a 2D-s ábrázolásakor az alakzatok (távolságok, szögek, területek) síkban torzulnak. Néhány példa vetületi típusokra: síkvetület, hengervetület, kúpvetület, poláris vetület, ekvatoriális vetület, meridionális vetület.

A vetületeket különböző kategóriákba sorolják, attól függően, hogy a síkra vetítés során melyik adat nem torzul (hossztartó, területtartó, szögtartó stb.). A koordináta-referenciarendszerrel (Coordinate Reference System, CRS) a vetület bármely pontja meghatározható három koordinátával (a leggyakrabban ez a hosszúság, szélesség, magasság) [46].

A hullámterjedési szimulációkhoz (például celluláris hálózatok lefedettség tervezésekor) szintén GIS rendszereket használnak különböző adatbázisokkal, mint például a digitális domborzatmodell (Digital Elevation Model, DEM) adatbázis. A különböző adatbázisokkal lehet létrehozni a valósághoz közelítő szimulációs környezetet, ahol aztán a hullámterjedési modellek felhasználásával szimulációk végezhetők el különböző beállításokkal. Ilyen GIS szoftver a QGIS [109], amely egy ingyenesen hozzáférhető és sok fejlett geoinformatikai eszközzel felszerelt alkalmazás, amely lehetővé teszi a hullámterjedési szimulációk fejlesztését és számítását.

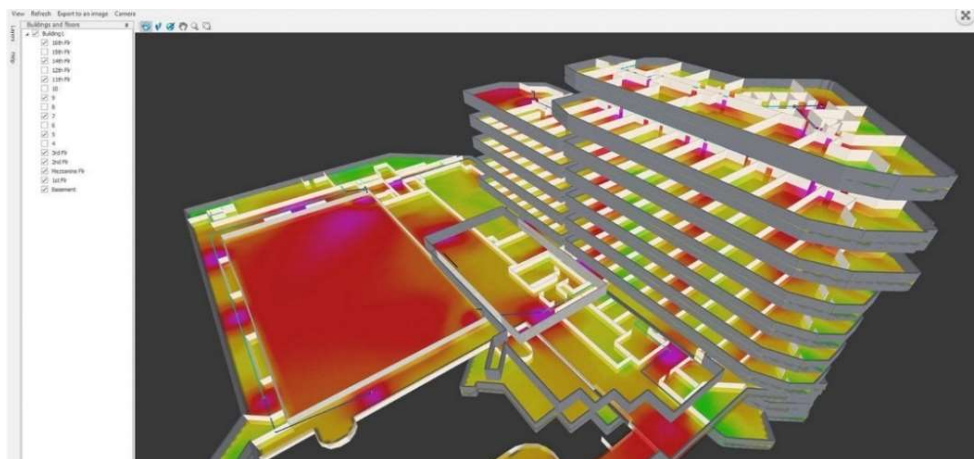
Hullámterjedési modelleket alkalmaznak a rádiófrekvenciás sugárzások terjedésére, amely lehet közeltéri vagy távöltéri. Ezeknek az egyik leggyakoribb felhasználási módja a vezeték nélküli hálózatok lefedettség tervezése. A bázisállomás paramétereinek ismeretében meghatározhatók az elméleti vételi jelszintek, aminek ismeretében a hálózattervezők tovább hangolhatják a hálózatot vagy a megfelelő eredmények esetén megkezdhetik a hálózat telepítését vagy a telepítést követő ellenőrző drive teszteket.

A hullámterjedési modelleknek két fő fajtáját alkalmazzák [47]:

- empirikus,
- determinisztikus.

Az empirikus modelleket a megvizsgált változók statisztikai analizisével, eloszlásának vizsgálatával hozzák létre. A modellek létrehozására valós, nagy mennyiségű mért értékre van szükség, amely alapján létrehozható a vizsgált értékekhez legjobban illeszkedő modell. Így a modell létrehozta után viszonylag kevés adat ismeretében lehet szimulációkat végrehajtani.

Ezzel szemben a determinisztikus modellek a Maxwell-egyenleteket felhasználva szimulálják az elektromágneses hullámok terjedését. A pontos szimulációk elvégzéséhez rendkívüli adatmennyiségre van szükség, hogy a modellek pontos eredményeket tudjanak létrehozni. Az egyik leggyakrabban használt determinisztikus módszer a Ray-tracing [48] (sugár követés), amely során a sugárzási pontból számtalan irányban indítanak el sugarakat, amiknek az útvonalán végig kiszámolják a hullámterjedési paramétereket. A pontos környezet ismerete itt különösen fontos, hiszen ezek a modellek figyelembe veszik a hullámterjedési effektusokat (refrakció, reflexió, szórás stb., mit ahogyan az a 6. ábrán szereplő 3D-s modell példán is látszódik) és ha nem pontos a környezeti adatbázis, akkor a szimulációs modell rossz hullámterjedési módokat fog szimulálni.



6. ábra Ranplan tervező SW 3D hullámterjedési predikciója [101]

2.2.1 Empirikus modellezés

Az empirikus hullámterjedési modelleket valós mérési eredmények statisztikai analizisével hozzák létre, hogy az a legjobban illeszkedjen a korábban gyűjtött adatokhoz [49]. Ezekben a modellekben nincs komplex, bonyolult számítás, a tapasztalati úton szerzett tudás statisztikai elemzésével kapják meg az egyenleteket. Mivel könnyen használhatók, könnyű velük számolni,

ezért a mai napig előszeretettel használják ezeket a modelleket, kifejezetten homogén területeken, mint például városokban. Ezzel együtt a hátrányuk is a könnyű felhasználásból, kevés információigényből adódik. Gyorsan változó környezetekben, ahol sok változás, különböző struktúra van jelen, megnövekszik az empirikus modellek hibája, amit nem lehet korrigálni, mivel a modellek alapvetően kevés információt felhasználva működnek. Főleg makrocella méretű mobil lefedettség tervezéséhez használják fel őket

Ezek a modellek a közegcsillapítás átlagértékét határozzák meg a távolság és a frekvencia függvényében. Az átlagos csillapításérték kiszámítása után a fading jelenségek lehetséges csillapítását és az egyéb nyereséget, csillapítást okozó tényezőket kell meghatározni (energiamérleg felállítása). A legtöbb modellt az UHF, VHF frekvenciasávra alakították ki, ugyanis tipikusan ezek a frekvenciatartományok, amelyeket cellás vezeték nélküli hálózatokhoz és vezeték nélküli helyi hálózatokhoz (Wireless Local Area Network, WLAN) használnak. Minden környezettípushoz különböző hullámterjedési modell tartozik. A cellás hálózatokhoz földfelszíni modelleket alkalmaznak, amelyek az alábbi típusokra bonthatók [50]:

- Fólia modellek (foilage models): ezek a modellek annyiban térnek el a közvetlen optikai átlátás (Line-of-Sight, LOS) alapú modelltől, hogy legalább egy, valamilyen vastagságú akadály van az adó és a vevő között (például egy épület, fa, erdő), pl.: Weissberger-modell, ITU vegetation modell, Single Vegetative Obstruction modell, Terrestrial Path with One Terminal in Woodland stb;
- Terep modellek (terrain models): az egyenetlen terepviszonyokat veszik figyelembe a hullámterjedés során. A változó terepviszonyok reflexiót, diffrakciót okozhatnak. Ezeknek a modelleknek a lényege, hogy a távolság és a terep egyenetlensége függvényében meghatározza a csillapítást. pl.: Egli-modell, Longley-Rice-modell stb;
- Beépített terület modellek: ezek tipikusan a településeken, városokon belüli környezetben használatosak. Ezek a modellek figyelembe veszik például, hogy milyen sűrűn van beépítve az adott terület, vagy az antennák elhelyezkedését. Ezekből a modellekből használok fel néhányat a hullámterjedési szimulációs alkalmazás létrehozásához.

2.2.2 Elterjedt és a gyakorlatban is használt hullámterjedési modellek

2.2.2.1 Okumura-modell

1960-ban hozták létre Tokióban gyűjtött adatok alapján, kifejezetten a 200–1920 MHz-es hullámterjedési csillapítás meghatározásához. A leírás alkalmas városi környezet modellezésére, azonban problémákat okozhat, ha sok nagy épület van, amely blokkolja az elektromágneses hullámokat [51]. Városon belül viszonylag pontosan alkalmazható, ezért a városi lefedettség modellezésére ma is előszeretettel alkalmazzák.

Az Okumura-modell három típusú területet határoz meg: nyílt terület, külvárosi terület és városi terület (open area, suburban, urban). A nyílt területen nincsenek magas fák vagy épületek, és kb. 300-400 méteres távolságban nincs nagyobb akadály (vidéki kistelepülések, mezőgazdasági területek). A külvárosi környezet a falvakat, vagy országutakat, autópályákat modelleznek fákkal körülvéve, amikor a vevőkészülék körül akadályok vannak mérsékelt mennyiségben. A városi terület pedig nagyobb falvakra, városokra vonatkozik, ahol emeletes házak vagy sűrű, magas növényzet van jelen. Az Okumura-modell alapértelmezés szerint a városi területet használja, és korrekciós értékeket alkalmaz a többi területtípusra, mint ahogyan azt a 7. ábra szemlélteti. Terep kategóriákat is használ, alapból a kvázi sima kategóriát használja a modell. Az Okumura a következő peremfeltételekkel használható:

- Frekvencia: 150 – 1920 MHz;
- Mobil állomás antenna magassága: 1 – 3 m;
- Bázisállomás antenna magassága: 30 – 1000 m;
- Összeköttetés távolsága: 1 – 100 km.

A csillapítás mértékének meghatározása a következő formulával számítható ki:

$$L = LF + A_{mu} - G_{hte} - G_{hre} - G_{area}, \quad (27)$$

ahol:

- L a számított közegcsillapítás [dB];
- LF a szabadtéri csillapítás [dB];
- A_{mu} a közeg csillapítása, relatív a szabad térhez képest [dB];
- G_{hte} a bázisállomás nyereség korrekciós tényezője [dB];
- G_{hre} a mobil állomás nyereség korrekciós tényezője [dB];
- G_{area} a környezeti korrekciós nyereség [dB].

Az állomások magassága okozta nyereség korrekciós tényezők kiszámítása pedig az alábbi:

$$G_{hte} = 20 \lg \left(\frac{h_{te}}{200} \right), \quad \text{ha } 30 \leq h_{te} \leq 1000 \text{ [m]}, \quad (28)$$

$$G_{hte} = 10 \lg \left(\frac{h_{te}}{200} \right), \quad \text{ha } h_{te} \leq 30 \text{ [m]}, \quad (29)$$

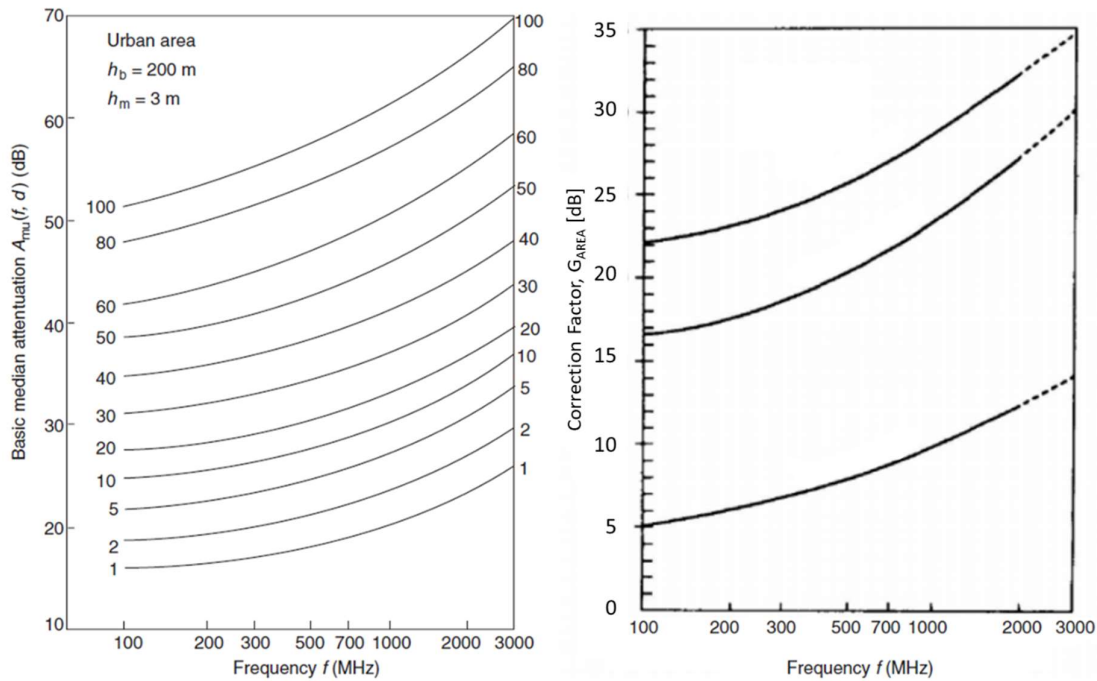
és

$$G_{hre} = 20 \lg \left(\frac{h_{re}}{3} \right), \quad \text{ha } 3 \leq h_{re} \leq 10 \text{ [m]}, \quad (30)$$

$$G_{hre} = 10 \lg \left(\frac{h_{re}}{3} \right), \quad \text{ha } h_{re} \leq 3 \text{ [m]}, \quad (31)$$

ahol:

- h_{te} a bázisállomás magassága [m];
- h_{re} a mobil állomás magassága [m].



7. ábra A_{μ} és G_{area} értékek [51]

2.2.2.2 Hata-modell

Szintén egy empirikus hullámterjedési modell. Az Okumura-modell által gyűjtött információk felhasználásával további korrekciókat adtak a modellhez. Hozzáadja az épületek által okozott diffrakció, visszaverődés és szóródás hatásait, és korrekciós tényezőket hoz létre a külvárosi és vidéki környezet számára [52].

A Hata-modell peremfeltételei:

- Frekvencia: 150 – 1500 MHz;
- Mobil állomás antenna magassága: 1 – 10 m;

- Bázisállomás antenna magassága: 30 – 200 m;
- Összeköttetés távolsága: 1 – 10 km.

A Hata-modell is különválasztja a városi, külvárosi és vidéki területeket. A városi kategória is két alkategóriára van bontva, nagyvárosi és kis/közepes városi kategóriára.

A csillapítás kiszámolása városi környezetben:

$$L_{urban} = 69,55 + 26,16 \lg(f) - 13,82 \lg(h_b) - C_H + [44,9 - 6,5 \lg(h_b)] \lg(d). \quad (32)$$

A C_H konstans értéke kis és közepes városok esetén:

$$C_H = 0,8 + [1,1 \lg(f) - 0,7] h_m - 156 \lg(f). \quad (33)$$

A C_H értéke nagy városok esetén:

$$C_H = 8,29[\lg(1,54h_m)]^2 - 1,1, \quad \text{ha } 150 \leq f \leq 200 \text{ [MHz]}, \quad (34)$$

$$C_H = 3,2[\lg(11,75h_m)]^2 - 4,97, \quad \text{ha } 200 < f \leq 1500 \text{ [MHz]}, \quad (35)$$

ahol:

- L_{urban} a városi közeg csillapítása [dB];
- h_b a bázisállomás antenna magassága [m];
- h_m a mobil állomás magassága [m];
- C_H a mobil állomás antenna magasság korrekciós tényező [dB];
- f a frekvencia [MHz];
- d a távolság [km].

Külvárosi környezet csillapítása:

$$L_{suburban} = L_{urban} - 2 \left[\lg \left(\frac{f}{28} \right)^2 \right] - 5,4, \quad (36)$$

ahol:

- $L_{suburban}$ a külvárosi közeg csillapítása [dB];
- L_{urban} a városi környezet csillapítása [dB].

Vidéki környezet csillapítása:

$$L_{rural} = L_{urban} - 4,78[\lg(f)]^2 + 18,33 \lg(f) - 40,94, \quad (37)$$

ahol:

- L_{rural} a vidéki környezet csillapítása [dB].

2.2.2.3 COST-Hata-modell

A Hata-modell alapul véve készült el a COST-Hata-modell, amely magasabb frekvenciákon pontosabb. Ez az egyik leggyakrabban használt COST 231 modell [53]. A COST 231 modellek egy uniós finanszírozású projekt részeként készültek. A modell körülményeinek feltételei:

- Frekvencia: 1500 – 2000 MHz;
- Mobil állomás antenna magassága: 1 – 10 m;
- Bázisállomás antenna magassága: 30 – 200 m;
- Összeköttetés távolsága: 1 – 20 km.

A csillapítás kiszámításának módja:

$$L = 46,3 + 33,9 \lg(f) - 13,82 \lg(h_b) - a(h_r, f) + [44,9 - 6,55 \lg(h_b)] \lg(d) + C, \quad (38)$$

Külvárosi vagy vidéki környezet esetén:

$$a(h_r, f) = [1,1 \lg(f) - 0,7] h_r - [1,56 \lg(f) - 0,8], \quad (39)$$

$C = 0$ dB közepes városok és vidéki környezet esetén

$C = 3$ dB nagyvárosok esetén,

ahol:

- L a jel által elszenvedett csillapítás nagysága [dB];
- f a használt frekvencia [MHz];
- h_b a bázisállomás antenna magassága [m];
- h_r a mobil állomás antenna magassága [m];
- $a(h_r)$ a mobil állomás antenna korrekciós faktora, ha városi körülmények között vagyunk, akkor a Hata-modellben leírt korrekciós faktort kell alkalmazni [dB].

2.2.2.4 Ericsson 9999 modell

Ezt a hullámterjedési modellt Ericsson fejlesztette ki a Hata-modell segítségével [54]. 1900 MHz-ig használható, de abban különbözik a többi hullámterjedési modelltől, hogy paramétereit szabadon változtathatók. A jelút csillapítás kiszámításához szükséges formula az alábbi:

$$L_E = a_0 + a_1 \lg(d) + a_2 \lg(h_b) + a_3 \lg(h_b) \lg(d) - 3,2(\lg(11,75 h_m))^2 + g(f). \quad (40)$$

A $g(f)$ értéke:

$$g(f) = 44,49 \lg(f) - 4,78(\lg(f))^2, \quad (41)$$

ahol:

- L_E az Ericsson-modell jelút csillapítása [dB];
- d a távolság [km];
- h_b a Bázisállomás magassága [m];
- „a” paraméterek szabadon változtathatók, de az alábbi 1. táblázatban szereplő értékek az alapértelmezettek:

Paraméter	Vidéki	Külvárosi	Városi
a_0	45.95	43.2	36.2
a_1	100.6	68.93	30.2
a_2	12.0	12.0	12.0
a_3	0.1	0.1	0.1

1.táblázat „a” paraméter alapértelmezett értékei Ericsson 9999 modell esetén [54]

2.2.3 Energiamérleg

Az energiamérleg kiszámításakor összegezzük a rendszerben lévő nyereségeket és csillapításokat [99]. A kisugárzott teljesítményt a teljes jelútban lévő csillapításokkal és nyereségekkel összesítjük, majd ebből kivonásra kerül a vevő érzékenysége, így megkapjuk a link margin-t (magyarul összeköttetési tolerancia). A link margin megadja, hogy a rendszer mekkora csillapítást képes elviselni a megfelelő kapcsolat fenntartása mellett. Ha a csillapítás meghaladja ezt a link margin-t, akkor a kapcsolat megszakad mindaddig, amíg a csillapítási érték ismét kisebb lesz, mint a link margin értéke. A kis link margin-nal rendelkező összeköttetések alapvetően nem tekinthetőek robusztusnak, mivel az adatátvitel a viszonylag kis környezeti változások következtében könnyen megszakadhat. A rendelkezésre állási igények miatt a fading tartalékok is hozzáadódnak az energiamérleghez. Ilyen esetekben a tervezés során figyelembe kell venni azokat a jelenségeket, amelyek időszakosan növelhetik a rendszer csillapításait. Ilyen jelenségek például az eső, a felhők, a növényzet változásai stb.

Az energiamérleget az alábbiak összesítésével lehet megállapítani.

2.2.3.1 EIRP

Az energiamérleg megállapításához először az adó által izotrópikusan sugárzott egyenértékű helyettes teljesítmény (Effective Isotropic Radiated Power, EIRP) szintet kell kiszámítani. Ehhez az alábbiak ismerete szükséges:

- adó teljesítménye (P_{Tx}),
- adóantenna nyeresége (G_{Tx}),

- kábel/csőtápvonal veszteség (L_{WG}),
- radom borítás vesztesége (L_R),

$$EIRP [dB] = P_{Tx}[dBm] + G_{Tx}[dB] - L_{WG}[dB] - L_R. \quad (42)$$

Az adóberendezés és az antenna/kábel/hullámvezető illesztetlensége által okozott csillapítást is hozzá lehet adni az EIRP kiszámítása közben vagy ezeket az értékeket külön be lehet számítani az antenna vagy a vezetékek/csőtápvonalak paramétereiben is. Ökölszabály szerint mindig a legrosszabb eshetőséget kell feltételezni.

2.2.3.2 Jelút csillapítás

A jelút csillapítása (Path Loss, PL) magában foglalja a szabadtéri csillapítást és az összes környezeti jelenséget, mint például a többutas terjedést, amely az elektromágneses csillapítást okozza terjedés közben. Ezeknek a jelenségeknek egy része determinisztikus, másik része pedig valószínűség alapú, mivel értékük túl sok ismeretlen és nem megjósolható tényezőtől függ.

A valószínűség alapú csillapításokra csak megfelelő fading tartalékkal lehet felkészülni az összeköttetés számára. A fading tartalékot általában normál eloszlással modellezik. A fading tartalék meghatározásakor a rendelkezésreállást veszik figyelembe. A rendelkezésreállítás értéke adja meg azt a valószínűséget, amikor a fading jelenség mértéke nagyobb, mint a fading tartalék. Például, ha az eső okozta fading 1 %-os eséllyel haladja meg a 15 dB-t, akkor az összeköttetés rendelkezésreállása 0,99. Ezzel együtt, ha az eső okozta fading meghaladja a 15 dB-t, akkor feltételezhetően a kapcsolat ideiglenesen megszűnik, amíg a csillapítás értéke lecsökken.

2.2.3.3 Vevő nyeresége

A vevő oldali nyereség (G_{RX}), a vevő antenna nyereség, a radom veszteség, a kábel vagy egyéb csőtápvonal veszteség, illetve a polarizációs veszteség összege, az alábbi képlet alapján:

$$G_{Rx} = G_{ant} - L_{radom} - L_{WG} - L_{pol}. \quad (43)$$

Az illesztetlenség okozta csillapítási jelenségeket ki lehet vonni a vevő nyereségéből vagy bele lehet számítani az antenna, a csőtápvonal, a kábelek vagy egyéb elemek nyereségébe, csillapításába, ha a csillapítások értéke jelentős (>1 dB).

A polarizációs csillapítást az elektromágneses hullám és a vevő antenna polarizációjának különbsége okozza. Ez fix telepítésű pont-pont kapcsolatok esetén nem szokott problémát okozni, viszont műholdas és mobil hálózatok esetén már igen (ezt a jelenségek kereszt polár antennákkal küszöbölik ki). A vételi jel teljesítmény (Received Signal Level, RSL)

kiszámolásához az EIRP értékéből ki kell vonni a jelút csillapítását és hozzá kell adni a vevő nyereségét az alábbi módon:

$$RSL = EIRP - PL + G_{RX} . \quad (44)$$

2.2.4 Fading jelenségek

A fading a vezeték nélküli rendszerekben a vételi oldalon történő térerősségszint csökkenését, ingadozását jelenti, amely a többutas terjedés következtében jön létre. A fading jelenségek különböző típusokba sorolhatók, és elsősorban két kategóriára: nagymértékű fading (large scale fading) és kismértékű fading (small scale fading). Utóbbi még tovább bontandó gyors- és lassú fading-re (fast, slow fading). A large scale fading-re pedig „shadowing”-ként is szoktak utalni.

A large scale fading-et általában valamilyen log-normális eloszlású valószínűség sűrűségfüggvényként modellezik. A large scale fading-et refrakciónak, többutas terjedésnek és shadowing jelenségeknek tulajdonítanak. A large scale fading-et az adó és/vagy vevő egymáshoz viszonyított elhelyezkedésének jelentős változása okozza.

A small scale fading-et ezzel szemben az adó és vevő elhelyezkedésének egymáshoz viszonyított megváltozása okozza, ami nagyságrendileg megközelíti az átvitel hullámhosszát. Lehet gyors vagy lassú, amelyet a többutas terjedési útvonalak-, az átviteli csatorna megváltozása vagy a doppler effektus okozza. Emiatt gyakran és gyorsan kialakulhatnak, majd meg is szűnhetnek. Általában Rayleigh- vagy Rician sűrűségfüggvénnyel modellezik.

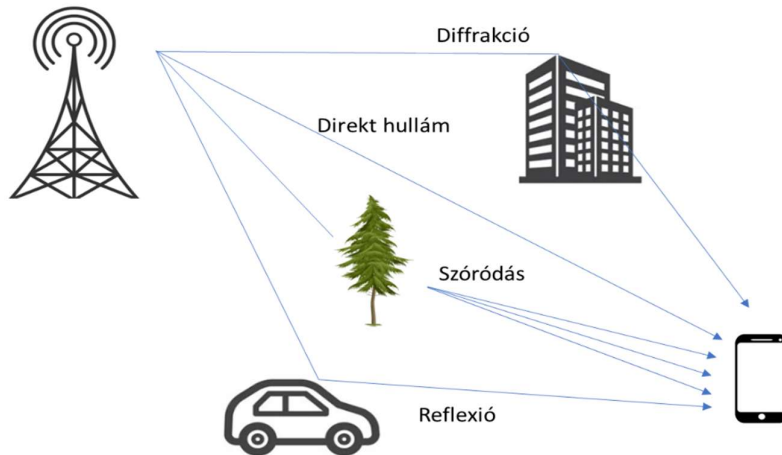
2.2.5 Vezeték nélküli jelút modellezése

A szabványosító testületek, például a 3GPP (3rd Generation Partnership Project szervezet) és a Nemzetközi Távközlési Egyesület (International Telecommunication Union, ITU) által használt csatornamodellezési keretrendszert alkalmazzák általánosan a jelutak modellezéséhez. Ez a keretrendszer - a frekvencia függvényében - geometriai megközelítést alkalmaz a többutas rádióterjedési csatorna jellemzésére.

2.2.5.1 Többutas hullámterjedési csatorna

A vezeték nélküli kommunikációs rendszerekben a rádióterjedési csatorna a TX antenna és az RX antenna közötti fizikai kapcsolat, azaz a környezet. Az RX antennán vett jel általában a TX antennáról továbbított jel többszörös másolatának kombinációja, a rádiójel és a terjedési környezet közötti kölcsönhatások eredményeként. Ezeket a kölcsönhatásokat általában olyan

terjedési jelenségekkel modellezik, mint a reflexió, diffrakció vagy szóródás. A rádióterjedési csatornát ezért többutas terjedési csatornának nevezik. Elvi vázlatát a 8. ábrával szemléltetem.



8. ábra Többutas hullámterjedési csatorna

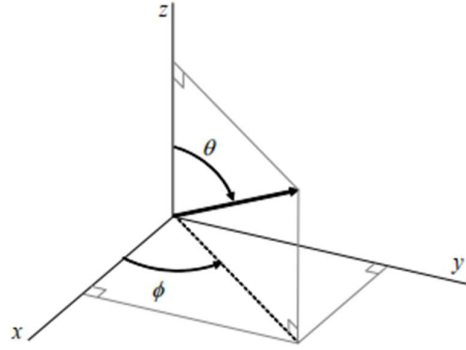
2.2.5.2 Geometrikus csatorna modell

A többutas hullámterjedési csatorna a késleltetési tartományban jellemezhető az rádiócsatorna impulzusválaszának (Complex Impulse Response, CIR) értékével, jelölése $h(t, \tau)$, amely a környezet fizikai tulajdonságait veszi figyelembe. A t paraméter a hullámterjedési környezet időbeli változékonyságát jelöli, míg a τ paraméter a többutas terjedés okozta késleltetés mértéke. Legyen $x(t)$ és $y(t)$ a TX antenna bemenetén és az RX antenna kimenetén az elektromos jel. A terjedési csatorna hatását gyakran idővariáns lineáris modellel jellemzik stationer korrelálatlan szórású csatornát (Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering, WSSUS) feltételezve, az alábbi formulával:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) x(t - \tau) d\tau \quad (45)$$

A CIR $h(t, \tau)$ csatorna nem csak a hullámterjedési környezettől függ, hanem egyéb paraméterektől, mint például a TX és RX antennák karakterisztikái vagy a csatorna sávszélessége.

A geometriai modellezési megközelítés lehetővé teszi a hullámterjedési és hasonló paraméterek szétválasztását. Ebben a megközelítésben a többutas terjedés komponenseit (Multi-Path Components, MPC) véges számú sugarakkal, mondjuk N számú sugárral modellezik távolféri környezetben. Így minden n sugarat lényegében a saját csillapítási együtthatója H_n írja le, terjedési késleltetése τ_n szögjellemzői $(\theta_{n,ZOD}, \phi_{n,AOD}, \theta_{n,ZOA}, \phi_{n,AOA})$ $\theta_{n,ZOD}, \phi_{n,AOD}, \theta_{n,ZOA}$ és $\phi_{n,AOA}$ rendre jelöli a sugár magassági indulási, azimut indulási, magassági érkezési és azimut érkezési szögeit, a 9. ábra szerint.



9. ábra Gömb koordináta rendszer [56]

Az antenna térbeli karakterisztikái ezeknek a koordinátákban (θ, ϕ) a TX irányba a $(F_{IX}^\theta, F_{IX}^\phi)$, RX irányba pedig $(F_{RX}^\theta, F_{RX}^\phi)$ jelöli, amely behelyettesítésre kerül a modell leírásba. Ezt követően a sugarak összegzéséből levonható a geometria CIR az alábbi képlet alapján:

$$h(t, \tau) = \sum_{n=1}^N \begin{pmatrix} F_{RX}^\theta(\theta_{n,ZOA}, \phi_{n,AOA}) \\ F_{RX}^\phi(\theta_{n,AOD}, \phi_{n,AOA}) \end{pmatrix}^T H_n \begin{pmatrix} F_{TX}^\theta(\theta_{n,ZOD}, \phi_{n,AOD}) \\ F_{TX}^\phi(\theta_{n,ZOD}, \phi_{n,AOD}) \end{pmatrix} \cdot \delta(\tau - \tau_n) e^{j2\pi\nu\tau t}. \quad (46)$$

Amikor a polarizációt figyelembe vesszük, a H_n csillapítási együttható egy 2×2 mátrixból álló négy komplex együtthatóval $(\alpha_n^{\theta\theta}, \alpha_n^{\theta\phi}, \alpha_n^{\phi\theta}$ és $\alpha_n^{\phi\phi})$ a polarizációs kombinációval az alábbi lesz:

$$hH_n = \begin{pmatrix} \alpha_n^{\theta\theta} & \alpha_n^{\theta\phi} \\ \alpha_n^{\phi\theta} & \alpha_n^{\phi\phi} \end{pmatrix}. \quad (47)$$

2.2.5.3 Szabadtéri jelenség

Miközben a rádiófrekvenciás hullámok vezeték nélküli csatornán haladnak át szabadtérben, a megtett távolság négyzetével fordítottan arányos módon csökken a teljesítményük. A viselkedés modellezése Friis szabadtér törvényének köszönhető, a polarizációtól függetlenül, az alábbi alapján [100]:

$$P_{RX} = P_{TX} G_{TX} G_{RX} \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2, \quad (48)$$

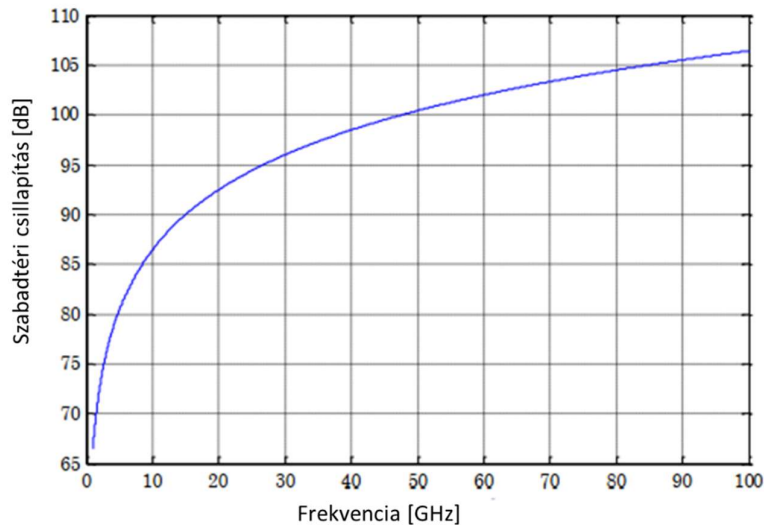
ahol P_{TX} és P_{RX} az adóteljesítmény és a vevőteljesítmény, G_{TX} és G_{RX} pedig az adó és vevő antenna nyeresége c a fénysebesség, f a frekvencia, d pedig az adó és vevő közti távolság. A szabadtéri csillapítási együtthatót egyúttal PL_{FS} -ként is jelölik, amely az adó és vevő teljesítményének az aránya, izotropikus antennát feltételezve mindkét oldalon,

$$PL_{FS}(d) = \left(\frac{4\pi f d}{c} \right)^2. \quad (49)$$

Fontos megjegyezni, hogy ez az összefüggés csak olyan távoli viszonyok között érvényes, ahol a rádiófrekvenciás hullám síkhullámként terjed, amint azt a geometriai modell feltételezi. Ezért d_n -nel jelölve az n sugár által az adó és vevő között megtett teljes távolságot, a $PL_{FS,n}$ az alábbi módon határozható meg:

$$PL_{FS,n} = PL_{FS}(d_n). \quad (50)$$

A PL_{FS} frekvenciafüggése egyszerű. A definíciójából analitikusan kimutatható, hogy $20 \lg 10(f)$ -el arányosan változik. Ez az összefüggés a 10. ábrán látható.



10. ábra Szabadtéri csillapítás értéke a frekvencia függvényében

2.2.5.4 Reflexió és áthaladás jelenségek

Reflexió akkor következik be, amikor egy beeső sugár nagyobb méretű felületeknek ütközik, mint a terjedő sugár hullámhossza. A visszavert sugár ugyanabban a közegben terjed, mint a beeső sugár. Tökéletesen sík és homogén felületek esetén, mint pl. talaj, épülethomlokzatok stb., a visszavert sugár jellemzőit a beeső sugár függvényében, a Fresnel-együtthatókkal [47, 99, 100] számíthatjuk ki, feltételezve, hogy síkhullámról van szó.

Az áthaladás az a jelenség, amikor a beeső sugár egy része áthalad egy akadályon, ahelyett, hogy visszaverődne róla ugyan abba a közegbe. Így az átmenő sugár a beeső és visszavert sugaraktól eltérő közegben terjed. Az áthaladó sugár tulajdonságai meghatározhatók a beeső sugár függvényében, szintén a Fresnel-állandók felhasználásával.

A reflektált és átvitt sugarak viselkedésének leírása beeső sugár függvényeiként a Fresnel-együtthatók felhasználásával a geometriai optika (GO) területéhez tartoznak [47, 99].

3 EMC/EMI-elemzés dekompozíciós protokoll megfeleltetése numerikus- és kísérleti mérés- technikai környezetben

Ebben a fejezetben bemutatok egy új, saját fejlesztésű EMC/EMI elemzési protokollt, annak első két lépését és eredményeinek egymással való megfeleltetését. A stabil elméleti és gyakorlati alapra felépített protokoll esetén a megfeleltetéstől azt várom, hogy mind a numerikus módszertani eredmények, majd az arra épített ellenőrző-, kísérleti- és akkreditált környezeti „validációs„ mérések eredményei korreálnak egymással. Ezzel bizonyítani tudom a fejezetre vonatkozó tézisémet.

3.1 Motiváció

Bár pontos rendszerszintű megoldók nem állnak rendelkezésre, számos olyan eszköz létezik, amely hatékonyan képes egy adott EMC/EMI -probléma megoldására. Például a szabályos fémburkolatok hatékonyan vizsgálhatók az üregek Green-függvényen alapuló félanalitikus módszereivel, a kis lyukak diffrakcióelméletével, az átviteli vonali közelítésekkel, az áramkörti megközelítéssel [1], valamint a Fourier-transzformációval és a módusillesztési technikákkal [2]. Általánosabb szerkezetek esetén sikeresen alkalmaztak a FEM [3-6], az FDTD [7-9], a MoM [1], a TLM megközelítéssel [10] alapuló numerikus technikákat. Hasonlóképpen, a kábelkötegek EMI-kapcsolódását alacsonyabb frekvenciák esetén elsősorban a többvezetékű átviteli vonal elmélet segítségével számítják ki.

A sok közelítő módszer kifejlesztése ezekre a viszonylag egyszerű problémákra (a pontos teljes hullámú megoldások elérhetősége ellenére) a megoldók nagy memória- és CPU-igényének köszönhető. A nemlineáris eszközök pontos modellezése is számítás igényes feladat a megoldókban. Ezért a lineáris/nemlineáris eszközökkel rendelkező üregeket, kábeleket és nyomtatott áramköröket (NYÁK) tartalmazó komplex rendszerek EMC/EMI-elemzése nehéz feladat, és hatékonyabb, ugyanakkor pontosabb alternatív technikákat igényel. Ebből a célból az „EM Topology” [59] koncepcióit követve azt javaslom, hogy az egész rendszert bontsuk szét kisebb és egyszerűbb EMC/EMI-problémákra, amelyek külön-külön megoldhatók az üregekre, kábelekre és/vagy NYÁK-okra kifejlesztett számítási eszközökkel, ezáltal jelentősen csökkentve a számítási költséget. Ezen túlmenően az adott problémára a rendelkezésre álló

leghatékonyabb és legpontosabb számítási módszert lehet alkalmazni. Ez azt jelenti, hogy a nagyméretű környező struktúrák miatti EMI-kapcsolódást EM-megoldókkal számítják ki, kiegészítve a mérés technikai gyors eredményekkel és a valós környezeti, gyakorlati mérések során kapott eredményekkel.

Az EMC/EMI-vizsgálat kulcsfontosságú kérdés a jelenlegi digitalizált világban, és a legtöbb EMC-szabvány megköveteli a teljesen- vagy félig reflexiómentesített tesztkamrában történő méréseket. Annak érdekében, hogy egy predikciós eljárás során kellően pontos közelítést adjunk egy vezeték nélküli kommunikációs eszköz vagy rendszer elvárt és előírt megfelelőségéhez, továbbá csökkentsük az alkalmazott kutatásra és/vagy fejlesztésre allokálható erőforrások mértékét (ezáltal hatékonyabbá téve a kutatási, fejlesztési folyamatot) modellezni szükséges az elektromágneses téreloszlást a kamrában a vizsgált eszköz és a vizsgált antenna körül. Az így kapott eredményt felhasználva azt várom, hogy gyorsabban elérhető lesz az eszköz vagy rendszer EMC/EMI-megfelelősége és kevesebb rövidebb, de annál pontosabb és fontosabb tesztkamra mérési ciklust kelljen végrehajtani a vizsgálandó mintán.

Kutatási tevékenységem egyik feltevése, hogy létezik közös metszete a szimulációs technika és a kísérleti mérések módszertanának. Közös alkalmazásával előáll egy olyan állapot, amely során a két módszer eredményeiben azonoság áll elő. Ennek eredménye megmutatkozhat egyrészt a kutatási- és fejlesztési folyamatok lépcsőfokainak rövidítésében, másrészt pontosabb céleredmény érhető el a két módszertan azonos eredményeinek köszönhetően az így végzett fejlesztés, tervezése során.

3.2 Numerikus- és kísérleti vizsgálat közelítése FAC tesztkamrában

3.2.1 A FAC tesztkamrák wavelet-alapú modellezése

A módszer alkalmazhatóságának bemutatására egy egydimenziós modellrendszert építettem az elektromágneses téreloszlás modellezéséhez, amely egyszerűen kiterjeszhető magasabb dimenziókra is. A hullámhálók ideális eszközök az ilyen környezetek modellezésére, ahol az akadályok hosszskálája változó, mint például a FAC tesztkamrák esetében, amelyekben a vizsgált eszközöknek különböző a mérete.

A következőkben a wavelet-alapú differenciálegyenlet-megoldó módszerre támaszkodva a finomabb felbontású wavelet-együtthatók igen gazdaságos meghatározásának részletesebb összefoglalása következik. A módszer a Ritz-variáció elvén alapul [19].

3.2.1.1 A magasabb felbontású szintek együtthatóinak előrejelzése

Kiindulva a 2.1.1 fejezetben taglalt elméleti alapokból, ha a sajátvektoros megoldás m -edik felbontási szintű közelítése már ismert, természetesen felmerül a kérdés, hogy lehetséges-e a finomabb felbontási szintű együtthatókat a megoldásból gazdaságosabban előállítani, mint magát a differenciálegyenletet magasabb felbontási szinten megoldani. A finomabb felbontási szintű együtthatók közelítő ismerete a következő előnyökkel járhat: a) meghatározható belőlük, hogy egy adott eltolási indexű waveletet be kell-e vonni a pontosabb számításba, b) felhasználhatóak a már meglévő megoldás hibájának kiszámítására, c) utolsó finomítási lépésként felhasználhatóak.

Ha a már létező $F^{[m]}$ megoldáshoz csak egyetlen, δ_{mk} változó együtthatójú waveletet adunk hozzá, mint

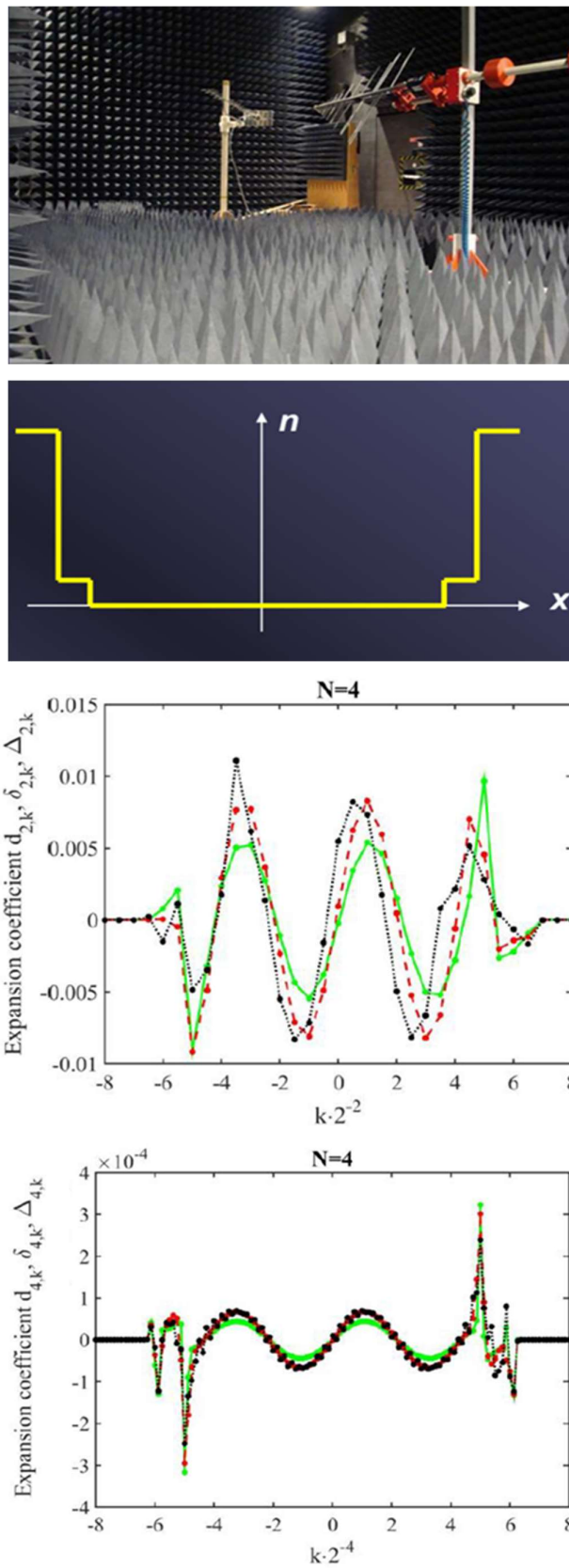
$$F^{[m+1]pred} = F^{[m]} + \delta_{mk}\psi_{mk}, \quad (51)$$

és a Ritz-variációs elv alkalmazása az így keletkező sajátértékre a következő közelítő együtthatóhoz vezet

$$\delta_{mk} = -\frac{S^{[m]-W}}{2R} \pm \left(\left(\frac{S^{[m]-W}}{2R} \right)^2 + 1 \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (52)$$

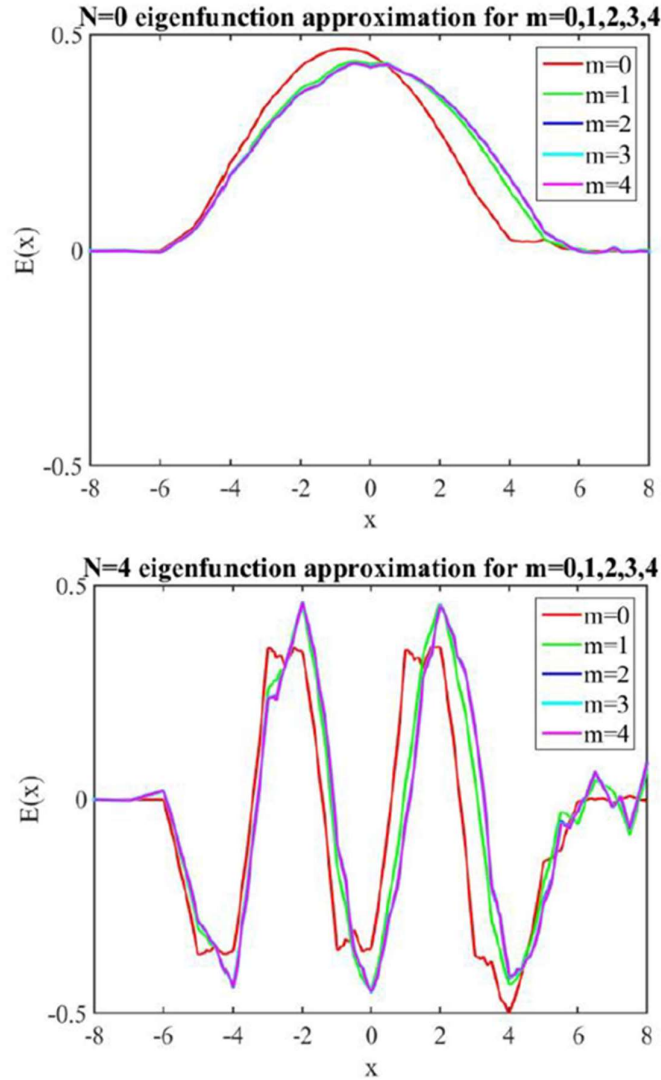
ahol a W és az R kiszámítása ugyanúgy történik, mint a [19] mátrixelemei esetén a differenciálegyenlet diszkrétizálása során. Itt W csak az új hullámelemet tartalmazza, míg R mind az új waveletet és a már használtakat is. $S^{[m]}$ a sajátérték, amely a finomítandó $F^{[m]}$ sajátvektornak felel meg [19].

Az így kapott δ_{mk} előre jelzett együtthatók nagyon jól közelítik a valós együtthatókat. Egy egydimenziós modellen (, amely egy nagy, levegővel töltött térből, egy vékonyabb abszorberrétegből és mindkét oldalon egy-egy fémfalból áll, a 11. ábra leírásban szereplő paraméterek szerint), számításokat végeztem. A sajátvektoros együtthatókat, valamint az első- és második előrejelzettek együtthatóit $m=2$ és $m=4$ felbontási szinteken a 11. ábrán ábrázoltam. A k eltolási indexet úgy skáláztam, hogy az együtthatók pozíciója a valós térben a ψ_{mk} hullámvonal támaszának elejével találkozzon. A kamra térfogata az adott dimenzióban 10 egység (-5-től 5-ig). Az 1 egység vastag fedő abszorbers réteg permittivitása 3, míg a fémfal a -6 alatti és a 6 egység feletti térbeli pozíciókban 10000 permittivitással van modellezve.



11. ábra A 4. módus sajátfüggvényei (d_{mk} , zöld vonal), az első előrejelzés (δ_{mk} , piros szaggatott vonal) és a második előrejelzés (Δ_{mk} , fekete szaggatott vonal) együtthatói láthatók $m=2$ és $m=4$ felbontási szinteken. [112]

A 12. ábrán a közelítés javulása látható egyértelműen, mivel a kiindulási megoldás a felbontás növekedésével javul (a paraméterezés a 11. ábra szerinti).



12. ábra Wavelet-expanziós sajátfüggvények növekvő felbontási szintek esetén az alpmódus állóhullám (N=0) és a négyesomóponos módus (N=4) esetén. A modell ugyanaz, mint az 11. ábrán. [112]

Látva az előrejelzési módszer sikerét, alkalmaztam azt egy már megjósolt kiindulási együtthatókészletre, azaz a variációs elvet alkalmaztam a Δ_{mk} együtthatóra:

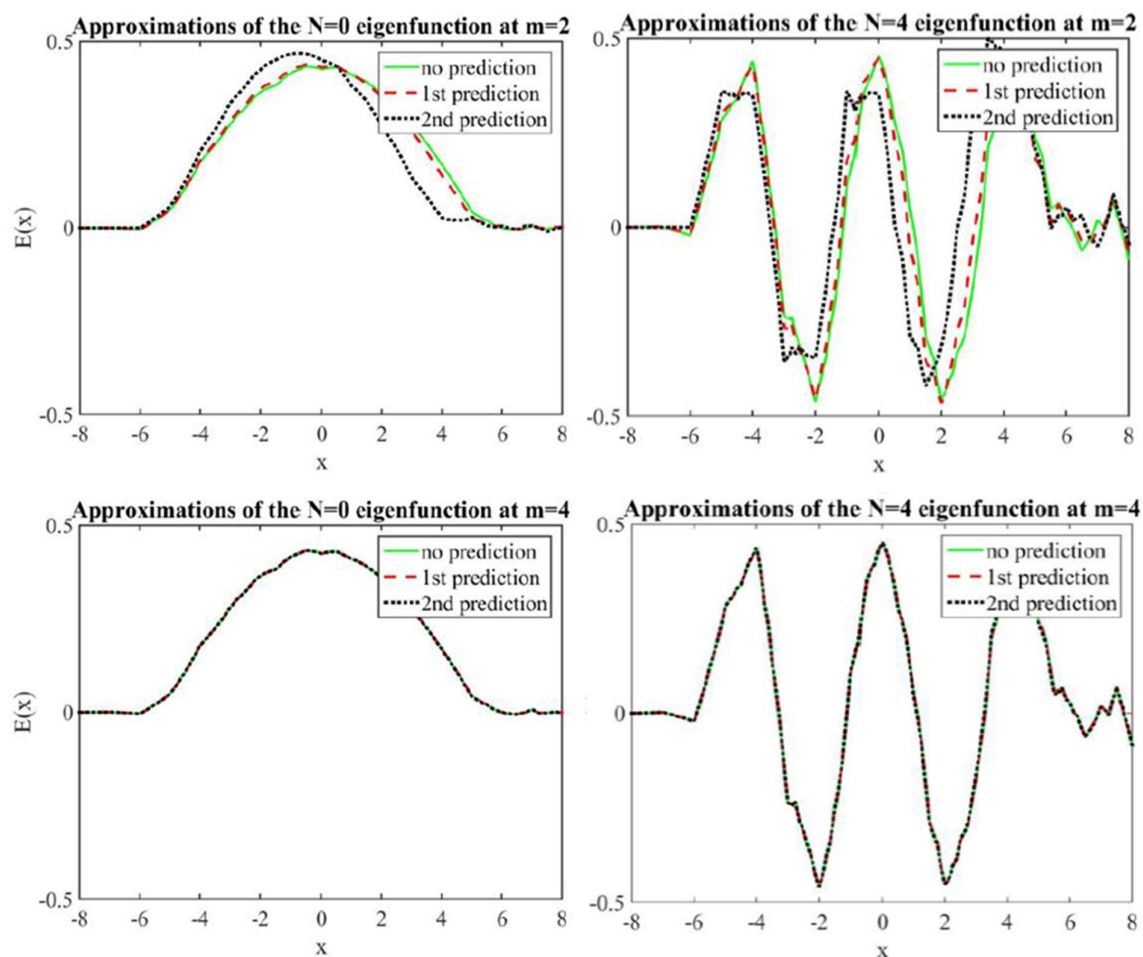
$$F^{[m+1]pred2} = F^{[m-1]} + \delta_{m-1k} \psi_{m-1k} + \Delta_{mk} \psi_{mk}. \quad (53)$$

Az így kapott képlet nagyon hasonlít a (52)-höz,

$$\Delta_{mk} = -\frac{S^{[m]P} - W^P}{2R^P} \pm \left(\left(\frac{S^{[m]P} - W^P}{2R^P} \right)^2 + 1 \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (54)$$

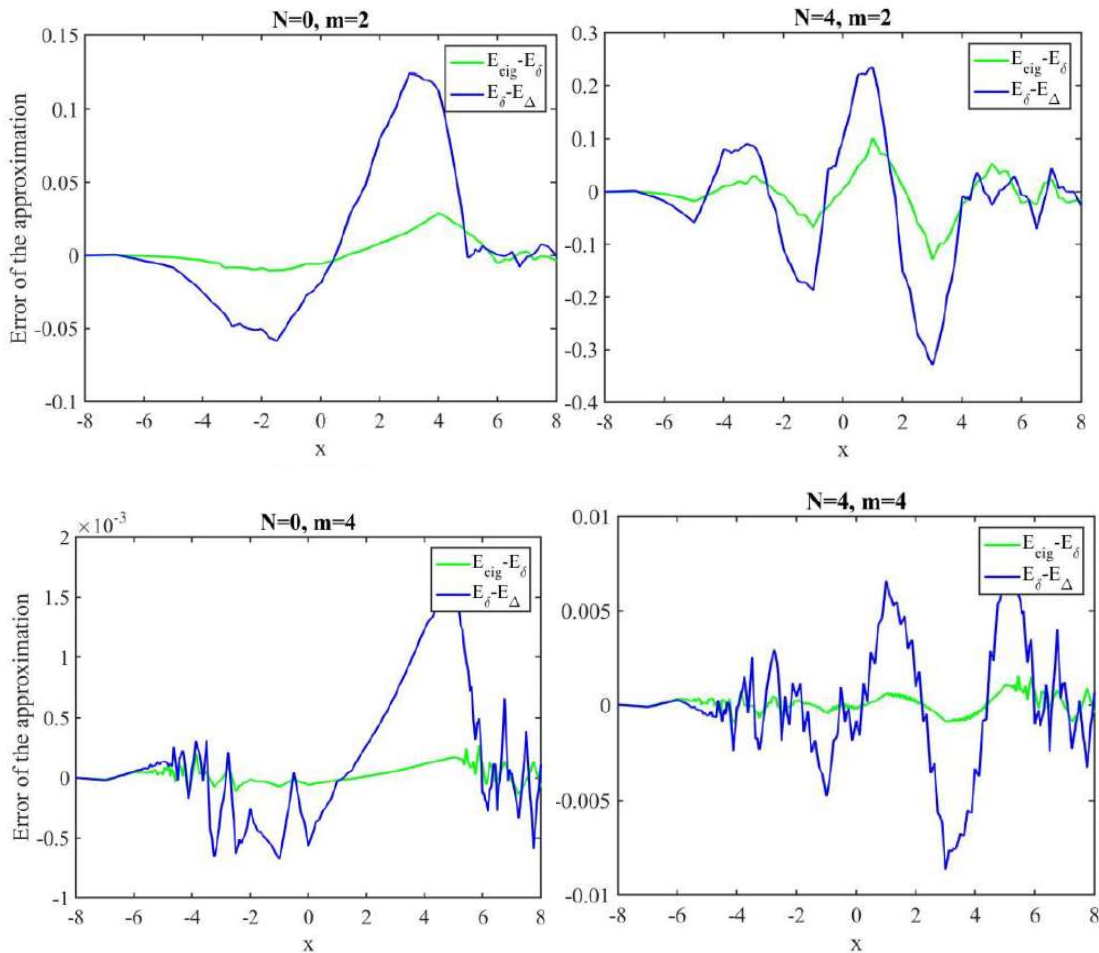
csak a W^P és R^P mátrixelemek, valamint az $S^{[m]P}$ sajátérték nem csak az $F^{[m-1]}$ hullámokat tartalmazza, hanem az 1. prediktált együtthatókkal rendelkező hullámokat is. A 2. prediktált együtthatók a 11. ábrán is láthatók, fekete szaggatott vonalakkal.

Ezek a második előrejelzett együtthatók lényegesen rosszabbak, mint az első előrejelzés; hajlamosak a valós értékek körül oszcillálni. Ez a tulajdonság a számított együtthatókból eredő függvényekben is megnyilvánul.



13. ábra A sajátfüggvények közelítése N=0 és N=4 csomópontokkal, m=2 és m=4 felbontási szinteken. [112]

A 13. ábrán ezek a függvények két felbontási szinten vannak megadva; már a 4. felbontásnál a függvények a megjósolt és a sajátvektoros együtthatókkal megkülönböztethetetlenek. Különbségüket a 14. ábrán a jobb láthatóság kedvéért adom meg.



14. ábra A 13. ábra függvényeinek különbsége a megjósolt wavelet-koefficiensekkel és a sajátfüggvényekkel $N=0$ és $N=4$ csomópontokkal, $m=2$ és $m=4$ felbontási szinteken. [112]

Egy meglehetősen egyszerű átlagolási módszerrel a második prediktált együtthatókat lehet jobbá tenni [21].

3.2.1.2 Következtetés

Bemutattam az EMC-tesztkamrákban, például egy teljesen reflexiómentesített mérőkamrában megjelenő állóhullámok wavelet alapú megoldójának egydimenziós előfutárát. Mivel a wavelet-tágítás együtthatóinak kiszámítása költséges feladat, a számítás gazdaságos finomítási előrejelzések két lépését vizsgáltam egy egyszerűsített modellben, amely a kamra ürege körül két különböző rétegből áll. Az eredmények azt mutatják, hogy az első előrejelzés nagyon pontos eredményeket ad, a sajátvektorok együtthatóinak hibája kevesebb mint 0,1 %, már a 4. finomítási lépésnél (a második finomítási szint körülbelül 10 %-os hibát eredményez, a 3. finomítási szint pedig 1 % körüli hibát). Az összes hibát az adott felbontási szint wavelet-alapú sajátfüggvényeihez képest számoltam ki.

Ugyanakkor a második előrejelzés sokkal nagyobb hibákat szolgáltat, általában körülbelül 3-5-ször nagyobbakat, mint az első előrejelzések. Azonban még ezek a második előrejelzések is felhasználhatók az elkövetett hiba nagyságának közelítésére, ha az adott felbontási szintet teljesen kihagyjuk a számításokból.

Tehát egyértelműen leképezhető a kísérleti mérési környezet egy numerikus módszerrel, ezáltal alkalmazható a dekompozíciós EMC/EMI-elemzési, predikciós eljárás, amellyel hatékonyabbá tehető egy eszközfejlesztés, prototípuskészítés vagy gyártás. Kellő alapul szolgálhat egy hosszú ideig tartó és ciklikus kísérleti mérés kezdeti kiváltására, melyet követően az eredményeket felhasználva kvázi csak egy akkreditált környezeti validációs mérésre lesz szükség kísérleti mérés címszó alatt.

3.2.2 FAC tesztkamra SE alapú numerikus és kísérleti módszertani megfeleltetése

Az előző szakaszban egy egyszerű megközelítést mutattam be egy téglalap alakú teljesen reflexiómentesített tartomány modellezésére, amely kellően jó eredménnyel szolgált. Jelen alfejezetben kutatási tevékenységem során a numerikus módszerrel nyert leképezést kívánom visszaigazolni kísérleti méréssel.

3.2.2.1 A 3D FEM alapú FAC modell és kísérleti mérési eredményeink összehasonlítása SE módszertan alkalmazásával

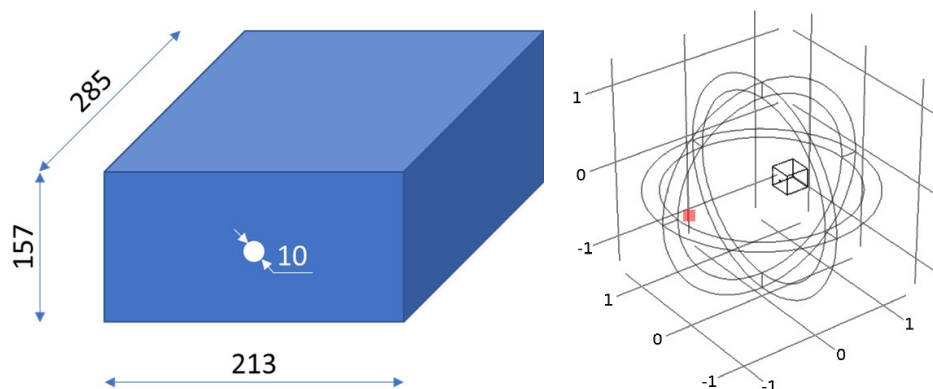
Az árnyékoló burkolat/doboz árnyékolási hatékonyságának numerikus szimulációját végelem-módszerrel végeztem, felhasználva a szakirodalmi alapokat (2.1.1.2. és 2.1.2.2. alfejezetek szerint). A kísérleti módszer a burkolaton belüli elektromos tér mérésén alapul, egy kis méretű elektromos térszonda segítségével. Az SE szimulációs eredményeit kísérleti méréssel igazolom.

A kísérleti méréseket a győri Széchenyi István Egyetem akkreditált Rádiófrekvenciás Vizsgáló Laboratóriumának teljesen reflexiómentesített mérőkamrájában végeztem, amely az antenna és a vizsgált eszköz (Device Under Test, DUT) közötti 3 m-es távolságban végzett mérések mérőeszköze. Ez a 3 m-es távolság egyenletes elektromágneses teret biztosít a 20 MHz-től 40 GHz-ig terjedő frekvenciatartományban. Az elektromos tér maximális értéke a nagyfrekvenciás teljesítményerősítőtől függ. Esetemben a 3 m-es távolságban 10 V/m-t tudtam homogén módon előállítani a 80 MHz-től 3 GHz-ig terjedő frekvenciatartományban. A test-setup-ot a validációs alfejezetben a szabvány által lefektetett módon állítottam össze, míg a

vizsgálat során a 2.1.2.3. pontnak megfelelő mérési módszert alkalmaztam E-tér szondával mért elektromos térerősség meghatározással.

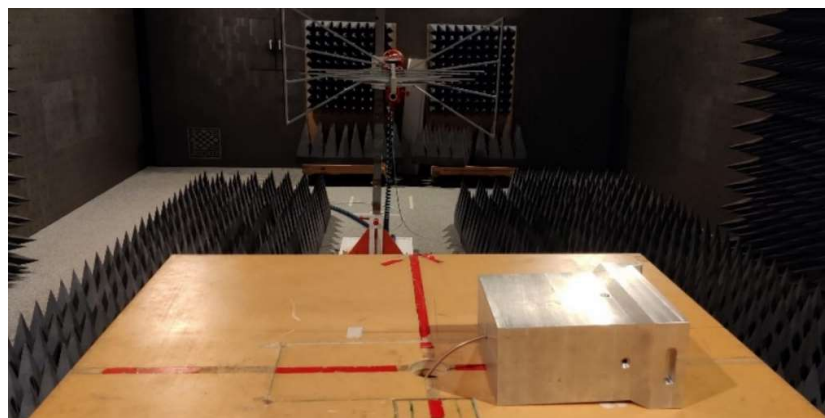
Az első mérést az árnyékoló burkolat nélkül végeztem, a második mérést már árnyékoló burkolattal, amely esetén az E-tér szondát a doboz belsejébe helyeztem. Az árnyékolás hatékonyságát a mért értékekből a (7) egyenlet segítségével számítottam ki.

A kísérleti mérés frekvenciatartománya a burkolat méreteihez (15. ábra) 300 MHz és 3000 MHz között van. A legalacsonyabb frekvenciát a burkolat első üregrezonanciája alatt határoztuk meg. Az üreg méretéből és az (11) egyenletből a legalacsonyabb üregrezonanciafrekvencia (és az első transzverzális elektromos TE₁₁₀ módus) 920 MHz.



15. ábra (bal) Az árnyékoló burkolati modell méretei milliméterben; (jobb) a FEM-modell területe. A gerjesztő forrás a piros ponton van elhelyezve, a burkolat a modell ellentétes oldalán helyezkedik el.

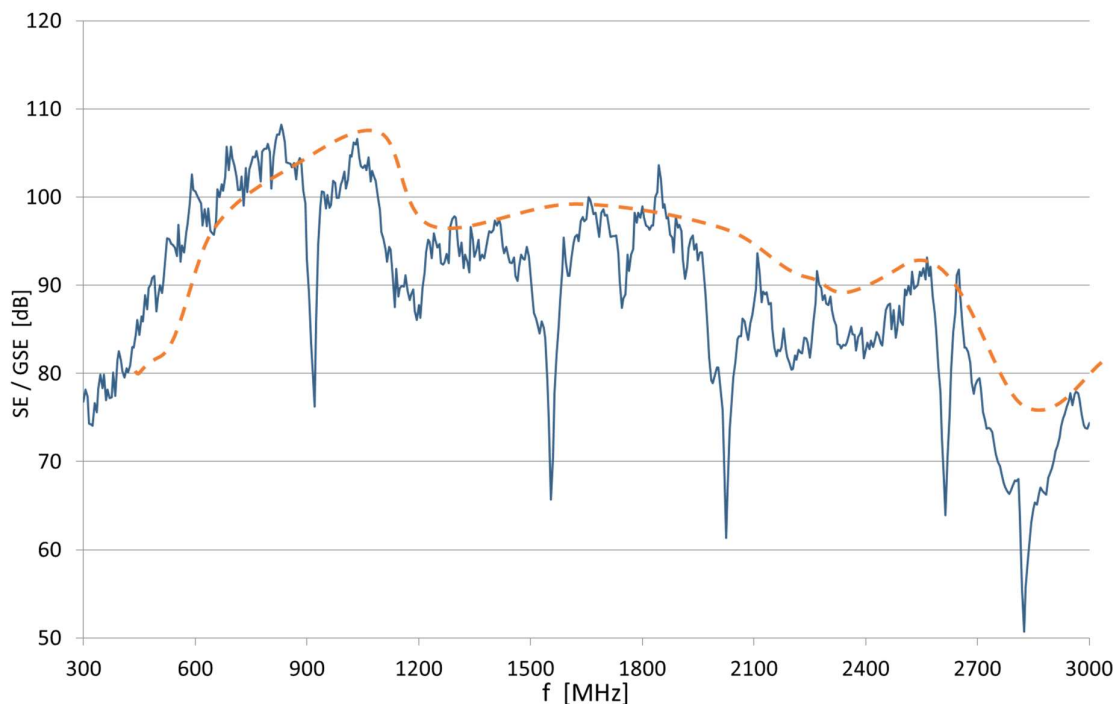
A 16. ábra a FAC teszt kamrában végzett kísérleti mérést mutatja. Az árnyékoló doboz és az elektromos térszonda kábelezése látható az előtérben, az adóantenna és az abszorberok pedig a háttérben. A kábelezést elektromágneses szempontból „tömített” átvezetéssel alakítottam ki, így az SE-t nem befolyásolja az árnyékoló burkolat furat nyílása (a hullámvezető kritikus frekvenciája körülbelül 8,787 GHz).



16. ábra SE kísérleti mérés a FAC-ban

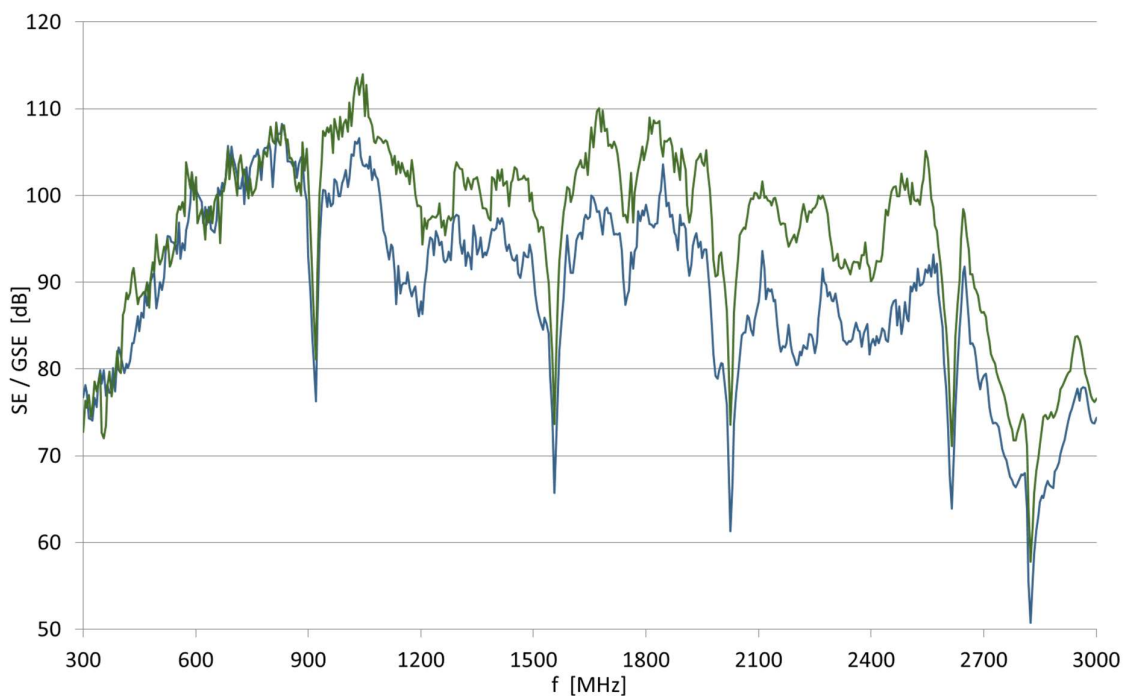
3.2.2.2 Eredmények megfeleltetése

A 17. ábra a szimulált GSE függését mutatja a frekvenciától és az ideális árnyékolólemezben elhelyezett kör alakú nyílás elméleti SE-jét, amelyet a (12) egyenletből számoltam ki. A GSE-nyomvonalon látható az üreg rezonanciáinak hatása az SE beszívásokra, amelyek a GSE csökkenését jelentik. Minden beszívás az üreg egy TE-rezonancia-módjára reagál. Természetesen „SE beszívások” teoretikus számításokban nem fordulnak elő.

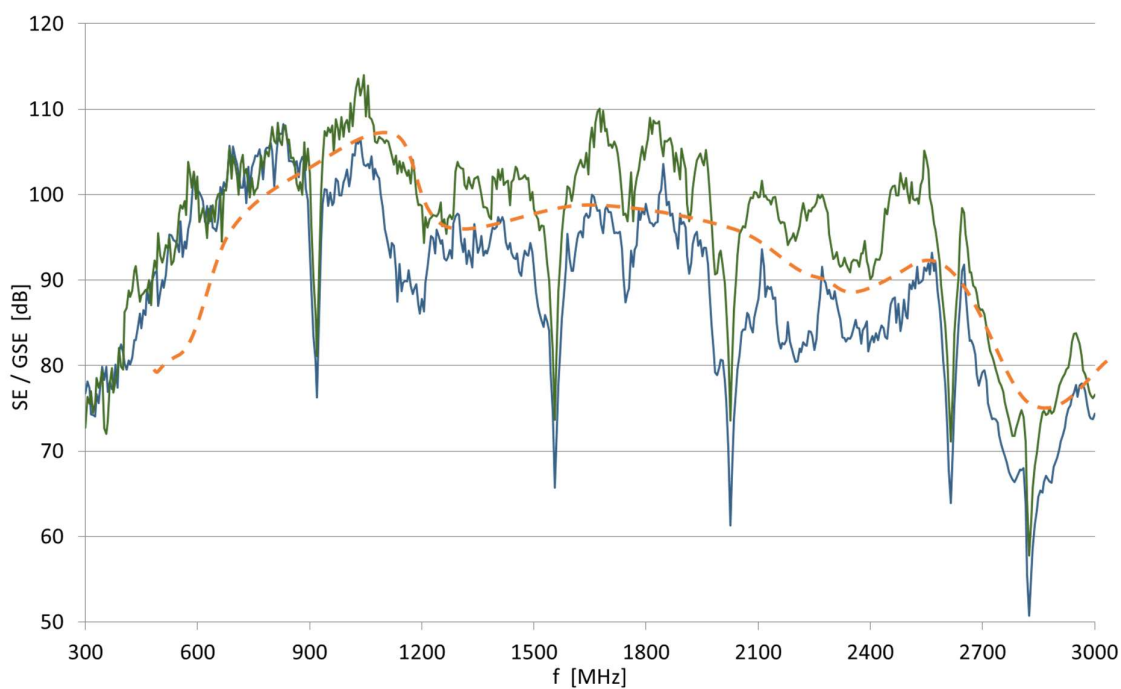


17. ábra GSE szimulációs eredménye a 3D FEM modellből (kék vonal), összehasonlítva az SE elméleti számításával (szaggatott vonal) egy kör alakú nyílás esetében. A szimulált eredményekben mutatkozó beszívásokat az üreg rezonanciái okozzák.

A 3D modell szimulált GSE frekvenciafüggését a 18. ábra mutatja az SE kísérleti méréssel összehasonlítva. Látható a rezonanciafrekvenciák jó egyezése. Ezek a frekvenciák az (11) egyenlet segítségével kiszámíthatók. A számított és a mért (vagy szimulált) frekvenciák közötti kis eltéréseket a mérés (vagy szimuláció) felbontása (1,5 MHz) lépései okozzák.



18. ábra A mért SE (zöld vonal) és a 3D modell szimulált (kék vonal) GSE eredményeinek összehasonlítása.



19. ábra A mért SE (zöld vonal), a 3D modell szimulált (kék vonal) és teoretikus (szaggatott vonal) GSE eredményeinek összehasonlítása.

A GSE értékei majdnem jobbák, mint a kísérleti mérés során kapott eredmények. Ezt az árnyékoló burkolatnál a PEC peremfeltétel alkalmazása okozhatja

3.2.3 Következtetés

Az első két alfejezet a numerikus modellek és szimulációs módszertan alapjait a perforált árnyékoló burkolatok árnyékolási hatékonyságának meghatározásával kapcsolatos problémákat ismerteti. Az általános árnyékolási hatékonyság elméletet tökéletes környezetre és körülményekre határozták meg, de ez az elmélet nem felel meg a valós eseteknek - ezeket befolyásolják az antennák méretei (szemben az általános SE elméletben szereplő pontszerű megfigyelési pontokkal). Az SE kísérleti mérés szabványai csak bizonyos esetekben alkalmazhatók, amikor nagy méretű burkolatokat/tereket kell vizsgálni, de ezek a mérési módszerek nem alkalmazhatóak a nagyon kis burkolatokra/dobozokra, amelyek legkisebb lineáris mérete kisebb, mint 2,0 m.

Ezekben az esetekben a numerikus módszerek hasznosak lehetnek az SE meghatározásához. Kutatási tevékenységem során bemutattam a perforált árnyékoló burkolat FEM-modelljét, különböző definíciók és geometriák esetén. Az 1D wavelet modellen túl a 3D modell kiegészül a teljes eredményhalmazzal, azonban ezen 3D modellek hátránya a nagy hardverigény.

A szimulációs eredményeket kísérleti mérésekkel ellenőriztem és kerestem annak igazolását, hogy a dekompozíciós protokoll alkalmazható és a numerikus vs. kísérleti mérés megfeleltetés, közelítés megteremthető és realis alternatívát jelent ez EMC/EMI elemzési gyakorlatban. Szabványos és akkreditált környezet által megkövetelt validált módszertant alkalmaztam a FAC-ban végzett kísérleti mérés során. A kísérleti mérés az általános SE-elméleten alapult (azonban az elektromos térszonda méretei nem elhanyagolhatóak). A szonda méretei lehetővé teszik a 2,0 m-nél kisebb méretekkel rendelkező kis "árnyékolótér", árnyékolt eszközök SE vizsgálatát.

Az elektronikus eszközök miniatürizálása teret biztosít az SE numerikus számításainak - SE mérésre nincs (vagy csak nagyon korlátozottan van) lehetőség. Az árnyékolás hatékonyságára vonatkozó numerikus számítások jelentősége ezért növekszik. Azonban ennél is fontosabb és nagyobb eredmény a dekompozíciós EMC/EMI elemzési protokoll általam felállított első két lépcsőjének (numerikus módszertan, kísérleti mérés technika) egymással történő megfeleltetése és közelítésének visszaigazolása a teoretikus számítás, a szimulált és kísérleti mérések eredményei alapján.

3.3 Kísérleti mérés a távközlési gyakorlatban

Az elvi visszaigazolás objektív ellenőrzését leginkább a valós környezeti mérések adják vissza, ezért gyakorlati mérésekkel vizsgáltam, hogy egy adott EMC szabvány (EN 50083-2) előírásait alapul véve hogyan változnak a távközlési gyakorlatban használt kábelek- és passzív elosztók árnyékolási hatékonyságának mért eredményei a szimulációs és kísérleti eredményekhez képest. Mindezeket a vizsgálatokat különböző állapotok mellett megismételtem (szakadt kábelek, sérült multicapek és nem megfelelően rögzített lezárások) egy EMC/EMI zavartatással terhelt környezetben.

3.3.1 Passzív elemek árnyékolási hatékonyságának mérése

A kábel TV rendszerre (Community Antenna Television, CATV) esett a választásom, mert a CATV frekvenciasávokat vizsgálva megállapítható, hogy a használt frekvenciasáv átfedésben van a CATV frekvenciatartomány felső részével, így a vizsgálati módszerek alkalmazása során biztosított az EMC/EMI terhelt környezet. Ennek megfelelően pedig az elméleti és gyakorlati úton megállított SE értékek közötti kapcsolatot ipari példán keresztül lehet ellenőrizni, így egy alkalmazott kutatási tevékenységet is indukált (1. tézis (b), (c)).

A szabadterben a mobilszolgáltatóknak van engedélyük a frekvenciasávra, és a CATV-rendszerek elméletileg függetlenek ezektől a szabadtéri sugárzásoktól, azonban a valóságban a sugárzott jelek behatolhatnak a koaxiális hálózatokba. Kutatásom jelen szakaszának célja a mobilesatornák által a CATV-hálózat passzív elemeiben okozott zavarok meghatározásával a felállított dekompozíciós protokollom “ipari megfeleltetése”.

3.3.1.1 Sugárzott zavartatás a koaxiális hálózatokban

A CATV-rendszer az árnyékolásnak köszönhetően lényegesen jobb jel-zaj viszonytal rendelkezik, mint a földfelszíni vagy műholdas műsorszórás [66]. Az árnyékolás képes elnyomni a zavarjeleket és zajokat, így nagyobb állapotszámú modulációt lehet alkalmazni. Ez a fő oka annak, hogy a CATV-hálózati elemek árnyékolása alapvető feladat.

A koaxiális hálózatok esetében a sugárzott és a vezetett hullámok egyaránt okozhatnak zavarást, azonban kutatásom a sugárzott zavarokra összpontosít. A sugárzott zavarok a kábelen, vagy a hálózaton lévő berendezéseken keresztül jutnak be a koaxiális hálózatba [67,68]. Ennek a nemkívánatos csatolásnak több oka is lehet, például sérült vagy szakadt árnyékolás, csatlakozóhiba, rossz minőségű alkatrészek, a hálózat hibás felépítése, vagy olyan nagy

teljesítményű külső zaj, amelyet az árnyékolás nem képes elnyomni. A zaj és/vagy zavartatás csökkentése az ok meghatározásával, majd javításával vagy hatékonyabb árnyékolás alkalmazásával érhető el. Az aktív vagy passzív CATV-hálózati elemek SE-jének mérése az EN 50083-2 [69] szerint végezhető.

3.3.1.2 Mérési módszer

A vizsgált egységeim két különböző gyártó RG 6, RG 11, QR540 típusú koaxiális kábelei, egy multitap és két vonalelosztó voltak. Szükség volt más elemek szimulálására is, mint például sérült vagy törött kábel, nem megfelelően zárt multitap, sérült elosztó vagy átázott elosztó.

Az EN 50083-2 [69] meghatározza a video-, audio- és interaktív rendszerekből származó jelek átvitelének, vételének, feldolgozásának és sugárzásának sugárzási- és immunitási tulajdonságait, mérési módszertanát a passzív eszközök árnyékolási hatékonyságára, amelyek közül egy alkalmazható az általam vizsgált frekvenciasávra: az abszorpciós mérőbilincses módszer. A módszer fő problémája, hogy emisszióra van tervezve, és a szabvány nem ad immunitásmérési beállításokat, az elnyelő bilincs beállítása nem módosítható a szolgáltatók által specializált célokra, ezért erre a szabvány keretei között új módszert dolgoztam ki, figyelembe véve a 2. fejezet SE elméleti, szimulációs és kísérleti alapjait, továbbá a 3.2 fejezet eredményeit.

3.3.1.3 Az árnyékolás hatékonyságának kísérleti mérése

A nemkívánatos jelszint a következőképpen számítható ki [69]:

$$120 \text{ dB} \left(\frac{\mu\text{V}}{\text{m}} \right) - 25 \text{ dB} - 75 \text{ dB} = 20 \text{ dB}(\mu\text{V}/\text{m}), \quad (55)$$

$$E_{distributing} - a_{coupling} - SE = E_{undesired}, \quad (56)$$

ahol

- $E_{disturbing}$ a zavaró jel térerőssége [dB($\mu\text{V}/\text{m}$)],
- $a_{coupling}$ a csatolási állandó 800 MHz-en [dB],
- SE az árnyékolás hatékonysága [dB], és
- $E_{undesired}$ a nemkívánatos jel térerőssége a csatornában [dB($\mu\text{V}/\text{m}$)].

Ha az SE-t a (56) képletből fejezzük ki, akkor a következőt kapjuk:

$$SE = E_{distributing} - a_{coupling} - E_{undesired}, \quad (57)$$

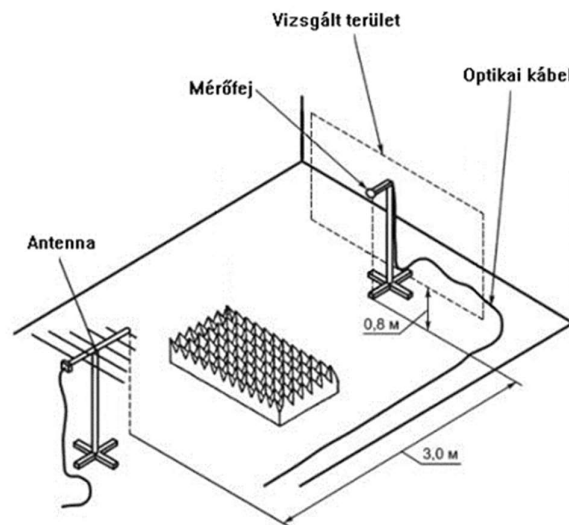
így ha ismerjük a passzív elemnél a zavarjel szintjét és a passzív eszközön belüli nemkívánatos jelet, valamint a csatolási állandót, akkor meghatározható az árnyékolás hatékonysága.

Könnyen belátható, hogy ha a zavaró jel szintje növekszik, ezzel egyidejűleg a nem kívánt jel térerőssége is nő, így a szolgáltató által meghatározott térerősség ebben a mérési elrendezésben is alkalmazható, és az eredményt a szabvány határértékeire következtethetem.

3.3.1.4 Mérési összeállítás

Ebben az esetben a már korábban validációs mérési elrendezést és a szabvány keretei által módosított módszert alkalmaztam (20. ábra).

A mérőasztalon 10 V/m térerősséget generáltam egy, a vizsgált berendezés helyétől 3 m mérőtávolságra lévő antennával. Minden passzív elem F-típusú csatlakozóval és 75 Ω impedanciával rendelkezett. Az útvonal-csillapítás és a térhomogenitás meghatározása után egy automatizált Python programmal vezéltem és végeztem el a méréseket a 792-862 MHz-es sávban. A 790-862 MHz-es frekvenciatartományban a mérőberendezések jelátvitelének vesztesége 9,87 dB.

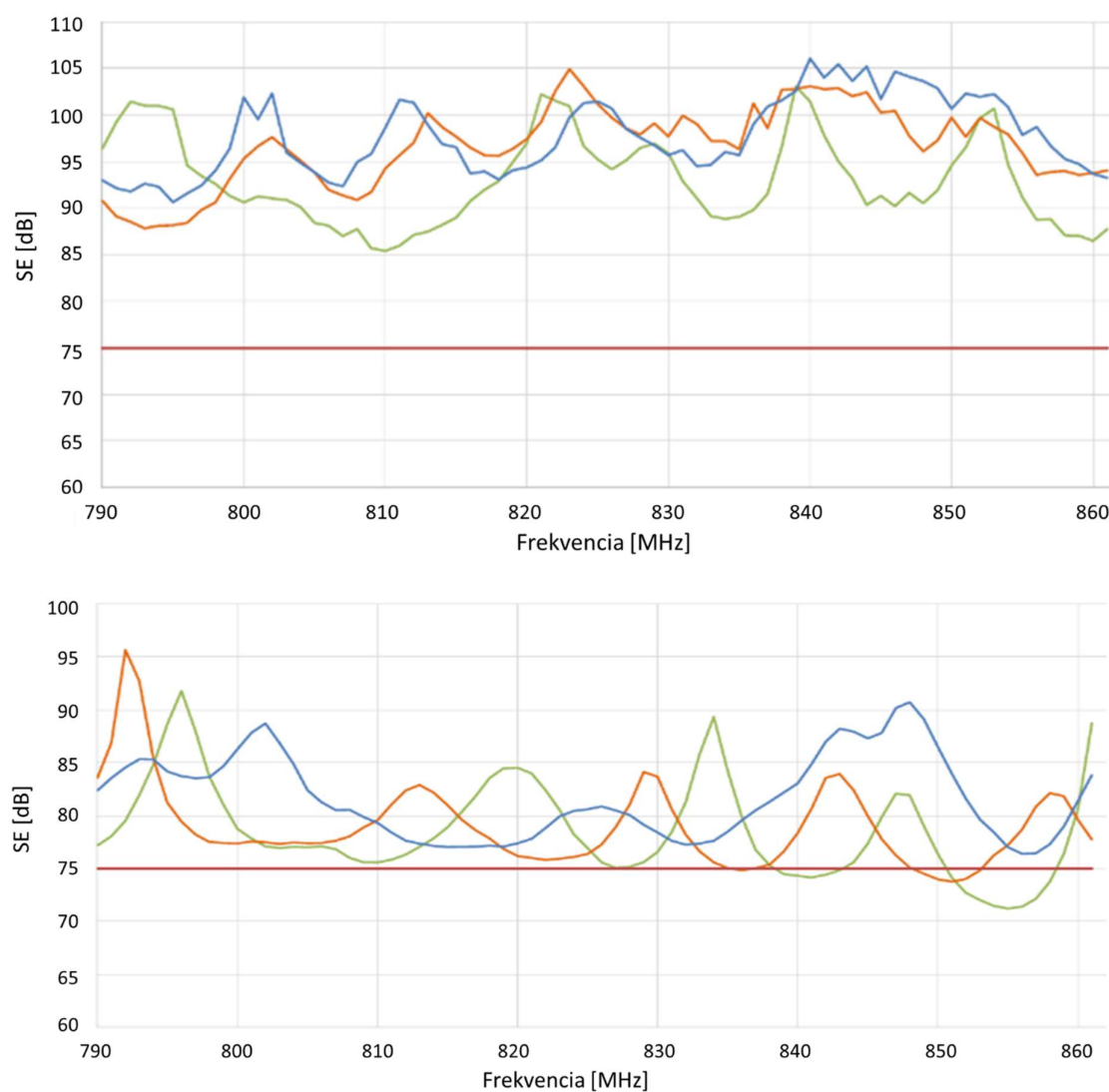


20. ábra Mérési elrendezés a kábelek árnyékolás hatékonyságának méréséhez [70]

3.3.1.5 A koaxiális kábelek árnyékolási hatékonysága

Méréseim szerint a két gyártó és a három vizsgált típus kábeleinek árnyékolási hatékonysági értékei eltérőek, mivel a gyártás technológiái is eltérőek. SE kontra frekvencia függvények láthatók két RG6 típusú kábel esetében a 21. ábrán. A két alábra két különböző EMC/EMI terheltségi szintet jelent, a különböző színek pedig a feliratban említett különböző geometriai, árnyékolási és impedanciaillesztési feltételeket takarják.

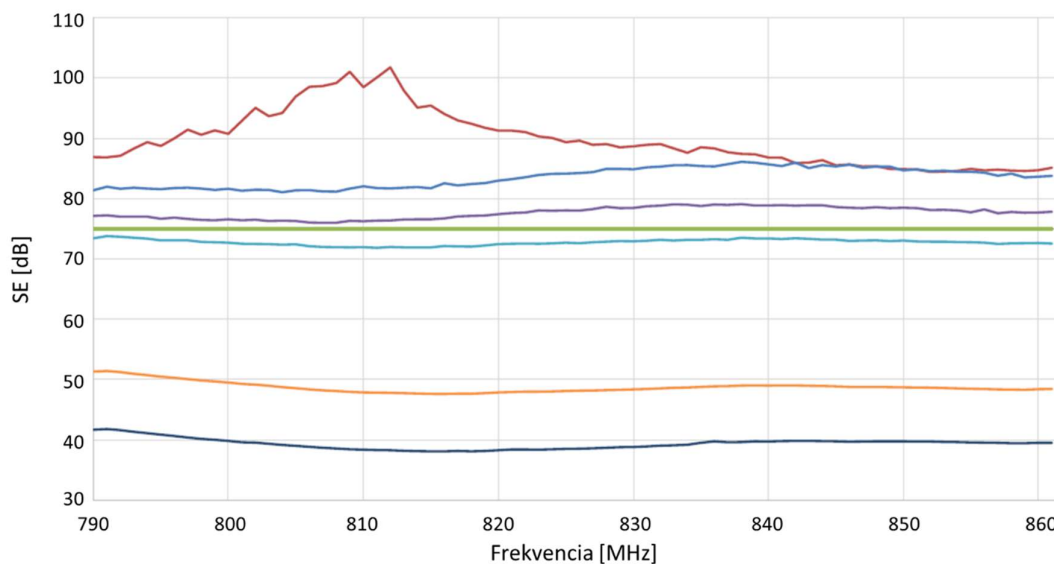
A mérések alapján megállapítható, hogy a kábelek - egy esetet kivéve - megfelelnek a szabványban megadott határértékeknek, sőt, a legtöbb esetben az árnyékolás hatékonysága a szükségesnél sokkal jobb. Többszörös árnyékolás alkalmazása javíthatja az eredményeket.



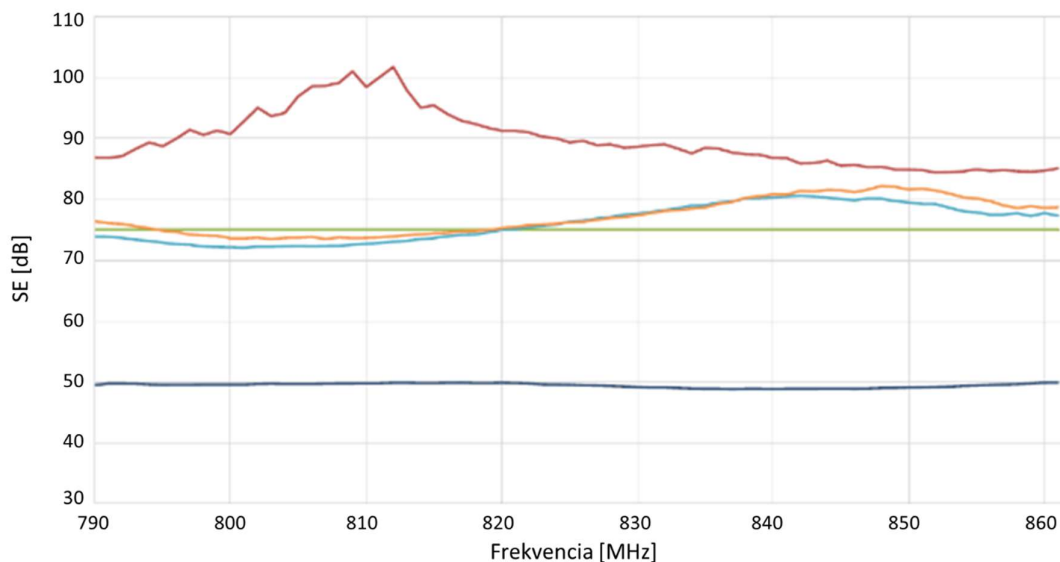
21. ábra Két különböző szolgáltató RG6 kábelének árnyékolási hatékonysága. A vonalak színei a következő feltételekhez tartoznak. Zöld: kábel az asztalon, vízszintes helyzetben, illesztett végződéssel, árnyékolatlan; narancssárga: kábel az asztalon, vízszintes helyzetben, illesztett végződéssel, árnyékolva; kék: szimulált, numerikus eredmény. Az egyenes piros vonal az EN 50083-2 szabvány szerinti határérték. [113]

3.3.1.6 Multitap-ek és vonalelosztók árnyékolási hatékonysága

A multitap-ek vagy vonalelosztók mérése referenciakábelrel történik. Mindkét esetben a berendezéseket különböző lezárási feltételekkel vizsgáltam, azaz megfelelő, illetett lezárókkal, egy vagy több laza lezáróval és nyitott kimenetekkel. Más károsodásokat is modelleztem, mint például az átázást. A multitap eredményei a 22. ábrán, a splitter eredményei pedig a 23. ábrán láthatók.



22. ábra Multitap SE. Piros vonal a referenciakábel SE-je, a kék vonal a multitap SE-je megfelelően zárt kimenetekkel, a lila vonal egy nyitott hozzáférési kapuval, a ciánkék: szimulált, numerikus eredmény SE-je, a narancssárga vonal lazán zárt hozzáférési kapukkal és a fekete vonal az összes lazán lezárt kimenettel. A zöld vonal az EN 50083-2 szabvány szerinti határérték. [113]



23. ábra Osztó SE. A piros vonal a referenciakábel SE-je, a ciánkék: szimulált, numerikus eredmény SE-je, a narancssárga vonal a lazán zárt kimenetekkel, a fekete vonal pedig az elosztó átázott, de minden kimenet megfelelően lezárt kimenetekkel. A zöld vonal az EN 50083-2 szabvány szerinti határérték. [113]

Látható, hogy minden eszköz megfelelt a szabvány feltételeinek, ha a csatlakozások megfelelően zártak. Továbbá a jól szerelt és gyártott „gyári” eszköz SE-je korrelál a numerikus módszer eredményeihez.

Megállapítottam, hogy egy jól kiépített CATV-hálózat esetében nagyon alacsony a kockázata olyan zavaroknak, amelyek olyan magas zajszintet okoznak, ami miatt a hálózattirányításnak be kellene avatkoznia. Rossz anyagok vagy rossz összeszerelés esetén magas zajszint keletkezhet, és szükségessé válhat az üzemeltető beavatkozása, de a beavatkozás olyan lépések végrehajtását jelentené, mint például a moduláció állapotainak számának csökkentése pl. 256 QAM-ról 64 QAM-ra, ezáltal csökkentve az adatátviteli sebességet.

A vizsgált probléma jelentősége egyre nő, mivel a mobilszolgáltatások által elfoglalt frekvenciatartományok az alacsonyabb sávok felé tendálnak (900 MHz alá), ráadásul a mobilszolgáltatók számára elérhetővé vált a második digitális osztalék sáv is (700 MHz alatt).

Mivel mind a kábeltelevíziós, mind a mobilhálózati szolgáltatók számára fontos a zavartalan működés, közös érdekük, hogy rendszereiket úgy fejlesszék, hogy a másik fél szolgáltatásai is megfelelően működhessenek. A szabályozásnak is biztosítania kell e szolgáltatások együttműködését. Ennek egy megfelelő alapja lehet a dekompozíciós eljárásom használata, amely erőforrás megtakarítást eredményezhet a feladat és az elvégzéséhez szükséges időtartam csökkenésével, mivel az eredmények egyértelműen bizonyítják, hogy a kutatási tevékenységem során felállított protokoll lépései ennek megfelelnek.

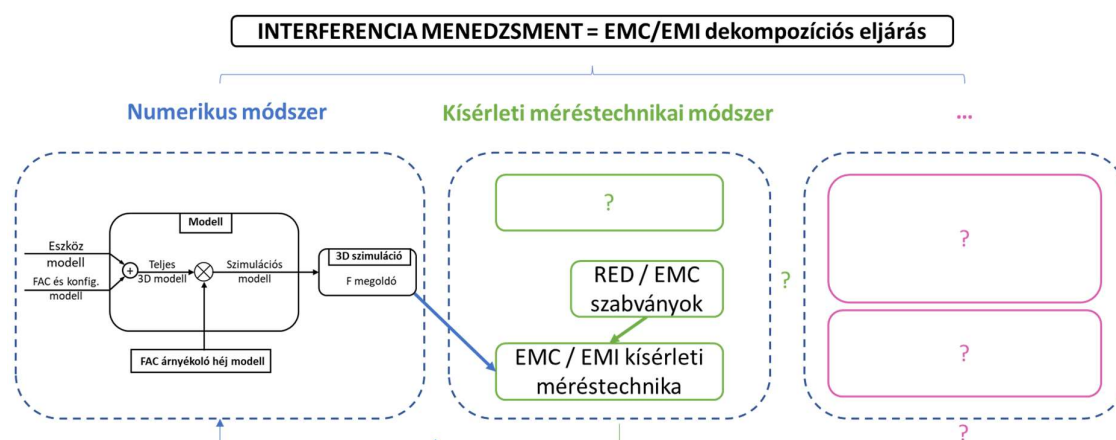
3.4 Eredmények összegzése

A numerikus szimulációk hatékony módszert jelentenek az interferenciaproblémák vizsgálatára. Az utóbbi időben képességük elérte azt a szintet, amely lehetővé teszi a kereskedelmi műszaki projektek végrehajtása során a gyakorlatban felmerülő problémák kezelését. Mindazonáltal a numerikus szimulációk alkalmazásához és a szimulációs programok felhasználásához számos kihívás kapcsolódik. Egy különleges feltétel az EMC/EMI-problémák és a rendszer egyéb műszaki szempontjai vagy peremfeltételei közötti kölcsönhatásokból adódik. Az ilyen kölcsönhatások programokon belüli figyelembevétele várhatóan a mindennapi ipari munkára alkalmas, nagyobb teljesítményű programokhoz vezet és egyúttal új megfontolás szerinti vizsgálat, elemzési eljárást tesz szükségessé (dekompozíciós protokoll).

A bemutatott eredmények azt mutatták, hogy az egyszerűsített wavelet alapú megközelítés a 3.2.1 fejezetben bemutatott egyenletekkel együtt jó megközelítést nyújt egy FAC kamra teljesítményének becslésére. Ezt a megközelítést az akkreditált környezettel való

összehasonlítással validáltam. A mért teljesítménnyel való összehasonlítás azt is megmutatta, hogy a megközelítés érvényes a téglalap alakú FAC kamrák teljesítményének előrejelzésére, különösen igaz ez a kisebb méretű helyiségek esetében, ahol az eredmények a mért eredményekkel korrelálnak.

A numerikus modellezés és a kísérleti vizsgálati eredmények kvázi azonos eredményt adnak, amelyekből a megfelelő következtetések levonhatók, mivel egyúttal igazolják vissza egymás megfelelőségét. Az ebben a kutatási tevékenységben bemutatott adatok növelik a bizalmat a szimulációs és kísérleti mérési módszertan közös alkalmazására ezáltal bizonyos esetekben történő kiváltására (dekompozíció). A protokoll jelen lépéseit a 24. ábra szemlélteti, amely egyúttal felveti a bővítési lehetőséget is.



24. ábra Általam felállított lépcsőzetes EMC/EMI dekompozíciós protokoll első két lépése az interferencia elimináció eléréséhez a kutatási tevékenységem eredményei alapján.

1. Tézis

Az elektromágneses interferenciával terhelt környezetben a felhasználók jelentős mennyiség növekedése új megfontolás szerinti EMC/EMI-analízist tesz szükségessé. Az eljárás hatékonyságának növelésére felállítottam egy EMC/EMI dekompozíciós protokollt. Bizonyítottam, hogy a numerikus eljárások hatékony módszert jelentenek az EMC/EMI interferenciaproblémák vizsgálatára a teljesen reflexiómentesített mérőtér szimulációs modellalkotásán keresztül, amely eredményeket az akkreditált mérés technikai környezettel való összehasonlítással validáltam.

- (a) Az egyszerűsített wavelet alapú megközelítés kellően pontos eredményt nyújt egy teljesen reflexiómentesített mérőtér mérési bizonytalanságának becslésére, így az alkalmas a teljesen reflexiómentesített mérőtérben végzett kísérleti mérések predikciós kiváltására.
- (b) Az árnyékolási hatékonyság vizsgálati módszerrel összevetett numerikus számítási eljárás és a kísérleti mérés technikai eljárás az EMC/EMI analízis során egymáshoz korreláló eredményt adnak egy 2 m-nél nem nagyobb lineáris méretű árnyékolt felület esetén. Az egymásnak megfelelő eredmények igazolják a dekompozíciós EMC/EMI elemző protokoll első két lépésének párhuzamosíthatóságát és/vagy egymás kiváltásának lehetőségét a rendelkezésre álló erőforrás hatékony felhasználására és ezáltal az interferencia elimináció predikciós tervezésének alkalmazására és annak gyorsítására.
- (c) A szimulációs eredményeket kísérleti mérésekkel ellenőriztem és azt tapasztaltam, hogy a dekompozíciós protokoll alkalmazható a numerikus eljárás és kísérleti mérés közelítésére. Az eredmények egymásnak történő megfeleltetése visszaigazolást nyert és reális alternatívát jelent ez EMC/EMI elemzési gyakorlatban.

A tézishez kapcsolódó publikációk: [108, 112, 113]

4 Vezeték nélküli összeköttetés tervezése EMC/EMI dekompozíciós protokoll alkalmazásával a távközlési gyakorlatban

Az 1. Tézisben elért eredményeimre alapozva felmerül pár gyakorlati kérdés:

- A távközlési gyakorlat során az EMI interferencia terhelt környezetben egy vezeték nélküli összeköttetés tervezése során alkalmazható-e a dekompozíciós eljárás a kommunikáció stabilitásának növelésére?
- A teoretikus, kísérleti mérési és a valós ipari környezeti felhasználás esetén elérhető-e minél nagyobb mértékű interferencia elimináció?
- Közelíthetőek-e teoretikus, kísérleti mérési eredmények az ipari alkalmazás során? Felhasználható-e a valós környezetben mért eredmények a protokoll megfeleltetésének javítására, így az EMI terheltség csökkentésére és az interferencia elimináció növelésére?

Alkalmazott kutatásom jelen szakaszában ezekre a kérdésekre keresem a választ és a lehetséges megoldásokat, lehetőség szerint a dekompozíciós protokoll folyamatára bővítésével.

4.1 Motiváció

Vezetéknélküli összeköttetések és hálózatok tervezése során az egyik legfontosabb részfolyamat a lefedettség tervezése, bázisállomások elhelyezkedésének és paramétereinek meghatározása az EMI terhelt környezetben. A pontos lefedettség tervezéséhez rendkívül nagy mennyiségű adatra van szükség (domborzat, épületek körvonala, anyaga, tető típusa stb.), ami gyakran nem áll rendelkezésre. Ezért szükség van olyan modellekre és módszerekre, amelyek viszonylag kevés információ ismeretében is rendelkezésre állnak és kellő mértékben kezelik az interferencia problémákat.

Ezért felállítottam egy test-setup-ot és készítettem egy prototípus eszközt, amellyel tesztelni tudom a különböző frekvenciasávok vezeték nélküli összeköttetéseit, annak minőségi paramétereit, és összemérhetem a szimulációval, számított térerősség adatokkal, illetve a mért, valós adatokkal. Az összehasonlítás eredményeként egy korrekciós állandót várok, amivel pontosabbá tehetem a szimulációt, és viszonylag kevés adattal pontos lefedettség tervezhető.

A elméleti, szimulált és a mért eredmények összehasonlításának vizsgálatát két jelentős, nagy felhasználószámú, kellő mértékben EMI terhelt frekvenciasávon végeztem el:

- 868 MHz,
- 3,5 GHz.

Kifejezetten a 3,5 GHz-es frekvenciasávra koncentráltam, ugyanis hazánkban itt kerültek telepítésre az első 5G hálózatok, és az empirikus hullámterjedési modelleket még nem használják a 3,5 GHz-es frekvenciasávban, ezzel egyúttal az empirikus hullámterjedési modellek alkalmazhatóságát is vizsgáltam.

4.2 Közelítés - Elméleti modellek összehasonlítása valódi, mért értékekkel

A különböző frekvenciasávban összehasonlított modelleknél két fő paramétert vizsgálok:

- Mért és számított értékek különbségének átlag (58);
- Mért és számított értékek különbségének szórása (59).

A különbség és szórás értékeket az alábbi módon számoltam:

$$\mu = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - y_i), \quad (58)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (Z_i - \mu)^2}. \quad (59)$$

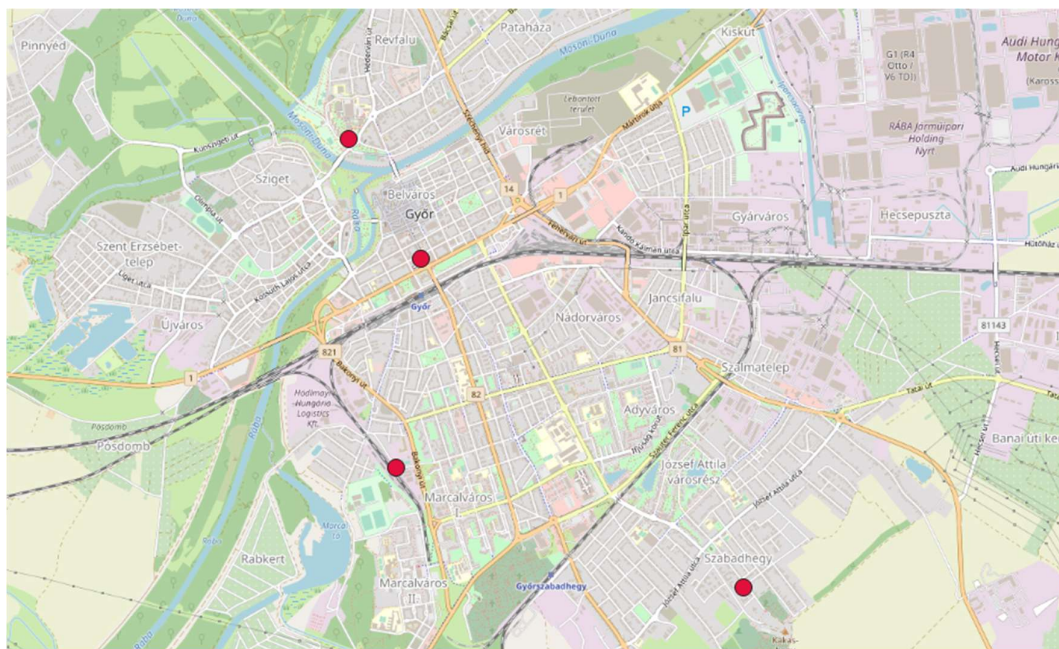
A μ érték jelenti a különbség értékek átlagát, x_i a szimulált térerősségszintet, y_i pedig a valós/mért térerősség szintet. A σ jelenti a különbségértékek szórását, Z_i pedig a különbséget a szimulált és a mért érték között.

4.2.1 868 MHz-es frekvenciasáv tesztelése

A hullámterjedési modellek teszteléséhez első lépésként a modellek kerültek kiválasztásra:

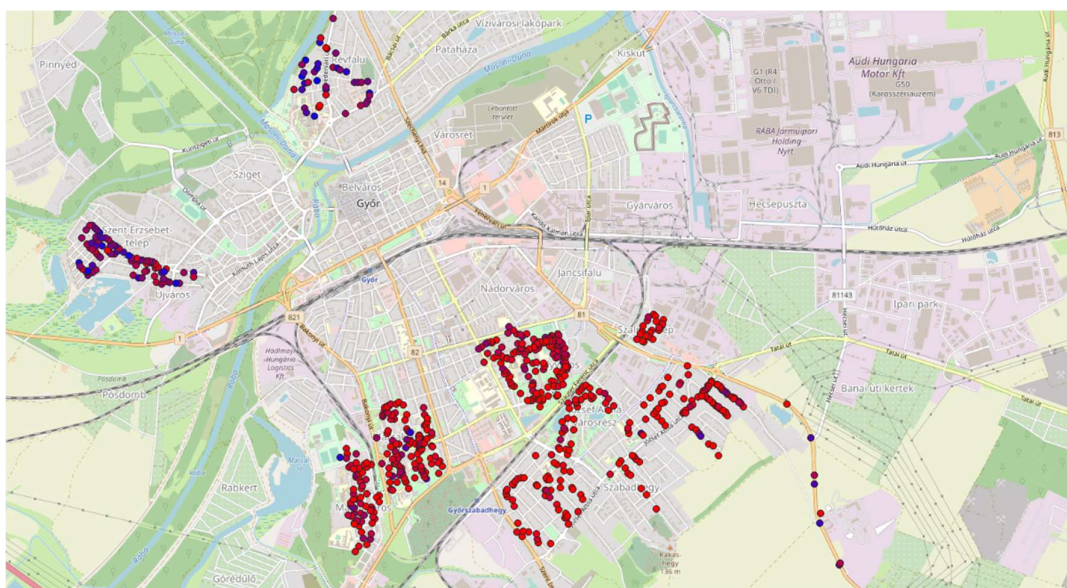
- Okumura;
- Hata;
- Ericsson 9999.

Az adatokat drive teszt során gyűjtöttem össze, amelynek során a fejlesztett eszközt egy autóba helyeztem, antennáját az autó tetejére rögzítettem és egy GPS rögzítővel kötöttem össze, hogy az adott térerősség értékeket a megfelelő koordináta-hoz lehessen rendelni. A 25. ábrán láthatók a bázisállomások elhelyezkedése.



25. ábra 868 MHz-es bázisállomások pozíciója Győrben

A gyűjtött, mérési pontok pedig a 26. ábrán láthatók.



26. ábra A 868 MHz-es sávban gyűjtött adatok Győrben

Három különböző terület típusban kerültek gyűjtésre az adatok:

- Városi;
- Külvárosi;
- Vidéki.

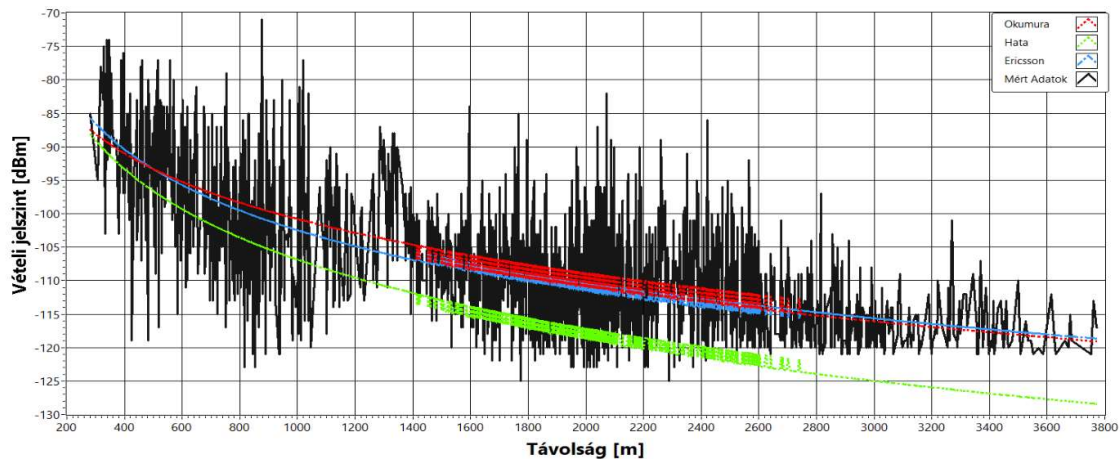
Ezekre a területi típusokra külön kerülnek kiszámításra a korrekciós értékek, átlag eltérések és az átlag szórás értékek.

Az általános hullámterjedési paraméterek a következők voltak adatgyűjtés közben:

- Adóteljesítmény: 14 dBm;
- Adóantenna nyeresége: 0 dB;
- Mobil állomás magassága: 1,5 m;
- Bázisállomás magassága: 45/35/45/35 m;
- Bázisállomás antenna nyereség: 2,7 dB;
- Frekvencia: 868 MHz.

Az adatok összegyűjtése után összehasonlítottam a valós- és szimulált eredményeket, melynek eredményeit városi környezetben a 27. ábra, külvárosi környezetben a 28. ábra és vidéki környezetben pedig a 29. ábrán tüntettem fel.

4.2.1.1 Városi környezet



27. ábra Városi környezetben mért és szimulált eredmények

Városi körülmények között az Okumura-modell a legpontosabb. Az átlagos eltérés és a szórás értékek a 2. táblázat szerint alakultak.

	Okumura	Hata	Ericsson 9999
Átlag eltérés [dB]	0,32	-7,27	-0,37
Eltérés szórása [dB]	6,08	6,1	6,05

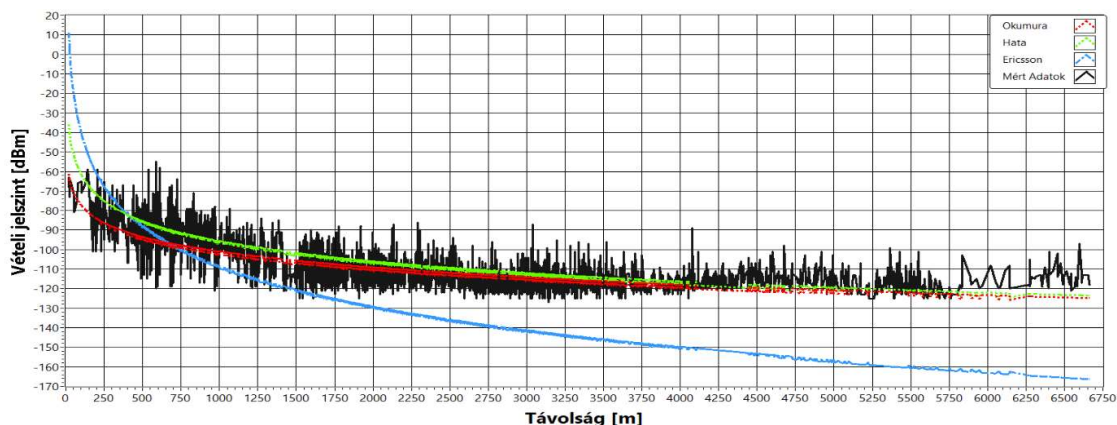
2. táblázat Városi környezetben kalkulált átlagos eltérés és szórás értékek [dB]-ben kifejezve az egyes hullámterjedési modellek alkalmazásától függően

A mért- és számított értékek összehasonlítása után az Okumura-modell a legpontosabb, átlagosan 0,32 dB-lel nagyobb térerősséget kalkuláltam vele, tehát átlagosan 0,32 dB-lel kisebb jelüt csillapítása a modellnek, mint a valós eredmény. Ezzel szemben a Hata- és az Ericsson-modell nagyobb csillapítást számolt, mint a valós környezet eredménye.

Fontosabb paraméter a szórás értéke, ugyanis ez határozza meg a hullámterjedési modell pontosságát. Minél kisebb a szórás, annál pontosabb a modell. A szórás értéket fading tartalékkal szokás korrigálni. Jelen esetben például a 6,08 dB szórás azt jelenti, hogy a szimulációs pontok 68 %-a esetén a valós és a számított érték különbsége kisebb, mint 6,08 dB.

Mindhárom hullámterjedési modell közel azonos pontossággal működik ezek alapján.

4.2.1.2 Külvárosi környezet



28. ábra Külvárosi környezetben mért és számított értékek

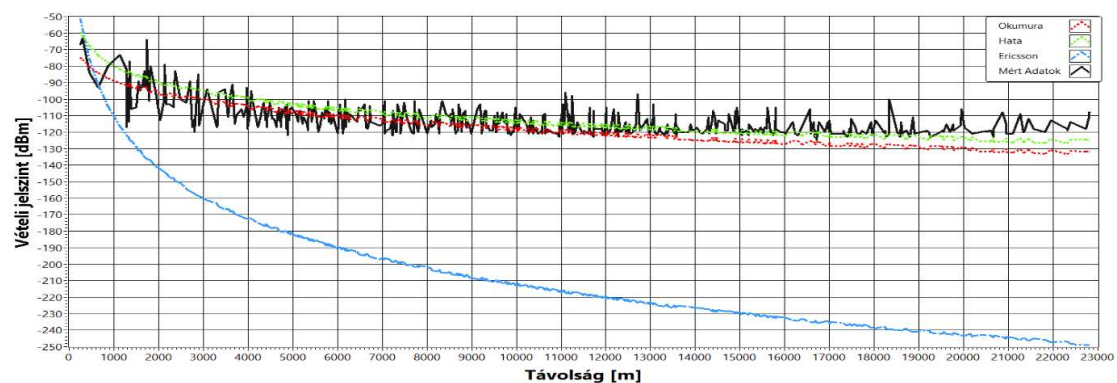
A modellek átlag és szórás értékei a 3.táblázat szerint alakultak.

	Okumura	Hata	Ericsson 9999
Átlag eltérés [dB]	-1,35	2,1	-22,01
Eltérés szórása [dB]	6,75	7,35	13,84

3. táblázat Külvárosi környezetben kalkulált átlagos eltérés és szórás értékek [dB]-ben kifejezve az egyes hullámterjedési modellek alkalmazásától függően

Mindegyik hullámterjedési modell pontatlanabb lett, de még mindig az Okumura-modell a legpontosabb közülük, viszont az Ericsson 9999-modell eredménye sokat romlott.

4.2.1.3 Vidéki környezet



29. ábra Vidéki környezetben mért és számított értékek

Az eltérések átlag és szórás értékeit a 4. táblázat adja meg.

	Okumura	Hata	Ericsson 9999
Átlag eltérés [dB]	-3,86	1,24	-92,95
Eltérés szórása [dB]	5,73	7,03	25,014

4. táblázat Vidéki környezetben kalkulált átlagos eltérés és szórás értékek [dB]-ben kifejezve az egyes hullámterjedési modellek alkalmazásától függően

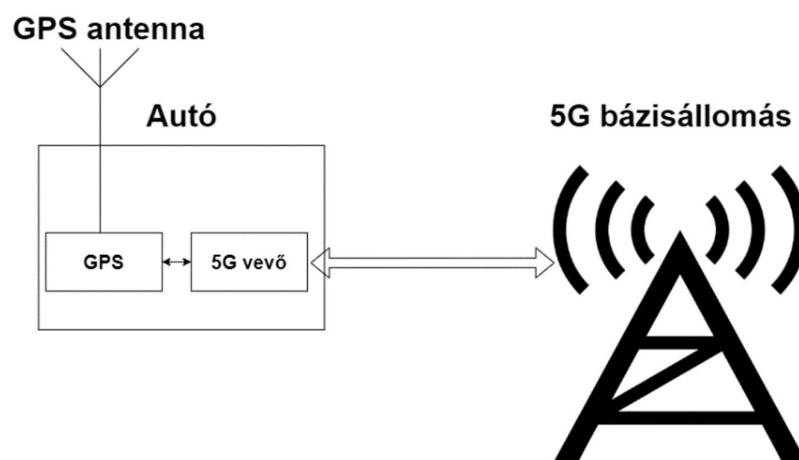
Az Okumura- és Hata-modellek pontosabbak lettek, viszont az Ericsson még pontatlanabb.

4.2.2 A 3,5 GHz-es frekvenciasáv tesztelése

Az 5G hálózatok számára fenntartott frekvenciasávot két tartományra osztották: 1-es frekvenciatartományra (FR1) és 2-es frekvenciatartományra (FR2). Az FR1 a 6 GHz alatti frekvenciasávra, az FR2 pedig a 26 GHz-es frekvenciasávot jelenti. A 6 GHz alatti frekvenciasáv az első, amelyet 5G kiépítésére használnak, mivel ez a sáv viszonylag nagyobb területek (1-2 kilométer) lefedésére alkalmas, és a 4G rendszerekhez hasonlóan telepíthető. A mérések és a szimulációk során az FR1-ben az N78 sávot használtuk, amely 3500 MHz-en van, és időosztásos multiplexelést (Time Division Duplex, TDD) használ.

Ez a sáv akár 100 MHz-es sávszélességet is támogat, és a viszonylag alacsony bázisállomás-sűrűségnek köszönhetően (az alacsonyabb szabadtéri csillapítás miatt) a területek könnyebben lefedhetők.

A mérések, adatok gyűjtése szintén Győrben történt drive tesztel, amikor is egy autóba helyezett mérőkészülék, GPS modullal együtt Győr belvárosában folyamatosan rögzítette a vételi jelszinteket, amelyekhez hozzárendelte a GPS koordinátákat. A mérési összeállítás a 30. ábra szerint készítem el.



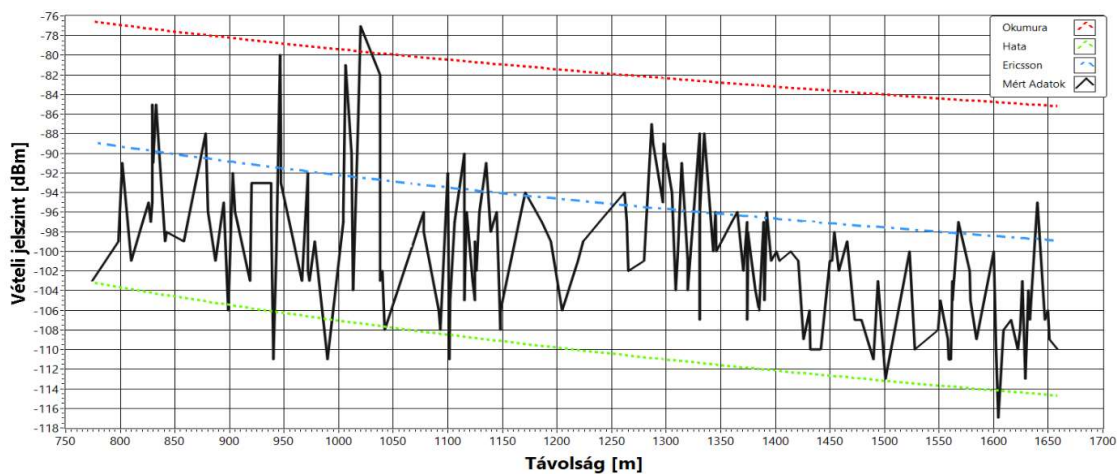
30. ábra Drive-test test-setup

Az 5G bázisállomások elhelyezkedése a 31. ábrán látható:



31. ábra 5G bázisállomások elhelyezkedése és Drive test útvonal

Mivel az 5G-t kifejezetten belvárosi, sűrűn lakott területekre tervezik kiépíteni, továbbá a technológia adta lehetőségek kiaknázása a magasabb felhasználói kapacitás mellett jelentkezik, ezért a vizsgálatot csak ebben a városi környezetben végeztem el. A vizsgálat eredményét a 32. ábrán szemléltettem.



32. ábra Városi környezetben mért és számított értékek

Az eredményekből látható, hogy a teszteltek közül a legpontosabb terjedési modell az Ericsson 9999-modell. Mivel ezek a modellek empirikusak, nem tudják megjósolni az objektumok (pl. épületek) által okozott pontos csillapítást. A lila vonal a mért jelerősség értékeket mutatja, míg a másik három vonal a hullámterjedési modellekkel számított jelerősség

értékeket mutatja. Az Okumura-modell alábecsüli a kommunikációs csatorna csillapítását, ezért a becsült vett jelerősség nagyobb, mint a valós, mért jelerősség értékek. A Hata modell ennek az ellenkezője, túl nagy csillapítást számol, és a becsült vett jelerősség kisebb, mint a mért, tényleges jelerősség. Az Ericsson 9999-modell a legpontosabb modell a három közül, az ábrázolás közel marad a tényleges jelerősséghez (kivéve a jelerősség hirtelen emelkedéseit és csökkenéseit).

A különböző hullámterjedési modellek összehasonlításához minden terjedési modellhez itt is kiszámításra kerültek a mért jelszintek és a szimulációval számított jelszintek különbségeinek szórása, hogy összehasonlíthatók legyenek egymással, mennyire pontosak, valamint meghatározhatóvá váljon a mért és szimulált eredmények közötti eltérés statisztikai mértéke. Az eltérések átlag és szórás értékeit az 5. táblázat adja meg.

	Okumura	Hata	Ericsson 9999
Átlag eltérés [dB]	18,51	-9,88	5,33
Eltérés szórása [dB]	6,53	6,45	6,48

5. táblázat 3,5 GHz tartományon, városi környezetben kalkulált átlagos eltérés és szórás értékek [dB]-ben kifejezve az egyes hullámterjedési modellek alkalmazásától függően.

A negatív érték azt jelenti, hogy a mért érték alacsonyabb volt, mint a számított érték, a számított csillapítás átlagosan kisebb, mint a valós csillapítás.

Az empirikus modellek alkalmazásának egyik nagy előnye, hogy a hullámterjedési viszony és ezáltal a fading tartalék minél pontosabb meghatározásához korrekciós tényezők bevezetését engedélyezi. Ezzel a típusú modell hangolással elérhetővé válik a valós környezeti teszt eredményeihez leginkább közelítő, predikció során kalkulált értékek.

Jelen dolgozat és kutatás keretében a használt hullámterjedési modellek lefedik az alkalmazott frekvenciasáv és távolság ($K_1 + K_2 \log(d)$), a bázisállomási telepítés során alkalmazott és beállított antennák ($K_3 H_{ms} + K_4 \log(H_{ms})$), a tipikus végfelhasználói készülékek alkalmazási magasságától ($K_5 \log(H_{eff}) + K_6 \log(H_{eff}) \log(d)$) függő korrekcióit, valamint a 2.2.2. fejezetben tárgyalt elméleti közegcsillapítás korrekciós értékét ($L_{clutter}$) adott környezethez (városi, külvárosi, vidéki) igazítva. Azonban, mint arra már felhívtam a figyelmet, az empirikus modellek egyik hiányossága, hogy nem kezelik a valós környezetben jelen lévő többutas terjedésből adódó csillapítás mértékét, ami azt jelenti, hogy egy további korrekciós tényezővel szükséges hangolni a modellt. Ennek a korrekciós tényezőnek a mértékét határoztam meg az 5. táblázatban, amelyhez egyrészt szükséges volt a számított és valós környezetben mért értékek közötti korrelációt meghatározni, másrészt ennek

a korrelációnak az átlagos szórását, amelyből a korrekciós fading tartalék (K_7L_{diff}) már képezhető.

$$L_p(d) = K_1 + K_2 \log(d) + K_3 H_{ms} + K_4 \log(H_{ms}) + K_5 \log(H_{eff}) + K_6 \log(H_{eff}) \log(d) + K_7 L_{diff} + L_{clutter}. \quad (60)$$

A mérést követően a statisztikai módszerekkel meghatározott korreláció átlagos szórásának mértékét minden esetben felfelé kerekítettem, amellyel további tartalék adódik a rendszerhez, így növelve a stabilitást és megbízhatóságot. Az így keletkezett korrekciós fading tartalék mértéke:

$$K_7 L_{diff} = 7 [dB]$$

4.3 Eredmények összegzése

A különböző hullámterjedést befolyásoló környezeti viszonyok jelentős mértékben megváltoztathatják a hullámterjedési módokat, aminek következtében a modellek alap paramétereinek használata mellett a predikciós eljárás során pontatlan eredményeket kapnánk. Ezt a pontatlanságot a kísérleti mérési eredmények és a valós környezetben mért értékek is alátámasztják a mutatott átlagos különbségek mértékében. A különbségek döntően egy nagyságrenden belüliek a prediktált értékekkel, így mindenképp célszerű egy statisztikai alapon vett hangolást végezni az egyes modelleken, a kísérleti- és valós környezetben mért értékek figyelembe vételével.

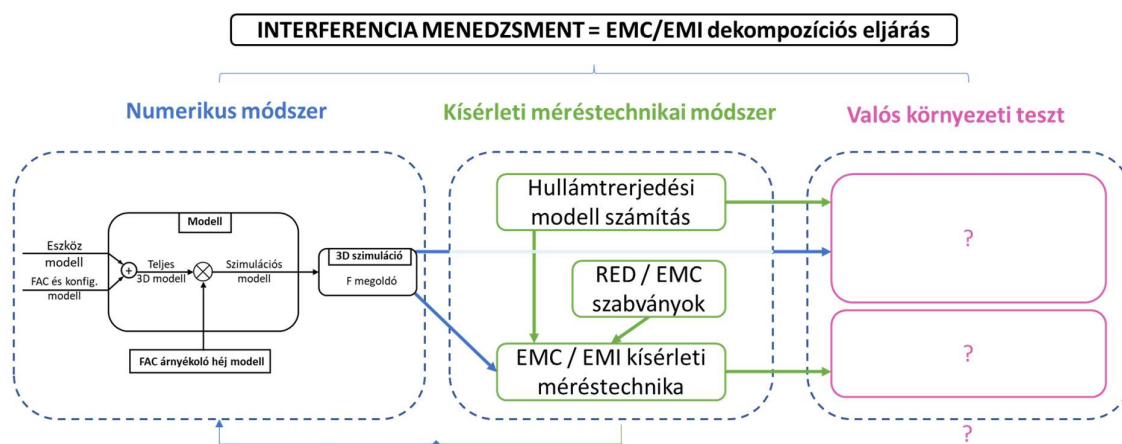
Megállapítottam, hogy a kísérleti- és/vagy valós környezeti méréssel és a szimulációs modellekkel számított adatok alapján az empirikus hullámterjedési modellek megfelelő módon használhatók hullámterjedési szimulációkhoz és végfelhasználói lefedettség, hálózat prediktált tervezéséhez abban az esetben, ha csak kevés adat áll rendelkezésre. Azonban ezekben az esetekben szükséges egy korrekciós érték meghatározása.

A korrekciós tényező esetében egy adott felhasználási környezetben adódó fading jelenség csökkentésére és egyúttal tartalék képzésére létrehozott korrekciós fading tartalék (K_7L_{diff}), amellyel az egyes empirikus hullámterjedési modelleket hangoltam, azok hiányosságai kiküszöböltem.

Az elméleti kalkulált, prediktált eredmények így módon a mérési gyakorlatból származó eredményekkel összeegyeztethetőek és létrehozható a kettő statisztikai viszonyából egy

egyszerű korrekciós tényező, amivel a valós környezeti működést a felhasználás előtt lehet tervezni. Ezzel a predikcióval egyúttal a szimulált modell minősége is egyértelműen javítható.

Következésképpen a kidolgozott dekompozíciós eljárásban való felhasználhatóság bizonyított és egyben magának a dekompozíciós eljárásnak a kísérleti- és valós környezeti mérési validálását is elvégzi egyúttal. Ezzel létrejött és visszaigazolásra került a következő dekompozíciós lépés, amelyet a 33. ábra szerinti eljárásrend reprezentál (folytatva a korábban a 24. ábrán meghatározott lépéseket).



33. ábra Általam felállított lépcsőzetes EMC/EMI dekompozíciós protokoll első két lépése az interferencia elimináció eléréséhez a kutatási tevékenységem eredményei alapján

2. Tézis

Bebizonyítottam, hogy a gyakorlati mérési és az elméleti kalkulált adatok korrelációjának meghatározásával létrehozható egy korrekciós állandó, amely alkalmas a prediktív hullámterjedési modellek hiányosságainak kiküszöbölésére, a modellek hangolására. Megállapítottam, hogy az így hangolt empirikus hullámterjedési modellek eredményesen használhatók valós körülmények közötti felhasználási esetek előzetes tervezésére, prediktálására. Ennek eredményeként az EMC/EMI dekompozíciós eljárást kibővítettem egy hullámterjedési számítási eljárással, amelyet a korrekciós tényezők felhasználásával kísérleti és gyakorlati mérés technikai módszerrel validáltam az alábbiak szerint:

- (a) Igazoltam, hogy az így kapott dekompozíciós protokoll használatával tervezett vezeték nélküli kommunikációs technológiát alkalmazó hálózat esetén csökkenthető az EMI hatás és fokozható az interferencia elimináció hatékonysága.

- (b) Kísérleti és gyakorlati mérés technikai módszerekkel ellenőrző méréseket végeztem a szimulációs modellel számított értékek és a mérési eredmények különbségének eliminálására. A mért és számított értékek különbségének szórás értékével képeztem egy $K_7L_{diff} = 7 [dB]$ mértékű korrekciós fading tartalékot az empirikus hullámterjedési modellek optimalizálására és a modellek minőségének javítására, amellyel a fading jelenségek okozta jelszint ingadozás és interferenciás viszony feloldható.

A tézishoz kapcsolódó publikációk: [107, 110]

5 Eredmények technológiai implementálása

Alkalmazott kutatási módszertan utolsó lépése egyben a dekompozíciós protokoll utolsó lépése is, azaz implementálni az eddigi módszereket és kutatási eredményeimet a valóságos fizikai környezetben, különböző ipari felhasználási esetekben, mint state-of-the-art technika és mint az alkalmazott kutatás legfőbb missziója.

5.1 Motiváció

Ahhoz, hogy a mobil kommunikációs hálózaton biztonságkritikus szolgáltatásokat tudjunk irányítani és működtetni, a hálózat stabilitása és a megfelelő lefedettség elengedhetetlen. Ilyen felhasználási esetek esetén a felhasznált eszközök duplex kommunikációját redundáns kapcsolattal tudjuk biztosítani vagy a korai tervezés során figyelembe vett minél több eljárás biztosításával.

A modern pilóta nélküli légi jármű (Unmanned Aerial Vehicle, UAV) alkalmazások és távoli járműirányítás esetén egyaránt fontos a stabil és zavartatástól mentes vezeték nélküli hálózati infrastruktúra kialakítása és a kommunikáció maximális rendelkezésre állása, skálázhatósága melletti stabilitása. Az alacsony késleltetés és magas adatátviteli kapacitás segítségével könnyedén továbbíthatók magas felbontású képadatok és egyéb szenzorok által gyűjtött információk, amelyek segítségével tovább növelhető az emberi cselekvőképesség. Az alkalmazás megbízható működtetéséhez szükséges kommunikációs technológia monitorozása az EMI terhelt környezetben ezért elengedhetetlen.

A hálózati paraméterek interferencia-mentességének vizsgálata fontos, ezért az ehhez kidolgozott mérési módszer kiválóan alkalmazható drónok segítségével, így egyszerűsítve és gyorsítva a mérési és alkalmazási folyamatokat.

5.2 Implementáció

5.2.1 Földi kooperatív előfutár UAV

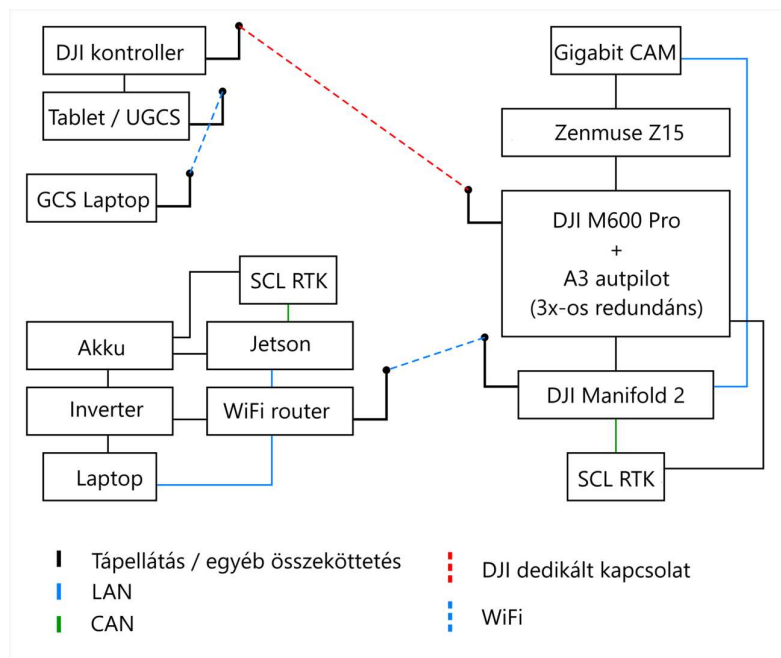
Ahhoz, hogy a mobil kommunikációs hálózaton biztonságkritikus szolgáltatásokat tudjunk irányítani és működtetni, a hálózat stabilitása és a megfelelő lefedettség elengedhetetlen. Ilyen felhasználási esetek esetén a felhasznált eszközök duplex kommunikációját redundáns kapcsolattal tudjuk biztosítani vagy a korai tervezés során figyelembe vett minél több eljárás

biztosításával. A legtöbb modern alkalmazás az autonóm járműirányítás és a járműveken elhelyezett szenzorok kommunikációján alapszik. Ezt a legjobban egy légi- és földijármű kommunikációs felhasználási eset esetén vizsgáltam. Az alkalmazás egy SIL (Software-in-the-Loop) szimulációs környezet kialakítását foglalja magában, amely egy „előfutár” UAV rendszert modellez.

Az előfutár drón (DJI M600 típusú hexacopter) egy kamerával felszerelt pilóta nélküli légi járművet jelent, amely a haladó elsősegélynyújtó egységek járművei előtt közlekedik, hogy a forgalom légi felvételezésével növelje a vezető helyzetfelismerési képességét és értesítést továbbítson az esetleges közvetlen veszélyekről. Az M600 a kialakított kommunikációs csatorna segítségével folyamatos szintetikus képek feldolgozását végzi, földi járművek és gyalogosok detektálásával. Az SIL fejlesztés célja az M600 robotpilóta és az objektum detektálás közelítő tesztelése valóság-hű körülmények és valódi repülések előtt.

A fenti koncepcióból nyilvánvaló, hogy az UAV és a földi jármű (esetemben egy vészhelyzeti földi egység (Emergency Ground Vehicle, EGV)) között valamilyen kommunikációra van szükség. Nemcsak a tervezett útvonalat és pályát kell elküldeni az elején, hanem a mozgás során számos adatot (beleértve a sebességet és a tervváltozást) kell továbbítani a földről a kooperatív irányítás alapjául szolgáló légi járműnek. Másrészt az UAV a földi járművezető segítése érdekében kockázati figyelmeztetéseket, nyers és/vagy (elő)feldolgozott kameraképet küld a földre.

A legfontosabb és egyben kritikus kommunikációs csatornákat a 34. ábrán szemléltetem.

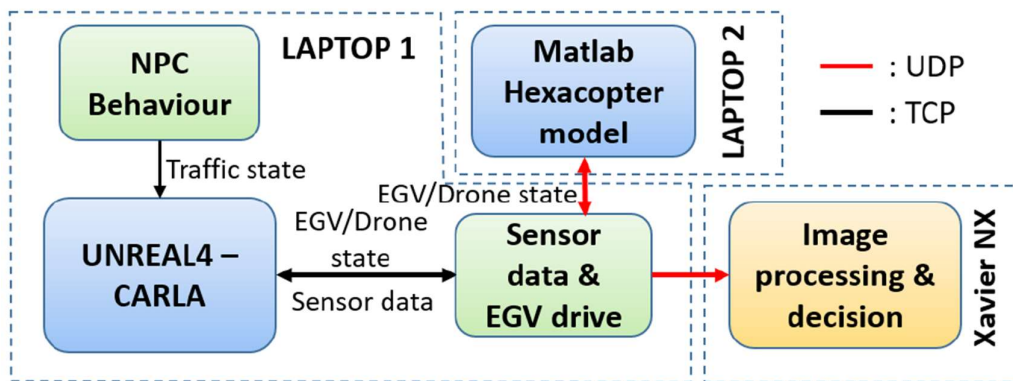


34. ábra Forerunner UAV felhasználási eset hardveres rendszere és kritikus kommunikációs csatornái

5.2.1.1 Szimulációs környezet felépítése

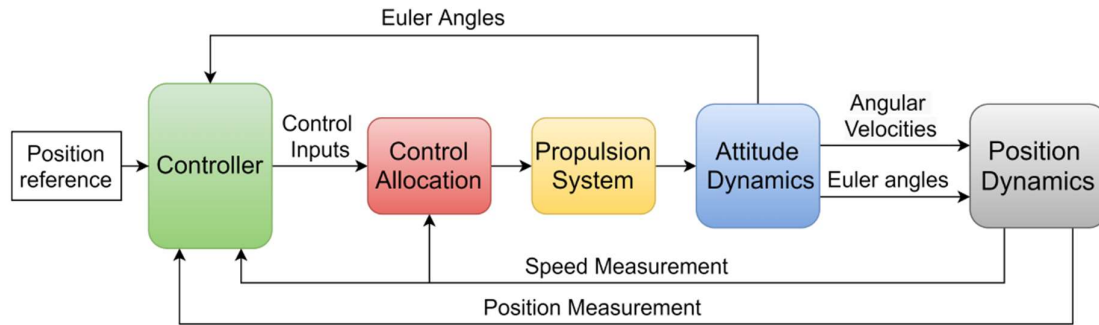
Mivel a valós forgatókönyvek tesztelési lehetőségei sok esetben korlátozottak lehetnek és sokkal nagyobb erőfeszítést igényelnek, ezért nagyon fontos egy kiterjedt szimulációs tesztkampány, hogy adott felhasználási eset koncepció lehetséges képességeit minden helyzetben értékelni lehessen.

A szimulációs környezetet öt fő építőelemből áll. Az autonóm földi járművek szimulációjára kiváló eszköz az UNREAL4-Carla szimulátor szoftver [103]. A szimulátorban könnyedén kialakítható 3D virtuális városi környezet, azon belül mesterséges intelligencia (Artificial Intelligence, AI) által vezérelt járművek és gyalogosok egyaránt. Ezen felül, különböző szenzorok modelljei és alkalmazásuk könnyedén implementálhatók (pl.: RGB kamerák, LIDAR stb.). A szimulátor UDP kapcsolaton keresztül összekötve tudja követni a Matlab hexacopter modellt, valamint az előfutár UAV képadatait egy szintén UDP kapcsolattal összekötött alacsony energiafogyasztású kis méretű, kompakt fejlesztői hardveren (Jetson Xavier NX [104]) futó képfeldolgozó algoritmus továbbítja a 35. ábrán feltüntetettek szerint.



35. ábra SIL szimulátor beállítása [114]

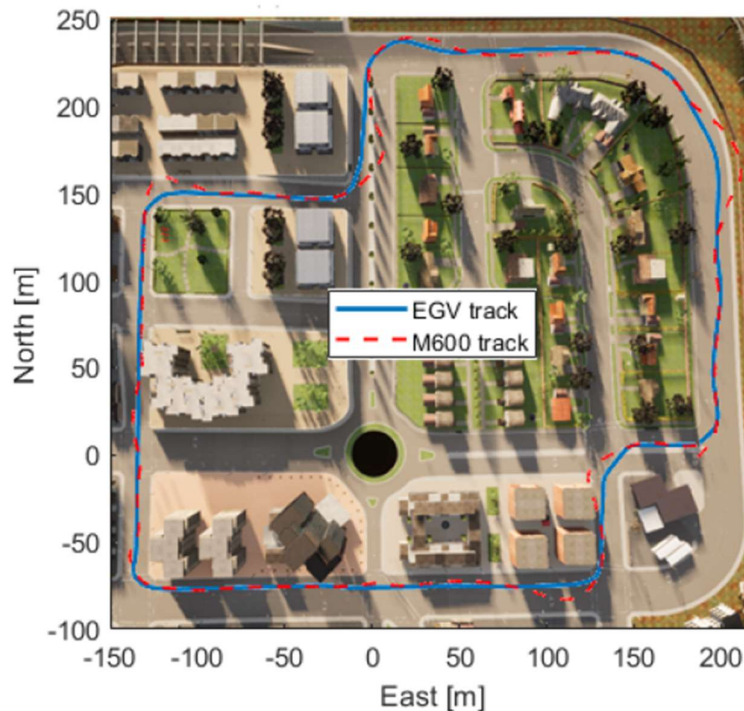
A képen jól látható, hogy az UNREAL4-Carla szimulátort két Python modul vezérli. Az NPC behaviour (Non-Player Character) modul felelős a forgalom generálásért és irányításért. SIL módban beépített Carla NPC AI-t, adatgyűjtő módban viszont előre definiált zavart forgalmi környezetet szimulál a rendszer. Az SIL-t alkotó második Python modul gyűjti a szimulációs környezet szenzor adatait, és beilleszti a drón szimulátort a Carla környezetébe. A szimulátor minden frissítése esetén a fő modul elküldi a Δt időt, a jármű pozíciójával és sebességével együtt a Matlab hexacopter modellnek (36. ábra). Ezután a Matlab modell, kiszámítja a drón mozgását és irányítását, majd visszaküldi az állapotát a frissítést követően. Jól látható, hogy a szimulációban a Matlab modell számítása alapján történik a drón irányítás.



36. ábra A hexakopter modell blokkdiagramja [114]

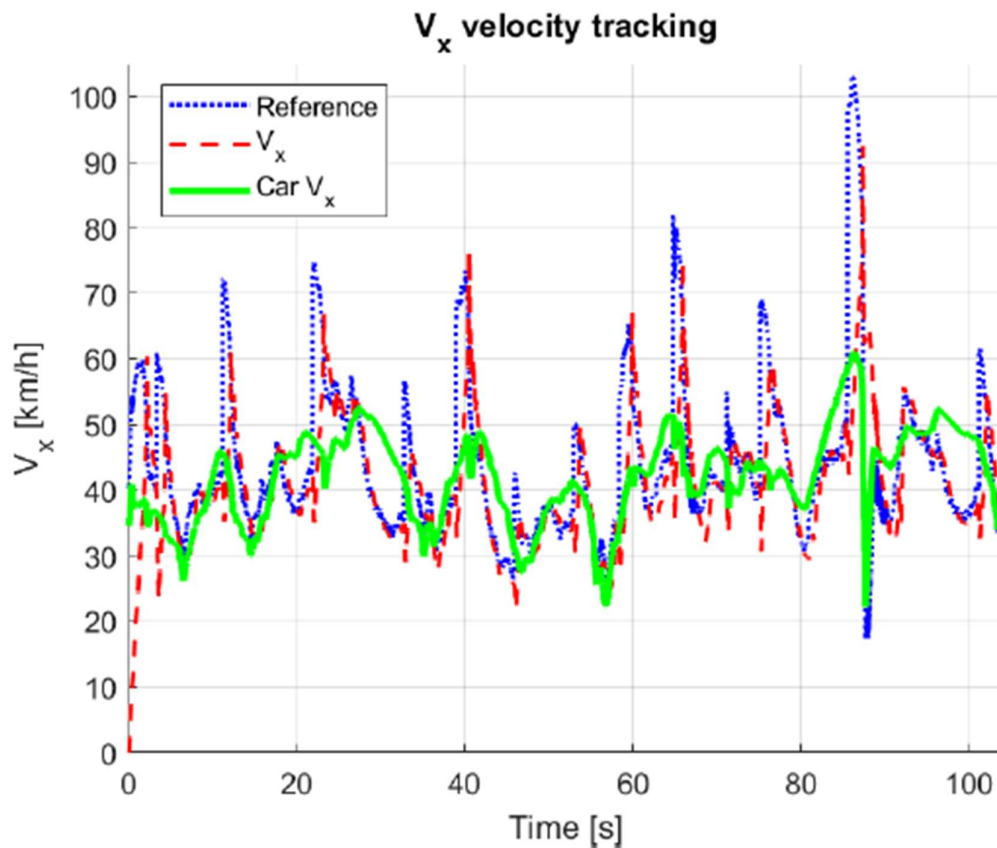
A Matlab Simulink modell segítségével végrehajtott UAV vezérlést, több modul együttesen végzi. A „Position Dynamics” modul egy merev testként tekint a drónra, és az alapvető kormányzáshoz szükséges számításokat itt dolgozza fel a szoftver. A rotor és aerodinamikai forgató erők számításait pedig az „Attitude Dynamics” modul hajtja végre. Az algoritmus a „Propulsion System” építőelem lépésnél a propeller forgását modellezi. A valós tesztek digitalizálásához az M600 hat darab BLDC motorjának mozgását szimulálja. A „Control Allocation” blokk várja a vezérléstől érkező inputokat, amelyek főként a magasság és orientáció referencia jelei. Ezen információkat a „Controller” modul szolgáltatja.

5.2.1.2 Szemléltető felhasználási eset



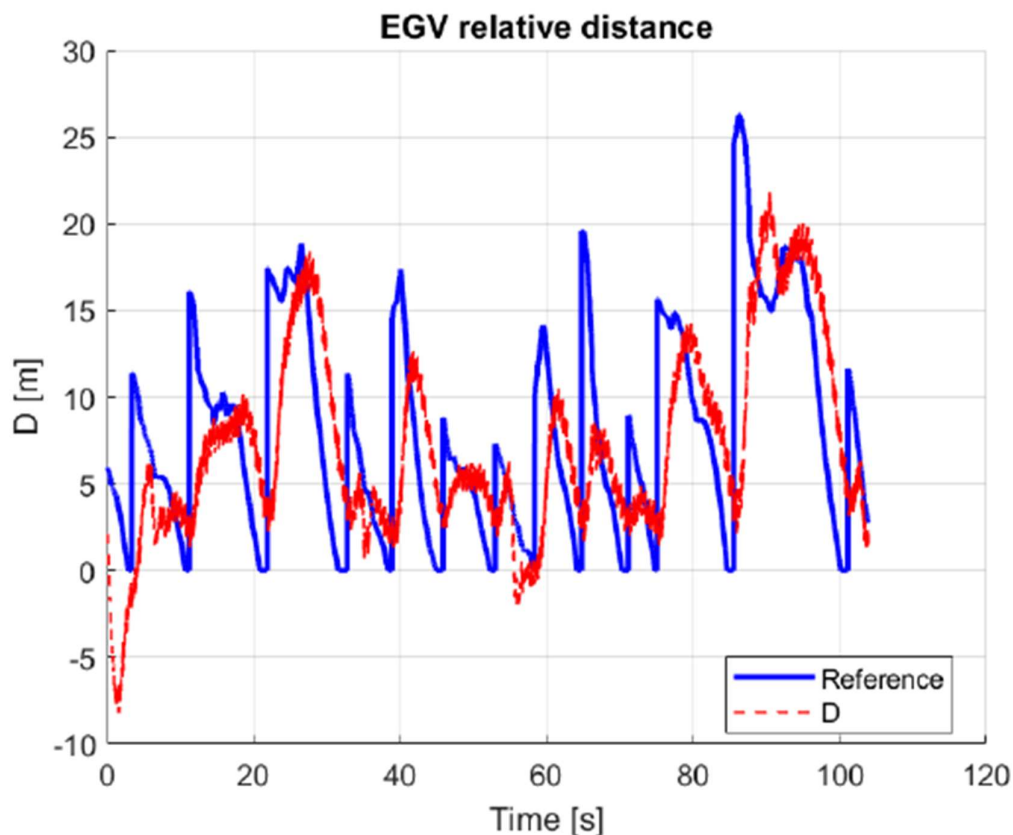
37. ábra Az EGV pályájának követése [114]

A szimulációs környezetben végrehajtott vizsgálatok során az M600 modellje kiválóan tudja követni a földi jármű pályáját. Az egyenesekben szinte teljesen illeszkedik a szimulált drón a földi jármű trajektóriájára. A 37. ábrán is jól látható, hogy a szimulációs környezetben a drón modell a hirtelen irányváltások (kanyarok), hatására kissé kitér a földi jármű mozgásához képest. Ezen eltérések forrása az, hogy az UAV követési sebességreferenciái lassabbak, a szimulációban maximálisan megengedett (25° -ról 40° -ra) dőlésszög növelés ellenére. A 38. ábra is mutatja, hogy nulla sebességről indulva az M600 utoléri a földi járművet, és azt követni tudja. Egy másik fontos szempont ábra szerint, hogy a referenciasebesség gyakran 65 km/h felett van, ami az M600 maximális sebessége.



38. ábra Az X test sebességének követése az M600-zal a kocsí sebességével együtt [114]

Végezetül a szimulációs környezetben mért referencia és valós jármű távolság mérése látható a 39. ábrán. A kezdeti transziens jelenséget követően a távolság az idő nagy részében pozitív, így a drón nem kerül a földi jármű mögé, ami azt jelenti, hogy minden esetben képes a drón a földi jármű előtti területrészt beolvasni (kamera beállításától függően növelhető vagy csökkenthető ez a távolság).



39. ábra Referencia és valós távolság az EGV-től [114]

A bemutatott felhasználási esetben is jól látható (annak ellenére, hogy szimulációs környezetről van szó) a járművek közötti kommunikációs és autonóm jármű vezérléshez szükséges kommunikációs hálózatok stabilitása és interferencia mentes alkalmazása. A biztonságos vezeték nélküli kommunikációs csatornák kiépítésével a másodperc tört része alatt is magabiztosan tudnak gépek automatizáltan egymással beszélgetni emberi beavatkozás nélkül is. Az elvárt stabilitáshoz azonban a hálózat üzemeltetőire komoly feladat hárul, hiszen folyamatos ellenőrzést és karbantartást igényelnek ezek a rendszerek.

5.2.1.3 A felhasználási eset vezeték nélküli kommunikációs kihívása

A kommunikációs összeköttetés egyik lehetséges megoldása az IEEE 802.11 szabvány szerinti összeköttetés. A 802.11 szerinti kommunikációs rendszerek alkalmazásának előnye, azok egyszerű – ennek ellenére robusztus, zavartűrő – felépítése, széleskörű elterjedése, a kijelölt frekvenciasávok felhasználása a jogszabályi keretek között ingyenes, továbbá a rövid, 15-20 ms tipikus válaszidő, mely az alkalmazás szempontjából előnyös és minimálisan elvárható.

Valóságos kalkulációk alapján 802.11ac szabványt alkalmazva a lehetséges elméleti maximális adatsebességek a 6. táblázat szerint alakulnak:

Térbeli megosztás	Moduláció	Kódarány	Elméleti maximális adatsebesség			
			20 MHz-es csatorna		40 MHz-es csatorna	
			GI 800 ns	GI 400 ns	GI 800 ns	GI 400 ns
1x1 SISO	16-QAM	1/2	26 Mbps	28,9 Mbps	54 Mbps	60 Mbps
1x1 SISO	16-QAM	3/4	39 Mbps	43,3 Mbps	81 Mbps	90 Mbps
1x1 SISO	64-QAM	2/3	52 Mbps	57,8 Mbps	108 Mbps	120 Mbps
1x1 SISO	64-QAM	3/4	58,5 Mbps	65 Mbps	121,5 Mbps	135 Mbps
2x2 MIMO	16-QAM	1/2	52 Mbps	57,8 Mbps	108 Mbps	120 Mbps
2x2 MIMO	16-QAM	3/4	78 Mbps	86,7 Mbps	162 Mbps	180 Mbps
2x2 MIMO	64-QAM	2/3	104 Mbps	115,6 Mbps	216 Mbps	240 Mbps
2x2 MIMO	64-QAM	3/4	117 Mbps	130,3 Mbps	243 Mbps	270 Mbps

6. táblázat IEEE 802.11ac szabvány elméleti maximális adatátviteli sebességei eltérő konfigurációk esetén

A táblázatban szereplő értékek esetén nem a szabványban szereplő legmagasabb állapotszámú (256-QAM) kódolás került kiválasztásra, főként a mozgásból fakadó esetleges fázistorzításokkal, terjedési sajátosságok miatt fellépő esetleges kioltások, erősítések okán. Kódarány tekintetében (azaz a hasznos adatmennyiséghez hozzáadódó hibajavító kódolás megoszlásának mértéke a teljes adatmennyiséget figyelembe véve) szintén a szabványban szereplő két robusztusabb arány került kiválasztásra. Védelmi idő (Guard Interval, GI) szempontjából bár mind a kisebb 400 ns-os, mind a nagyobb 800 ns-os értékre kerültek számításra adatsebességek, azonban a felhasználás mindenképp a nagyobb GI alkalmazását indokolja, így javítva a reflexiók és lehetséges EMI terhelt környezetet. Így ezekből az értékekből kiindulva érdemes egy videójelre vonatkozó kalkulációt elvégezni.

Az alkalmazott megoldás két lehetőséggel számol:

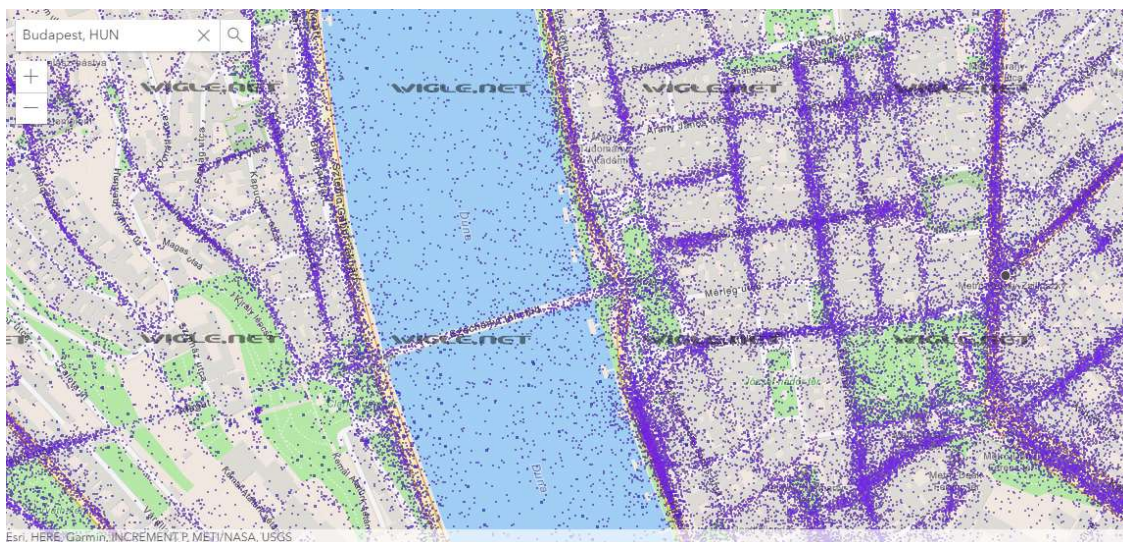
- Teljes FullHD videójel streamelése a gépjármű felé, ahol az utólagos feldolgozás történik;
- UAV fedélzetén történő utólagos feldolgozás, és az eredmények megjeleníthető formátumban való továbbítása a gépjármű felé.

Az első esetben 1920x1080 pixellel számolva és H.264 videótömörítést alkalmazva 8,5 Mbps adatsebesség prognosztizálható, míg H.265 videótömörítést alkalmazva 4,4 Mbps adatsebesség prognosztizálható 30 fps videoátvitelt megvalósítva.

A második esetben a megjeleníthető formátum jelentősen legalább 4CIF felbontást, azaz 704x480 pixelt, H.264 tömörítést alkalmazva az adatsebesség 1,6 Mbps nagyságrendű lesz, H.265 tömörítést alkalmazva pedig 800 kbps érhető el.

802.11 szabványt alkalmazva számolni kell városi jellegű felhasználással, azaz sűrűn lakott városi környezetben is megfelelő működést szükséges biztosítani. A szabvány elterjedtségéből

és széleskörű polgári felhasználásából fakadóan ilyen környezetben problémákba ütközhet a felhasználás, mivel a sűrű Wi-Fi Acces Point-ok miatt a mozgó felhasználásból fakadóan egy ilyen összeköttetésnek 100 m-es távolságon is szükséges lehet csatornát váltani, amennyiben a rendszer úgy érzékeli, hogy nem megfelelő az összeköttetés minősége. Active Scan esetén nagy mennyiségű adatátvitel folyamán (adatfolyam 4 Mbps feletti) 5 másodpercenként történik egy 30 ms idejű szkennelés. 50 km/h sebesség mellett két sávvizsgálat között közel 70 m távolságot tesz meg a gépjármű, mely távolság során jelentősen változhat a rádiófrekvenciás környezet, ahogyan azt a 40. ábrán szemléltettem.



40. ábra Budapest belvárosában jelen lévő Wi-Fi AP-k, mint EMI terhelt környezet [109]

Egy másik lehetséges kommunikációs megoldás, a polgári mozgó/állandóhelyű hírközlő hálózat (Mobile/Fixed Communications Networks, MFCN) LTE és 5G NR szolgáltatásainak igénybevétele, melyek a 802.11 szabvánnyal összevethető vagy alacsonyabb válaszidővel rendelkeznek, mint a 802.11 rendszerek. LTE szabványos összeköttetés mellett ez a válaszidő tipikusan 10-15 ms, 5G NR rendszerek esetén pedig a felhasználástól függően a válaszidő az 1 ms-t is elérheti. Az ilyen rendszerek számára elérhető frekvenciasávok nagy tartományban mozognak (700 MHz, 800 MHz, 1800 MHz, 2100 MHz, 3,5 GHz sávok stb.), ahol elsődleges felhasználásra kerültek kijelölésre. Ebben az esetben számítási alapként kezelendő az a tény, hogy ilyen LTE és NR rendszerek jellemzően forgalmas földrajzi csomópontok, folyosók, helyszínek mellett kerültek kiépítésre¹.

¹ 5G NR rendszerek esetén elsődleges cél az ilyen területek lefedettségének biztosítása

5.2.1.4 Következtetés

Mivel a tervezett útvonal és a videófolyam kommunikációja az EGV és az UAV között a rendszer biztonságkritikus része, fokozott figyelemmel kell kísérni a kommunikációs lehetőségeket és a rendszerteszteket az adatátviteli sebességre és késleltetésre összpontosítva.

Összességében elmondható, hogy vidéki (rural) helyszíneken nem feltétlenül biztosított a megfelelő sávszélességű és válaszidejű rendszer jelenléte, ahol a 802.11 szabvány szerinti kommunikáció jelenléte és alkalmazása indokolt, azonban városi területeken, ahol utóbbi szabvány szerint működő eszközök száma meglehetősen nagy, indokolt a polgári MFCN frekvenciák alkalmazása a vezeték nélküli összeköttetéshez, figyelembe véve az EMI terheltséget.

A fenti felhasználási eset megvalósítása során az eredményesség a kommunikáció stabilitásának köszönhető, amely a kommunikációs kihívások során a korábbi fejezetekben taglalt eredmények implementálásával valósult meg (vidéki-, városi hullámterjedési modellezés, teoretikus és valós eredmények közelítése, szórási interferencia margin-nal).

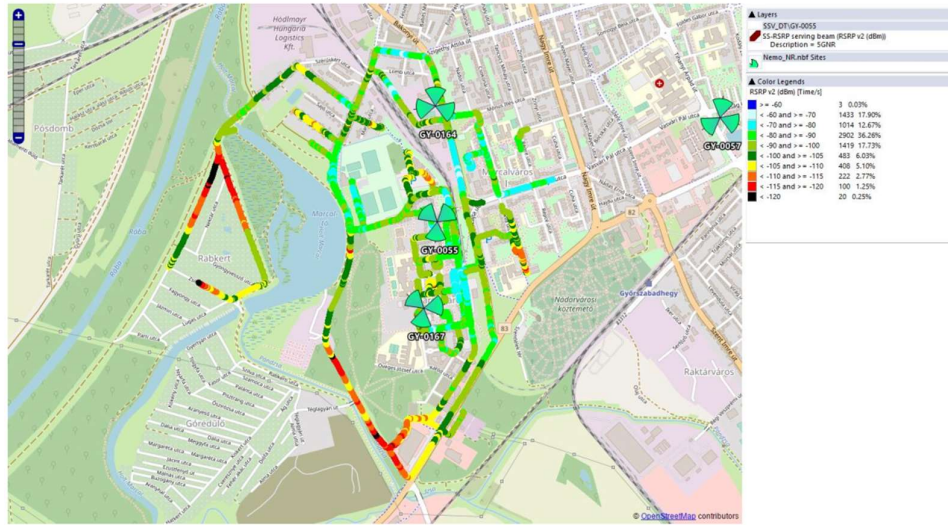
A bemutatott eredmények megfeleltetik az EMC/EMI dekompozíciós protokoll során felállított lépcsőfokok egymásra épülését és ezáltal az eltérő módszerek (elméleti kalkulált, szimuláció során prediktált, kísérleti méréssel nyert és/vagy valós környezetben vizsgált) egymásnak való összeegyeztetését, amennyiben az egyes lépcsőfokok teljesülnek és alkalmazásra kerül az általánosan a 2. Tézisben létrehozott korrekciós tényező.

5.2.2 5G Drive-test

A mobil kommunikációs hálózatok mérés technikája („drive test”) a gyakorlatban is jelentős szerepet tölt be telepítési és működtetési fázisban egyaránt. A mérések során a hálózat kulcsfontosságú paramétereit kell vizsgálni. A vizsgálatok segítségével a rendszerben kialakult hibák és optimalizációs lehetőségek könnyedén felderíthetők és elháríthatók. A benchmarking tesztek lehetővé teszik a különböző mobilkommunikációs paraméterek meghatározását a térségben (például amelyeket a 41. ábra mutat), így vizsgálva a QoS (Quality of Service) és QoE (Quality of Experience) adatokat.

Az épületeken belül végzett lefedettségi paraméter vizsgálatok során gyakorlati best practice a külön emeletekre bontott vizsgálati módszer. Ezzel ellentétben a kültéri mérések során általános térképinformációk elegendőek. A vizsgálatok pontosításához, érdemes méretarányos alaprajzok alkalmazása, ahogyan az a 4. fejezet közelítési metódusában és a hasznosított

elméleti alapokban javasolt. Ezeknek köszönhetően csökkenthetők a helyzeti információból adódó problémák.



41. ábra Nemo analyzerrel rögzített drive-test adatok [115]

A járművel végzett drive test-ek során kétfajta mérést különböztetünk meg. Az egyik vizsgálati módszer kifejezetten a bázisállomási adatok mérésére szolgál, míg a másik típus a korábban említett benchmarking. A benchmarking során specifikus útszakaszokat (autópálya, gyorsforgalmi útszakaszok) vagy település részeket vizsgálunk. Az útszakasz vizsgálat esetén, a mérőautó oda-vissza mozgás közben végzi a mérést. A település drive test során a mérőautónak legalább egyszer minden utcában végig kell haladnia, hogy megfelelő lefedettségű információkat kapjunk az adott területről. A méréseket szükséges bizonyos időközönként elvégezni (például egy a 42. ábra alapján összeállított gyakorlati mérési elrendezésben), ezzel is biztosítva a megfelelő szolgáltatást, és konkurenciát is ellenőrizni. Előfordulhat azonban olyan helyzet, amikor a vizsgálni szükséges terület megközelíthetetlen. Ilyenkor megfelelő alternatívát jelenthet az UAV-vel végzett drive-test, amelynek peremfeltétele az interferencia eliminált mérés technikai módszer.



42. ábra Autós Drive-test mérési összeállítás

5.2.2.1 Vizsgálati paraméterek

A Drive test során adott cellára vonatkozó mérés pillanatnyi eredményét és magát a szoftveres visszajelző felületet, a logolható vizsgálati paraméterekkel a 43. ábra mutatja.

A vételi jel erősség (Received Signal Strength Indicator, RSSI) a vett rádiójel teljesítmény mérésére szolgáló mennyiség [dBm]. Ez az érték a toronytól a modemig tartó jel teljesítményértékét mutatja. Az értékét akár a különböző vivő paraméterek is befolyásolhatják. Az RSSI értéke egy relatív érték, így más-más eszközök esetén változó mennyiségek olvashatók. Szolgáltatói oldalról a -70 dBm vagy jobb értékek már kiváló lefedettségű adatokra utalnak. Az RSSI-t gyakorlatilag a zaj értéke, a cella teljesítmény értéke és az interferencia adja meg. Az RSSI a következő módon számolható [ref]:

$$RSSI = 12 N RSRP, \quad (61)$$

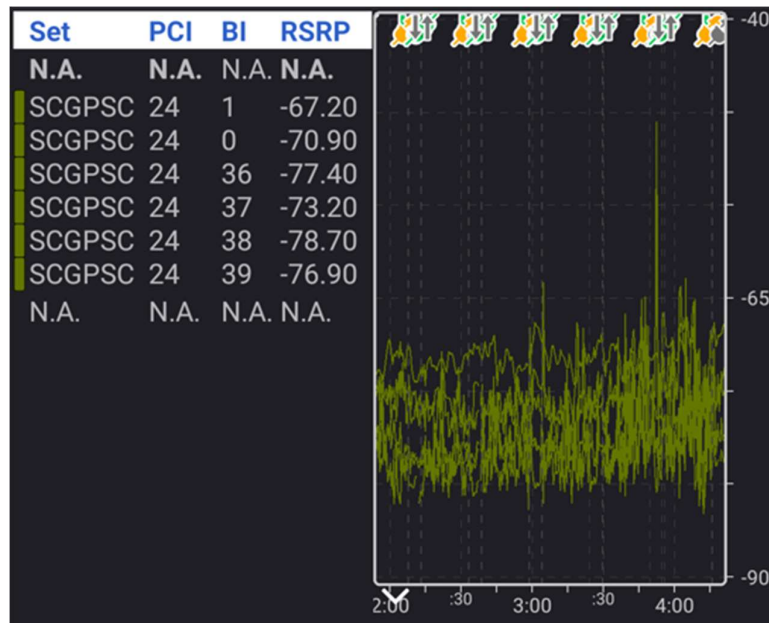
ahol:

- N a felhasználói készülék (User Equipment, UE)) által használt erőforrás-blokkok (Resource Block, RB) száma,
- $RSRP$ a referenciajel átlagos teljesítményértéke (RSRP később részletesen).

LTE	
System	LTE FDD 1800 band 3
Packet Technology	EN-DC
WiFi Connection	UNKNOWN
SSID	N.A.
Cell name	gyregyetem_L18C1S02
Distance to BTS	0.13 km
Cell Id	82434
eNodeB / CID	322 / 2
RNC / CID	1 / 16898
TAC	5612
MCC	216
MNC	1
Operator	
MME	11
EARFCN	1848
Serving Carrier RSSI	-71.00 dBm
Serving SNR	3.00 dB
Serving RSRQ	-11.00 dB
Serving RSRP	-102.00 dBm
Serving PCI	25
Detected RSRQ	-18.00 dB
Detected RSRP	-109.00 dBm
Detected PCI	24
EMM State	Registered
EMM Substate	normal service
Transmission Mode	Closed SM
TDD UL DL Configuration	N.A.

43. ábra LTE cella mérés eredménye [115]

A referenciajel átlagos teljesítményértéke (Reference Signal Receive Power, RSRP) a mobilhálózatban vett átlagos vételi teljesítmény, amelyet az UE folyamatosan mér. A használható jel RSRP szintje általában -44 dBm-től -140 dBm-ig terjed a cella közepétől a széléig haladva. Így az RSRP azon erőforrás elemek (Resource Element, RE) átlagos teljesítménye, amelyek cellaspecifikus referenciajeleket (Reference Signal, RS) hordoznak a teljes sáv szélességen. Így az RSRP-t csak az RS-t hordozó szimbólumokban mérjük. Az RSRP értékét a bázisállomástól a készülékig érkező teljesítményértékből számítjuk. A Drive-test során mért RSRP értékeket a 44. ábra szemlélteti.



44. ábra RSRP mérés idő-teljesítményérték [115]

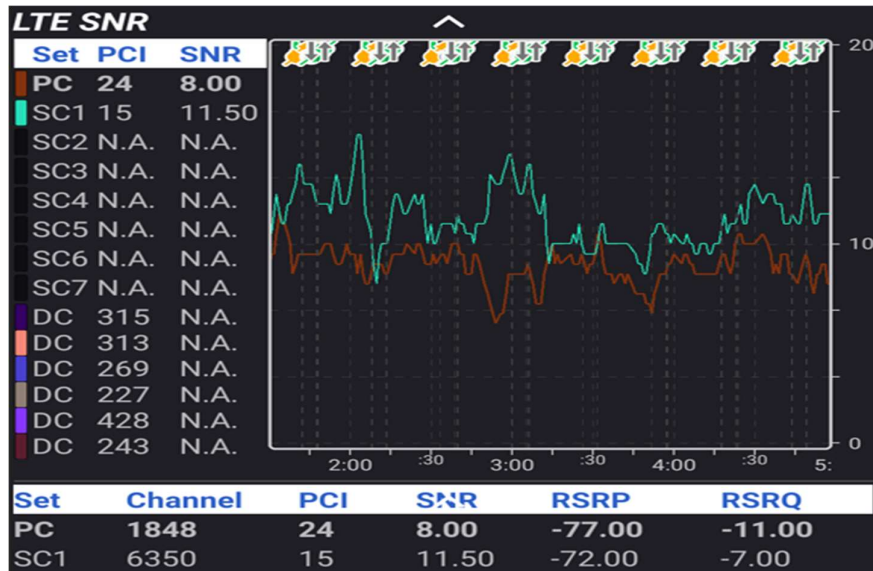
Jel-zaj viszony alatt egy olyan mérőszámot értünk, amely összehasonlítja a vett jel szintjét a zajszinttel. Az 1:1-nél nagyobb arány értéke, azaz 0 dB-nél nagyobb mennyiség azt mutatja, hogy nagyobb a kommunikációban mérhető hasznos jel teljesítménye, mint a csatornában megtalálható zaj értéke. Abban az esetben, ha a zaj értéke magasabb, mint a hasznos jelszint, használhatatlanná válik a csatorna és az UE alig, vagy egyáltalán semmit nem érzékel. Shannon-határ:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right), \quad (62)$$

ahol:

- C a csatorna kapacitását jelenti [bps];
- B a csatorna sáv szélessége [Hz];
- S az átlagos vételi jelszint teljesítményértéke;
- N az átlagos csatorna interferencia teljesítményértéke.

A fentiek alapján jól látható, hogy miért is fontos az jel-zaj viszony (Signal to Noise Ratio, SNR) szintje. Ha növelni akarjuk a csatorna kapacitását, akkor vagy a sáv szélességet, vagy a jel-zaj arányt tudjuk növelni. A frekvencia véges erőforrás, és a szolgáltató nem használhat többet, mint amennyit a licenz meghatároz. Azonban ahhoz, hogy a csatorna kapacitását tudjuk növelni, csak az SNR szintjét tudom változtatni. A jel-zaj viszony mérése azért is kritikus, hiszen ez határozza meg az UE számára a csatorna minőségi jelző (Channel Quality Indicator, CQI) értéket a csatornához.



45. ábra PC és SC1 adatfolyam SNR mérés adatai [115]

A referencijel vételi minőség (Reference Signal Received Quality, RSRQ) paraméter egy hálózati vivő és interferencia hányados (Carrier to Interference ratio, C/I) alapú mérés eredményeként szolgáló minőség indikátor a vett referencijel minőségének meghatározására. Esetemben a drive-test során mért értékeket a 45. ábra mutatja.

Az RSRQ mérés tovább pontosítja a hálózat kiértékelését, főként akkor, ha nem megfelelő az RSRP a magabiztos handover vagy cell reselection műveletekhez. Az RSRQ a következő módon határozható meg:

$$RSRQ = (NRSRP)/RSSI, \quad (63)$$

ahol:

- N csakúgy, mint az RSSI számítás esetén a resource block-ok számát jelenti.

A CQI a csatorna minőségének mutatója, amely 0 és 15 közötti egész szám lehet. A 15 a legjobb csatornaminőséget, a 0 pedig a legrosszabb csatornaminőséget jelzi. Értékétől függően az UE különböző blokkmérettel továbbít adatokat. Ha a hálózat magas CQI érték kap az UE-től, akkor nagyobb szállítási blokkmérettel továbbít, ellenkező esetben kisebb blokkméretet

alkalmaz. Ez azért fontos, mert ha a hálózat nagy szállítási blokkot küld annak ellenére, hogy az UE alacsony CQI értéket jelez, vagy az UE magas CQI értéket továbbít, még akkor is, ha a tényleges csatornaminőség rossz, az UE valószínűleg nem tudja dekódolni a csomagot. Ezzel arra lehet következtetni, hogy az ellenőrző összeg (Cyclic Redundancy Check, CRC) hibát okoz az UE oldalán, így a hálózatnak újra el kell küldenie azt a blokkot, amely a rádiós felesleges erőforrás kihasználást okozza.

A CRC, egy úgynevezett ciklikus redundancia ellenőrzést foglal magába. Akkor fut hibára, ha az adat sérült. Minden eszközből érkező adat esetén a CRC validálja az információs csomagokat és összehasonlítja a kinyert adatokkal, ezzel is megbizonyosodva a pontosságról. Ha a két összehasonlított adatsomag nem egyezik CRC hibáról beszélünk.

A drive test elvégzéséhez méréstechnikai szoftverrel ellátott végfelhasználói készülékekre és mobil kommunikációs hálózatok frekvenciasávjait vizsgáló szkennel mérőrendszerekre van szükség. A gyakorlatban a gyalogos méréseket egy vállra vehető mérő rendszer kialakítással tudják végezni, míg a járművel (földi vagy légi) végzett vizsgálatok esetén külön mérésvezérlő munkaállomás és benchmarking eszközkészlet szükséges (pl.: NEMO Invex modul). A készülékek csatlakoztatva vannak a modullal, így biztosítva a hibamentes adatátvitelt.

5.2.2.2 UAV BVLOS

Magyarországon az UAV üzemeltetésére vonatkozó jelenlegi szabály kimondja, hogy kizárólag látótávolságon belüli (Visual Line of Sight, VLOS) repülések kivitelezhetők. A szabályozás megköveteli, hogy a pilóták, megfigyelők és a repülésirányítók lássák az aktuális drónt a repülése során (látóhatáron belüli reptetés). A látótávolságon kívüli repülés (Beyond Visual Line of Sight, BVLOS) minden szempontból túlmutat a VLOS definícióján. A BVLOS alkalmazás során az eszköz olyan technológiát használ, amely lehetővé teszi a repülést a pilóták látótávolságán kívül is. Az érintett rendszereknek magas precizitási szabványoknak kell megfelelniük annak biztosítására, hogy a személyzet mindig ellenőrizni tudja a repülő eszköz helyét, észlelni tudja az esetleges akadályokat, és elkerülje a károkozást.

A drónhasználat magasabb szintjének elérése érdekében fontos lesz, hogy a BVLOS általánosabb legyen. Ennek eléréséhez a megfelelő vezeték nélküli kommunikációs kapcsolat biztosítása és megfelelő eszköz validációs folyamatok kialakítására van szükség, a szabályozás változtatásán túl. A drónok üzemeltetőinek megbízható átviteli rendszerekre lesz szükségük a BVLOS repüléshez.

A kameráktól és szenzoroktól a pilóta vezérlőjére és headsetjére érkező adatfolyamoknak folyamatos és interferencia mentes információ áramlást kell biztosítaniuk, hogy kompenzálják a látótávolságon túl működtetett eszközök hátrányait.

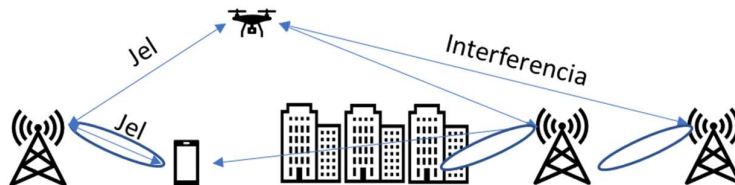
A modern átviteli rendszerek legalább HD videó átvitelt alkalmaznak a drón pontos helyzetére vonatkozó adatok mellett. Az ilyen átviteli rendszerrel rendelkező drónt működtető pilóta hozzáférhet a következőkhöz:

- élő videó,
- telemetriai adatok,
- hely és irány adatok.

A fejlett átviteli rendszerek automatikusan gondoskodnak arról, hogy a legnagyobb teljesítményű és legmegbízhatóbb csatornákon sugározzanak, így a pilótának töretlen rálátása van a repülőgép fedélzeti kameráira és érzékelőire. Az olyan tényezők, mint a pilóta távolsága és az elektromágneses aktivitás a területen befolyásolhatják a jelerősséget, és ezeket figyelembe kell venni.

A jelenleg használt vezérlő rendszerek szabad felhasználású kommunikációs technológiákat használnak, így városi környezetben nehéz interferencia mentes frekvencia tartományokat találni. Ennek következménye, hogy a BVLOS repülés ezeken a frekvencia sávokon nem biztonságos és egyáltalán nem garantálható a folyamatos és stabil átvitel. A legkisebb elektromágneses szempontból befolyásoló tényező jelenléte bármikor megszakíthatja a kapcsolatot a földi és légi kommunikációs modul között.

A BVLOS irányítás egyik lehetséges kommunikációs megoldása a licenszelt celluláris vezeték nélküli hálózatok alkalmazása (4G, 5G stb.). A mobil hálózatokat úgy tervezik, hogy körülbelül 1,5 m magasságban biztosítsák a lefedettséghez szükséges térerősséget és jel/zaj viszonyt. Mind a lefedettség, mind a jel/zaj viszony tervezésénél figyelembe veszik a domborzat, a növényzet és a beépítettség csillapítását, ahogyan azt a 4. fejezetben bebizonyítottam és alkalmaztam is. Az optimális hálózatminőség elérése érdekében a bázisállomás antennákat jellemzően megdöntik, hogy ezzel is korlátozzák egy-egy cella lefedett területét és így az interferenciát is.



46. ábra UAV BVLOS és Drive-test kommunikációs kihívás koncepciója

Egy drón teljesen más hasznos és interferencia jeleket fog venni, amint 10 m – 20 m-nél magasabbra emelkedik. Mind a hasznos jel, mind az interferencia a szabadtéri csillapítás szabályai alapján fog eljutni az eszközig. Várhatóan, annak ellenére, hogy a drón nem az antenna fősugárzási nyálábjának lefedett területén van, a bázisállomás által kisugárzott hasznos jel néhány száz méter magasságig megfelelő lefedettséget biztosít a drón részére, köszönhetően a lefedettség-tervezés, a bázisállomási telepítés és -üzemeltetés bevett gyakorlatának (telepített antenna magasságtól felfelé a melléknyalábok irányát- és teljesítményét nem korlátozzák, tekintve, hogy légtér irányban nincs kapacitás kiszolgálás). Egyúttal az interferencia is növekedni fog, egyrészt a szabadtéri csillapítás miatt, másrészt amiatt, hogy minél magasabbra emelkedik a drón annál több interferáló állomást fog „látni”, ami viszont korlátozza a mobil kommunikációt a magasság növekedtével. Ezt az összetett kommunikációs vázlatot szemlélteti a 46. ábra.

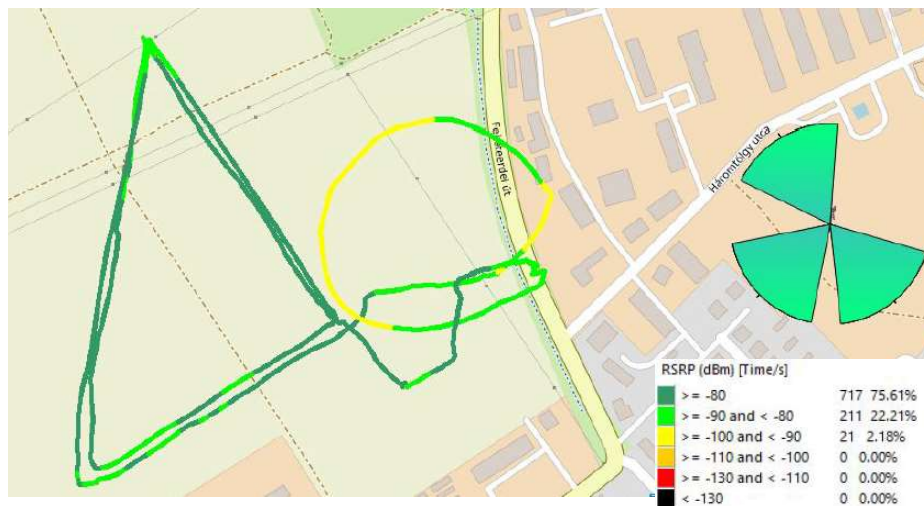
5.2.2.3 UAV-vel végzett 5G Drive-test

Korábban részletezett Drive-test vizsgálatok segítségével meghatároztam a magasabb légrétegek lefedettségi paramétereit. Drónnal végzett Drive-test mérések során egy DJI M600 UAV-re szerelt mérőrendszer segítségével végeztem méréseket. A mobilhálózat tesztelésére szolgáló mérőszoftverrel ellátott Nemo Handy (Samsung Galaxy S21 + 5G) készülék végezte a hálózat és a készülék által generált adatok kiértékelését [105]. A mobil sávok letapogatását végezte, egy Pctel Ibflex típusú műszert alkalmaztam. A szkennert 600 MHz-től 6 GHz-ig végezte a vizsgálatot. A szkennert és a mérőtelefont, egyedi tervezésű 3D nyomtatott rögzítőszerkezet segítségével erősítettem a drón aljához, ahogyan azt a 47. ábra mutatja.



47. ábra UAV alapú Drive-test test-setup egyedi felfogató szerkezettel

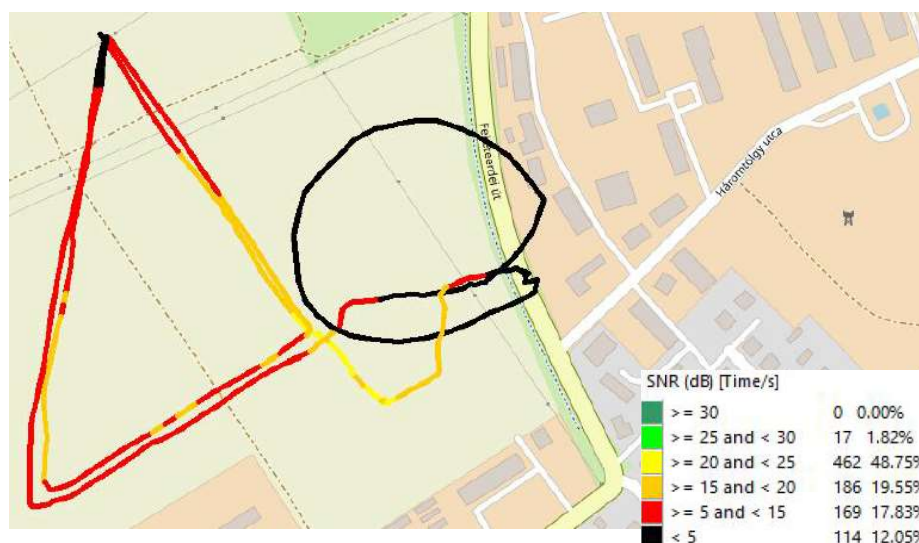
A következőkben egy általam végzett drónos Drive-test mérést mutatok be, amelynek a helyszíne a Széchenyi István Egyetem Mezőgazdaság- és Élelmiszertudományi Kar tangazdasága. A terület megfelelően nagy volt ahhoz, hogy egy vizsgálatot nyugodtan el lehessen végezni, valamint a területhez közel található állomás könnyedén vizsgálható volt. A vizsgálat során több mérési módszert is teszteltem. Az első módszer alapján, a területen kijelölt főbb tájékozódási pontok segítségével határoltam le a mérési területet. A három pont egy háromszög alapú területrészre koncentrált, amely kifejezetten az autonóm mezőgazdasági járművek tervezett útvonalát foglalta magában. A második mérési módszer során egy terület körkörös körbejárásával, 10 méteres magassági eltérésekkel vizsgáltam a hálózatot. A mérések során RSRP, RSRQ és SNR értékeket, a 800 MHz-es frekvenciasávban vizsgáltam, amelyeknek eredményei a 48., 49. és 50. ábrán láthatók.



48. ábra RSRP mérés eredménye [115]



49. ábra RSRQ mérés eredménye [115]



50. ábra SNR mérés eredménye [115]

A mérés eredményeiből jól látható, hogy az RSRP és RSRQ értékeket tekintve a hálózat részéről megfelelő értékeket kapunk a magasabb légrétegek esetén is. Az SNR esetében felfelé haladva folyamatosan csökken az érték és 20-25 méter magasságában tapasztalható, hogy az interferencia magasabb volt és elnyomta a hasznos jelet. A jel-zaj viszony kritikus tényezője a kommunikáció stabilitásának, így jól láthatóan a hálózat nem lenne alkalmas biztonságos BVLOS repülésekhez. A mosonmagyaróvári mérést követően, több Győr közeli cellán is elvégeztem a vizsgálatokat, amelyek során hasonló eredményeket tapasztaltam. Következésképpen a magyarországi mobil hálózat jelenlegi állapotában nem alkalmazható BVLOS repülésekre. Természetesen a légrétegek megfelelő lefedésével ez változtatható és kialakítható egy olyan kommunikációs infrastruktúra, ami biztonságossá teszi a látóhatáron túl végzett, akár autonóm drónműveleteket.

5.2.2.4 Következtetés

Annak érdekében, hogy megállapítsuk, hogy milyen magasságig és milyen elektromágnesesen terhelt környezetben lehet egy drónt használni, a mobil hálózat minőségét jellemző paramétereket érdemes meghatározni és figyelembe venni egy tervezés során, legyen az repülési terv meghatározása, vagy magának a légtérnek a lefedés tervezése drónos felhasználásin esetek kiszolgálására.

Amennyiben figyelembe vesszük a létrehozott EMC/EMI dekompozíciós eljárás egymásraépülését és az egyes lépcsőfokok egymásnak történő megfeleltetését, egymást követő validációját, úgy egy vezeték nélküli hálózati predikció (egy modell hangolt empirikus hullámterjedési modellel, és repülés optimalizálási drive-test végrehajtásával) jelentős idő

megtakarítást és egyúttal megbízható lefedettségi tervet eredményez. Jelen felhasználási eset példáján keresztül nyilvánvalóvá vált, hogy a felhasználási esethez szükséges légtér teljes magyarországi lefedettségének pontos meghatározása (kizárólag mérés-technikai módszerrel) hatalmas feladat. A méréshez sűrűn kellene mintavételezni, és nem csak egy vonalas útvonal mentén, mint egy drive teszt esetén, hanem térben is. Ezért érdemes az EMC/EMI dekompozíciós modell lépcsőfokokat, mint egy folyamatábra esetén végigkövetni a helyes módszer meghatározásához és a lépcsőfokok által „jelzett” korrekciós és/vagy kiegészítő eljárások alapján prediktálni a hálózati lefedettség tervezést 10 m, 20 m, 30 m, 50 m, 100 m, 120 m magasságokban. Ezek után a különböző magasságokban és eltérő felhasználói kapacitású környezetben végzett mérési eredmények gyors összehasonlítását követően optimalizálhatóvá válik, hogy a különböző drón felhasználásoknál milyen magasságoknál tudják még a földi mobil hálózatok biztosítani a megfelelő hálózat minőséget.

5.3 Elektromágneses impulzus hatása a lézer-célpont kölcsönhatási kísérletben

Egy olyan, látszólag kevésbé az értekezés témaköréhez illő felhasználási esetet vizsgáltam, amely várhatóan alkalmas arra, hogy magát a teljes EMC/EMI dekompozíciós eljárást validálja. Egy tématerülethez kevésbé kapcsolódó, kvázi független témakör során vizsgáltam, hogy a felállított lépcsőfokok, a numerikus predikció és kísérleti mérés egymásnak történő megfeleltetése, valamint a prediktált eredményhez illeszthető kísérleti fejlesztés és az azzal végzett kísérleti mérés egymáshoz korreláló eredményt ad vissza és ténylegesen megfelelteti a dekompozíciós eljárást. Hozzá kell tennem, hogy a választott elektromágneses impulzus kibocsátási kísérlet bár látszólag független és kevésbé illeszkedik a disszertációm témaköréhez, azonban egyre több figyelmet szükséges szentelni a kutatási területnek az elektronikus eszközök mindennapi használata során, hiszen jelentősen befolyásolhatja azok megbízhatóságát és működését, amennyiben kellően nagy teljesítménysűrűségű impulzus éri az eszközt. Ily módon máris egy EMC/EMI immunitási kérdéskörrel szembesülünk, ezért ebben a fejezetben egy egyedi fejlesztett vizsgáló antenna és kísérleti eljárás során mutatom meg a dekompozíciós eljárás validálásával párhuzamosan, hogy jelentős hatása lehet egy nagy intenzitású EMP (Electromagnetic Pulse, elektromágneses impulzus) impulzusnak az eszközök működésére.

Amikor egy nagy intenzitású lézerimpulzus kölcsönhatásba lép egy céltárggyal, a céltárgyból röntgen- és gammasugárzással együtt nagy mennyiségű töltés is kilöködik [89, 90]. Ezeket a mechanizmusokat erős elektromágneses impulzus kibocsátás kíséri, amelynek frekvenciakomponensei MHz-től több száz GHz-ig terjednek. [89, 90, 91]

Az EMP keletkezése a céltárgy töltésegyenlőtlenségével függ össze, amely a lézer kölcsönhatási tartományának közelében visszatérő áramot, valamint a céltárgy-tartó rendszerben a földpotenciál felé áramló semlegesítő áramot hajt. A kisülés ideje 10 ns nagyságrendű, és jóval nagyobb, mint a lézerimpulzus időtartama, így egyértelműen jelentős zavarforrás mind sugárzott, mind vezetett formában. [92-95]

A keletkező EMP a kölcsönhatási kamrában sugárzik, amely első közelítésben rezonáns üregként működik, és a kamra geometriai és fizikai jellemzőitől függő elektromos és mágneses mezőeloszlás kvázi-stacionárius mintázatát hozza létre. Az üvegablakok és a kamra falához csatlakozó kábelek miatt az elektromágneses jel terjedhet a célkamrában egyfajta csatolt vezetett zavarként, és zavarhatja az aktív diagnosztikai és elektronikus eszközöket a kölcsönhatási kamrán kívül is, ami megghiúsítja a kísérletek megfelelő végrehajtását, ezért a nagy intenzitású és nagy ismétlési frekvenciájú lézerrel működő nagy lézerberendezések kialakításakor predikciós módszerrel fel kell készülni az ilyen jellegű problémákra. Az általam felállított EMC/EMI dekompozíciós eljárás ezért megfelelő eszköz lehet ennek a problémának a kiküszöbölésére, így jelen felhasználási eset során vizsgálok a predikciós és kísérleti mérési eredmények közötti összefüggést és egyúttal az elektronikus berendezésekre, mint céltárgyra vonatkozó EMC/EMI zavartatást is, hogy a felhasználási esettől függően meghatározható legyen, milyen technikát célszerű alkalmazni az elektronikus eszközök védelmére (árnyékolás, a kölcsönhatási kamrában és azon kívül elhelyezett eszközök jobb tervezése vagy a megfelelő földelés kialakítása). [94]

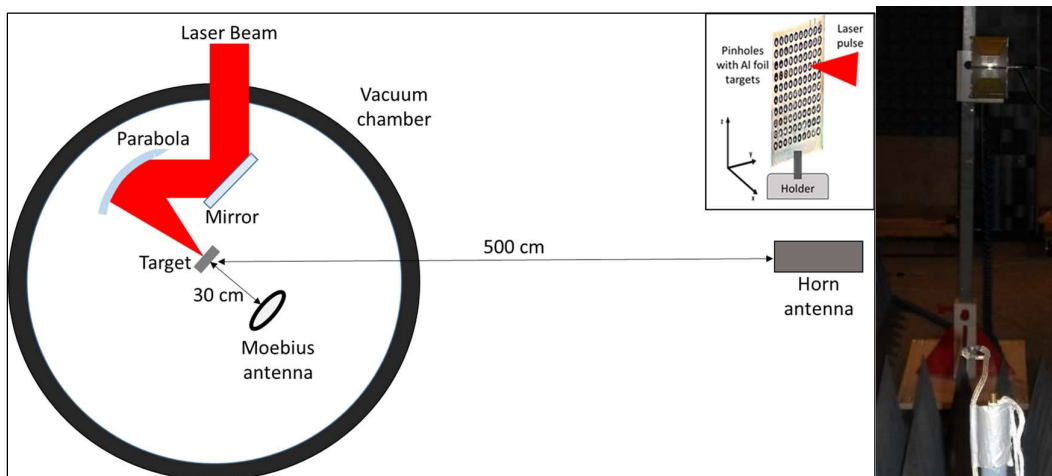
5.3.1 Mérési összeállítás

A felhasználási eset során a vizsgálatot 200 TW Vega 2 lézerimpulzus mellett végeztem, amelynek időtartama 30 fs impulzushossz (full width at half maximum, FWHM), energiája legfeljebb 5 J, fókuszpontja pedig 6 μm FWHM. A felhasznált céltárgyak 10 μm -es Al-fóliák voltak, amelyeket túlyukmátrixba rendezve a céltárgytartóra rögzítettem és egy 3D motoros állvány segítségével igazítottam ki.

A kölcsönhatási kamra 0,6 m magas, 1,2 m átmérőjű acélból készült henger. Az 51. ábrán a kísérleti elrendezés sémája látható, amely a Horn-antenna és a Moebius-hurokantenna helyzetét

mutatja a kölcsönhatási kamrában. A 0,5 GHz és 7,5 GHz közötti működési frekvenciájú, kalibrált Horn-antennát a kölcsönhatási kamrán kívül, a céltól 5 m-re helyeztem, míg a céltól 30 cm távolságra lévő, a kölcsönhatási kamrában lévő egyedi fejlesztésű Mobius-szondát lövésről lövésre történő referenciaként használtam fel. Az egyedi szondát, a teljes jelutat (kábelezés, csatlakozók), a kísérleti kamra abszorpciós paraméterei a győri egyetem teljesen reflexiómentesített mérőkamrájában (FAC) kalibráltam a mérési pontatlanságok kiküszöbölésére és egyúttal a mérési bizonytalanság csökkentésére

Az eredmények reprodukálhatóságára 6 egymást követő felvétel átlagolt spektrumát vizsgáltam. Annak érdekében, hogy a céltárgy sajátmódusait az így rögzített spektrummal összefüggésbe hozzuk, a FAC-ban RF méréseket végeztem a céltárgyartartón. A frekvenciamódok meghatározásához sugárzott módon áramot injektáltam/gerjesztettem a céltárgyban és megmértem a jel visszaverődését. Végül a szimulációval prediktált EMP emissziós spektrumokat összevettem a FAC-ban végzett kísérleti mérés során kapott abszorpciós spektrumokkal (58. ábra).

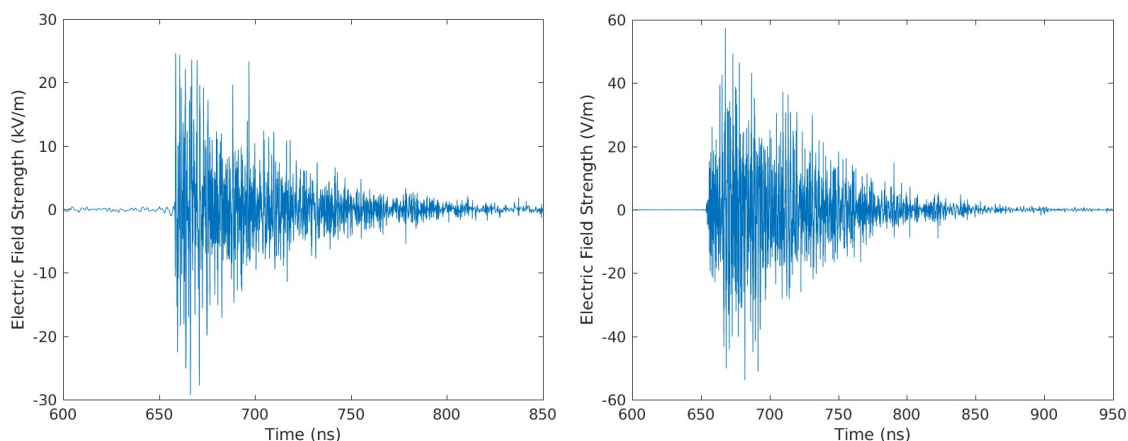


51. ábra A kísérlet elrendezése

A kísérleti eredmények jobb megértéséhez a későbbiekben bemutatott FEM szimulációs eredményei szolgálnak eszközként [99].

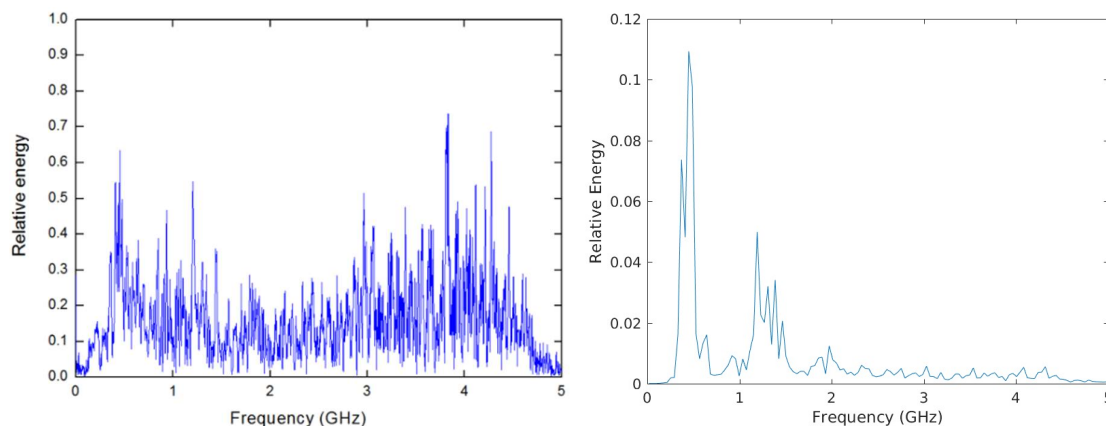
5.3.2 Eredmények

Az 52. ábrán a vákuumkamrán belüli és kívüli tipikus jel összehasonlítása látható; mindkét esetben a jel időtartama kb. 200 ns, de amíg a kölcsönhatási kamrán belül a feszültség csúcsról csúcsra terjedő amplitúdója kb. 50 kV/m, a kölcsönhatási kamrán kívül három nagyságrenddel kisebb kb. 110 V/m.



52. ábra A vákuumkamrában (bal) és a vákuumkamrán kívül (jobb) észlelt tipikus EMP jel. [101]

A célkamra belsejében az 53. ábrán látható módon 500 MHz-nél, 1,3 GHz-nél és 3 GHz felett erősebb csúcsokkal rendelkező spektrumot kapunk. A vákuumkamrán kívül észlelt EMP-jel spektruma jellemzően két fő csúcsot mutat 0,5 GHz-nél és 1,3 GHz-nél.



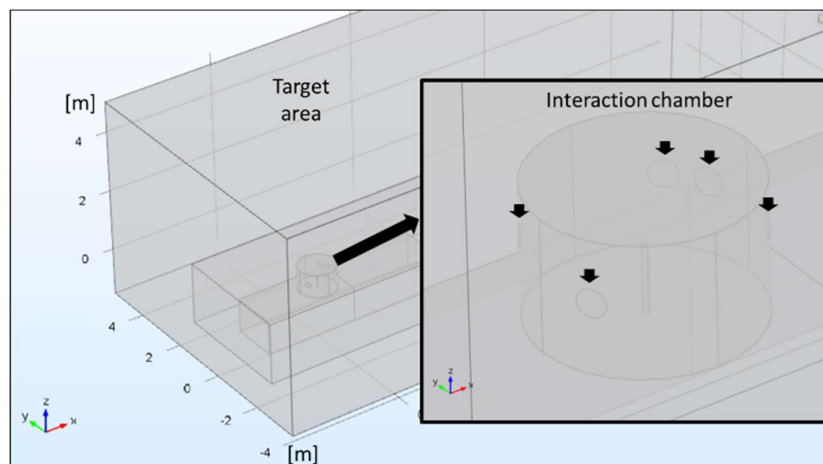
53. ábra A jel spektruma a kölcsönhatási kamrában (bal) és azon kívül (jobb). [101]

A 2 GHz-ig terjedő frekvenciák körülbelül egy nagyságrenddel gyengülnek, míg a magasabb frekvenciákon már nincs jel a kölcsönhatási kamrán kívül.

5.3.2.1 A vákuumkamra kibocsátásának modellezése a célterületre

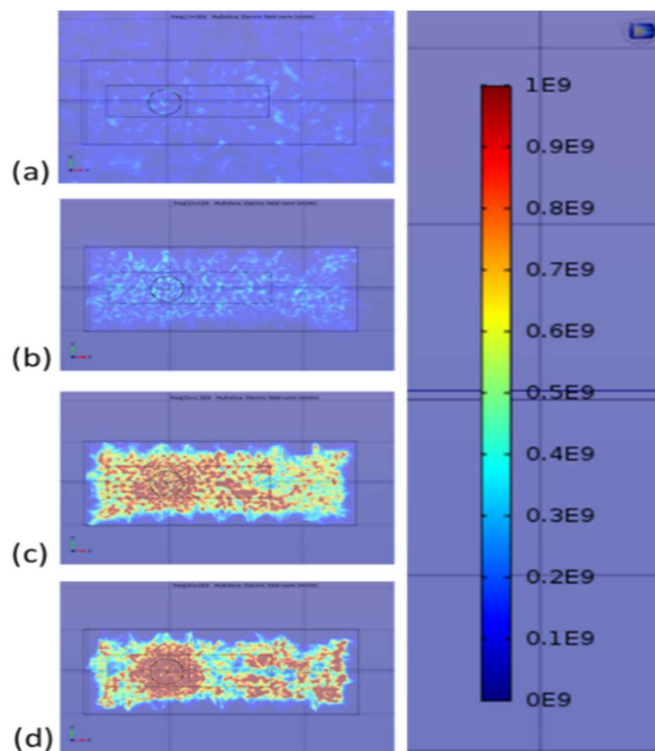
A célterületre történő EMP-kibocsátás vizsgálatához végelem-módszerrel (FEM) szimulációkat végeztem. A céltárgy-tartó rendszert sugárzó antennaként modelleztem, és az üveglakokat ugyanolyan pozíciókban állítottam be, mint a kísérletben (54. ábra). A legnagyobb használt nyílás átmérője 16 cm. A kölcsönhatási kamráról feltételeztem, hogy tökéletes henger alakú, 0,6 m magas és 1,2 m átmérőjű. A céltárgy-tartó rendszert egy hengeres acélrúddal egyszerűsítettem. Az első szimulációt 0,5 GHz és 2 GHz közötti frekvenciára számítottam ki. A kölcsönhatási kamrán belüli EMP-kibocsátást úgy szimuláltam, hogy egy

csomóponti portot helyeztem a céltárgy tetejére [99]. A választott háló egy fizikai kontrollált háló volt, amely a figyelembe vett frekvenciáktól függött.



54. ábra A FEM-szimulációban használt célterület és kölcsönhatási kamra geometriája. A fekete nyilakkal az ívegablakok vannak jelölve. [103]

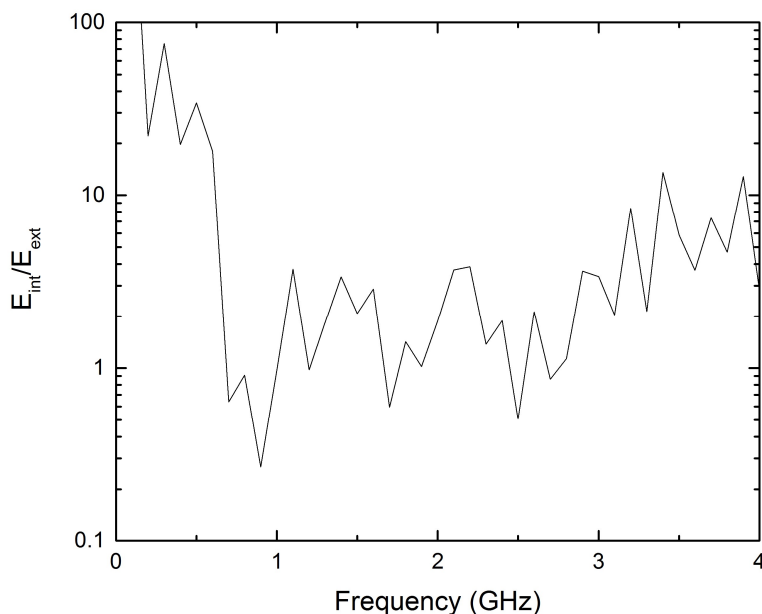
Arra számítottok, hogy a kis nyílások levágnák a célkamra belsejében megjelenő jel összes legalacsonyabb frekvenciáját. A szimuláció az 55. ábrán látható módon tetszőleges mértékegységben adja meg az elektromos términtázat eloszlását a célterületen belül.



55. ábra Elektromos términtázat eloszlása a célterületen belül. A bal oldalon látható a hengeres céltárgykamra. Az elektromos mező sávjai (jobb oldalon) tetszőleges egységekben vannak kifejezve. Az (a)-(d) képek 0,5 GHz és 2 GHz közötti frekvenciákra vonatkoznak, 0,5 GHz-es lépéssel. [103]

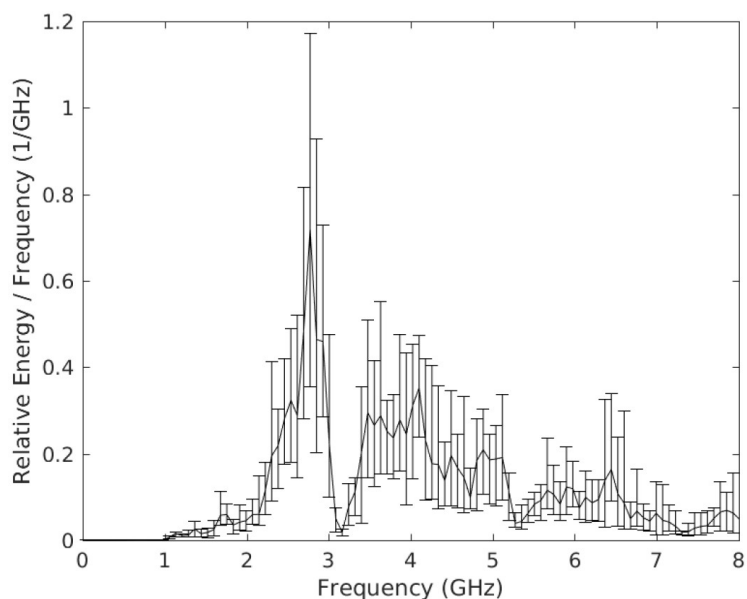
Az 55. ábra eredményei alapján jól látható, hogy a céltárgy-tartó rendszer által generált 0,5 GHz-es frekvenciacsúcs az előrejelzésnek megfelelően a kölcsönhatási kamrán kívül nulla, az 1 GHz és 2 GHz közötti frekvenciákon pedig még jelen vannak. A céltárgykamra felüláteresztő szűrőként működik, amelynek határfrekvenciája 1 GHz körül van, és az 500 MHz-es jelet levágja. Egyszerű megérteni, hogy a Horn-antenna által érzékelt és az 53. ábra jobb oldalán látható kísérleti alacsony frekvenciacsúcsok a vákuumkamrán kívül nem a nyitott nyílások (üveglablakok) által keltett EMP, hanem a másodlagos EMP-forrást jelentő kábelek és csatlakozók indukciója miatt következnek be.

Egy második kalkulációt is végeztem 4 GHz-ig terjedő frekvenciákra, de ezúttal csak a célkamra körüli korlátozott teret vettem figyelembe. A belső és a külső elektromos tér aránya (56. ábra) ismét azt mutatja, hogy alacsony frekvenciákon a jel erősen csillapodik, de visszaigazolja az 53. ábra jobb oldalán kapott kísérleti eredményeket is, amelyeken látható, hogy a magas frekvenciájú komponensek is csillapodnak. Ez a csillapítás nem a kamra elválasztási viselkedésével függ össze, hanem az ablakok üvegyanyagának köszönhető, amelynek abszorpciós jellemzői a frekvencia növekedésével nőnek: a csillapítás valójában 2 GHz felett jelentősen megnő.

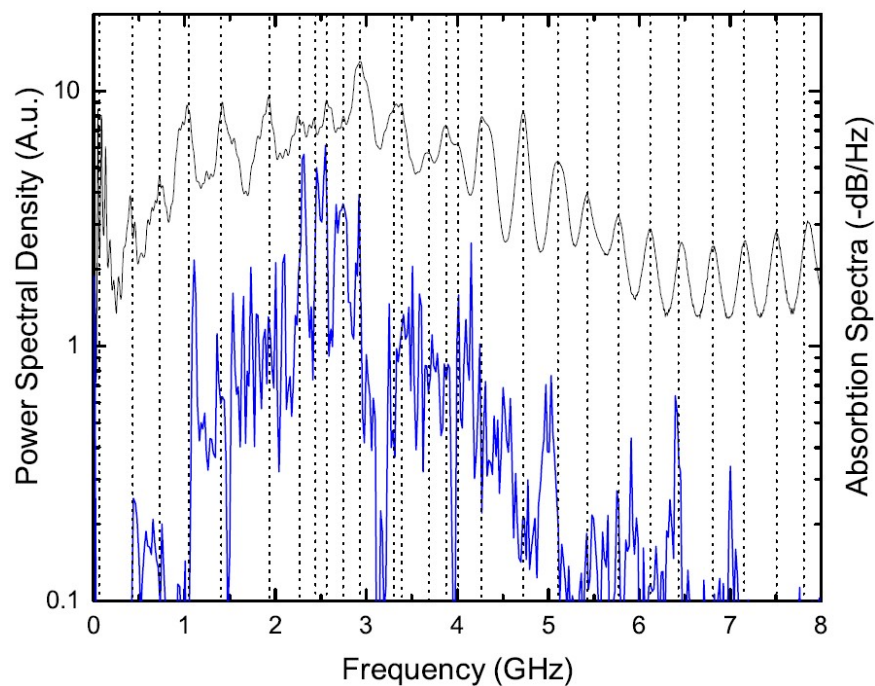


56. ábra A teljesítményspektrum aránya a kölcsönhatási kamrán belül és kívül [106]

5.3.2.2 Összehasonlítás eredménye



57. ábra 6 felvételen átlagolt EMP-spektrumok. A hibaszávok a maximális és minimális mért értékeknek felelnek meg. [106]



58. ábra (fekete vonal) A céltárgy prediktált elnyelési spektruma. (kék vonal) A lézercélpont felett elhelyezett szondával mért kísérletileg kapott frekvencia spektrum. [106]]

A prediktált EMP emissziós spektrumokat (58. ábra fekete görbéje) és a FAC-ban kísérleti mérés során kapott abszorpciós spektrumokat összehasonlítva megállapítható, hogy a predikció és a kísérlet mérés között nagyon jó az összhang. Mindkét esetben egy központi csúcs

figyelhető meg 2,5 GHz körül. A 2,5 GHz $\lambda = 12$ cm hullámhossznak felel meg, ami pontosan megfelel a céltárgy hosszának. Következésképpen a prediktált és kísérleti méréssel meghatározott emissziós spektrumok megfeleltethetők egymásnak.

5.3.3 Következtetés

Ebben a felhasználási esetben a célterületen belül egy Horn-antenna segítségével mértem az EMP szintjét, és összehasonlítottam a kölcsönhatási kamrában elhelyezett egyedi Moebius-antennával kapott eredményekkel, majd összevettem az így kapott emissziós spektrumot a prediktált spektrummal.

A kölcsönhatási kamrán belüli EMP generálására és a célterületen való későbbi terjedésére elvégzett szimuláció azt mutatja, hogy a kísérlet során a célterületen belül álló alacsony frekvenciájú EMP-jelek nem közvetlenül az antenna sugárzásával hozhatók kapcsolatba, hanem elsősorban a kábelek és csatlakozók indukciója révén kerülnek a vákuumkamrán kívülre (a vákuumkamra valójában egy felüláteresztő szűrő). A 2 GHz feletti frekvenciák az üveglakok abszorpciója miatt amúgy is elnyelődnek, ahogyan az az eredményekből is látszott.

Az EMP befolyásolja a kábelek, csatlakozók és eszközök zajos háttérét, így az elektronikus berendezések működésében vezetett zavart okozhat, ami egy klasszikus EMC/EMI problémakör. A berendezések sérülékenységének (EM szempontból) kockázati szintje nagyon magas, amikor nagy lézimpulzus-energiákkal vagy nagy ismétlési frekvenciájú rezsimekkel foglalkozunk, hiszen egyszerre okozhat zavartatást sugárzottan és vezetett módon számukra.

Megfelelést találtam a prediktált kalkuláció és a kísérleti mérés között. A szimulációs modell és a kísérleti vizsgálati eredmények kvázi azonos eredményt adnak, amely visszaigazolja az EMC/EMI dekompozíciós eljárás lépcsőfokait egy az értékezés tématerületétől kvázi független felhasználási eset során és egyúttal validáltam az elektronikus eszközökre gyakorolt sugárzott és vezetett hatását a nagy energiájú lézer nyalábok által keltett EMP hatásnak. Ennek következtében jelen felhasználási esetben is levonható a kutatási tevékenységem fókuszára vonatkozó következtetés, amely szerint az elméleti kalkuláció, a prediktált szimulációs módszer és a kísérleti- és/vagy gyakorlati valós mérés között egyértelmű a megfeleltethetőség, amennyiben a dekompozíciós lépcsőfokok során validáljuk az egyes részmodszerek eredményeit.

Ez egyértelműen megnyitja az utat a céltárgy és céltárgytartó prediktív tervezése előtt és egyúttal kellő figyelmet fordít az EMP jelenség okozta EMC/EMI hatás kiküszöbölésére.

5.4 Eredmények összegzése

Az előfutár UAV rendszer felhasználási eset kidolgozása esetén is jól látható a járművek közötti kommunikációs és autonóm jármű vezérléshez szükséges kommunikációs hálózatok stabilitása és interferencia mentes alkalmazása. Ez elmondható a BVLOS alkalmazások esetén is, hiszen a pilóta látóhatárán túl vezérelve vagy az eszköz teljesen autonóm módon képes a repülési irány tartására és az ad-hoc jellegű manőverezésre. A biztonságos vezeték nélküli kommunikációs csatornák kiépítésével a másodperc tört része alatt is magabiztosan tudnak gépek automatizáltan egymással beszélgetni emberi beavatkozás nélkül is. Az elvárt stabilitáshoz azonban a hálózat üzemeltetőire komoly feladat hárul, hiszen folyamatos ellenőrzést és karbantartást igényelnek ezek a rendszerek. A hálózat ellenőrzésével nem csak a föld közeli, de a magasabb légréteged vizsgálatára is szükség van. Ehhez kialakított mérési eljárás bebizonyította, hogy a jelenleg üzemeltetés alatt álló cellák a földfelszint célozzák meg, amely nem alkalmas UAV alkalmazásokhoz szükséges stabil kapcsolat kiépítésére. A légréteg vizsgálatokat érdemes elvégezni nagyvárosi, városi és vidéki környezetben, mivel ezeken a területeken a mobil bázisállomások sűrűsége jelentősen eltér és változhat a drónok mobil kommunikációs környezete is.

A nagy intenzitású lézer-célpont kölcsönhatási kísérletek során a nagy teljesítményű elektromágneses impulzus (EMP) megzavarhatja a mérések megfelelő elvégzését. Az EMP hatása nemcsak a vákuumkamrában, hanem a céltárgy területén (Target Area, TA) is jelen van, és veszélyeztetheti az összes detektor és elektronikus eszköz használatát. A nagy intenzitású lézer-célpont kölcsönhatási kísérletek során a vákuumkamrán kívüli elektromágneses impulzusokat jellemeztem. A céltárgy területén a mikrohullámú jelek amplitúdója és spektruma jól megkülönböztethető a kölcsönhatási kamrában lévő jelektől, amint azt a kísérleti eredmények is mutatják. Emellett az eredmények jobb értelmezéséhez numerikus módszerek használhatók eszközként, mivel azok egyértelműen megfeleltethetők a kísérleti mérési eredményekkel.

Az EMC/EMI dekompozíciós modell technológiai implementálása során vizsgáltam a jelen kor kulcsfontosságú technológiák egyes felhasználási esetein keresztül, hogy a modellben meghatározott lépcsőfokokkal, azok folyamat ellenőrzésével, és a meghatározott esetleges korrekciós értékek alkalmazásával miként gyorsíthatóak a vezeték nélküli összeköttetések és használandó végfelhasználói eszközök (legyen az egy hétköznapi okostelefon, reptetendő drón vagy autonóm jármű) működtetésének biztonsága. Az egyes felhasználási esetekben

alkalmazott predikciók (elméleti kalkulációk, szimulációk), kísérleti mérés technika és a valós környezetben végzett gyakorlati alkalmazási vizsgálatok során kapott eredmények összevetése, egyúttal az EMC/EMI dekompozíciós modell lépcsőfokainak végigkövetése minden esetben bizonyította, hogy a létrehozott dekompozíciós módszer helyes, így a megbízhatóság és stabilitás csökkenése nélkül jelentősen gyorsítható a vezeték nélküli összeköttetések vagy a végfelhasználói berendezések üzemeltetésének vagy magának az eszköznek a tervezése, miközben az EMC/EMI hatás maximálisan kiegyensúlyozott és kezelt.

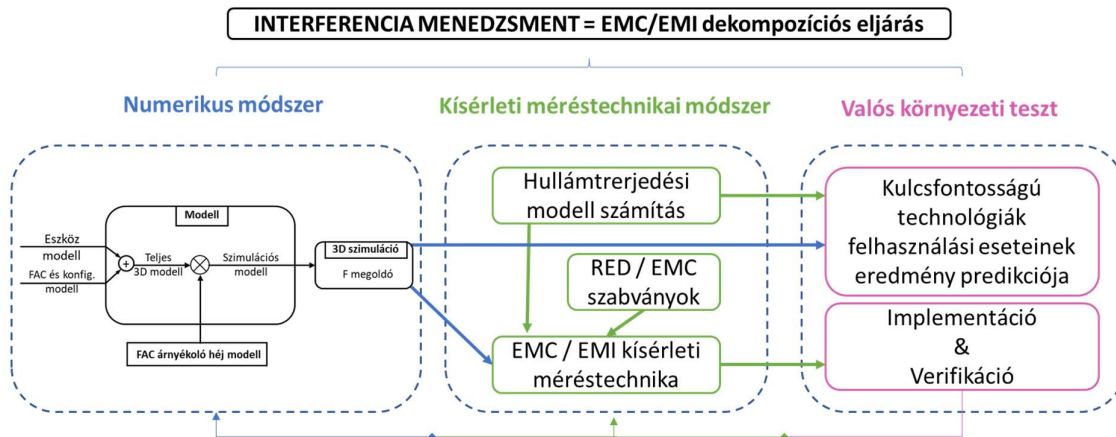
3. Tézis

Az EMC/EMI dekompozíciós modell technológiai implementálása során vizsgáltam a jelen kor kulcsfontosságú technológiák egyes felhasználási esetein keresztül, hogy a dekompozíciós modellben meghatározott lépcsőfokokkal, azok folyamat ellenőrzésével miként gyorsíthatók a vezeték nélküli összeköttetések és az alkalmazott végfelhasználói eszközök működtetés biztonsága. Az egyes felhasználási esetekben alkalmazott predikciók (elméleti kalkulációk, szimulációk), kísérleti mérés technika és a valós környezetben végzett gyakorlati alkalmazási vizsgálatok során kapott eredmények összevetése, egyúttal az EMC/EMI dekompozíciós modell lépcsőfokainak végigkövetése minden esetben bizonyította, hogy a létrehozott dekompozíciós módszer helyes, így a megbízhatóság és stabilitás csökkenése nélkül jelentősen gyorsítható a vezeték nélküli összeköttetések vagy a végfelhasználói berendezések üzemeltetésének vagy magának az eszköznek a tervezése, miközben az EMC/EMI hatás maximálisan kiegyensúlyozott és kezelt.

- (a) Megállapítottam, hogy a felhasználási esetek sikeres végrehajtása miatt a hullámtejedési modell, a szimuláció, a kísérleti és a tapasztalati mérés technikai eredmények közelíthetőek és egymásnak megfeleltethetőek. A létrehozott dekompozíciós EMC/EMI protokoll- és interferencia elimináló módszer egyértelműen alkalmazható az ipari, piaci gyakorlat során, akár folyamatában, akár predikciós eljárásként a technológiai felhasználási esetek megvalósíthatóságának ellenőrzésére és visszaigazolására interferencia terhelt közeget feltételezve, amely különösen fontos szerepet kap a technológia intenzív vezeték nélküli távközlési rendszerek eszköz és felhasználó számának mennyiség növekedését tekintve.

(b) Javaslatot tettem a vezeték nélküli kommunikációs technológiát használó rendszerek interferencia elimináció és EMC/EMI problémakörének feloldására. A tapasztalati és alkalmazási esetek visszaigazolták a javasolt EMC/EMI dekompozíciós eljárás megfelelőségét, amely alapján kijelenthető, hogy kidolgoztam egy, a vezeték nélküli kommunikációs technológiát használó rendszerek interferencia elimináció és EMC/EMI problémakörének feloldására szolgáló dekompozíciós eljárást.

Az eljárás blokkvázlata az 59. ábra szerinti.



59. ábra Általam felállított lépcsőzetes EMC/EMI dekompozíciós protokoll az interferencia elimináció eléréséhez

A tézishez kapcsolódó publikációk: [106, 109, 111, 114, 115]

6 Új tudományos eredmények összefoglalása és kitekintés

6.1 1. Tézis

Az elektromágneses interferenciával terhelt környezetben a felhasználók jelentős volume növekedése új megfontolás szerinti EMC/EMI-analízist tesz szükségessé. Az eljárás hatékonyságának növelésére felállítottam egy EMC/EMI dekompozíciós protokollt. Bizonyítottam, hogy a numerikus eljárások hatékony módszert jelentenek az EMC/EMI interferenciaproblémák vizsgálatára a teljesen reflexiómentesített mérőtér szimulációs modellalkotásán keresztül, amely eredményeket az akkreditált mérés technikai környezettel való összehasonlítással validáltam.

- (a) Az egyszerűsített wavelet alapú megközelítés kellően pontos eredményt nyújt egy teljesen reflexiómentesített mérőtér mérési bizonytalanságának becslésére, így az alkalmas a teljesen reflexiómentesített mérőtérben végzett kísérleti mérések predikciós kiváltására.
- (b) Az árnyékolási hatékonyság vizsgálati módszerrel összevetett numerikus számítási eljárás és a kísérleti mérés technikai eljárás az EMC/EMI analízis során egymáshoz korreláló eredményt adnak egy 2 m-nél nem nagyobb lineáris méretű árnyékolt felület esetén. Az egymásnak megfelelő eredmények igazolják a dekompozíciós EMC/EMI elemző protokoll első két lépésének párhuzamosíthatóságát és/vagy egymás kiváltásának lehetőségét a rendelkezésre álló erőforrás hatékony felhasználására és ezáltal az interferencia elimináció predikciós tervezésének alkalmazására és annak gyorsítására.
- (c) A szimulációs eredményeket kísérleti mérésekkel ellenőriztem és azt tapasztaltam, hogy a dekompozíciós protokoll alkalmazható a numerikus eljárás és kísérleti mérés közelítésére. Az eredmények egymásnak történő megfeleltetése visszaigazolást nyert és reális alternatívát jelent ez EMC/EMI elemzési gyakorlatban.

6.2 2. Tézis

Bebizonyítottam, hogy a gyakorlati mérési és az elméleti kalkulált adatok korrelációjának meghatározásával létrehozható egy korrekciós állandó, amely alkalmas a prediktív hullámterjedési modellek hiányosságainak kiküszöbölésére, a modellek hangolására. Megállapítottam, hogy az így hangolt empirikus hullámterjedési modellek eredményesen használhatók valós körülmények közötti felhasználási esetek előzetes tervezésére, prediktálására. Ennek eredményeként az EMC/EMI dekompozíciós eljárást kibővítettem egy hullámterjedési számítási eljárással, amelyet a korrekciós tényezők felhasználásával kísérleti és gyakorlati mérés technikai módszerrel validáltam az alábbiak szerint:

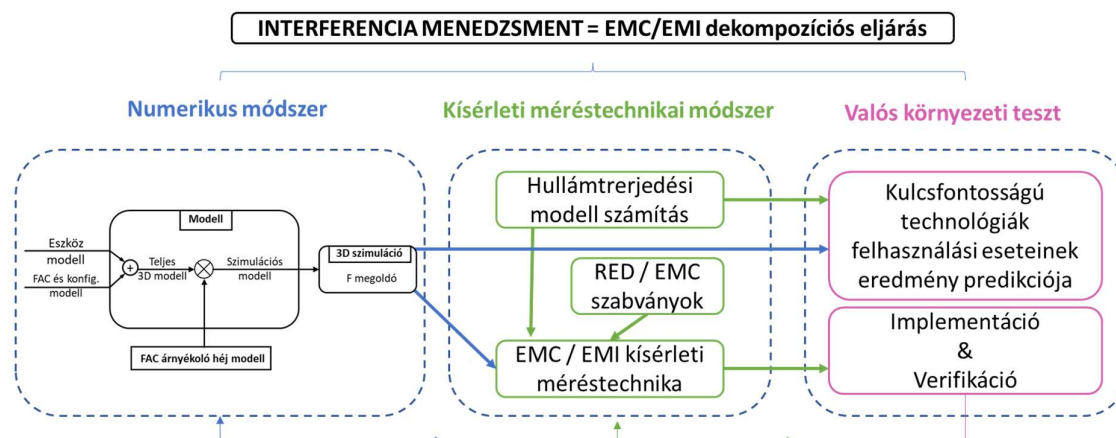
- (a) Igazoltam, hogy az így kapott dekompozíciós protokoll használatával tervezett vezeték nélküli kommunikációs technológiát alkalmazó hálózat esetén csökkenthető az EMI hatás és fokozható az interferencia elimináció hatékonysága.
- (b) Kísérleti és gyakorlati mérés technikai módszerekkel ellenőrző méréseket végeztem a szimulációs modellel számított értékek és a mérési eredmények különbségének eliminálására. A mért és számított értékek különbségének szórás értékével képeztem egy $K_7L_{diff} = 7 [dB]$ mértékű korrekciós fading tartalékot az empirikus hullámterjedési modellek optimalizálására és a modellek minőségének javítására, amellyel a fading jelenségek okozta jelszint ingadozás és interferenciás viszony feloldható.

6.3 3. Tézis

Az EMC/EMI dekompozíciós modell technológiai implementálása során vizsgáltam a jelen kor kulcsfontosságú technológiák egyes felhasználási esetein keresztül, hogy a dekompozíciós modellben meghatározott lépcsőfokokkal, azok folyamat ellenőrzésével miként gyorsíthatók a vezeték nélküli összeköttetések és az alkalmazott végfelhasználói eszközök működtetés biztonsága. Az egyes felhasználási esetekben alkalmazott predikciók (elméleti kalkulációk, szimulációk), kísérleti mérés technika és a valós környezetben végzett gyakorlati alkalmazási vizsgálatok során kapott eredmények összevetése, egyúttal az EMC/EMI dekompozíciós modell lépcsőfokainak végigkövetése minden esetben bizonyította, hogy a létrehozott dekompozíciós módszer helyes, így a megbízhatóság és stabilitás csökkenése nélkül jelentősen gyorsítható a vezeték nélküli összeköttetések vagy a végfelhasználói berendezések üzemeltetésének vagy magának az eszköznek a tervezése, miközben az EMC/EMI hatás maximálisan kiegyensúlyozott és kezelt.

- (a) Megállapítottam, hogy a felhasználási esetek sikeres végrehajtása miatt a hullámtejedési modell, a szimuláció, a kísérleti és a tapasztalati mérés technikai eredmények közelíthetőek és egymásnak megfeleltethetőek. A létrehozott dekompozíciós EMC/EMI protokoll- és interferencia elimináló módszer egyértelműen alkalmazható az ipari, piaci gyakorlat során, akár folyamatában, akár predikciós eljárásként a technológiai felhasználási esetek megvalósíthatóságának ellenőrzésére és visszaigazolására interferencia terhelt közeget feltételezve, amely különösen fontos szerepet kap a technológia intenzív vezeték nélküli távközlési rendszerek eszköz és felhasználó számának mennyiség növekedését tekintve.
- (b) Javaslatot tettem a vezeték nélküli kommunikációs technológiát használó rendszerek interferencia elimináció és EMC/EMI problémakörének feloldására. A tapasztalati és alkalmazási esetek visszaigazolták a javasolt EMC/EMI dekompozíciós eljárás megfelelőségét, amely alapján kijelenthető, hogy kidolgoztam egy, a vezeték nélküli kommunikációs technológiát használó rendszerek interferencia elimináció és EMC/EMI problémakörének feloldására szolgáló dekompozíciós eljárást.

Az eljárás blokkvázlata a 60. ábra szerinti.



60. ábra Általán felállított lépcsőzetes EMC/EMI dekompozíciós protokoll az interferencia elimináció eléréséhez

6.4 Kitekintés

A disszertációban leírt alkalmazott kutatások az önálló eredményeken túl egyben új alkalmazott- és alapkutatási irányokat nyitottak meg, ahol a komplex vezeték nélküli kommunikációs rendszereknél jelentkező EMC/EMI problémakör hatékony megoldására alkalmazható hullámterjedési- és numerikus modell fejlesztése a cél. A tárgyalt szimulációs környezet jó alapot biztosít ezekhez a kísérletekhez, az akkreditált kísérleti környezet és a valós modellek pedig a szimulációban jelentkező korlátok feloldására kiválóan alkalmasak.

7 Irodalomjegyzék

- [1] C. R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. New York: John Wiley & sons, Inc., 1992.
- [2] R. Azaro, S. Caorsi, M. Donelli, and G. L. Gragnani, "A circuital approach to evaluating the electromagnetic field on rectangular apertures backed by rectangular cavities," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-50, no. 10, pp. 2259–2266, Oct. 2002.
- [3] H. H. Park and H. J. Eom, "Electromagnetic penetration into a rectangular cavity with multiple rectangular apertures in a conducting plane,," *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, vol. 42, pp. 303–312, Aug. 2000.
- [4] J. M. Jin and J. L. Volakis, "A finite element boundary integral formulation for scattering by three-dimensional cavity-backed apertures,," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 39, pp. 97–104, Jan. 1991.
- [5] S. Tanabe, N. Nagano, T. Itoh, Y. Murata, and S. Mizukawa, "3D-FEM analysis for shielding effects of a metallic enclosure with apertures," in *Intenation IEEE Symp. EMC'96*, Santa Clara, CA, USA, Aug.19-23, 1996, pp. 375–380.
- [6] W. P. C. Jr., L. Pinchon, and A. Razek, "Analysis of the coupling of an incident wave with a wire inside a cavity using an fem in frequency and time domains,," *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, vol. EMC-44, no. 3, pp. 470–475, Aug. 2002.
- [7] S. Benhassine, L. Pinchon, and W. Tabbara, "An efficient finite-element timedomain method for the analysis of the coupling between wave and shielded enclosure,," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 38, no. 2, pp. 709–712, Mar. 2002.
- [8] D. M. Hockanson, J. L. Drewniak, T. H. Hubing, and T. P. VanDoren, "Application of the finite-difference time-domain method to radiation from shielded enclosures,," in *Proc. IEEE International Symp. EMC'96*, vol. 1, New York, NY, Aug.22-26, 1994, pp. 375–380.
- [9] G. Cerri, R. D. Leo, V. M. Primiani, and M. Righetti, "Field penetration into metallic enclosures through slots excited by esd,," *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, vol. 36, no. 2, pp. 110–116, May 1994.
- [10] K. P. Ma, J. L. Drewniak, T. H. Hubing, and T. P. V. Doren, "A comparison of an fdtd thin slot algorithm and method of moments for modeling slots near corners,," in *IEEE International Symposium on EMC*, Santa Clara, CA, USA, Aug.19-23, 1996, pp. 386–390.
- [11] D. Yau and M. V. Shuley, "Numerical analysis of an aperture coupled rectangular dielectric resonator antenna using a surface formulation and the method of moments,," *IEE Proceedings on Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 146, no. 2, pp. 105–110, Apr. 1999.
- [12] Baker, A.E., R.M. Sitzia, I. Preston, A. Puzo, and A. Pons. "Characterisation Of Electromagnetic Anechoic Chamber By Finite Element Method". *IEEE Transactions on Magnetics* 32, no. 3 (1996): 1513-1516.
- [13] Chung, Boon-Kuan, Chin Hui Teh, and Hean-Teik Chuah. "Modeling of Anechoic Chamber Using a Beam-Tracing Technique". *Progress In Electromagnetics Research* 49 (2004): 23-38.

- [14] Kawabata, Masato, Yasuhiro Ishida, Kazuo Shimada, and Nobuo Kuwabara. "FDTD Method for Site Attenuation Analysis of Compact Anechoic Chamber Using Large-Cell Concept". *Electrical Engineering in Japan* 162, no. 4 (2007): 9-16.
- [15] Prez, Ignacio Monterde, Luis Nuo, Fernando Daniel Quesada Pereira, and Juan V. Balbastre Tejedor. "Low-Frequency Model for Rectangular Semi-Anechoic Chambers". *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 48, no. 4 (2006): 725-733.
- [16] Nuño, L., J. V. Balbastre, and F. D. Quesada. "A Highly Efficient and Accurate Procedure for Semi-Anechoic Chamber Analysis Using Circuitual Techniques". *Microwave and Optical Technology Letters* 37, no. 4 (2003): 263-265.
- [17] Sasaki, Toru, Yosuke Watanabe, and Masamitsu Tokuda. "NSA Calculation of Anechoic Chamber Using Method of Moment". *PIERS Online* 2, no. 2 (2006): 200-205.
- [18] Pan, G. (2003). *Wavelets in electromagnetics and device modeling*. Hoboken, N.J.: Wiley-Interscience.
- [19] J. Pipek, Sz. Nagy, „An Economic Prediction of Refinement Coefficients in Wavelet-Based Adaptive Methods for Electron Structure Calculations”, *J. Comput. Chem.*, Vol. 34, p. 460-465, (2013).
- [20] Sz. Nagy, J. Pipek, „An economic prediction of the finer resolution level wavelet coefficients in electronic structure calculations”, *Phys. Chem. Chem. Phys.*, Vol. 17, pp. 31558-31565 (2015)
- [21] B Szióvá, Sz. Nagy, J. Pipek, „Optimization of the prediction of second refined, wavelet coefficients in electron structure calculation”, *Open Phys*, vol. 14, no 1, pp. 643-650, (2017).
- [22] Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). IEEE standard method for measuring the effectiveness of electromagnetic shielding enclosures. In *IEEE Std 299–2006 (Revision of IEEE Std 299–1997)*; IEEE: New York, NY, USA, 2007; pp. 1–52.
- [23] Robinson, M.P.; Benson, T.M.; Christopoulos, C.; Dawson, J.F.; Ganley, M.D.; Marvin, A.C.; Porter, S.J.; Thomas, D.W.P. Analytical formulation for the shielding effectiveness of enclosures with apertures. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 1998, 40, 240–248.
- [24] Liu, E.; Du, P.-A.; Nie, B. An extended analytical formulation for fast prediction of shielding effectiveness of an enclosure at different observation points with an off-axis aperture. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 2013, 56, 589–598.
- [25] Araneo, R.; Lovat, G.; Celozzi, S. Compact electromagnetic absorbers for frequencies below 1 GHz. *Prog. Electromagn. Res.* 2013, 143, 67–86.
- [26] Olyslager, F.; Laermans, E.; De Zutter, D.; Criel, S.; De Smedt, R.; Lietaert, N.; De Clercq, A. Numerical and experimental study of the shielding effectiveness of a metallic enclosure. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 1999, 41, 202–213.
- [27] Lozano-Guerrero, A.J.; Diaz-Morcillo, A.; Balbastre-Tejedor, J.V. Resonance suppression in enclosures with a metallic-lossy dielectric layer by means of genetic algorithms. In *Proceedings of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC 2007)*, Honolulu, HI, USA, 9–13 July 2007; pp. 1–5.
- [28] Li, M.; Nuebel, J.; Drewniak, J.L.; DuBroff, R.E.; Hubing, T.H.; Van Doren, T.P. EMI from cavity modes of shielding enclosures-FDTD modeling and measurements. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 2000, 42, 29–38.

- [29] Kubik, Z.; Skala, J. Influence of the cavity resonance on shielding effectiveness of perforated shielding boxes. In Proceedings of the 8th International Conference on Compatibility and Power Electronics (CPE), Ljubljana, Slovenia, 5–7 June 2013; pp. 260–263.
- [30] Kubik, Z.; Karban, P.; Pánek, D.; Skála, J. On the shielding effectiveness calculation. *Computing* 2013, 95, 111–121.
- [31] Hromadka, M.; Kubik, Z. Suggestion for changes in shielding effectiveness measuring standard. In Proceedings of the 4th International Youth Conference on Energy (IYCE), Siófok, Hungary, 6–8 June 2013; pp. 1–4.
- [32] Celozzi, S. New figures of merit for the characterization of the performance of shielding enclosures. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 2004, 46. [CrossRef]
- [33] Tesche, F.M.; Ianoz, M.V.; Karlsson, T. *EMC Analysis Methods and Computational Models*; John Wiley & Sons Inc.: New York, NY, USA, 1992; ISBN: 0-471-15573-X.
- [34] Chatterton, P.A.; Houlden, M.A. *EMC Electromagnetic Theory to Practical Design*; John Wiley & Sons Ltd.: Chichester, UK, 1992; ISBN: 0-471-92878-X.
- [35] Holloway, C.L.; Ladburry, J.; Coder, J.; Koepke, G.; Hill, D.A. Measuring shielding effectiveness of small enclosures/cavities with a reverberation chamber. In Proceedings of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Honolulu, HI, USA, 9–13 July 2007; pp. 1–5.
- [36] Greco, S.; Sarto, M.S. Hybrid mode-stirring technique for shielding effectiveness measurement of enclosures using reverberation chambers. In Proceedings of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Honolulu, HI, USA, 9–13 July 2007; pp. 1–6.
- [37] Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). IEEE recommended practice for measurement of shielding effectiveness of high-performance shielding enclosures. In *IEEE Std 299–1969*; IEEE: New York, NY, USA, 1969.
- [38] United States Military Standard MIL-STD-285. Method of Attenuation Measurements for Enclosures, Electromagnetic Shielding, for Electronic Test Purposes; U.S. Government Printing Office: Washington, DC, USA, 1956.
- [39] Butler, J. Shielding effectiveness—why don't we have a consensus industry standard? In Proceedings of the Professional Program Proceedings Electronics Industries Forum of New England, 1997, Boston, MA, USA, 6–8 May 1997; pp. 29–35.
- [40] IEEE. IEEE standard definitions of terms for radio wave propagation. In *IEEE Std 211–1997*; IEEE: New York, NY, USA, 1998.
- [41] European Commission, „Directive 2014/30/EU of The European Parliament and of the Council of 26 February 2014 on the harmonisation of the laws of the Member States relating to electromagnetic compatibility”, *Official Journal of the European Union*, 2014
- [42] European Commission „The Blue Guide on the implementation of EU products rules 2016”, *Official Journal of the European Union*, 2016
- [43] European Commission, „Directive 2014/53/EU of The European Parliament and of the Council of 16 April 2014 on the harmonisation of the laws of the Member States relating to the making available on the market of radio equipment and repealing Directive 1999/5/EC”, *Official Journal of the European Union*, 2014

- [44] European Telecommunications Standards Institute, „ETSI EN 301 908-1 V15.1.1 – IMT cellular networks; Harmonised Standard for Access to radio spectrum; Part 1: Introduction and common requirements Release 15”, 2021
- [45] N. Sabri, M. S. S. Fouad, S. A. F. AL-Dhief and A. Raheemah, "Investigation of Empirical Wave Propagation Models in Precision Agriculture", MATEC Web of Conferences, vol. 150, p. 6020, 2018.
- [46] The Earth and coordinates URL
https://esripress.esri.com/storage/esripress/images/315/mapuse_ch1.pdf, Letöltés dátuma: 2020.11.19
- [47] John, S., “Introduction to RF propagation”, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005
- [48] T. Geok et al., "A Comprehensive Review of Efficient Ray-Tracing Techniques for Wireless Communication", International Journal on Communications Antenna and Propagation (IRECAP), vol. 8, no. 2, p. 123, 2018
- [49] P. Zhang, B. Yang, C. Yi, H. Wang and X. You, "Measurement-Based 5G Millimeter-Wave Propagation Characterization in Vegetated Suburban Macrocell Environments," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 68, no. 7, pp. 5556-5567, July 2020
- [50] H. Tataria, K. Haneda, A. Molisch, M. Shafi and F. Tufvesson, "Standardization of Propagation Models for Terrestrial Cellular Systems: A Historical Perspective", International Journal of Wireless Information Networks, vol. 28, no. 1, pp. 20-44, 2020.
- [51] Zia N., Muhammad i., “Pathloss Determination Using Okumura-Hata Model and Cubic Regression for Missing Data for Oman Preciiding of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists”, Vol 2, 2010
- [52] N. Suleyman, "Comparision of field measurement data with propagation models, and modification of COST 231-Hata and Cost 231-Walfisch-Ikegami propagation models for UMTS2100 mobile network in Ashgabat, Koshi", Digitalization and Industry 4.0: Economic and Societal Development, pp. 105-118, 2020. Available: 10.1007/978-3-658-27110-7_6 [Accessed 14 April 2022].
- [53] A. Bjelopera, E. Dumić and M. Kajinić, "Simulation of Radio Wave Propagation Models on 800 MHz and 1.8 GHz in the City of Dubrovnik," 2018 2nd European Conference on Electrical Engineering and Computer Science (EECS), 2018, pp. 510-515
- [54] O.C. Nosiri, "Performance Analysis Of Millimeter-Wave Pathloss Propagation Models For 5G Network In An Indoor Environment " International Journal of Engineering Science Invention (IJESI), Vol. 09(01), 2020, PP0 32-38
- [55] "The new IEEE standard dictionary of electrical and electronic terms" Fifth edition, IEEE Piscataway, NJ USA 1993.
- [56] EN 50147-2 (1996): "Anechoic Chambers - Part 2: Alternative test site suitability with respect to site attenuation".
- [57] CISPR 16-1: "Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus".

- [58] ETSI TR 102 273-1-1: "ElectroMagnetic Compatibility and Radio Spectrum Matters (ERM); Improvement on Radiated Methods of Measurement (using test site) and evaluation of the corresponding measurement uncertainties Part 1: Uncertainties in the measurement of mobile radio equipment characteristics; Sub-part 1: Introduction".
- [59] F. M. Tesche, M. V. Ianoz, and T. Karlsson, *EMC Analysis Methods and Computational Models*, John Wiley & Sons., 1997.
- [60] Digital Dividend - Insights for spectrum decisions, ITU, August 2012.
- [61] HR Karimi, M Fenton, G Lapierre, E Fournier, European harmonized technical conditions and band plans for broadband wireless access in the 790-862 MHz digital dividend spectrum, - IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum (2010 DySPAN), Singapore, 6-9 April 2010. DOI: 10.1109/DYSPAN.2010.5457848
- [62] D Setiawan, D Gunawan, D Sirat, Interference analysis of guard band and geographical separation between DVB-T and E-UTRA in digital dividend UHF band, IEEE- International Conference on Instrumentation, Communications, Information Technology, and Biomedical Engineering (ICICI-BME), Bandung, 23-25 November 2009. DOI: 10.1109/ICICI-BME.2009.5417258
- [63] W Wang, B Wang, Z Lv, W Huang, Y Zhang, Analysis of interference from digital Terrestrial Television Broadcast to LTE TDD in Digital Dividend spectrum, 2nd IEEE International Conference on Network Infrastructure and Digital Content, Beijing, 24-26 September 2010. DOI: 10.1109/ICNIDC.2010.5657872
- [64] J Ribadeneira-Ramírez, G Martínez, D Gómez-Barquero ; N Cardona, Interference analysis between digital terrestrial television (DTT) and 4G LTE mobile networks in the digital dividend bands, IEEE Transactions on Broadcasting, Vol.: 62, pp. 24-34, 2016. DOI: 10.1109/TBC.2015.2492465
- [65] B Modlic, G Sisul, M Cvitkovic, Digital dividend—Opportunities for new mobile services, International Symposium ELMAR '09, Zadar, 28-30 Sept. 2009.
- [66] RPC Wolters, Characteristics of upstream channel noise in CATV-networks, IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 42, pp. 328 – 332 (1996).
- [67] Y Hayashi, Y Kayano, T. Mizuki, H. Sone, H Inoue, Contact Conditions in Connectors that Cause Common Mode Radiation, IEICE Transactions on Electronics, Vol. E94, pp. 1369-1374 (2011).
- [68] J. Putz: Future challenges in CATV broadcasting (A jövő kihívásai a kábeltelevíziózásban, in Hungarian), Infocommunications Journal, vol. LX. pp 9-14, (2005).
- [69] EN 50093-2 Cable Networks of Television Signals, Audio Signals and Interactive Services, (MSZ EN 50093-2, Televíziójelek, hangjelek és interaktív szolgáltatások kábelhálózatai, MSZT, 2012).
- [70] EN 61000-4-3 Electromagnetic Compatibility (EMC), (MSZ EN 61000-4-3 Elektromágneses összeférhetőség (EMC), MSZT, 2006)
- [71] Luke, S.: „Essentials of Metaheuristics”, Lulu, 2013. Elérhető a következő címen: <http://cs.gmu.edu/~sean/book/metaheuristics/>
- [72] Robbins, H.; Monro, S.: „A Stochastic Approximation Method” (PDF). *Annals of Mathematical Statistics*, vol. 22, pp. 400–407, 1951. doi:10.1214/aoms/1177729586.
- [73] Barricelli, N.A.: „Esempi Numerici di Processi di Evoluzione”, *Methodos*, pp. 45–68, 1954.

- [74] Rastrigin, L. A.: „The Convergence of the Random Search Method in the Extremal Control of a Many Parameter System”, *Automation and Remote Control*. vol. 24, pp. 1337–1342, 1963.
- [75] Matyas, J.: „Random Optimization”, *Automation and Remote Control*, vol. 26, pp. 246–253, 1965.
- [76] Ibrahim, D.: „An Overview of Soft Computing”, *Procedia Computer Science*, vol. 102, pp. 34–38, 2016.
- [77] Falcone, R., Lima, C., Martinelli, Enzo.: „Soft Computing Techniques in Structural and Earthquake Engineering: a Literature Review”, *Engineering Structures*, vol. 207, 2020.
- [78] Sgambi, L.: „Artificial Intelligence: Historical Development and Applications in Civil Engineering Field”, *Proceeding of the Fourth International Conference on Bridge Maintenance, Safety, Management, Health Monitoring and Informatics*, pp. 866–873, 2008.
- [79] Almeida, P., Soares de Oliveira, L., Jr, A., Jr, E., and Koerich, A. (2015). Pklot - a robust dataset for parking lot classification. *Expert Systems with Applications*, 42. doi:10.1016/j.eswa.2015.02.009.
- [80] Arbanas, B., Ivanovic, A., Car, M., Orsag, M., Petrovic, T., and Bogdan, S. (2018). Decentralized planning and control for uav—ugv cooperative teams. *Auton. Robots*, 42(8), 1601^a1618.
- [81] Bauer, P., Hiba, A., and Zarandy, A. (2019). Comparison of Mono Camera-based Static Obstacle Position Estimation Methods for Automotive Application. In *2019 27th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED)*, 386–391. doi:10.1109/MED.2019.8798518.
- [82] Donoughe, K., Whitestone, J., and Gabler, H.C. (2012). Analysis of firetruck crashes and associated firefighter injuries in the united states. *Annals of advances in automotive medicine*. Association for the Advancement of Automotive Medicine. Annual Scientific Conference, 56, 69–76. URL <https://pubmed.ncbi.nlm.nih.gov/23169118>.
- [83] Dosovitskiy, A., Ros, G., Codevilla, F., Lopez, A., and Koltun, V. (2017). CARLA: An open urban driving simulator. In *Proceedings of the 1st Annual Conference on Robot Learning*, 1–16.
- [84] Guillaume J. J. Ducard, M.D.H. (2011). Discussion and practical aspects on control allocation for a multi-rotor helicopter. *1st International Conference on UAVs in Geomatics*.
- [85] Mostafa Moussid, Adrija Bagchi, H.M. (2015). Dynamic modeling and control of a hexarotor using linear and nonlinear methods. *International Journal of Applied Information Systems (IJ AIS)*.
- [86] Shokry, H. and Hinchey, M. (2009). Model-based verification of embedded software. *Computer*, 42(4), 53–59. doi:10.1109/MC.2009.125.
- [87] Wojke, N., Bewley, A., and Paulus, D. (2017). Simple online and realtime tracking with a deep association metric. In *2017 IEEE International Conference on Image Processing (ICIP)*, 3645–3649. IEEE. doi: 10.1109/ICIP.2017.8296962.
- [88] Nagy., M., Bauer., P., Hiba., A., G’ati., A., Drot’ar., I., Lattes., B., and Kisari., A. (2021). The Forerunner UAV Concept for the Increased Safety of First Responders. In *Proceedings of the 7th International Conference on Vehicle Technology and Intelligent Transport Systems - VEHITS*, 362–369. INSTICC, SciTePress. doi: 10.5220/0010408203620369.
- [89] Mead et al. Electromagnetic pulse generation within a petawatt laser target chamber *Rev Scientific instr.* 75, 4225-4227 (2004)
- [90] De Marco, M. et al. Electromagnetic pulse (EMP) radiation by laser interaction with a solid H2 ribbon. *Physics of Plasmas* 24, 083103 (2017)

- [91] Poyé, A. et al. Physics of giant electromagnetic pulse generation in short-pulse laser experiments. Phys. Rev. E Stat Nonlinear, soft Matter Physics 91, 043106 (2015)
- [92] Dubois, J.-L. et al. Target charging in short-pulse-laser-plasma experiments. Phys. Rev. E 89 (2014). DOI 10.1103/PhysRevE.89.013102.
- [93] Poyé, A. et al. Dynamic model of target charging by short laser pulse interactions. Phys. Rev. E 92, 043107 (2015)
- [94] Brown, C. G. et al. Assessment and mitigation of electromagnetic pulse (emp) impacts at short-pulse laser facilities. J.Physics Conf. Ser 244 (2010)
- [95] M. De Marco et al Measuring of electromagnetic pulses generated during interactions of high power lasers with solid targets JINST 11 C06004 (2016)
- [96] De Marco, M. et al. Basic features of electromagnetic pulse generated in a laser-target chamber at 3-tw laser facility
- [97] Consoli, F. et al. Time-resolved absolute measurements by electro-optic effect of giant electromagnetic pulses due to laser-plasma interaction in nanosecond regime. Sci Report 6 (2016)
- [98] M. De Marco et al. Electromagnetic pulses produced by expanding laser-produced Au plasma Nukleonika 60 239-243 (2015)
- [99] ITU-R propagation prediction methods for interference and sharing studies; Handbook; ITU; Elérhető a következő címen: https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/hdb/R-HDB-58-2012-OAS-PDF-E.pdf
- [100] Calculation of free-space attenuation; Recommendation ITU-R P.525-3; (09/2016); Elérhető a következő címen: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.525-3-201611-S!!PDF-E.pdf
- [101] QGIS szoftver: <https://www.qgis.org/en/site/>
- [102] RanPlan szoftver: <https://www.ranplanwireless.com/gb/>
- [103] UNREL4-Carla szoftver környezet: https://carla.readthedocs.io/en/stable/carla_design/
- [104] Jetson Xavier NX datasheet; Elérhető a következő címen: <https://www.nvidia.com/en-us/autonomous-machines/embedded-systems/jetson-xavier-nx/>
- [105] Nemo Handy datasheet; Elérhető a következő címen: <https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-05575/brochures/5992-2050.pdf>

7.1 Saját publikációk jegyzéke

- [106] Nelissen Kwinten; Liszi Mate; De Marco Massimo; Ospina Valeria; Drotar Istvan; Gatti Giancarlo; Kamperidis Christos; Volpe Luca; Characterisation and Modelling of Ultrashort Laser-Driven Electromagnetic Pulses SCIENTIFIC REPORTS (2045-2322): 10 1 Paper 3108. 8 p. (2020)
- [107] Istvan Drotar; Balázs Lukács; Peter Prukner; Empiric electromagnetic wave propagation models in the 3.5 GHz frequency band In: 12th IEEE International Conference on Cognitive Infocommunications (CogInfoCom 2021), Online kiadás: IEEE, pp 115-118 (2021)
- [108] De Marco Massimo; Volpe Luca; Gatti Giancarlo; Liszi Mate; Drotar Istvan; Kamperidis Christos; Nelissen Kwinten; Propagation of Laser-Driven Electromagnetic Pulses in Laser Target Areas; 2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE pp 802-806 (2019)
- [109] Nagy M; Bauer P; Hiba A; Gáti A; Drotár I; Lattes B; Kisari Á; The Forerunner UAV Concept for the Increased Safety of First Responders; Proceedings of the 7th International Conference on Vehicle Technology and Intelligent Transport Systems; SciTePress, pp 362-369 (2021)
- [110] Drotar Istvan; Lukacs Balazs; Kuczmann Miklós; LoRaWAN Network Performance Test; ACTA TECHNICA JAURINENSIS (1789-6932 2064-5228): 13 4 pp 268-280 (2020)
- [111] Kwinten Nelissen; Mate Liszi; Massimo De Marco; Valeria Ospina; Istvan Drotar; Giancarlo Gatti; Christos Kamperidis; Luca Volpe; Characterisation and Modelling of Ultrashort Laser-Driven Electromagnetic Pulses; Konferencia-előadás; Szegedi Egyetem (2019)
- [112] Drotár István; Liszi Máté; Nagy Szilvia; Prukner Péter; On Wavelet Based Modeling of EMC Test Chambers : Economic Prediction of the Refined Expansion Coefficients. ICEST 2017 - LII. INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE ON INFORMATION, COMMUNICATION AND ENERGY SYSTEMS AND TECHNOLOGIES : Proceedings of Papers; Publishing House, Technical University of Sofia, pp 105-108 (2017)
- [113] Drotár István; Liszi Máté; Nagy Szilvia; Prukner Péter; Measurement of the Shielding Effectiveness of Passive Cable Television Elements; ICEST 2017 - LII. INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE ON INFORMATION, COMMUNICATION AND ENERGY SYSTEMS AND TECHNOLOGIES : Proceedings of Papers; Publishing House, Technical University of Sofia, pp 101-105 (2017)
- [114] Antal Hiba, Peter Bauer*, Mihaly Nagy, Erno; Simonyi, Adam Kisari, Gergely István Kuna, István Drotár; Software-in-the-loop simulation of the forerunner UAV system; Conference: 11th IFAC Symposium on Intelligent Autonomous Vehicles. (2022)
- [115] Olivér Takács; Tamás Kovács; István Drotár and György Wersényi; Technical Feasibility and Design Challenges of Unmanned Aerial Vehicle based Drive Testing on Cellular Networks; Proceedings of the 1st IEEE Int. Conference of Internet of Digital Reality

8 Ábrajegyzék

1. ábra	Az általam felállított EMC/EMI dekompozíciós protokoll fő elemei az interferencia-elimináció eléréséhez	4
2. ábra	Az SE modell általános leírása.....	10
3. ábra	Gömbkoordináták [56].....	16
4. ábra	Dipólusokkal végzett hitelesítési eljárás elrendezése FAC-ban [56].....	17
5. ábra	A berendezések elrendezése a hitelesítési vizsgálatokhoz [57].....	17
6. ábra	Ranplan tervező SW 3D hullámterjedési predikciója [101].....	20
7. ábra	A_{mu} és a G_{area} értékek [51].....	23
8. ábra	Többutas hullámterjedési csatorna.....	29
9. ábra	Gömb koordináta rendszer [56]	30
10. ábra	Szabadtéri csillapítás értéke a frekvencia függvényében	31
11. ábra	A 4. módus sajátfüggvényei, az első előrejelzés és a második előrejelzés együtthatói láthatók $m=2$ és $m=4$ felbontási szinteken. [112]	35
12. ábra	Wavelet-expanziós sajátfüggvények növekvő felbontási szintek esetén az alaplómódus állóhullám ($N=0$) és a négycsomópontos módus ($N=4$) esetén. [112].....	36
13. ábra	A sajátfüggvények közelítése $N=0$ és $N=4$ csomópontokkal, $m=2$ és $m=4$ felbontási szinteken. [112]	37
14. ábra	A 13. ábra függvényeinek különbsége a megjósolt wavelet-koefficiensekkel és a sajátfüggvényekkel $N=0$ és $N=4$ csomópontokkal, $m=2$ és $m=4$ felbontási szinteken. [112].....	38
15. ábra	Az árnyékoló burkolati modell méretei milliméterben; a FEM-modell területe.....	40
16. ábra	SE kísérleti mérés a FAC-ban	40
17. ábra	GSE szimulációs eredménye a 3D FEM modellből, összehasonlítva az SE elméleti számításával egy kör alakú nyílás esetében.....	41
18. ábra	A mért SE és a 3D modell szimulált GSE eredményeinek összehasonlítása.....	42
19. ábra	A mért SE, a 3D modell szimulált és teoretikus GSE eredményeinek összehasonlítása	42
20. ábra	Mérési elrendezés a kábelek árnyékolás hatékonyságának méréséhez [70]	46
21. ábra	Két különböző szolgáltató RG6 kábelének árnyékolási hatékonysága. [113]	47
22. ábra	Multitap SE. [113].....	48
23. ábra	Osztó SE. [113]	48
24. ábra	Lépcsőzetes EMC/EMI dekompozíciós protokoll első két lépése az interferencia elimináció eléréséhez a kutatási tevékenységem eredményei alapján.....	50
25. ábra	868 MHz-es bázisállomások pozíciója Győrben	54
26. ábra	A 868 MHz-es sávban gyűjtött adatok Győrben	54
27. ábra	Városi környezetben mért és szimulált eredmények	55
28. ábra	Külvárosi környezetben mért és számított értékek	56
29. ábra	Vidéki környezetben mért és számított értékek	56
30. ábra	Drive-test test-setup.....	57

31. ábra	5G bázisállomások elhelyezkedése és Drive test útvonal.....	58
32. ábra	Városi környezetben mért és számított értékek	58
33. ábra	Lépcsőzetes EMC/EMI dekompozíciós protokoll első két lépése az interferencia elimináció eléréséhez a kutatási tevékenységem eredményei alapján.....	61
34. ábra	Forerunner UAV felhasználási eset hardveres rendszere és kritikus kommunikációs csatornái	64
35. ábra	SIL szimulátor beállítása [114]	65
36. ábra	A hexakopter modell blokkdiagramja [114].....	66
37. ábra	Az EGV pályájának követése [114]	66
38. ábra	Az X test sebességének követése az M600-zal a kocsii sebességével együtt [114]	67
39. ábra	Referencia és valós távolság az EGV-től [114]	68
40. ábra	Budapest belvárosában jelen lévő Wi-Fi AP-k, mint EMI terhelt környezet [109].....	70
41. ábra	Nemo analyzerrel rögzített drive-test adatok [115]	72
42. ábra	Autós Drive-test mérési összeállítás	72
43. ábra	LTE cella mérés eredménye [115].....	73
44. ábra	RSRP mérés idő-teljesítményérték [115]	74
45. ábra	PC és SC1 adatfolyam SNR mérés adatai [115].....	75
46. ábra	UAV BVLOS és Drive-test kommunikációs kihívás koncepciója	77
47. ábra	UAV alapú Drive-test test-setup egyedi felfogató szerkezettel	78
48. ábra	RSRP mérés eredménye [115].....	79
49. ábra	RSRQ mérés eredménye [115].....	79
50. ábra	SNR mérés eredménye [115].....	80
51. ábra	A kísérlet elrendezése	83
52. ábra	A vákuumkamrában és a vákuumkamrán kívül észlelt tipikus EMP jel. [101]	84
53. ábra	A jel spektruma a kölcsönhatási kamrában és azon kívül. [101].....	84
54. ábra	A FEM-szimulációban használt célterület és kölcsönhatási kamra geometriája. [103].....	85
55. ábra	Elektromos térmező eloszlása a célterületen belül. [103].....	85
56. ábra	A teljesítményspektrum aránya a kölcsönhatási kamrán belül és kívül [106].....	86
57. ábra	6 felvételen átlagolt EMP-spektrumok. [106]	87
58. ábra	Összehasonlítás: A céltárgy prediktált elnyelési spektruma. A lézercélpont felett elhelyezett szondával mért kísérletileg kapott frekvencia spektrum. [106].....	87
59. ábra	Lépcsőzetes EMC/EMI dekompozíciós protokoll az interferencia elimináció eléréséhez.....	91
60. ábra	Lépcsőzetes EMC/EMI dekompozíciós protokoll az interferencia elimináció eléréséhez.....	95

9 Táblázat jegyzék

1. táblázat	„a” paraméter alapértelmezett értékei Ericsson 9999 modell esetén [54]	25
2. táblázat	Városi környezetben kalkulált átlagos eltérés és szórás értékek [dB]-ben kifejezve az egyes hullámterjedési modellek alkalmazásától függően	55
3. táblázat	Külvárosi környezetben kalkulált átlagos eltérés és szórás értékek [dB]-ben kifejezve az egyes hullámterjedési modellek alkalmazásától függően	56
4. táblázat	Vidéki környezetben kalkulált átlagos eltérés és szórás értékek [dB]-ben kifejezve az egyes hullámterjedési modellek alkalmazásától függően	57
5. táblázat	3,5 GHz tartományon, városi környezetben kalkulált átlagos eltérés és szórás értékek [dB]-ben kifejezve az egyes hullámterjedési modellek alkalmazásától függően	59
6. táblázat	IEEE 802.11ac szabvány elméleti maximális adatátviteli sebességei eltérő konfigurációk esetén..	69