

M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék



5G mobilhálózatok beltéri milliméteres hullámterjedési környezetének mérése és modellezése

Makara Árpád László

Konzulens: Dr. Csurgai-Horváth László

2020

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés	5
1.1. 5G rendszerkövetelmények	5
1.2. A vizsgált frekvenciatartomány	6
1.3. A dolgozat struktúrája	7
2. Az 5G frekvenciasávok és azok jellemzői	9
2.1. A frekvenciasávok felosztása az 5G szempontjából	9
2.2. FR2 frekvenciák	10
2.2.1. Az FR2 frekvenciasávok fizikai jellemzői	11
2.3. A 38 GHz sáv eddigi felhasználásai	16
3. A terjedési modellek	17
3.1. Terjedési modellek	17
3.1.1. Alapfogalmak	18
3.1.2. Szabadtéri terjedés	18
3.1.3. Kültéri terjedési modellek	20
3.1.4. Beltéri terjedési modellek	21
3.2. Az ITU beltéri terjedési modelljének részletesebb bemutatása	22
4. ESA technológia transzfer a BME-n	25
4.1. A BME és ESA közös projektjei	25
4.2. A mérőrendszer felépítése	26
4.2.1. A lekeverő egység	27
4.2.2. Az antenna	27
4.2.3. A platform	29
4.2.4. Szoftveres adatfeldolgozás	29
4.2.5. Korrekció	30
4.2.6. Az átviteli lánc	31
5. A mérési eredmények bemutatása és értékelése	33
5.1. A mérések felépítése	33
5.2. A jelszint és a rálátás kapcsolata	35
5.2.1. Aligned esetek	36
5.2.2. Unaligned esetek	38
5.2.3. Mid-point	41
5.2.4. Az eddigi tapasztalatok összegzése	42
5.3. A csillapítás alakulása ITU beltéri terjedési modelljével összevetve	43
5.3.1. Az antennák főnyalábjainak figyelembevétele	45
5.3.2. Miért nem használom az ITU NLoS modelljét?	45
5.4. Az eredmények gyakorlati hasznosítása	46

6. A beltéri terjedési modell megalkotása	48
6.1. A nyalábformálás szükségessége	48
6.2. Kiindulási feltételek	49
6.3. Egy lehetséges modell	49
6.3.1. Regressziószámítás	50
6.4. A paraméterek becslése	51
6.4.1. A relatív környezeti együttható	51
6.4.2. A modell konstansai	56
6.5. A létrehozott modell hibái és korlátai	57
6.5.1. Modell összevetése az elérhető modellekkkel	57
6.5.2. Továbbfejlesztési lehetőségek és megoldandó problémák	58
6.6. Használat	59
6.6.1. Tovább lépés az adaptív nyalábformálás felé	60
7. Összefoglalás	61
Ábrák jegyzéke	63
Táblázatok jegyzéke	65
Irodalomjegyzék	66

Kivonat

Napjaink egyik legújabb fejlesztése az 5G, avagy az 5. generációs mobilhálózat. Ennek oka a folyamatosan növekvő felhasználói szám, illetve az egyre nagyobb adatforgalom igény. Számos újítás mellett az új rendszer olyan frekvenciatartományokat is magában foglal (melyeket FR2-vel jelölünk és a milliméteres hullámhosszúságú tartományba tartoznak), amelyeket korábban ilyen jellegű céllal még nem használtak. Ezen, felhasználás szempontjából új frekvenciatartományok a hatékony kommunikációhoz megkövetelik az adó- és vevőantennák megfelelő irányítását. A jövőbeni használat esetén (az 5G kapcsán) ezt legkönnyebben úgy lehet megvalósítani, hogy az antenna főnyalábját elektronikusan formálja egy algoritmus úgy, hogy ez a lehető legjobb irányba álljon a kommunikációban részt vevő másik antennához képest. A már létező, publikusan elérhető modellek nem eléggé pontosak a gyakorlati felhasználás szempontjából, így ezen algoritmusok előkövetelményeiként nem alkalmazhatóak.

A feladat komplexitása várhatóan csak mesterséges intelligencia alapú megoldásokkal lesz kivitelezhető, amelyek tanításához nagy mennyiségű bemeneti adat szükséges. Ilyen mennyiségű adatot pusztán mérési eredményekből nagyon sok idő alatt lehet összeállítani, mely a fejlesztések ütemében nem megengedhető. Ennek megoldására két lehetséges út áll: pontosabb terjedési modellek vagy szimulációk készítése. Utóbbi megoldások esetében is szükséges lehet a mérési eredmények és modellek alapján történő validálásra.

Dolgozatomban ezen új FR2 frekvenciatartományok esetén vizsgálom a hullámterjedési viszonyokat beltéri használat esetén azzal a szándékkal, hogy minél pontosabb terjedési modellt alkothassak. Bemutatom az eddigi felhasználásukat más területeken, illetve a jellemző terjedési viszonyokat ezen sávokban. Összegzem ezen területen történt más kutatások eredményeit, egyfajta helyzetjelentésként a kutatások jelenlegi állásáról. Tanulmányon végzett mérések elemzésével rámutatok az eddigi modellek hiányosságaira, illetve a figyelembe veendő paraméterekre majd az ITU beltéri terjedésre vonatkozó ajánlása alapján alkotott modellel bemutatom. A modellalkotás során fő célom, hogy olyan terjedési modellt hozzak létre, ami alapján minél pontosabban leírható a várható terjedés. Így elérve azt, hogy elegendő adatunk legyen a későbbi munkákhoz, az algoritmusok megalkotásához.

Abstract

One of the latest developments today is the 5G, or 5th generation mobile network. The reason for this development is the growing number of users as well as the increasing data traffic. In addition to a number of innovations, the new system also includes frequency ranges (denoted with FR2 and these frequencies belonging to the millimeter-wavelength range) that are not yet used for these specific purposes. Proper management of the transmitter and receiver antenna beams is required for efficient communication in this frequency range. For future use, the simplest implementation way is electronically shaping the antenna beam by an algorithm to orient the antennas in the best possible direction. The prerequisites for these algorithms are appropriate propagation models, which are currently lacking, and those that already exist (and are publicly available) are not accurate enough for practical use.

The complexity of the task is expected to be feasible only with artificial intelligence-based solutions that require large amounts of input data for training. This amount of data requires long-term measurement data, which is not a feasible solution considering rate of development. There are two possible ways to solve this: creating more accurate propagation models or apply simulations. For the latter solutions, it may also be necessary to validate based on measurement results and models.

In my thesis, I study the wave propagation conditions in the new FR2 frequency range in the case of indoor use, intending to create the most accurate propagation model. I present the existing models in other fields of applications and the typical propagation conditions in these bands. I summarize the results of further research in this area as a status report on the current state of the art. By analyzing the measurements performed at the department, I point out the shortcomings of the previous models and the parameters to be taken into account. Then I present my model based on the ITU recommendation for indoor propagation. During modeling, my main goal is to create a propagation model that can be used to describe the expected propagation as accurately as possible. In this way, we have enough data for later work to develop the algorithms.

1. fejezet

Bevezetés

Az 5. generációs mobilhálózat vagy vezeték nélküli hálózat a következő generációja a telekommunikációs standardnak, amellyel kapcsolatos fejlesztések napjainkban is folynak. Az új rendszer kialakításának szükségét a fogyasztói igények drasztikus növekedése okozza [1], a jelenlegi trendek alapján a hálózaton egyszerre tartózkodó eszközök darabszáma folyamatosan növekszik, amelyek megkövetelik egy gyorsabb és nagyobb kapacitású hálózat létrehozását.

A szabványosítási folyamatok kapcsán pár szót érdemes szólni a nagyobb és jelentősebb szervezetekről. A 3GPP (3rd Generation Partnership Project) ernyőszervezet, amely összefogja a mobilkommunikáció különböző szabványosító folyamatait Ezen felül az ITU-t (Nemzetközi Távközlési Egyesület – International Telecommunication Union) érdemes megemlíteni, ami az ENSZ szakosított szervezete, melynek feladata a nemzetközi távközlési együttműködés segítése. Munkám során az IMT-2020 (International Mobile Telecommunications-2020, röviden IMT-2020 Standard a jelentős, mely számos előírást, ajánlást fogalmaz meg az új rendszer kapcsán [2]).

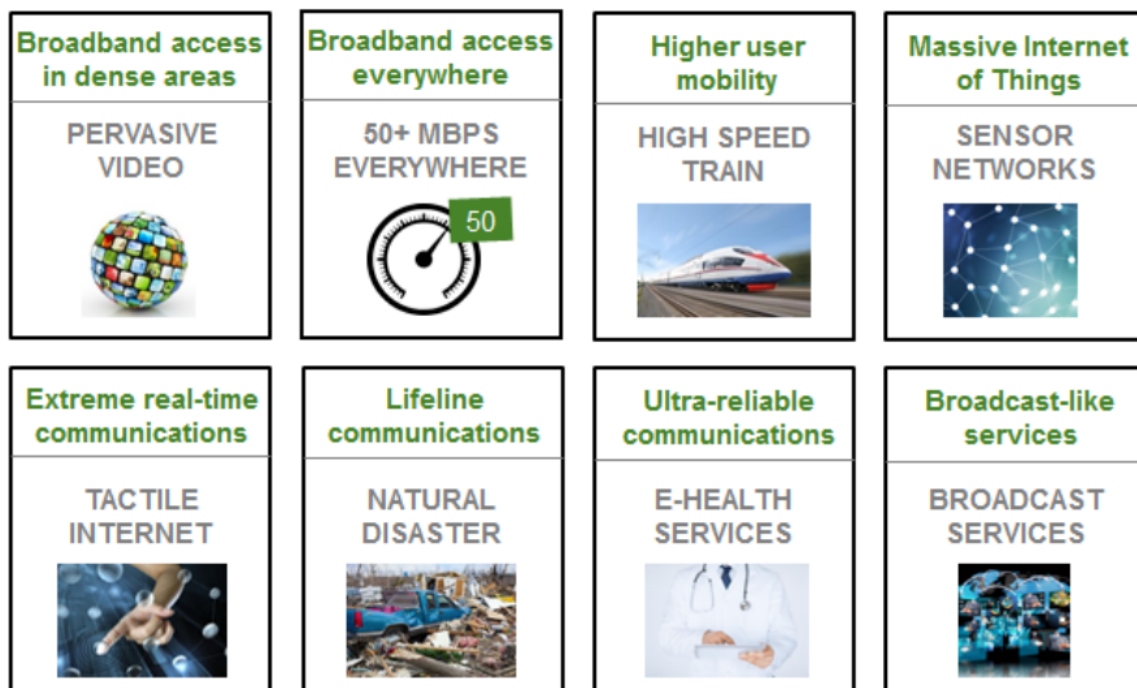
1.1. 5G rendszerkövetelmények

A tervek szerint -melyek a korábbi trendek alapján készültek [1]- számos új felhasználási területen válna elérhetővé a vezeték nélküli kapcsolat, illetve már meglévő területeken drasztikus sebességnövekedés lenne elérhető. A teljesség igénye nélkül, néhány leendő felhasználási terület [2] (grafikusan az 1.1. ábrán):

- Valós idejű videóhívások támogatása
- Nagy sebességű adatkapcsolat támogatása (50 MB/s vagy nagyobb)
- Nagy sebességgel mozgó felhasználók kiszolgálása (akár 500 km/h-ig[2])
- IoT támogatása (mint például szenzorhálózatok vezeték nélküli működtetése)

Tulajdonképpen a felhasználói igények (a már meglévők és a leendőek) kielégítésére születtek meg a követelmények (Az 5G hálózattal szembeni, a 3GPP [3] által kitűzött rendszerkövetelmények, lásd az 1.1. táblázat). Joggal feltételezett növekvő eszközszám pedig új frekvenciatartományok kijelölését tette szükségessé.

Az új frekvenciasávok korábban csak műhold-Föld kommunikációra vagy egyéb speciális feladatokra kerültek felhasználásra, melyet az 5G rendszerkövetelményei ki kívánnak terjeszteni. Ezen új tartományok jellegzetességei eltérnek az eddig mobilkommunikációra használt sávoktól, így ezek empirikus leírása különösen fontos a bevezetés szempontjából.



1.1. ábra. Az 5G lehetséges felhasználási területei [1]

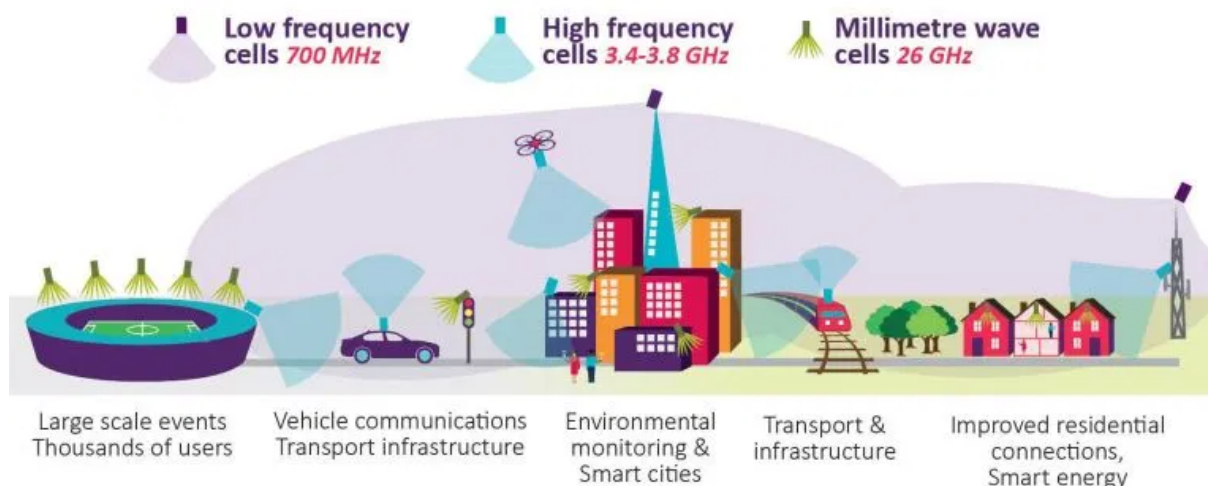
1.2. A vizsgált frekvenciatartomány

A számos kijelölt frekvenciasáv közül az egyik a 38 GHz (és környéke), mely ezen dolgozat vizsgálatának fő tárgya. Ugyanakkor a megfogalmazott állítások hasonlóak (de kisebb részleteiben eltérőek) a többi magasabb frekvenciatartományra is. A különbséget alapvetően az okozza, hogy a jelterjedés már más jellegű, mint a hagyományos alacsonyabb frekvenciákon. Ezen felül már az sem elhanyagolható, hogy a szilárd testek is jelentős csillapítást képviselnek [4]. Többek közt ezért beszélhetünk arról, hogy beltérre és kültérre nem ugyanazokat a sávokat használjuk. Az előzetes tervezések során is figyelembe kell venni, hogy kültéren legfeljebb néhány száz méterig lesz ez a sáv használható, így elsődlegesen beltéri felhasználásra ajánlják (ilyen lehet például egy bevásárlóközpontban a vevők számára hálózatot biztosítani).

Ilyen magas frekvenciatartományban különösen kritikus az adó- és vevőantenna főnya-

1.1. táblázat. Az 5G kapcsán meghatározott követelmények

Követelmények	
Felhasználói adatsebesség	DL: 100 Mbps - 1 Gbps UL: 50 Mbps - 500 Mbps
Maximális adatsebesség	DL: 20 Gbps UL: 10 Gbps
Sávszélesség	100 MHz - 1 GHz
Mobilitás	500 km/h-ig
Késleltetés	URLLC: 0.5 ms (rádiós interfészen) eMBB: 4 ms (rádiós interfészen)
Kapcsolat sűrűség	250.000 felhasználó/ km^2
Területi forgalmi kapacitás	15 Mbps/ m^2



1.2. ábra. Elképzelés a frekvenciasávok jellemzői és felhasználásuk kapcsán [4]

lábjának egymásra irányítottága [5] a jó vételi viszonyokhoz, tulajdonképpen azon teljes időtartamra, amikor valamely eszköz csatlakozik a hálózathoz. Számos felhasználási területen a vevő az adóhoz képest mozgást végez, miközben a hálózathoz csatlakozik. De abban az esetben is, ha mind az adó, mind a vevő állandó, fix pozícióban van, a köztük levő térben történhet és történni is fog változás. Mindenezen okok miatt elengedhetetlen, hogy legalább a vevőben képesek legyünk az antenna főnyalábját vezérelni, ezáltal minél jobb vételi viszonyokat biztosítsunk [6]. Ugyanakkor a vezérlésre szánt időt szükséges minél kisebbre szabni, függetlenül a kültéri vagy beltéri használatától, hiszen semelyik felhasználó sem érezheti azt, hogy jelentős ingadozás van a vett jelszintben (amely a felhasználó számára adatsebesség-ingadozásként jelentkezne).

Mindezeket összegezve szükségessé válik a minél gyorsabb, a környezet változásaihoz igazodva adaptív nyalábfarmálás, annak érdekében, hogy az adó és a vevőantenna minél inkább egymásra irányított legyen, a működési idő teljes tartományára. A nyalábfarmálásnak a vezérlését úgy kell megoldani, hogy a felhasználó ne vegyen belőle semmit sem észre, a szolgáltatás minősége teljesítse az elvártakat.

A feladat komplexitása előreláthatólag mesterséges intelligencián alapuló adaptív nyalábfarmáló algoritmusok használatát teszik szükségessé a jövőben, ezen magasabb frekvenciatartományok gyakorlati alkalmazására.

Dolgozatomban a 38 GHz környéki frekvencia sáv terjedési tulajdonságai miatt elsődlegesen a beltéri terjedés vizsgálatára szorítkozom, mert meglátásom szerint ez a legvalószínűbb felhasználása az 5G-n belül. 38 GHz környéki mérési eredményeket elemzek (melyek egy része még munkám kezdete előtt a tanszéken készült), majd összehasonlítom a különböző terjedési modellekkel a kapott eredményeket. Az így kapott eredményekből, modellt állítok fel, hogy minél pontosabban leírhasam zárt térben (különösképpen irodai/„office” jellegű környezetben) kialakuló jelszintet és ezáltal a terjedési viszonyokat karakterizáljam. Mindezzel az a célom, hogy előállítsak végső soron egy olyan modellt, amellyel a szükséges nyalábfarmáló algoritmusok taníthatóak lesznek a jövőbeni felhasználásra.

1.3. A dolgozat struktúrája

Dolgozatomban célom az adaptív nyalábfarmálás előkészítése a rendelkezésemre álló mérési eredményekből.

A 2. fejezetben bemutatom az 5G rádiós interfészének frekvenciatartományait. Ezt követően a 3. fejezetben ismertetem a különféle publikus terjedési modelleket, külön kiemelve az erre a célra a legjobban használhatót.

Mindezek után röviden összefoglalom azt, hogyan alakult ki a tanszéken a feladathoz szükséges kompetencia a 4. fejezetben, illetve, milyen eszközök állnak a rendelkezésünkre a mérések elvégzéséhez. Ezt követően az 5. fejezetben elemzem az elkészült méréseket és ezen eredményeket összevetem a releváns modellekkel és bemutatom milyen további lépések szükségesek a végfelhasználás céljából. Végül a 6. fejezetben a mérési eredményekből kiindulva bemutatom a saját modelletem, mely a korábbi fejezetek tapasztalatain alapulnak és azzal a céllal készült, hogy elősegítse az adaptív nyálábformálás minél hatékonyabb megvalósítását.

Munkám során minden olyan ábra leírásában, ahol nem tüntettem fel a forrást, vagy saját készítésű vagy a kiindulási alapként szolgáló, konzulensem által írt cikkből származik[7].

Az adatfeldolgozást Matlab® -bal valósítottam meg, a legtöbb ábra ezzel a programmal készült.

2. fejezet

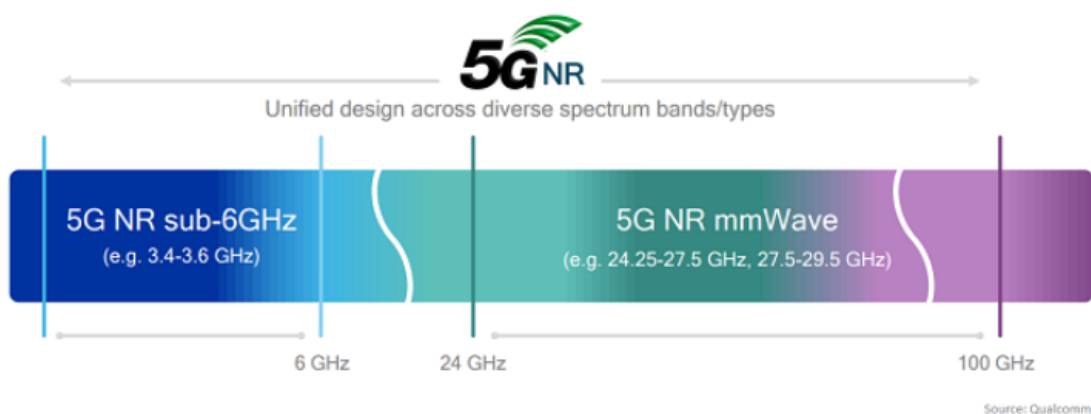
Az 5G frekvenciasávok és azok jellemzői

Ebben a fejezetben bemutatom az 5G szempontjából releváns frekvenciatartományokat. Ezek után összefoglalom, hogy milyen következményei vannak a magasabb frekvenciasávok használatának és ezek mit eredményeznek a tervezés szempontjából valamint a felhasználás során milyen korlátokat jelentenek. A fejezet legvégén külön részt szánok a 38 GHz-es sáv bemutatására, illetve egy eddigi, tipikus felhasználás részletezésének.

2.1. A frekvenciasávok felosztása az 5G szempontjából

5G NR (a rövidítés feloldása: 5G New Radio) [8] névvel látták el az 5G hálózatok fizikai rétegbeli rádió hozzáférési technológiáját (szokásos rövidítéssel: RAT) [9]. A feladatom szempontjából ennek a technológiának a vizsgálata az elsődleges. Dokumentációjában nemcsak az egyes frekvenciasávokat határozták meg, de specifikálták is a legapróbb részletig az elvárt működést. Az 5G NR két frekvenciasávot határoz meg, és azon belül számos alsávot:

- Frequency Range 1 (FR1): 6 GHz alatti sávok
- Frequency Range 2 (FR2): 24,25 GHz és 52,5 GHz között



2.1. ábra. Az 5G NR frekvenciái- forrás: Qualcomm[10]

Ezen felosztás nem öncélú, egyszerre két eltérő aspektusból is megmagyarázható. Először is az eddigi mobil kommunikációs hálózatok alapvetően az FR1 tartomány sávjait

használták. Így ilyen megközelítésből ez tulajdonképpen egy történelmi felosztás. Azonban az mindenképp elmondható, hogy az FR1 sávok nagyságrendekkel jobban ismertek, mint az FR2 sávok mobilkommunikáció szempontjából. Nem véletlen, hogy elsősorban ezen sávokban indultak el az eddigi szolgáltatások.

Másodszor (és talán ez egy fokkal mérnökibb felosztás), a két tartomány eltérő terjedési tulajdonságokat tudhat magáénak. Természetesen mindkét tartomány sávjai beletartoznak a rádiófrekvenciás tartományba, ugyanakkor szignifikánsan másként reagálnak a különböző közegek jelenlétére a terjedés szempontjából. Itt tulajdonképpen arról van szó, hogy a hullámhossz fordítottan arányos a frekvenciával (a jól ismert kapcsolat: $c = f \cdot \lambda$, ahol c a fénysebesség, f a frekvencia λ pedig a hullámhossz). Így az FR1 frekvenciák alapvetően centiméter nagyságrendjébe tartozó hullámhosszal rendelkeznek, míg az FR2 tartomány a milliméteresben. Így léteznek olyan közegek, amelyeken a kisebb frekvenciájú hullámok könnyebben áthaladnak, míg a milliméteresek már jelentős csillapodást szenvednek. Ezt a következő szakaszban alaposabban kifejtem.

Természetesen az is egy eltérés, hogy az egyes tartományokban adott sáv szélesség mellett hány csatorna, vagy megfordítva adott számú csatorna milyen sáv szélességű lehet (és ez tulajdonképpen az adatsebesség témaköréhez fog vezetni). Ugyanakkor ezen mostani téma szempontjából (első körben legalábbis mindenképp) ez a kérdés nem lényeges.

Jelenleg léteznek arra is tervek, hogy az FR1 tartományt kibővítsék 410 MHz és 7125 MHz közötti sávokkal, illetve hogy FR2 esetén egészen 100 GHz-ig kellene sávokat kialakítani. Azt, hogy végül is mennyi továbbra sávra lesz szükség, a felhasználói igények fogják végső soron megszabni.

2018-ban az USA-ban már kiosztásra került használatra (többek között) az n260-as sáv [10]. Magyarország vonatkozásában 2019 folyamán csak FR1-es sávokban osztottak ki 5G üzemeltetésére [11]. Az ezeket elnyert mobilszolgáltatók már hirdetik a felhasználók számára, mint elérhető szolgáltatás.

A dolgozatban az FR2 sávba tartozó 38 GHz és környéki frekvenciatartomány kerül alaposabb vizsgálatra.

2.2. FR2 frekvenciák

Az FR2 sávok bevezetése az egyik nagy újítás a rádiós hozzáférési technológiák kapcsán. Az irodalomban 2013-ban jelent meg az első cikk, mely arról írt, hogy a kívánt felhasználás működhethet [6]. Így napjainkban ezen a területen az elsődleges kérdés az, hogyan lehet ezt a mindennapi felhasználás számára megvalósítani.

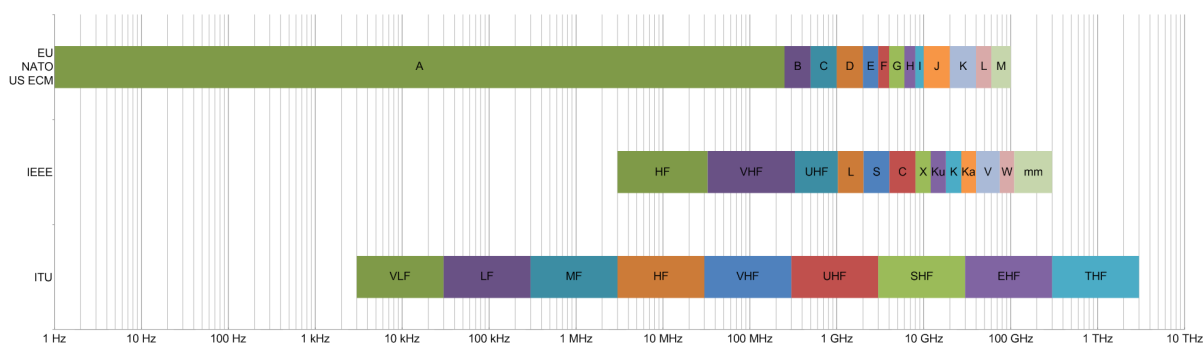
A kutatások során megerősítésre került azon korábbi tapasztalat, hogy a felhasználás szempontjából az adó- és vevőantenna főtengelyének egymásra irányítottasága elsődleges. A 2.1. táblázatban olvasható egy részlet az FR2-es sáv specifikációjából [9][10]. Ezen frekvenciák az úgynevezett Super illetve Extremely High Frequency kategóriába esnek (magyarul centiméteres illetve milliméteres hullámoknak nevezzük, vagy összefoglaló néven mikrohullámoknak) [5][12]. Az 5G ezen frekvenciáihoz tartozó hullámhosszok a milliméteres tartományba esnek. Azonban a legszembetűnőbb, hogy az FR1-gyel ellentétben itt csupán öt sáv lett kijelölve (természetesen ez még a későbbiekben bővíthető).

A felosztás [13] során a lehetséges sáv szélességeket 4 (relatív nagy) sáv szélességet határoztak meg (szemben az FR1-es sávok kapcsán, ahol a legnagyobb sáv szélesség maximum 100 MHz lehet [10]).

A dolgozatomhoz kapcsolódó projekten során készült mérések (melyek eredménye felhasználása került ebben a dokumentumban) 38,72 GHz-en történtek a tanszéken, amely az

2.1. táblázat. Az FR2-es sávok 5G esetén és azok főbb adatai

FR2				
Sáv	Frekvencia (GHz)	Név	Uplink/Downlink (GHz)	Sávszélesség (MHz)
n257	28	LMDS	26,50-29,50	50, 100, 200, 400
n258	26	K-band	24,25-27,50	50, 100, 200, 400
n259	41	V-band	39,50-43,50	50, 100, 200, 400
n260	39	Ka-band	37,00-40,00	50, 100, 200, 400
n261	28	Ka-band	27,50-28,35	50, 100, 200, 400



2.2. ábra. A rádiófrekvencia sávok különböző elnevezéseinek összehasonlítása [14]

n260-as sávba esik, illetve ehhez közel található az n259-es sáv. A 2.2. ábrán láthatóak az egyes frekvenciatartományok elnevezései, könnyen összehasonlítható módon.

Meglátásom szerint a munkám eredménye hasznosítható lesz mind az n260 és az n259 sáv gyakorlati alkalmazása szempontjából. Valószínűleg a másik három sáv is modellezhetővé válik egy 28 GHz körüli mérés és a dolgozatomban leírt lépések után.

2.2.1. Az FR2 frekvenciasávok fizikai jellemzői

A modellalkotás szempontjából tulajdonképpen ez most a legfontosabb. Az egyes frekvenciatartományok nemcsak abban különböznek egymástól, hogy milyen sávszélességű csatornákat lehet kialakítani, hanem hogy milyen jellemzőkkel írható le a jelterjedés. Ez alatt elsősorban azt kell érteni, hogyan alakul a csillapítás a távolság függvényében. Csillapítás alatt azt a veszteséget értjük a jelszintben, amivel csökken az adóból kisugárzott teljesítmény addig, ameddig a vevőantennájáig eljut. Ezen felül számít az hogy milyen fizikai objektumok jelentenek akadályt vagy jelentős csillapítást a hullámnak és hogyan lehet jellemezni reflexió szempontjából a környezetet.

Az elektromágneses hullám (teljesítmény szempontjából) az adóantennától távolodva (elméleti, ideális esetben) a távolság négyzetével fordítottan arányosan csökken (tulajdonképpen egyre nagyobb felületen oszlik el ugyanakkora teljesítmény, amelyet a vevőnél veszteségként érzékelünk) [15]. A valóságban ennél nagyobb a tényleges csillapítás, valós közegben terjedve, a később részletezett okok miatt.

Általánosságban elmondható, hogy a terjedő elektromágneses hullámmal három reakció történhet közeghatáron, illetve közegben: elnyelődik (abszorbeálódik), áthalad (transzmisszió), visszaverődik (reflektálódik) és (esetlegesen) interferál. Illetve ezen felül lehetne még beszélni diffrakcióról is, de jelen esetben ez nem mérvadó, mivel a tipikus felhasználás esetén a vevő szempontjából csak az számít, hogy mennyivel kisebb teljesítményt képes

venni, illetve hány irányból érkezhetsz (esetlegesen zavaró, vagy káros) reflektált komponens. Ugyanakkor a sugárkövetés avagy Ray-Tracing eljárás esetén már számíthat [16]. Közeghatárnak azt tekinthetjük, ha az elektromágneses hullám egy olyan, más anyagjellemzőkkel leírható objektumhoz érkezik, melynek mérete meghaladja a karakterisztikus hullámhosszát (az adott közegben). A hullámhossznál nagyságrenddel kisebb objektumok inhomogenitásnak tekinthetőek az anyagjellemzőben.

Az anyagi minőség jellemzésére két mennyiséget használunk: relatív permeabilitást (ε_r) és relatív permittivitást (μ_r). Egyszerűbb esetekben ezek skalár mennyiségek, de speciális tulajdonságokkal rendelkező, inhomogén közegek esetén, amelyek nemlineáris anizotrop jellegűek tenzorokkal történő leírás szükséges [15].

A kutatás ezen fázisában elsődlegesen a reflexiók és az abszorpciók mértéke a lényeges kérdés. Természetesen cellakialakítások szempontjából az sem másodlagos szempont, hogy egy adott bázisállomás adott teljesítménnyel milyen messze vagyunk képesek sugározni, üzemszerű működés esetén hol húzódik a gyakorlati határ. Azonban (mint az a későbbi mérési eredményekből is látszódni fog) most elegendő az, ha már azt tudni fogjuk, hogyan is lehet egy adóantenna közelében tetszőleges pozícióban elfogadható jelszintet venni.

Az elnyelődésből származó csillapítások

A Maxwell-egyenletekből [12] levezethető a veszteségi tényező ($\tan(\delta)$) fogalma [15][12]. Ez a mennyiség kapcsolatban áll a terjedő hullám fázisgyűtthetőségével [15] és tulajdonképpen azt jellemzi, hogy az energia mekkora része „veszik” el számunkra nem hasznos módon (nevezik még disszipációs faktornak is). Síkhullám esetén (és $\mu_r = 1$ értéke mellett) a kapcsolat a következő [15]:

$$\alpha \approx \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \tan(\delta), \quad (2.1)$$

ahol α a hosszegységre eső csillapítás, c a vákuumbéli fénysebesség, ε_r a relatív dielektromos állandó.

Matematikailag a következőképpen fogalmazható meg a veszteségi tényező és az anyagjellemzők kapcsolata (ekkor eltekintettünk a mágneses közegek jelenlétéről):

$$\tan(\delta) = \frac{\omega\varepsilon'' + \sigma}{\omega\varepsilon'}, \quad (2.2)$$

ahol ω a terjedő hullám körfrekvenciája ($\omega = 2\pi f$, ahol f a frekvencia), σ a vezetőképeség, ε'' a komplex része a permittitásnak, míg ε' a valós része. Természetesen lehet maga az ε is frekvenciafüggő, illetve mágneses tulajdonságokkal bíró anyagok esetén a μ anyagjellemző értéke sem elhanyagolható. Energiaátvitel szempontjából számunkra az a szerencsés, hogyha a $\tan(\delta)$ minél kisebb, hiszen ekkor az energia kisebb része disszipálódik el.

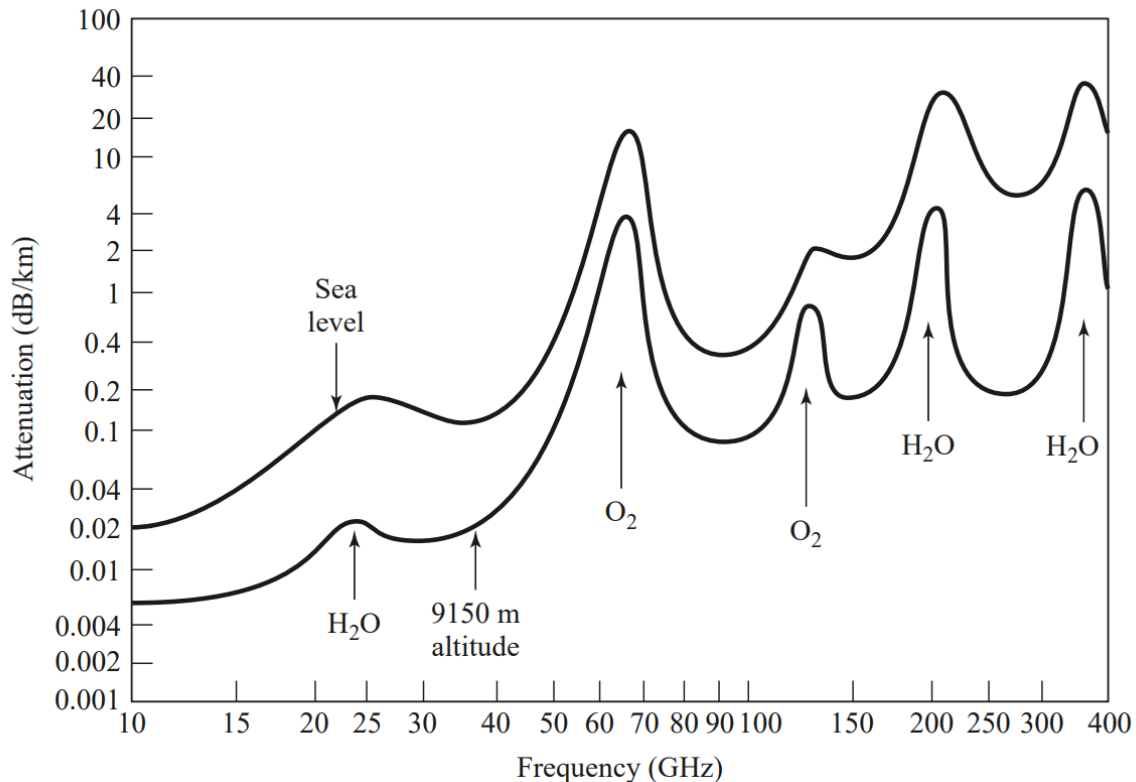
Abban az esetben, ha a komplex része elhanyagolható a relatív permittitásnak, és csak egy adott frekvencián vizsgáljuk a folyamatot, akkor a következő alakkal közelíthetjük:

$$\tan(\delta) \approx \frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0\varepsilon_r} \quad (2.3)$$

ahol ε_0 a vákuum dielektromos állandója.

Az 5G felhasználása során a hullám az esetek többségében levegőben fog terjedni, illetve néha falakon, objektumokon keresztül, de végső soron domináns jelleggel mindenképp

szabad térben. A levegő relatív dielektromos együtthatója a frekvencia, hőmérséklet, nyomás és páratartalom függvénye [12] (csak a legelső paraméterre van tényleges befolyásunk). A gyakorlati felhasználás szempontjából, a közeg csillapítása változni fog, mely arányos lesz a távolsággal [12]. A csillapítás időbeli változását nevezzük fadingnek, mely megfelelő rendszer tervezéssel, a működés szempontjából kiküszöbölhető. Ezen hatás valamekkora mértékben mindig jelen lesz, minden mérés során.



2.3. ábra. Az átlagos csillapítás értéke tengerszinten és 9150m-en [12]

10 GHz feletti [5] hullámok esetén (továbbiakban mikrohullámok) a levegő vízpára- és oxigéntartalma jelentősen abszorbeál [12], mely az ϵ_r anyagjellemzőn jelentkezik. Nyilvánvalóan a levegő további paraméterei is okoznak bizonyos további csillapítást, ugyanakkor ez a két legjelentősebb levegőkomponens (további komponensek vízgőz, oxigén, nitrogén, nemesgázok, széndioxid stb.), melynek paraméterei változnak (akár dinamikusan is) horizontálisan vagy vertikálisan (előbbi mobilkommunikáció szempontjából fontos, utóbbi műhold-kommunikáció és leendő 5G felhasználás [1] céljából). Ezt a jelenséget nevezzük légköri (vagy esetleg atmoszférikus) csillapításnak. Értelemszerűen 10 GHz alatti elektromágneses hullámok esetén a légkör csillapítása elhanyagolható [12].

Az atmoszférikus csillapítást szezonális események is növelik, úgymint eső, köd, havazás és hasonlók. Egy példát véve, 30 GHz esetén egy erősebb esőzés (tengerszintközeli magasságot feltétlenül) 0,2 db/km-ről 10 dB/km fölé emelheti az átlagos atmoszférikus csillapítás értékét (cserébe 100 GHz-nél ezen hatás telítődik) [17]. Ennek a hatásnak szélsőségesebb éghajlatokon működő rendszerek (pl. trópusok, sarkvidékek) hatványozottan ki vannak téve.

A 2.3. ábrán látható két átlagos atmoszférikus csillapítás görbe láthatóak a felszíntől vett távolság és a frekvencia függvényében. Az ábrán külön bejelölve az oxigénmolekulák és a vízpára rezonanciafrekvenciái. Valamennyi FR2-es frekvenciasáv a 25 GHz-es lokális maximum „lejtői” mentén lett kijelölve (30-35 GHz körül egy lokális minimumpont

található), így a lehetőséghez képest a legkisebb az atmoszférikus csillapítás.

Habár alapesetben az atmoszférikus csillapítás nagy távolságok esetén jelentős (amely megfelelő erősítésekkel kompenzálható), az időjárásnak sokkal nagyobb mértékben ki van téve az FR2 tartomány a 10 GHz alatti sávokhoz képest. Kis távolságok esetén ez nem lenne feltétlen gond, ugyanakkor kültéri használat esetén mindenképp számításba kell venni azt a tényt, hogy egy dinamikus változó időjárástól függő (beltérhez képest plussz) csillapítás minden nyalábformáló algoritmust bonyolultabbá tesz. Egy 2000-es vizsgálat [18] során megfigyelték, hogy ezen a sávon 600 méteren ez akár 18dB-s nagyságrendű plusz csillapítást okozhat a kapcsolatban.

Következő zavaró tényező a csillapítások témakörében, hogy az épített környezet nagy, illetve ezen a frekvenciasávon már a növényzet is jelentős mértékben csillapít. Ennek oka hasonlatos az atmoszférikus csillapításhoz, miszerint nemcsak az oxigén és víz képes rezonálni, hanem minden hasonló méretű molekula [12]. Ez anyagjellemzők szempontjából a σ vezetőképességben és az ε_r relatív dielektromos állandóban jelentkezik. Így tulajdonképpen nagymértékű csillapítást tapasztalhatunk már kis távolságok esetén is, amennyiben az adó és a vevő útjába valamilyen objektum került. Természetesen ez nemcsak akadály, hanem egyben lehetőség is arra, hogy használat esetén a cellahatárokat a nehezen áthatolható objektumok jelentsék, ily módon gátolva az ebből fakadó zavarásokat.

Beltéri használat esetén ez annyira jelentős tényező, hogy számos modell már alacsonyabb frekvenciasávokon is számba veszi, hogy hány falon/padlón/plafonon keresztül terjedt a jel az adó és a vevőantenna közt a csillapítás megállapításához.

A reflexió

A csillapítások melletti másik jelentős tényező a reflexiók fellépése (ehhez kapcsolható még a transzmisszió kérdésköre is, ám ez most másodlagos). Az elektromágneses hullám közeghatáron bizonyos százalékban reflektálódik. A reflexiók mértékét alapvetően az anyagjellemzők befolyásolják, illetve a hullám frekvenciája (a reflektáló objektum fizikai méreteinek nagyobbak kell lenniük, mint a hullámhossznak ahhoz, hogy közeghatárnak „érezze” a hullám, a korábbiakban bemutatottak mentén).

A távvezetékek és síkhullámok analógiájából következően definiálni lehet a reflexiók együtthatót:

$$\Gamma_{21} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (2.4)$$

ahol Γ_{21} a reflexiók együttható, Z_i az i -edik közeg hullámimpedanciája, amely a következőképpen számítható:

$$Z_i = \sqrt{\frac{\mu_i}{\varepsilon_i}} \quad (2.5)$$

ahol μ_i az i -edik közegre jellemző permeabilitás és ε_i a permitivitás.

Snell [16] törvénye alapján a 2.4. egyenlet az alábbi alakba írható merőleges, azaz vertikális polarizáció esetén (polarizáció alatt az elektromos térerősség vektorának irányát kell érteni):

$$\Gamma_{21} = \left| \frac{\cos \phi - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \phi}}{\cos \phi + \sqrt{\varepsilon_r + \sin^2 \phi}} \right|^2 \quad (2.6)$$

és az alábbi alakban horizontális polarizáció esetén:

$$\Gamma_{21} = \left| \frac{\varepsilon_r \cos \phi - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \phi}}{\varepsilon_r \cos \phi + \sqrt{\varepsilon_r + \sin^2 \phi}} \right|^2 \quad (2.7)$$

ahol ϕ a felület normálvektora (a felület irányított, az érkező terejdesi hullám irányába mutat a normálvektor) és a beeső hullám által bezárt szög, ε_r pedig a relatív dielektromos állandó.

Látható, hogy a reflexió akkor lép fel, ha a közegben lévő objektum legalább egy nagyságrenddel nagyobb, mint a hullámhossz (mely jelen esetben a milliméteres tartományba esik) és a beeső hullám megfelelő szöget zár be jelentős reflektált komponenshez. Amennyiben a szög nem megfelelő, akkor is lesz reflexió, de olyan kicsi, hogy sok esetben nem kell vele foglalkozni. A gyakorlatban ez azt jelenti, hogy az adóantenna beltéri környezetben bármerre is lesz irányítva, lesz abban az irányban valamilyen objektum, mely reflektálni fog, csupán az a kérdés, milyen nagyságú lesz a reflektált nyaláb.

A reflexiók témaköre kapcsán fontos beszélni az interferenciáról. Interferencia akkor keletkezik, amikor két (vagy esetleg több) hullám találkozik (és fázisuk eltérő). Ekkor beszélhetünk konstruktív vagy destruktív interferenciáról, attól függően, hogy az eredő hullám (jel) amplitúdója nagyobb vagy kisebb lesz, mint eredetileg volt a számunkra hasznos jel. Ott, ahol reflexió van, nagy eséllyel alakul ki interferencia, amely nagyobb valószínűséggel lesz számunkra destruktív, mint konstruktív.

Ez a megállapítás egy egyszerű példával bizonyítható: vegyünk egy olyan helyzetet, amikor a vevő- és adóantenna tökéletesen egymásra irányított, az előbbi álljon egy reflektáló objektum előtt (például fal). A folyamat során a vevő érzékeli fogja a főnyalábból érkező jelet és a reflektált, visszaverődő komponensét. Ezek eredője, azaz egy interferált jel fog a vevőben megjelenni. Miután a felhasználók számára az információt modulált jelekkel szállítjuk, főként frekvenciamodulációval, nemcsak a beérkező teljesítmény, hanem a fázishelyzet is fontos. Ez a megjelenő jel tartalmazni fogja a hasznos főnyalábból érkező jelet és valamikor késleltetésben lévő korábbi hasznos jelet, csillapítva azt az eredeti jelszintjéhez képest. Így lényegtelen, hogy konstruktív vagy destruktív az interferencia, a jel szempontjából káros az esetek többségében, hiszen olyan komponenseket is veszünk, melyekre nincs szükség. Megfelelő rendszertervezéssel e a hatás kompenzálható. Ezen felül nemcsak, hogy eltérő információtartalmú részeket is veszünk, destruktív jellegű interferencia esetén ez plusz veszteség lesz, mely úgy fog jelentkezni, mint a falak közelségének csillapítása. Esetlegesen előfordulhat néhány olyan eset is, amikor is a konstruktív interferencia kapcsán erősítést érzékelünk.

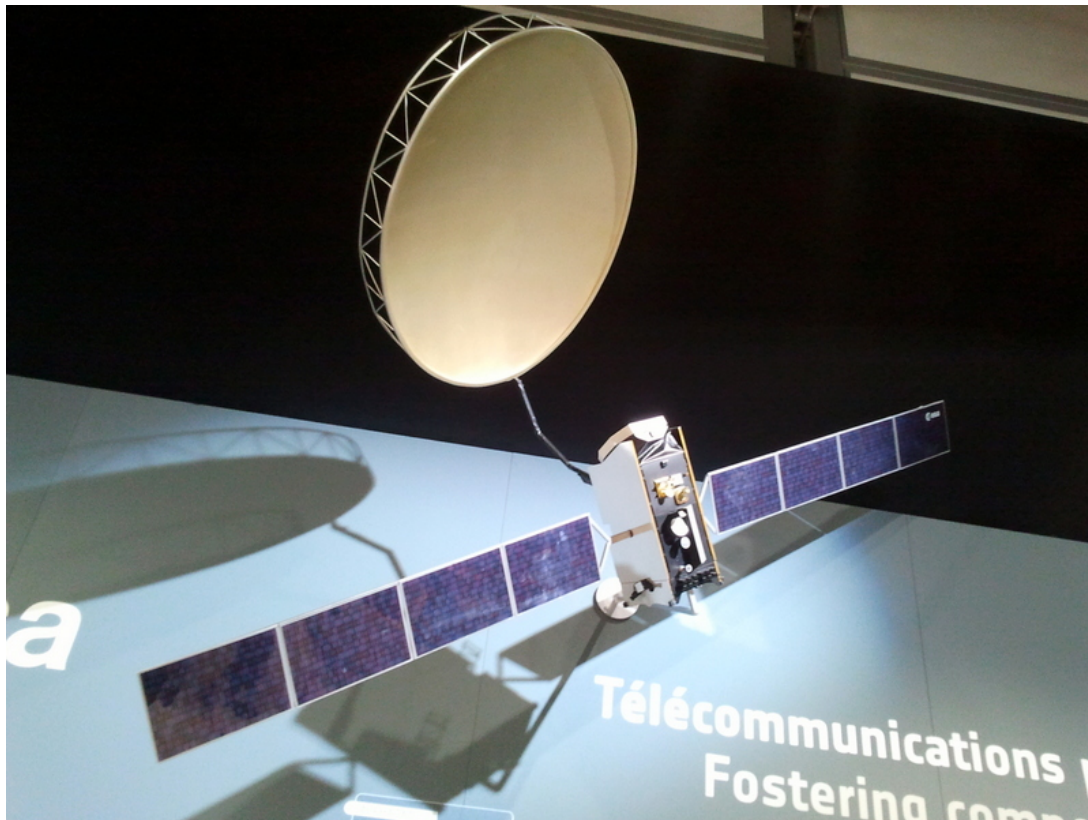
Világos, hogy minden interferáló komponens a hasznos (korábbi) jelünk reflexió által keltett hullám vagy több adóantenna esetén más adóantennák (számunkra zajszerű) jele. Azaz ahhoz, hogy ezek ne legyenek zavaróak a folyamat során, a reflexiót kell csökkenteni, amely az anyagjellemzők és a beesési szög függvénye. Utóbbi kézbentartható az adóantennák megfelelő tájolásával és elhelyezésével.

A gyakorlati méréseink során azt tapasztaltuk (megerősítve az irodalomban fellelhető korábbi eredményeket), hogy mind az épület falai, mind a különböző üvegfelületek számottevő reflexióval rendelkeznek beltéri használat esetén. Így előljáróban leszögezhető, mind a későbbi használat esetén, mind modellalkotás során nem mellőzhető a reflexiók (és azok eredménye) témaköre.

2.3. A 38 GHz sáv eddigi felhasználásai

A tanszéken korábban már ezt a frekvenciasávot használták az Alphasat (Inmarsat-4A F4) [19] műholddal való kommunikációra (korábban említett okok miatt), és ezek során vizsgálatra kerültek a főbb jellemzői. Ennek a felhasználási módnak egy sajátossága, hogy a műhold (relatív) pontos helyzete mindig ismert, így az antennák egymásra irányítása nem jelent különösebben nagy akadályt, ahogyan a műhold pályájának követése sem.

A felhasználási módnak a kiemelten fontos tényezője, az egyes antennák egymásra való irányítottsága [5]. Gyakorlati megvalósítás szempontjából tipikusan keskeny irányélességű antennákat alkalmaznak, melyekhez nagy erősítés társul. A 2.4. ábrán látható egy műhold és az antennája.



2.4. ábra. Az Alphasat műhold [19]

A műholdvételen túl, a tanszéken korábban zajlott egy rövidebb kutatás a 38 GHz-es sáv használatáról. A konzulensem vezetésével 2018-ban [7] azt vizsgálták, hogyan terjednek ezen frekvenciájú elektromágneses hullámok beltérben, beleértve azon eseteket is, amikor az egymásra irányítottság nem volt biztosítva. A projekt kapcsán történő mérések eredményei az ITU-R P.1238 ajánlásával kerültek összehasonlításra [20], amely során arra a megállapításra jutottak, hogy az ajánlott modell addig ad elfogadható eredményt, ameddig az egymásra irányítottság biztosítva van.

A mostani TDK dolgozatom azon munkáról szól, mely ezen korábbi kutatási eredmények újraelemzésével kezdődik és egy empirikus modellalkotásnál ér véget.

3. fejezet

A terjedési modellek

Ebben a fejezetben bemutatom a különféle az elektromágneses hullámterjedést leíró modelleket. Mindezek után a beltéri használat során hasznosítható modelleket részletezem, számot adva a főbb jellegzetességeiket.

3.1. Terjedési modellek

Az elektromágneses hullámok terjedése kapcsán az egyes modellek tulajdonképpen az adó és vevő közötti csillapítás számítását (becslését) írják le, ami egy veszteséget jelent a teljesítmény szempontjából. A hullámok teljesítménysűrűsége a távolság négyzetével fordítottan arányos. Az adóantennából kisugárzott P teljesítmény (ideális esetben) állandó, csupán egyre nagyobb felület mentén oszlik el. A vevőantenna hatásos felületére eljutó teljesítménysűrűség lesz a vett teljesítmény, amely mindenképp kisebb lesz, mint a kisugárzott mennyiség. A vevő szempontjából veszteség a vett és a kisugárzott teljesítmény különbsége, noha ez nem csillapításból származik.

A különféle terjedési modellek azt írják le, hogy adott feltételek mellett, a kisugárzott teljesítményből a vevő mennyit fog tudni venni. Azaz egy veszteségi értéket adnak meg (melyet anoglul Path Lossnak nevezünk és P_L -lel jelölünk a továbbiakban), mely több különböző komponensből tevődhet össze.

Három nagy csoportra oszthatjuk a modelleket: beltéri, kültéri és szabadtéri. Ezen felül megkülönböztethetünk empirikus, determinisztikus és félempirikus modelleket. Empirikus modellek esetén statisztikai megközelítésen alapuló összefüggést adható meg. Könnyen és gyorsan használhatóak, cserébe nem mindig a legpontosabbak. Determinisztikus esetben valamilyen előzetes modell alapján kiszámításra kerül az adott térrészben a terjedés és ez alapján minden keresett mennyiség. Ilyen megoldás a Ray-Tracing vagy a Maxwell-egyenletek numerikus megoldása hullámterjedésre (pl.: végesdifferencia megoldóval). Általánosságban a determinisztikus megoldások pontosabbak, de erőforrásigényesebbek. Féldeterminisztikus modellek esetén a két korábban ismertetett eljárást vegyítjük. Az irodalomkutatás során megismertem egy determinisztikus modellen alapuló (sztochasztikus alapon közelítették a várható csillapítást) háromdimenziós Ray-Tracing eljárást [16], amely a mérési eredményeket kellően pontosan megközelítette. Vélhetően, mint minden ilyen jellegű megoldás, ez is erőforrásigényes eljárás a rendelkezésre álló leírás alapján.

Mobilkommunikációs hálózatok szempontjából a kül- és beltéri modelleknek van jelentősége, ugyanakkor egyfajta ellenőrzésre a szabadtéri csillapítás modelljei is alkalmazhatóak (de ezek elsősorban pont-pont összeköttetésekre a legjobbak). A végfelhasználásból következik, hogy a lehető legkevesebb számítás akarunk végezni, annak érdekében, hogy minél gyorsabban eredményhez jussunk. Így alapvetően dolgozatomban csak empirikus

modellek vizsgálatával foglalkozom.

3.1.1. Alapfogalmak

A munkám további részéhez szükségesnek véltem pár alapfogalmat definiálni, hogy mindenképp egyértelmű legyen.

Szabadtéri terjedésről akkor beszélhetünk, amikor az adó- és a vevőantenna között közvetlen rálátás van, köztük nincs semmi akadály (csak a levegő), az antennák környezete nem befolyásolja a vételt. Ilyenkor a csillapítást a távolság és a közeg abszorpciója határozza meg.

Ezen felül beszélhetünk beltéri és kültéri terjedésről, értelemszerűen attól függően, hogy valamilyen épületen, objektumon belül vizsgáljuk a terjedést vagy sem.

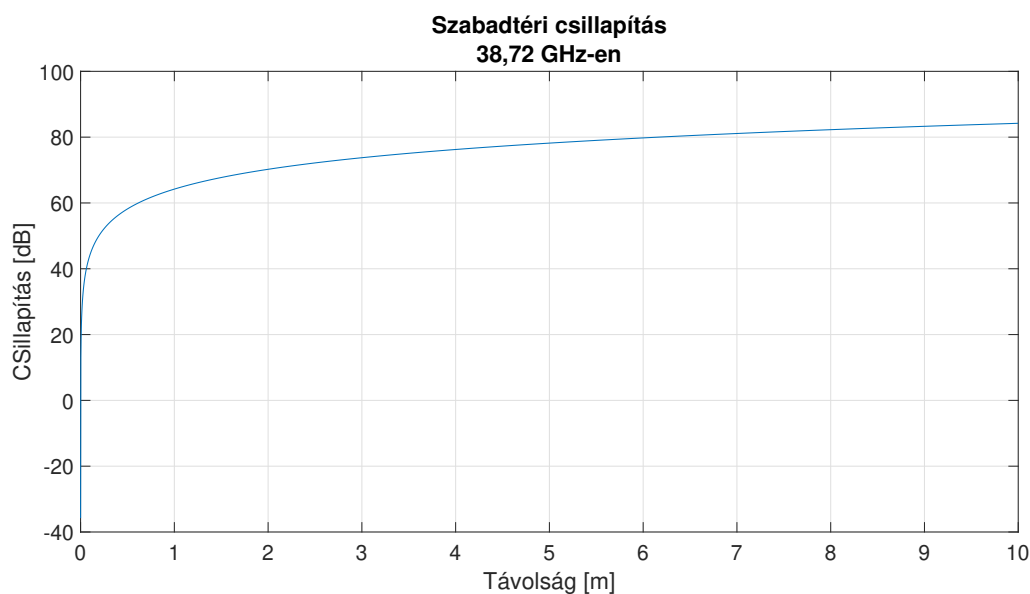
Az adó- és vevőantenna közötti jelút alapján beszélhetünk LoS (Line of Sight) és NLoS (Non-Line of Sight) esetekről (illetve léteznek további bontások is, de ezektől eltekintek most). Előbbi esetén a jelút (vizuálisan is) egyértelműen látható, a két antenna között egyenessel leírható. Értelemszerűen NLoS esetben ez nem tehető meg, tehát a jel valahonnan visszaverődve vagy melléknyalábokból összetettebb jelúton éri el a vevőt.

Az egyes veszteségek, csillapítások ebben a fejezetben (és a munkám további részében) mindig dB-ben értendők.

3.1.2. Szabadtéri terjedés

Szabadtéri terjedés esetén a legtöbb modell közvetlen rálátást feltételez, vagy egyéb speciális körülményeket. Tipikusan kisebb az így számított hosszegységre eső csillapítás, mint a beltéri terjedési modelleknél, de hasonló nagyságrendű. Ennélfogva egy becslésnek használhatóak a beltéri modellezés során (figyelembe véve a korlátait).

Szabadtéri csillapítás



3.1. ábra. Csillapítás alakulása 38,72 GHz-en, szabadtéri csillapítás esetén

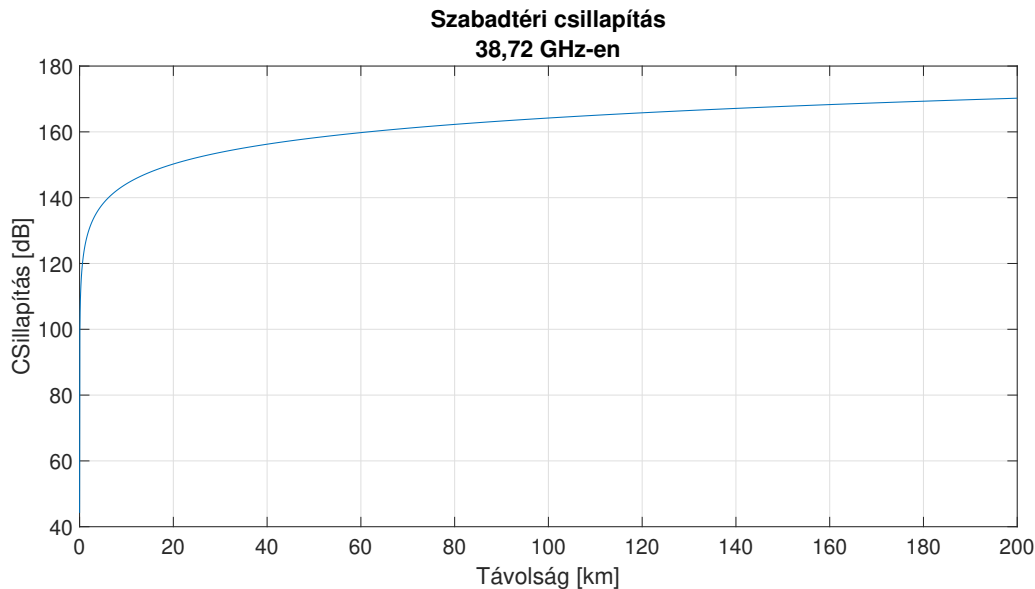
A legáltalánosabb ilyen összefüggés, melyre egyszerűen szabadtéri csillapításként hivatkozom a továbbiakban [21] –melynek görbéje a mérések során használt termék tipikus

méreteivel a 3.1. ábrán látható-, az alábbi alakot ölti:

$$P_L = 20 \log_{10}(d) + 20 \log_{10}(f) + 92,45 \text{ [dB]}, \quad (3.1)$$

ahol d a távolság kilométerben, f a frekvencia GHz-ben, az eredmény értelemszerűen decibelben. A szabadtéri csillapítás izotropikus antennák közötti terjedését írja le vákuumban. Ha már levegő a közeg, amiben a hullám terjed, akkor további csillapítás lép fel.

A rendelkezésre álló berendezésekkel 38,72 GHz-et tudunk előállítani, ez esett legközelebb a vizsgálat tárgyát képező 38 GHz-hez.



3.2. ábra. Csillapítás alakulása 38,72 GHz-en, szabadtéri csillapítás esetén nagy távolságokra

Érdeemes megfigyelni, hosszabb távon hogyan alakul a veszteség ezen összefüggés szerint. Néhány méternél a csillapítás növekedése nagy mértékben lelassul. A legmeredekebb szakasza 1 méter környékén található a görbének. 2 kilométer esetén pedig egy nagyon lassan növekedő fázisba lép át (onnantól kezdve 2-3 decibelt nő kilométerenként). A 3.2. ábrán látható a szabadtéri csillapítás nagyobb távolságokra. Példának okáért 5 kilométerre lévő antennák alkalmazásánál 138,2 dB csillapítást számolhatunk ezzel a képlettel, 50 kilométer esetén 158,2 dB-t. Így Föld-műhold kommunikáció alkalmazásánál egyszerűen látható, hogy két egymásra irányított, megfelelő erősítésű antennával és kellően magas kisugárzott teljesítménnyel a kommunikáció megvalósítható.

Tulajdonképpen a csillapítás pont abban a tartományban változik drasztikusan (kis távolságok esetén), ahol üzemszerűen használva lenne. Egy legfeljebb néhány kilométeres cella esetén, szabadtéri terjedést feltételezve, az antennák egymásra irányítottsága mellett, felülről becsülhető 120 dB-es csillapítással. Mérési eredmények alapján (az 5. fejezetben lesz erről bővebben szó), a csillapítás értéke nagy mértékben függeni fog az antennák irányítottságától.

Close-in free space reference distance path loss modell

A Close-in free space reference distance path loss modell [22] (továbbiakban CI) egy szabadtéri terjedésen alapuló referenciamodell, amely több beltéri jelterjedésnél összehasonlítási célokra használt összefüggés.

$$P_L^{(CI)} = \text{FSPL}(f, d_0) + 10 \cdot n \cdot \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma^{CI} \text{ [dB]} \quad (3.2)$$

ahol $\text{FSPL}(f, d_0)$ a referenciatávolságon (d_0 értéke 1 méter), az adott f frekvencián (amelyet GHz-ben mérünk) a szabadtéri csillapítás, n az út veszteségi tényezője (PLE) és X_σ^{CI} egy nulla várható értékű, Gaussi véletlen változó, σ szórással.

Az irodalomban található mért PLE [23] együtthatók nagy mértékben megegyeznek az ITU beltéri jelterjedésre vonatkozó modelljében a távolság alapú veszteségi együtthatóival. Az irodalomban fellelhető egy olyan félig kültéri, félig beltéri mérést, ahol a mért PLE duplája (értelemszerűen a $10 \cdot PLE$ összemérhető az ITU mennyiségével) az ITU ajánlásának, ugyanakkor itt magas értéket mértek a szórássra (σ) [24].

3.1.3. Kültéri terjedési modellek

A kültéri terjedési modellek általában megkülönböztetnek eseteket aszerint, hogy épített környezet vagy természeti jellegű-e a terület. Ezen felül számíthat az egyes modellekben a domborzat, a beépítettség mértéke, az adóantenna elhelyezkedése, az éghajlat sajátosságai és egyéb ehhez hasonló tényezők.

Bizonyos értelemben véve a legegyszerűbb ilyen modell az ITU felszíni modellje [25].

A besorolás szempontjából érdekesek azok a modellek, amelyek alapvetően kültérik, de valamelyest zárt épített környezetben kerülnek alkalmazásra. Az irodalomban fellelhető olyan mérési eljárás (és tulajdonképpen eredmény is), amelyet egy oldalról nyitott folyosón végeztek így döntően kültéri mérésnek tekintendő [24].

Jelen dolgozat szempontjából ezen modellek most lényegtelenek, ugyanakkor fontos megemlíteni őket két okból. Először is, hogy láthatóvá válljon, hogy mi az eltérés a kültéri és beltéri modellek közt. Másodszor, számos esetben az egyes modellek hatással voltak későbbi összefüggésekre. A következő alfejezetben bemutatásra kerülő TYM-modell [26] is egy kültéri terjedési modellt tudhat „ősenek”, noha a hasonlóság a végeredmény már nem feltétlenül látszik.

Okumura-modell

Az egyik legáltalánosabb kültéri terjedést leíró összefüggés az Okumura-modell [27], amely alakban adható meg:

$$P_L = lf + A_{mu}(f, d) - G_{(hte)} - G_{(hre)} - G_{area} \text{ [dB]}, \quad (3.3)$$

ahol P_L a csillapítás, lf a szabadtéri csillapítás, $A_{mu}(f, d)$ a relatív medián csillapítás szabadtéren (frekvencia és távolság függvényeként); $G_{(hte)}$ az adó erősítése, $G_{(hre)}$ a vevő erősítése, G_{area} a környezet erősítése. A modell tulajdonképpen a csillapítást két részre bontja: egy szabadtéri komponensre és a környezetet módosító tényezőire, úgymint az antennák nyeresége, illetve a környezet tényleges erősítésére (ami lehet akár csillapítás is).

Az Okumura-modell továbbfejlesztett verziója a Hata-modell [26], mely megkülönbözteti a kültéri helyszíneket a beépítettség függvényében.

COST-Hata-modell

A COST-Hata modell [27], (a Hata-modell továbbfejlesztése, mely az Okumura-modell továbbfejlesztése), az eddigieknél is több paramétert tartalmazó empirikus modell, mely a következő alakot ölti:

$$P_L = 46,3 + 33,9 \log_{10}(f) - 13,82 \log_{10}(h_B) - a(h_R, f) + \left(44,9 - 6,55 \log_{10}(h_B)\right) \log_{10}(d) + C_m \text{ [dB]}, \quad (3.4)$$

ahol P_L a medián veszteség/csillapítás, f a frekvencia MHz-ben, h_B az adóantenna effektív magassága méterben, d a távolság km-ben, h_R a (mobil) vevőantenna effektív magasságán méterben, C_m a konstans ofszet dB-ben. A modell megkülönbözteti az $a(h_R, f)$ paraméteren keresztül, hogy városias (urban) vagy nyílt területű (suburban) a terjedés.

Eredendően ez a modell úgy lett megalkotva, hogy az adó (bázis) magasabban helyezkedik el mint a környezetében lévő objektumok teteje (például háztetők). Eredetileg ez a modell az FR1-es sávokra jellemző terejdésekre lett elkészítve.

3.1.4. Beltéri terjedési modellek

A dolgozat szempontjából a legfontosabbak a beltéri terjedési modellek, mivel az elsődleges cél egy beltéri terjedést leíró modell megalkotása. Legfőbb jellemző, hogy az adó és vevő falakkal körbevett területen találhatóak, melyek jelentős csillapítást képviselnek az áthaladó hullám számára. Ezen felül viszonylag kis távolságokra helyezkednek el az egyes antennák, a levegő összetétel az idő jelentős részében nem változik (vagy legfeljebb elhanyagolható mértékben), viszont mozgó emberek, élőlények előfordulhatnak. Általánosságban elmondható, hogy a legtöbb modell eredetileg alacsonyabb frekvenciasávokra készült. Az elmúlt években többnek készült kiterjesztése magasabb (ilyen például az ITU beltéri terjedésre vonatkozó modellre) frekvenciasávokra, különböző megfontolások mentén [20][28], de ilyen magas frekvenciatartományokra kevés modell elérhető (főként empirikus).

TYM-modell

A COST-Hata-modellből kiindulva készült a TYM-modell [27], mely már beltérre is alkalmazható, és a mérésekkel összhangban lévő eredményeket kaphatunk a vizsgált 38 GHz-en. A modellek fejlődését tekintve először elkészült az Okumura-modell, mely kültéri terjedésre volt tervezve, ebből készült a Hata-modell, mely már jobban specifikálja a környezetet. Ennek pontosítása, fejlesztése a COST-Hata-modell. Utóbbi modell szolgált alapötletként az alfejezetben bemutatott TYM-modell megkonstruálásához.

A vizsgált modell a jelterjedés tulajdonságain alapulva figyelembe veszi a hőmérsékletet és a páratartalmat is:

$$P_L = 96,7 - 0,562 \cdot S_{win} - 0,3666f + 0,092d - 0,187h + 0,257t \text{ [dB]}, \quad (3.5)$$

ahol P_L a veszteség, S_{win} az ablakméret (egy adott szinten az átlagos ablakméret, melyet az ablak felületével fejezünk ki), f a frekvencia, d a távolság (méterben), h a páratartalom és t a hőmérséklet.

A modell mind 28 GHz-re, mind 38 GHz-re alkalmazható. A mérések alapján [27] előbbi esetben pontosabban megközelíti a mért értékeket, de nagyságrendekkel pontosabb volt, mint a COST-Hata. Külön érdekesség, hogy a dolgozatban vizsgált tartományon (38 GHz) az Okumura-modell is megfelelően pontosnak bizonyult.

A modell legnagyobb hibája, a gyakorlati felhasználás szempontjából, hogy az ablakok átlag felszíne egy mobil végpontból nem mérhető, vagy csak megengedhetetlenül nagy erőfeszítések árán. Ez utóbbi alatt azt kell érteni, hogy az ablakméret számításához egy összetett, viszonylag pontos képfeldolgozás szükséges valós időben. Ezzel az eljárással nemcsak az a gond, hogy erőforrásigényes, hanem az is, hogy semmi sem garantálja, hogy a mobil végpont az összes ablakot képes meglátni (és akkor az a következő nehézség, hogy a „látottakat” értelmezze az eszköz). Miután nem elvárható (egyébként joggal), hogy a felhasználó a hálózat használatához végig pásztázza a környezetet vagy rövid jellemzést adjon, így semmi sem garantálja a keresett S_{win} helyes becslését.

TYM-modell alapvetően pontosan becsüli a mérhető értékeket, ugyanakkor nem alkalmas arra, hogy ez alapján antennanyalábot vezéreljünk vagy modellezzük az eszközök egymásra irányítottságát.

Az ITU beltéri jelterjedésre vonatkozó modellje

Az ITU beltéri jelterjedésre vonatkozó empirikus képlete a következő [28]:

$$L_{total} = L(d_0) + N(f) \log_{10}(d/d_0) + L_f(n) \text{ [dB]} \quad (3.6)$$

ahol $L(d_0)$ alap átviteli veszteség $d_0 = 1$ referenciatávolságon, N a távolság alapú veszteségi együttható, d távolság méterben, melynek legkisebb értéke 1 méter, L_f „padló” áthaladási veszteségi faktor, dB-ben, illetve n a metszett padlók száma.

Az 5. fejezetben bemutatott mérési eredmények illetve az irodalom alapján egyszerű, irányított esetekben az ITU modellje elfogadható eredményt ad. Amennyiben ez nem áll fenn, akár 50 dB-es nagyságrendű eltérést is tapasztalhatunk.

Az ITU- és a CI-modell közt (rendre 3.6. és 3.2. egyenletek) nagymértékű hasonlóságot láthatunk képlet szintjén. Az ITU modellje tulajdonképpen tekinthető egy átlagolt CI modellnek, mely kibővítésre került a jelút által metszett födémekkel.

Mindezek miatt arra jutottam, hogy a kiindulási modellem a továbbiakban az ITU beltéri terjedésre vonatkozó modellje lesz, mivel az a legegyszerűbb és csak olyan paramétereket tartalmaz, amiket egy jól felszerelt vevő könnyedén tud mérni.

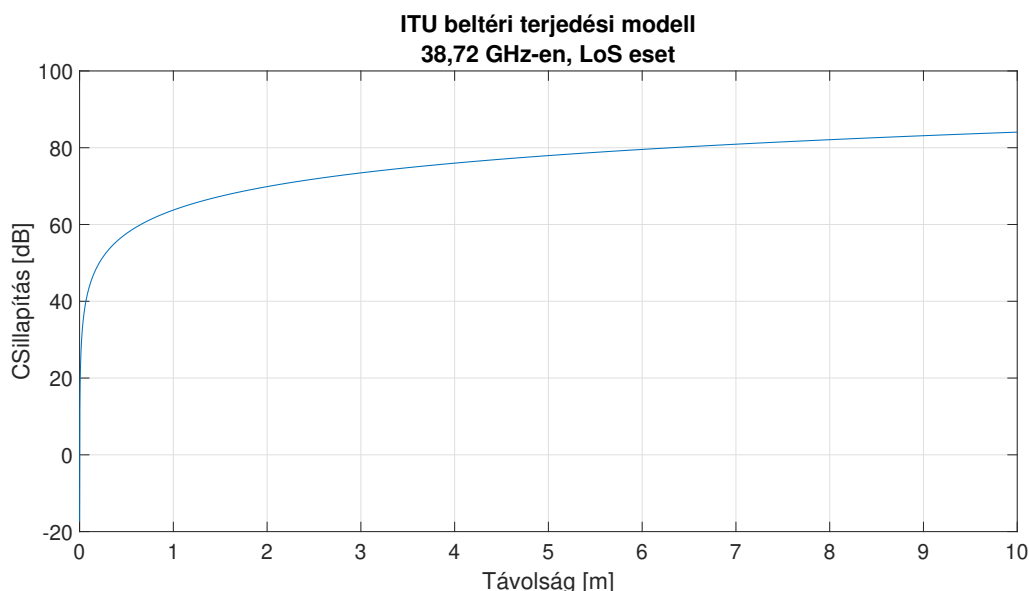
3.2. Az ITU beltéri terjedési modelljének részletesebb bemutatása

Ez a modell 300 MHz és 450 GHz között használható (legfrissebb verzió szerint [28]) és számos eltérő komplexitású kérdéskörrel foglalkozik, úgymint a csillapítás alakulásával, a fázis helyzetével stb. Első közelítésben a legegyszerűbb veszteség számítást (basic transmission loss a megnevezése a hivatkozott irodalomban) számítást használtam, mellyel tulajdonképp a csillapítást (path loss-t) becsülöm. Az összefüggést a 3.6. egyenlet írja le. Az alap átviteli veszteség (basic transmission loss) ami szabadtéri csillapítást feltételez, 38,72 GHz-en a következőképpen alakul:

$$L(d_0) = 20 \log_{10} f - 28. \quad (3.7)$$

Jelen esetben a frekvencia 38,72 GHz (f a képletben MHz-ben értendő), így ennek az értéke 63,76.

Azaz az ajánlás úgy kezeli a veszteséget, mintha egy szabadtéri terjedésből fakadó csillapítás és a beltér további (esetleges) additív csillapításából állna.



3.3. ábra. Az ITU ajánlása szerinti csillapítás változása az adott távolságon - LOS

Az $N(f)$ (distance power loss coefficient) frekvenciafüggő tag értékeinél a 38 GHz-es értéket használtam fel (az ajánlás csak diszkrét frekvenciákon közöl állandókat, az egyes szomszédos sávok közt nagymértékű eltérések tapasztalhatóak). A paraméterek ezen értékei a 3.1. táblázatban láthatóak.

A többi érték meghatározása során „office”, azaz irodai értékeit használtam. A d_0 referencia távolságérték 1 méter.

3.1. táblázat. Az ITU modell értékei a 38 GHz esetén

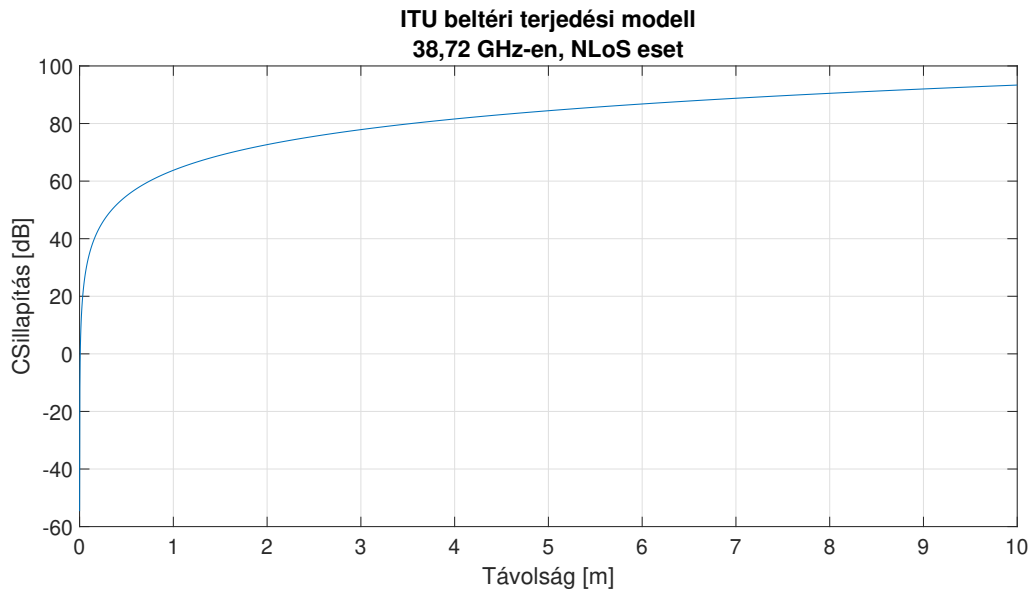
ITU beltéri terjedési modell értékek 38GHz-en			
Jele a képletben	angol név	érték	megjegyzés
N	distance power loss coefficient	20,3	office, LOS
N	distance power loss coefficient	29,6	office, NLOS
L_f	floor penetration loss factor (dB)	0	egy szint esetén 0

Ábrázolva egy egyenes mentén az ajánlás szerint a csillapítás alakulását, kapjuk a 3.3. ábrát LOS esetben, a 3.4. ábrán pedig az NLoS esetén. Itt fontos leszögezni azt, hogy az ajánlás csak 1 métert meghaladó távolság esetén adja meg az átlag csillapítás értékét. Összevetve a 3.1. ábra szabadtéri értékeivel hasonló értékeket kapunk (néhány dB az eltérés), a vizsgált tartományon. Ennek oka többek közt, hogy LoS esetben a modell azt feltételezi, hogy domináns a szabadtéri csillapítás. Ugyanakkor a meredekségük eltérő, mely a gyakorlat szempontjából a legfontosabb.

A 3.6. egyenlet a körsugárzó antennára vonatkozóan tartalmazza az értékeket és bevezet egy általánosan használható képletet tetszőleges főnyalábú antennára:

$$L^{beamforming}(d, f, W_\phi) = L^{omni}(d, f) + \Delta L(W_\phi), \quad (3.8)$$

ahol $L^{omni}(d, f)$ (a 3.6. egyenlet), $\Delta L(W_\phi)$ pedig a nyaláb alapján a korrekció:



3.4. ábra. Az ITU ajánlása szerinti csillapítás változása az adott távolságon - NLOS

$$\Delta L(W_\phi) = \eta \left(\frac{1}{W_\phi} - \frac{1}{360^\circ} \right), \quad (3.9)$$

ahol W_ϕ a főnyaláb azon szöge (fokban megadva), amely a maximális érték feléhez tartozik. η egy konstans, mely 38 GHz-en, LoS esetben 26,66, míg NLoS esetben 76,77. Az általunk végzett mérések során W_ϕ értéke 30° , így LoS fennállásánál a módosító tag értéke 0,82 dB, míg NLoS esetre 2,35 dB.

Természetesen az ajánlás további pontosító adatokat is tartalmaz. Többek közt a késleltetés alakulásával kapcsolatos számításokat, a mozgó emberek figyelembe vételi lehetőségének modelljeit, a polarizáció hatását a csillapításra stb.. Az első körben csupán a legegyszerűbb, ezen alfejezet korábban bemutatott képletével dolgozom.

Legfontosabb tulajdonsága az exponenciális emelkedés, melynek jelentősebb értékei 1 méter után kezdődnek, amely egy tipikus felhasználási távolság. LoS esetben az ajánlás [28] a táv döntő részében szabadtéri jellegű terjedést feltételez (azaz nincs semmi jelentősebb fizikai akadály közöttük). Azonban nem kezeli az egy termen belüli változosságokat, úgymint tereptárgyak és emberek, valamint a termen belüli egyenetlenségeket (nyílászárók sarkai és ehhez hasonló eltéréseket). Ezen felül a rálátás kapcsolata sincs teljesen tisztázva, hiányzik a polarizáció kapcsolata és a késleltetés alakulása sincs tárgyalva. Mégis mindezen hiányosságai ellenére, első körben egy megfelelő modellje a valóságnak és ez alapján vizsgálható a frekvenciasáv használata.

4. fejezet

ESA technológia transzfer a BME-n

Ebben a fejezetben röviden bemutatom az ESA (European Space Agency - Európai Űrügynökség) és a tanszék néhány projektjét, illetve hogy ezek során hogyan alakultak ki itt a szükséges kompetenciák a 38 GHz-es mérésekhez. Ezek után röviden bemutatom a mérések során használt eszközöket.

4.1. A BME és ESA közös projektjei

Ez a dolgozat nem az űrkutatásról szól, mégis szükségét láttam a közös múlt rövid bemutatásának, hogy a későbbi fejezetek mérési leírásai még érthetőbbek legyenek. Az ezzel kapcsolatos első tanszéki projektek még az Interkozmoszsal való együttműködés keretében történtek, majd a rendszerváltás után az ESA-val. Így alakult ki az idők során a műholdas kommunikációhoz, a hullámterjedés elméletéhez és méréséhez kapcsolódó kompetencia is.

Néhány jelentősebb eredmény, amelyekben a tanszék valamely munkatársa részt vett, ezen együttműködés során:

- VEGA program
- ROSETTA ROLAND PSS
- Masat műhold
- ESEO
- SMOG-P
- Alphasat projektek

A tanszéken az ESA-val együttműködésben lezajlott, a dolgozatom témájához kapcsolódó projektek három (egymást időben átfedő) szakaszra oszthatóak:

- Hullámterjedési vizsgálatokra,
- Műholdas kommunikáció vizsgálatára és megvalósítására,
- Technológiai transzferre.

Az 5G mérésekhez szükséges technológia hátteret az Alphasat műhoddal való kommunikáció során alakította ki a tanszék, konzulensem vezetésével. A programhoz a tanszék 2014-ben csatlakozott [7], mely szintén az Európai Űrügynökség projektje. Ennek során két jelentősebb kísérletet érdemes megemlíteni: Ka/Q sávban történő terjedési vizsgálat

és Q/V sávban kommunikációs lehetőségek vizsgálata. Mindkettőhöz földi vevőállomást építettek ki az egyetem területén, melynek antennái a 4.1. ábrán láthatóak. A kisebb méretű antennákat a terjedési mérésekre, a nagyobb méretűt pedig kommunikációs célokra használják. Ezen felül - a mostani témához kapcsolódva - 38 GHz-re egy LNB (Low Noise Block) készült, mely segítségével az RF (rádiófrekvenciás) jel megfelelően keverhető KF (közép frekvenciás) szintre.



4.1. ábra. Az Alphasat projekt kapcsán, az egyetemen az antennák - forrás: Dr. Csurgai-Horváth László fényképe

Az ESA technológiai transzfer programja szorgalmazza (amennyiben lehetséges és kivitelezhető), hogy az űrkutatásban használt eszközöket, tapasztalatokat a földi alkalmazásokban kamatoztassák a projektben résztvevő tagok. Ennek során készült a műholdas vevőállomás egyes elemeinek a felhasználásával egy 38 GHz körüli frekvenciákon működő, beltéri hullámterjedési mérésekre alkalmas berendezés az 5G sávok vizsgálatára [7].

A 2018-as (továbbiakban 2018-as évi mérés) során a használt rendszer felépítése lényegében megegyezett a műhold vételéhez használtakkal, a legfontosabb eltérés a használt antennákban volt. A tudástranszfer szempontjából a legfontosabb az LNB (Low Noise Block, ami a lekeverő egység és kiszajú előerősítő egyben), mely lehetővé teszi a Q sávban adott jel vizsgálatát.

4.2. A mérőrendszer felépítése

A méréseket a használt lekeverő alapján két csoportra lehet osztani (minden más egy- ség megegyezett): 2018-asra, amikor a lekeverő az Alphasat kommunikációs kísérletének LNB-je volt, illetve a 2020-asokra, amikor is ez lecserélésre került (ezen felül a szoftveres adatkezelésben történt némi változtatás). Az alapelrendezés azonos minden esetben. Fixált pozíciójú adóantenna, az egyes mérési pontokban, egy platform segítségével 5°-ként forgatott vevőantenna, szoftveres jelfeldolgozással, amely SDR (szoftverrádió) segítségével lett megvalósítva.



4.2. ábra. Az LNB, felszerelve műholdvételekre - forrás: [7]

A mérések során modulálatlan szinusz jel került kibocsájtásra 38,72 GHz-en. Minden számítás ezen névleges frekvencián történt.

A mérés szinte teljesen automatizált, csupán annyi emberi interakcióra van szükség, hogy a vevőegységet a mérési pontra állítsuk, illetve az eredményeket mentjük.

4.2.1. A lekeverő egység

A 4.2. ábrán látható az LNB egység felszerelve egy antennára, mely az Alfasatra van irányítva. Az eszközt a BME-HVT leírása alapján a Totaltel Telecom Techniques Ltd. (Hungary) [29] készítette. Legfontosabb paraméterei a 4.1. táblázatban láthatóak. A későbbi (azaz 2020-as) mérések során ez az egység lecserélésre került egy kisebb erősítéssel rendelkező eszközre, a Totaltel lekeverő egységére. Legfontosabb eltérés az LNB-hez képest, hogy az erősítése csak 33 dB. Erre a cserére azért volt szükség, mert túlságosan nagyok találtak az erősítését, ami ilyen kis távolságok és csillapítások esetén könnyen kimozdíthatja az eredményeket a linearitási tartományból.

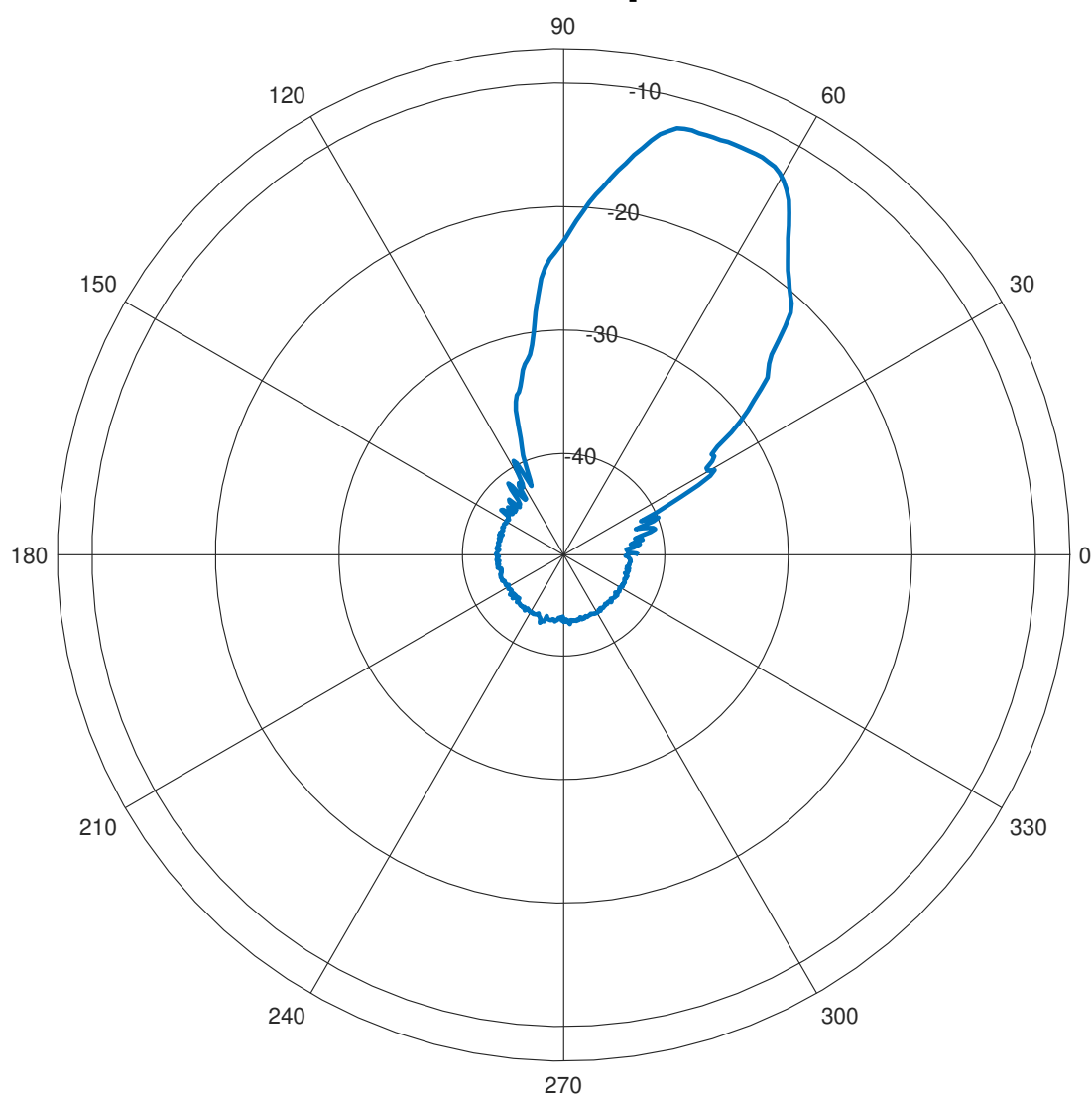
4.2.2. Az antenna

Minden mérés során két teljesen megegyező tölcésantennát (4.4. ábra) használtunk, melyek a Grante CH 0.05 S 265400 sniffer antennái [30]. 26,5 GHz és 40 GHz között található a működési frekvenciatartományuk, amihez 20-22 dBi erősítés tartozik. A számítások szempontjából mind az adó, mind a vevőantennát azonos átlagos (21 dBi) erősítésűnek vettem. Azzal a feltételezéssel éltem, hogy az adott tartományon az erősítés értéke normális eloszlást követ, 21 dBi középponttal. Ekkor (további információ nélkül) a legjobb döntés a MAP [31] (azaz maximum a posteriori döntés) az, ha az a posteriori, sűrűség-

4.1. táblázat. Az LNB legfontosabb adatai

LNB specifikáció	
Frekvenciasáv	37,85 GHz - 38,15 GHz
Erősítés	56.3dB
Zaj	2,6dB 38GHz-en, maximálisan 3.2dB
Működési tartomány	-30° - +55°
LF	9120MHz
Kimeneti frekvenciatartomány	1420-1620 MHz
Szinkronizáció	külső 10MHz-es referencia órajel

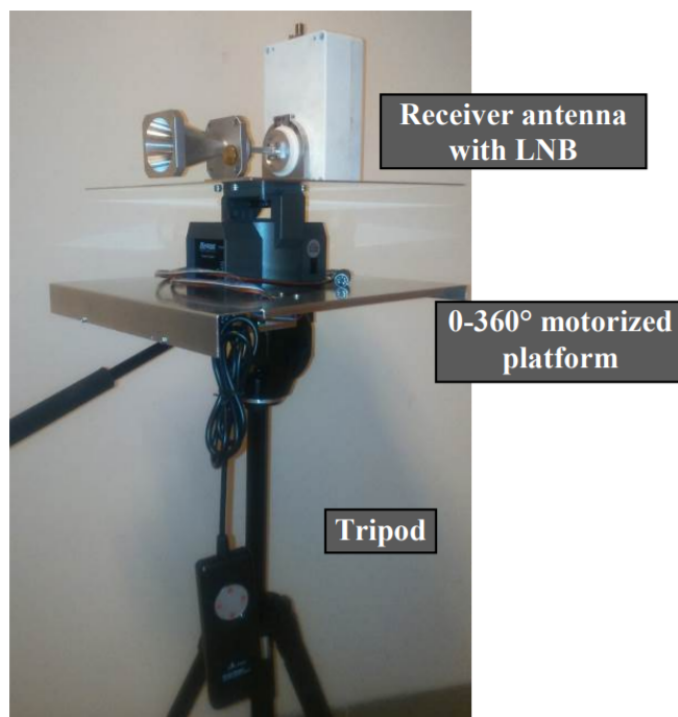
-27dBm TX power



4.3. ábra. Antennakaraktisztika (tanszéki mérés reflexiómentes mérőszobában)

függvény legnagyobb értékét választom, mely jelen esetben a tartomány középső eleme (élve azzal a feltételezéssel, hogy az egyes antennák erősítése normális eloszlást követ a

tartományon). Abban az esetben ha nem áll fenn az, hogy az egyes antennák erősítésének eloszlása olyan, hogy a sűrűségfüggvényük maximum helye a 21 dBi (vagy annak kellően kicsiny környezetében van) akkor nem igaz az, hogy a legkisebb valószínűségű hibát választottam ezzel minimális hibát okozva a későbbi számításokban.



4.4. ábra. A vevőantenna a mozgó platformján, az LNB-vel - forrás: [7]

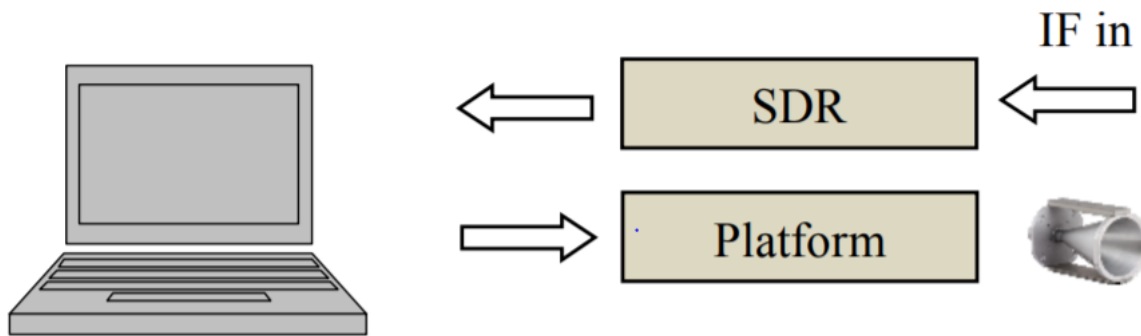
A 4.3. ábrán látható az antennák iránykarakteristikája, amely a tanszéki mérőszobában lett megmérve. Elmondható, hogy az antenna főnyalábja kb. 30° -os (3 dB-s pontok között értelmezve), erősen elnyomja a melléknyalábait, hátrasugárzása nagyjából 50 dB-el kisebb értékű, mint a főirányban. Minimális eltérés tapasztalható a tökéletesen szimmetrikus elrendezéstől (mely eltérésnek egy része feltehetőleg mérési hiba). A számítások során ezt a minimális asszimetriát figyelembe vettem, de jelentős mértékben semmit nem befolyásol.

4.2.3. A platform

Az egyes platformok egy állítható magasságú tripodon állnak. A vevőantenna ezen felül egy motorral körbeforgatható platformon helyezkedik el (4.4. ábra). A forgatás felbontása $0,35^\circ$, mely bőségesen elegendő az 5° -os állásokhoz. A motor USB kábellel csatlakoztatható számítógéphez és szoftveresen vezérelhető, így könnyedén összehangolható a forgatás és az adatrögzítés. A platform a tanszéken készült, az ESA tudástranzferjéhez kapcsolódó mérés kiszolgálására.

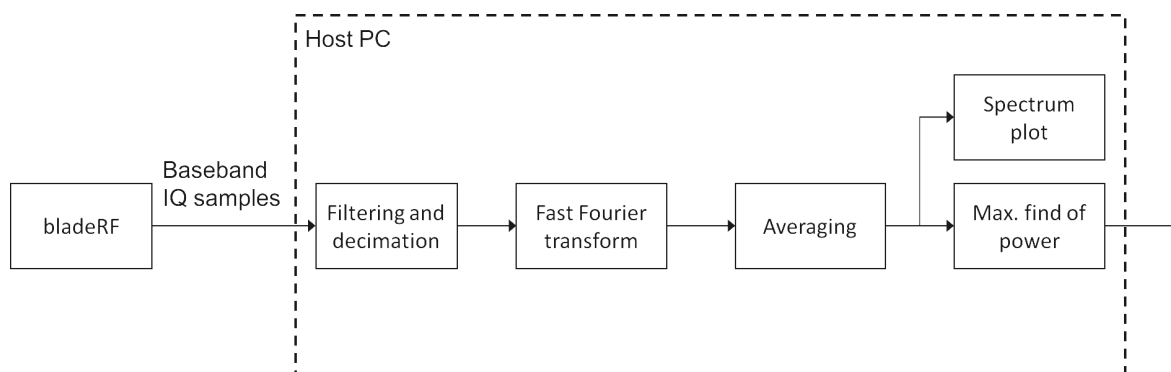
4.2.4. Szoftveres adatfeldolgozás

A lekevert L sávú jelet egy SDR (Software-defined Radio - melyet elterjedt nevén szoftverrádióknak hívnak) dolgozza fel, melyet egy laptopon futó GNU radio környezetből vezérlünk [32] (4.5. ábra). Ezen egység egyszerre kontrollálja a platform mozgását és rögzíti a lekeverőegységből érkező adatokat.



4.5. ábra. Az adat útja [7]

A jelfeldolgozás nuand bladeRF szoftverrádióval [33] lett megvalósítva, amely állítható középfrekvenciával rendelkezik 300 MHz és 3,8 GHz között, 28 MHz sávszélességig. A jelfeldolgozás blokkvázlata a 4.6. ábrán látható. A jelerősségnek 50 dB-es dinamikai tartományban kell elhelyezkednie és legalább 100 miliszekundumig mérhetőnek kell lennie. Egy felüláteresztő szűrővel a DC offset elnyomásra kerül, mely nincs hatással a modulálatlan vivőre. Ez és a decimálás csökkenti a fellépő zajt, melynek kezelése szükséges, hiszen az eljárás erre érzékeny. Az így feldolgozott jelet a számítógép egy txt fájlba menti.



4.6. ábra. Jelfeldolgozás [7]

4.2.5. Korrekció

Az átviteli lánc megalkotásához referenciamérések készültek reflexiómentes antennamérőszobában melynek során megállapításra került, hogy a lementett adatok (szerencsére lineáris) eltérést mutatnak a valóságos értékekhez képest, így korrekciós képletek bevezetésére volt szükség. Ezeket a mérések éveinek megfelelően nevezem, ezek alapján a 2018-as:

$$R_{x_{real}} = 1,97 \cdot R_{x_{measured}} + 22,23 \text{ [dBm]} \quad (4.1)$$

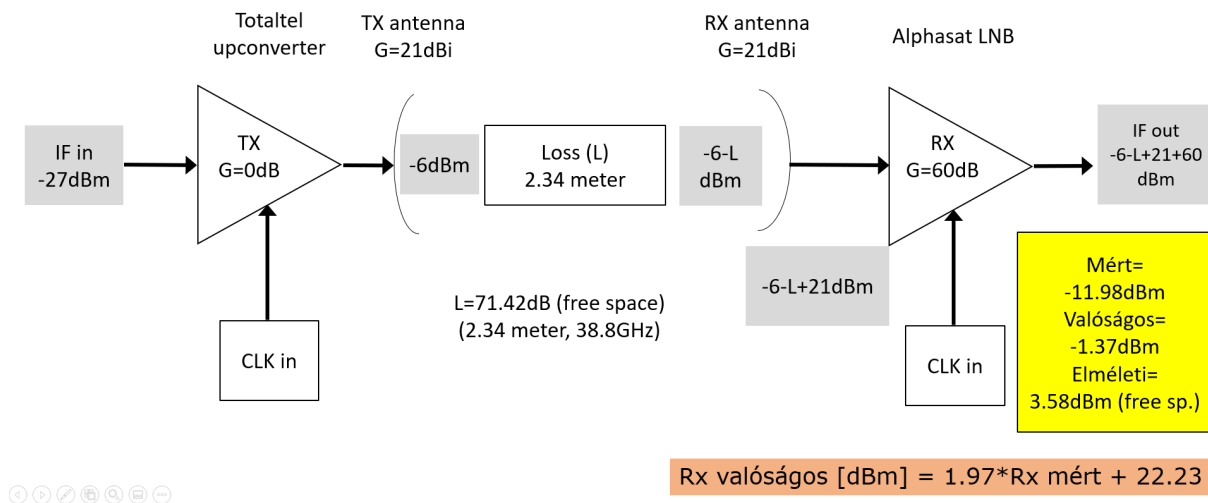
a 2020-as:

$$R_{x_{real}} = 2 \cdot R_{x_{measured}} - 35 \text{ [dBm]} \quad (4.2)$$

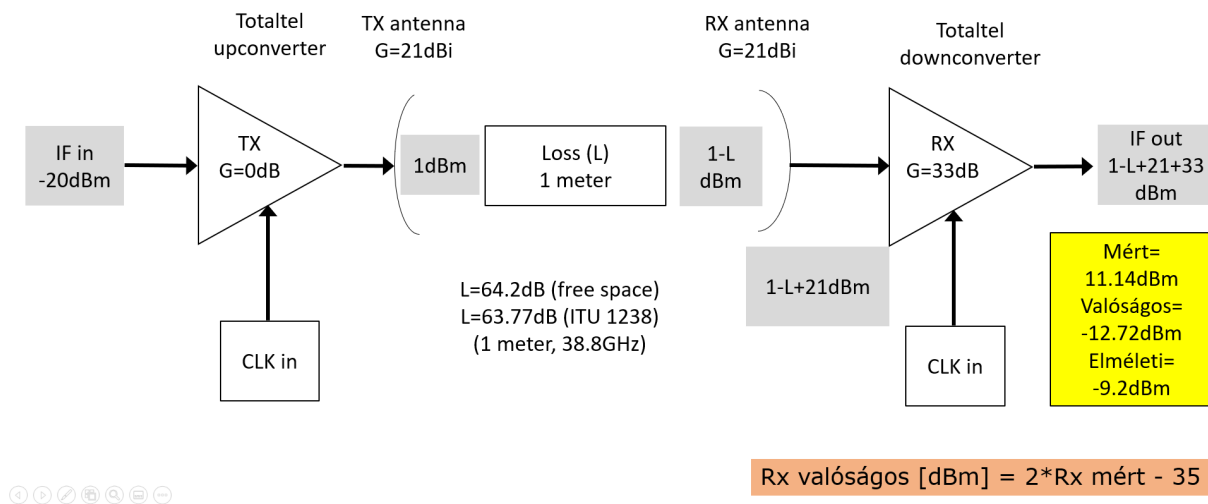
ahol $R_{x_{real}}$ a valóságban mérhető jelszint, az $R_{x_{measured}}$ pedig a kijelzett érték a szofveres feldolgozás után. Mindkettő dBm-ben értendő. Minden, a dokumentumban feltüntetett adat a korekcióval ellátott értéket, azaz a valóságos jelszintet jeleníti meg.

4.2.6. Az átviteli lánc

A további feladatok szempontjából az átviteli lánc az érdekes, amelyet a mérésben résztvevő rendszerek tulajdonságaiból állíthatunk össze. Így a modellezés szempontjából egy könnyen és gyorsan kezelhető eszközhöz jutunk.



4.7. ábra. Átviteli lánc a 2018-as mérés során



4.8. ábra. Átviteli lánc a 2020-as mérés során

Az egyes mérések átviteli lánc a 2018-as mérés esetén a 4.7. ábrán látható, a 2020-as méréseké pedig a 4.8. ábrán látható. Ezen ábrákon nemcsak az átviteli lánc került feltüntetésre, hanem a mérések során esedékes korrekciós képletek is. Ezen felül egy referencia számítást is feltüntettem a szabadtérben tapasztalható terjedésre (a 3.1.2. fejezetben bemutatott képlet szerint) alkalmazott modell alapján, ami egy összehasonlítási példaként szolgál az elvárt eredményről.

Az ábrákon a mért az adatfeldolgozás során lementett IF out kimeneti értéke, míg a valóságos a korrekcióval ellátott tényleges mennyiség (ez tartalmazza az erősítéseket).

Az elméleti felirat a szabadtéri csillapítás mellett, a korábban bemutatott modell szerint számítható vehető jelszint.

Az eddigiekből következően, a veszteséget vagy másképpen a path losst (L) következőképpen határozható meg (a szükséges korrekció elvégzése után):

$$L = IF_{IN} + G_{TX} + G_{RX} - IF_{OUT}, \quad (4.3)$$

ahol IF_{IN} az adón a keverő előtti jelszint (KF), G_{TX} az adóban lévő keverő és az adóantenna erősítése, G_{RX} a vevő egységben lévő keverő és az antenna erősítése, IF_{OUT} a vevő kimeneti jelszintje (KF).

5. fejezet

A mérési eredmények bemutatása és értékelése

Ebben a fejezetben bemutatom a mért környezetet, majd az itt mért eredményeket. Ezek után tömören, statisztikai alapon elemzem a megkapott adatokat. A mért csillapítást összevetem az ITU beltéri terejésre vonatkozó modell ajánlásával. Legvégül mindezek alapján megfogalmazok kritériumokat a probléma szempontjából egy jó terjedési modellhez.

Minden mérési eredmény a 4.2.5. fejezetben bemutatott korrekcióval ellátva került feltüntetésre.

5.1. A mérések felépítése

Az egyes méréseket a BME V1 épületében végeztük. Az érintett épületrészeket, illetve termekben a mérés idején az egyetem polgáraitól elzártuk, hogy még véletlenül se sétálhasson be senki, ezáltal ne változzon semmiképp se a környezet. A méréseket végző személyek (maximum 3, átlag 2 fő) az antennától mindig a lehető legmesszebb helyezkedtek el.

Az egyik mérési helyszín a V1 épület 103-as terme volt, amely az ötemeletes épület első emeletén egy terem. Az 5.2. ábrán látható a terem alaprajza, az egyes távolságok deciméterben megadva. A mérési pontokat az egyes x/y formátumú pontok jelölik ki, a TX pedig az adóantennát, amely mögötti falon (az 5.2. ábrán a jobb szélső fal) található a teremben a tábla. Az ábra tetején a három kitüremkedés egy-egy ablakot jelöl. A bal alsó sarokban egy fa szekrény található. Az ajtótól balra található egy-egy épületet tartó oszlop vagy csatorna a közműnek. A terem közepén a téglalapok padokat (és mögöttük) székeket jelölnek. Az antennák az asztalok síkja fölött helyezkednek el, de azok képesek reflektálni a rájuk eső hullámokat.

A másik mérési helyszín a V1 502-es terem (hosszúsága 10 méter, szélessége 5,9 méter melyből 70 centimétert a szekrény sor foglal el), mely szintén egy hasonló, de nagyobb méretűvel rendelkező, az épület ötödik emeletén található tanterem (az 5.1. ábrán látható a terem egy részlete). Ugyanakkor a négy falából két teljes egészében műanyag kávájú ablakokból áll, néhány fém tartó oszlop beékelődésével. Az ajtó felőli (hosszabb), folyosóval párhuzamos fala majdnem teljes hosszában (padlótól plafonig) egy fa szekrény található, üveg ajtókkal. Az adóantenna mögötti falon (a 103-as teremhez hasonlóan) található a tábla. Az eltérésbeli felépítés a kapott ábrákból is látszódnia fog.

Mindkét teremben fővonalnak vagy középső sorának azt a képzeletbeli szakaszt értem, amelyet az adó és a középső vevők pozíciója meghatároz. Az 5.2. alaprajzon ezek a 0/1, 1/1, 2/1 és TX pontok jelölik.



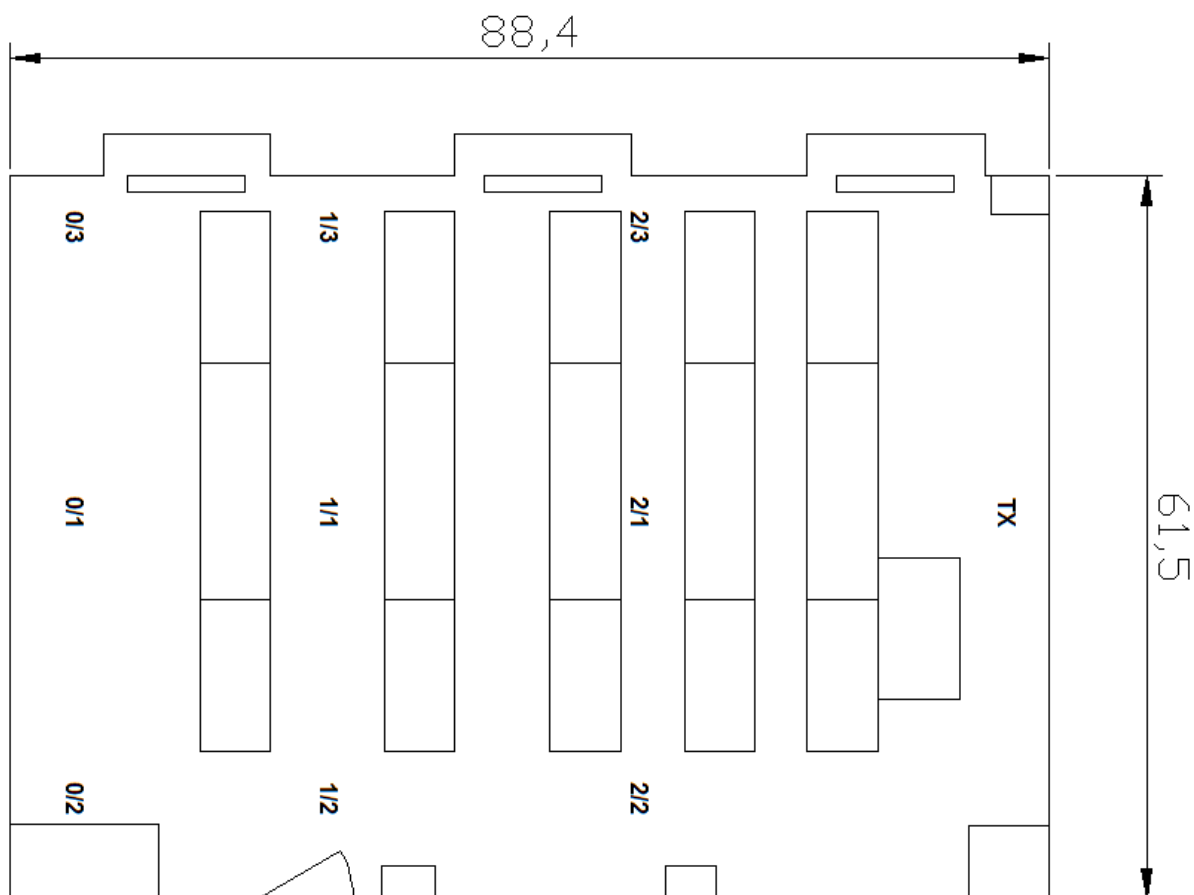
5.1. ábra. A V1 épület 502-es termének elrendezése, a vevővel

Mind az adó, mind a vevő 1,5 méter magasan helyezkedtek el, a korábban ismertetett felállásban. A mozgó platformon a vevő 5 fokként fordult, pozitív körüljárási irány szerint, így 73 mérési eredmény került rögzítésre minden egyes pozícióban. Alapesetben az adóantenna főtengelye merőleges volt a falra, illetve mindig a táblával ellátott falnál helyezkedett el. Egy adott pozícióban a 0° a tábla síkjához (az adóantenna mögötti fal) legközelebb eső pont. Az egyes mérési pontokat legalább egy méter távolságra vettük fel egymástól és legalább ugyanekkora távolságot tartottunk a vevő- és adóantenna között.

Három eltérő mérési eljárást használtunk az antennák kiindulási elrendezése szerint. **Aligned:** az adó és a vevőantenna kezdésképp egymásra irányított. **Unaligned:** az antenna főnyalábjának felezővonala mindig merőleges volt a tábla síkjára. 2018-ban csak Unaligned mérés készült. **Mid-point:** az adóantenna is forog, míg a vevő pozíciója végig fix, csupán 5° -ként fordul. Minden egyes vevő körbefordulás után pozitív körüljárási irány szerint 45° -kal elforgatásra került.

Ábrázolás szempontjából fontos leszögezmem, hogy a mérési pontokra szakaszonként lineáris interpolációt alkalmaztam, noha a valóságban az adatok jellegét tekintve nem ez a leghelyesebb. Mégis, a feladat jellegéből adódóan ez elfogadható.

Ezen mérések során nem foglalkozunk (még) azzal a problémával, hogy a jel polarizációja milyen hatással bír.



5.2. ábra. A V1 épület 103-as termének elrendezése, illetve a mérési pontok

5.2. A jelszint és a rálátás kapcsolata

Az eredmények ábrázolása többféleképpen lehetséges. A kitűzött cél szempontjából a leginformatívabb a polárdiagramos elrendezés, ahol tulajdonképpen azt látjuk, hogy az egyes irányokban mekkora jelszintet mérünk (melyhez hozzáadódik az erősítés annak megfelelően, hogy melyik mérési összeállítást használtuk). Ezzel két célt érek el. Egyrészt megmutatom, hogy mennyire számít a két antenna egymásra irányítottsága, másrészt láthatóvá válnak, milyen tényezők befolyásolják a vett jelszintet. A végső cél az, hogy találjuk meg mindig azt az irányt, ahonnan a legjobb a vételi viszony (vagy ha ez nem megy, a soron következőt). Ezen ábrákon megláthatjuk, hogy milyen eshetőségek vannak, amikor is az irányt keressük.

Az ábrázolás technikájáról röviden

A 0° és a 360° ezen ábrákon ugyanaz a pont, ugyanakkor a zaj és egyéb mérési hiba miatt nem mindig estek egymásba. Hogy ez látható maradjon és ne legyenek az ábrák túlszűfoltak, ezen pontok nem kerültek összekötésre.

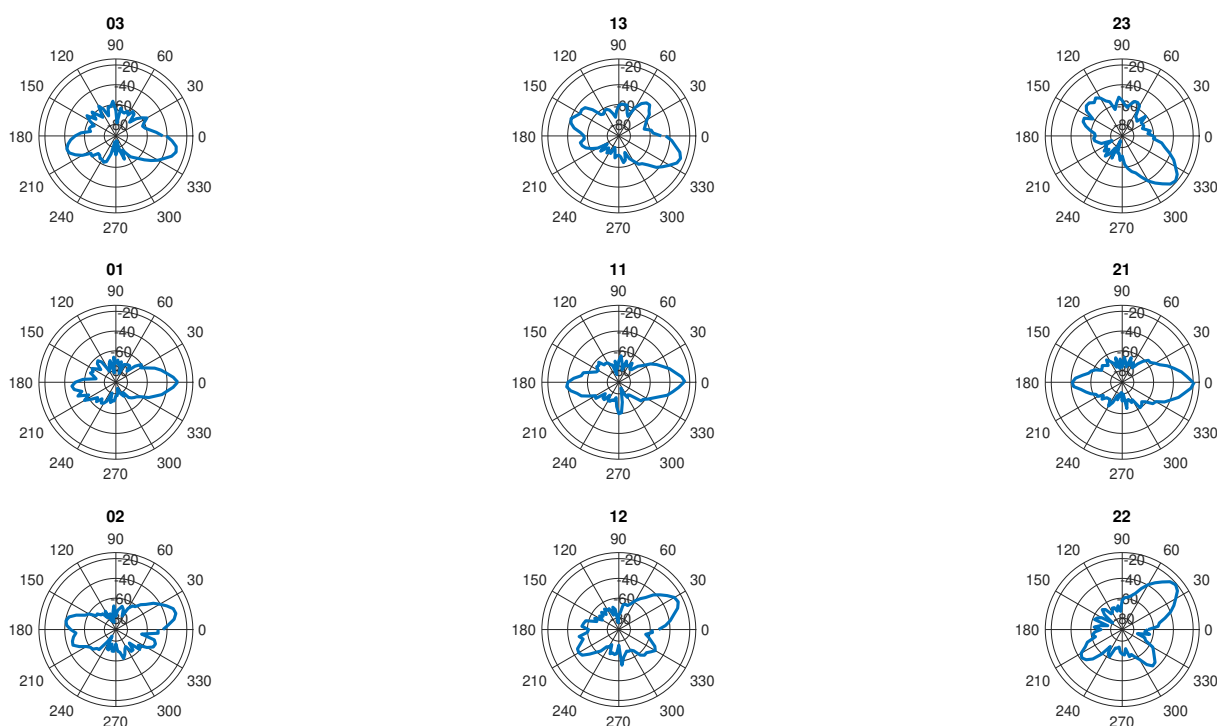
Az összehasonlíthatóság kedvéért az adóantenna minden ábrán a jobb szélén, a középső sor 0° -os vonalában helyezkedik el. Ahol egyszerre több polárdiagrammot ábrázolok, az ábrázolás minimum és a maximum értéket fixáltam, hogy az egyes pozíciók ábrái összehasonlíthatóak legyenek. Az egyes vevő pontok az elkészült ábrákon úgy helyezkednek el, ahogyan a mérés során is. Ugyanakkor az ábrákon lévő távolság nem arányos a pontok

valódi távolságával. Minden feltüntetett érték dBm-ben értendő, a szögek pedig fokban.

5.2.1. Aligned esetek

Aligned esetben alapvetően azt várhatjuk el előzetesen, hogy a legnagyobb jelszintet LoS fennállása esetén láthatjuk, azaz amikor az adó- és a vevőantenna tökéletesen egymásra irányított és útjukban semmi sem áll. Ekkor az a modellünk, hogy a vett teljesítmény domináns része az adóantenna főnyalábjának erősítésével került kisugárzásra (jó közelítéssel egy egyutas jelterejdést feltételezünk) melyet vagy közvetlenül vagy egy reflektálódás után veszünk. Itt azzal az előzetes elvárással élhetünk, hogy a legmagasabb vett jelszint (és nem melleleg az átlagos is) ezen elrendezésnél lesz mérhető. Tulajdonképpen az a célom a munkámmal, hogy nyalábformálással mindig ezt az állapotot tudjuk elérni (ha lehetséges fizikailag).

2020. aligned mérés

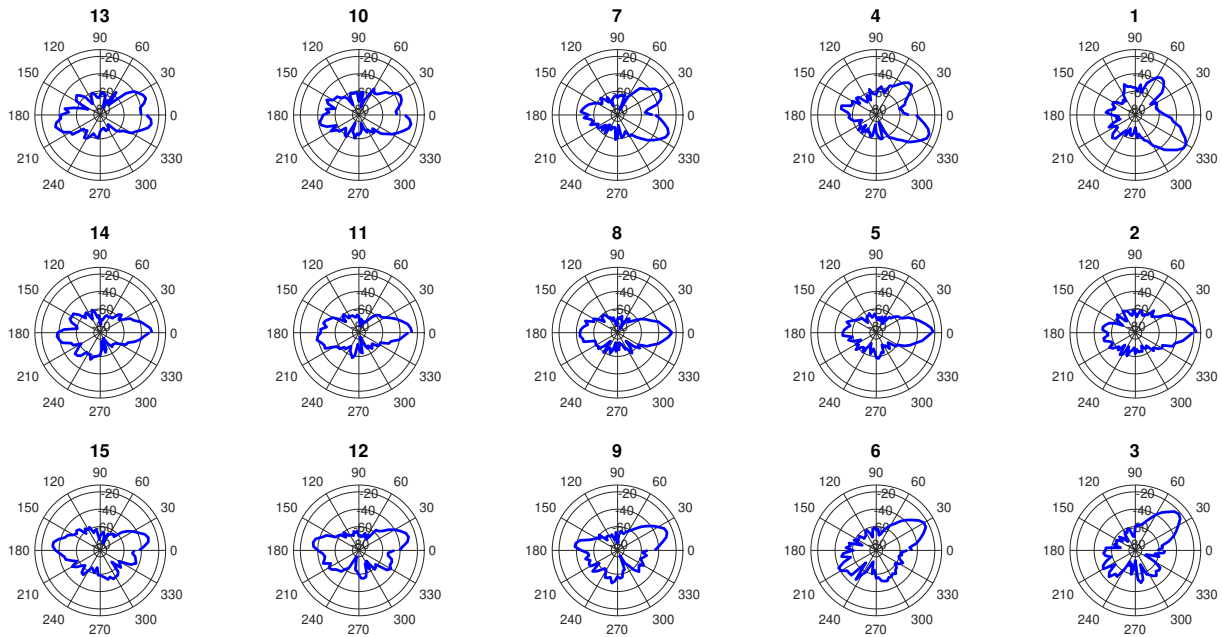


5.3. ábra. A V1 épület 103-as termében a vett jelszintek a szög függvényében, a vevőben lévő erősítésekkel

Az 5.3. ábrán a 103-as teremben történt mérés eredménye látható (az egyes pontok elhelyezkedése megegyezik az 5.2. alaprajz ábrájával). A mérés a 2020-as összeállítás szerint történt. Az 5.4. ábrán az 502-es teremben történt mérés látható (mely gyakorlatilag üvegfelületekkel dominált a terem szélén). Ez is a 2020-as elrendezés szerint történt. Az egyes ábrák jellegre hasonlítanak az antenna iránykarakterisztikájára.

A kapott eredmények az elvárásoknak megfelelően alakultak. A legmagasabb vett jelszintet abból az irányból mértük, amerre az adó található. Már itt is nagyon látványos, hogy hiába néz az adóantenna a vevőre, amennyiben a vevő főnyalábja már nem esik egybe az adóéval, látványosan zuhan a vett jelszint. Az eltérés nagyságrendje 40-60 dB-es, mely akár már 20 – 30°-os eltérés esetén is tapasztalható.

Mindegyik ábrán megfigyelhető egy második csúcsérték is, mely egy reflexió az antenna mögötti falról vagy szekrényről. Ez minden esetben kisebb, mint a közvetlen jelúton



5.4. ábra. A V1 épület 502-as termében a vett jelszintek a szög függvényében, a vevőben lévő erősítésekkel

érkező komponens. A felhasználás szempontjából egy kérdés, hogy a reflektált hullám elfogadható-e. Amennyiben igen, sokkal könnyebb a nyalábformálás, hiszen legalább 2 jelentős csúcsérték mindig található, amennyiben valamilyen reflektáló felülethez relatíve közel áll a vevő. A felhasználás szempontjából az lehet probléma, hogy a kialakított adatsomagok a túl hosszú reflexiós útvonal miatt késve vagy nem megfelelő minőségben érkeznek meg. Ez utóbbi oka lehet az interferencia fellépésének következménye, melynél az a kérdés, hogy a használt kódolás és adatszerkezet képes-e kiküszöbölni. Ennek vizsgálata későbbi kutatások témája.

Külön szót érdemel a reflexiók kérdésköre (mely az interferencia elsődleges forrása jelen helyzetben) nagy kiterjedésű üvegfelületekkel ellátott területek esetén. Az irodalomban fellelhető olyan terjedési modell (a korábban bemutatott TYM-modell [27]), amely a veszteség számításakor figyelembe veszi ezen objektumok fizikai méretét a nagymértékű fellépő reflexiók miatt. A második ábrán (az 5.4. ábra) a nagy kiterjedésű üvegfelületek egyértelműen további csúcsokat jelentenek a vétel szempontjából. Közeli esetekben összemérhető nagyságú az ideális viszonyokhoz képest (azaz amikor a két antenna tökéletesen egymásra van irányítva). Az adóantennától viszonylag távoli sarkokban (azaz a vevő környezetében legalább 2 irányból nagy reflektáló felület található) a reflektált komponens szintén a legjobb pozíció jelszintjéhez hasonló méretű (sőt van, ahol nagyobb). Ha a reflektált útvonal is megfelelő, akkor bizonyos esetekben több elfogadható jelszintű pozíció is létezik, ami azt eredményezi, hogy gyorsabban is találhatunk megfelelő szöget (több, eltérő pontból könnyebb egyet találni). Ugyanakkor ezek a reflektált útvonalak a korábban ismertettek szerint akár problémák is lehetnek.

Tapasztalatok

Elemelve az aligned eredményeket az alábbi következtetéseket vontam le:

- A vett jelszint a távolság, az antennák főnyalábjának bezárt szöge és a környezetben

található reflektáló felületek függvénye.

- Ezen a frekvencián az üvegfelületek megfelelő beesési szög esetén nagy mértékben reflektálnak.
- Abban az esetben is, ha az adó a vevőre néz, az utóbbi irányítottságától függően általában két-három átlagtól eltérő csúcs található (másképp megfogalmazva: lehetséges reflektált útvonalakból is elfogadható jelszintet venni).
- Néhány fokos elfordulás esetén a vett jelszint 40-60 dB-lel csökkenhet (vagy éppen nőhet).
- A jelszint (a korábbi modelleknek megfelelően) néhány méterenként is több dB-lel csökken.

Az eddigi eredmények alapján úgy vélem, hogy célszerű bevezetni a relatív környezet fogalmát. Ez alatt azt kell érteni, hogy egy adott pontban a vehető jelszint függ a távolságtól és a reflexiót jelentő környezettől. Utóbbi esetében nem számít, hogy milyen messzi van a pont az adótól, csupán annyit számít, hogy milyen jellegű a környezete. Ez alapján az egyes vételi pontok tipizálhatóak, melyeket relatív környezeteknek nevezhetünk, mivel végső soron ezek adják meg, hogy milyen jellegű nyalábformálási stratégia szükséges. A távolság csupán a maximális jelerősséget fogja meghatározni. Az így megalkotott fogalommal az egyes vételi pontok kategorizálhatóak, melyre a modellalkotás során szükség lesz.

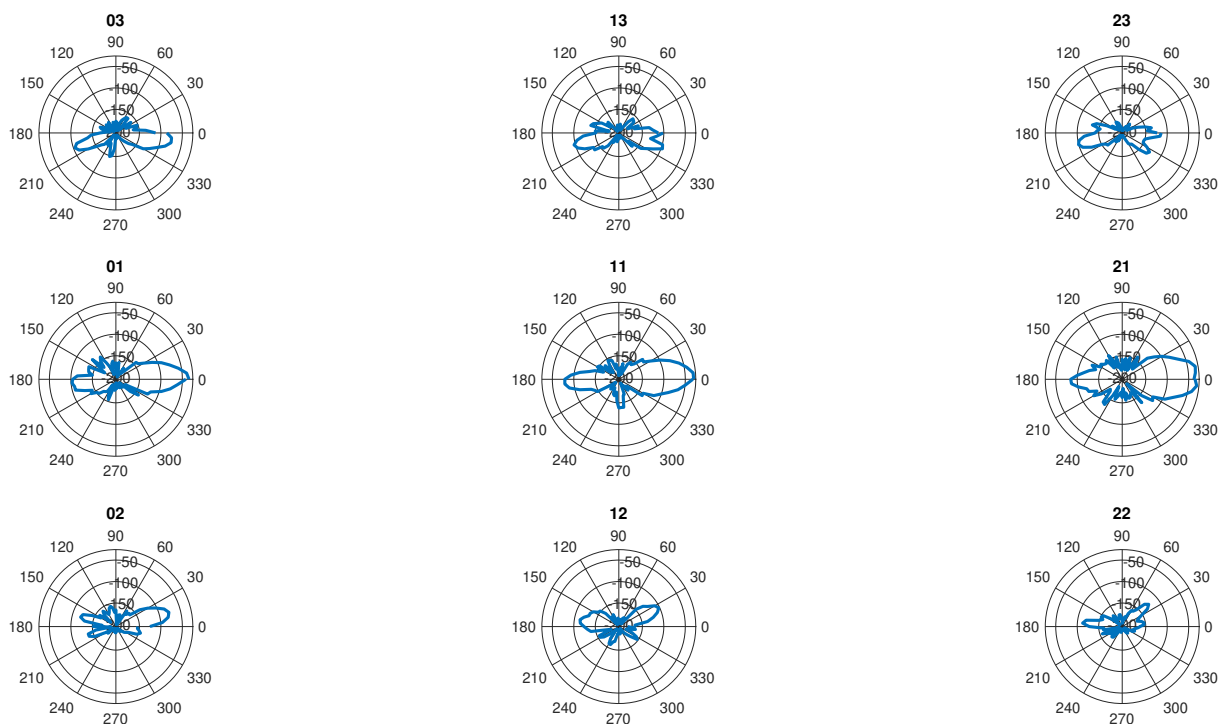
5.2.2. Unaligned esetek

Unaligned esetben az adó végig fixen, a táblára merőleges vonalban, a terem felé néz. Ez felfogható egy olyanfajta szimulációnak is, amikor is a vevő antenna 5° -os lépésekben keresi a maximálisan vehető jelszintet egy adott pozícióban. A főirányban lévő pontoknál az eredmény nagyon hasonló lesz az aligned esethez (gyakorlatilag ugyanaz a kettő). Ennél az elrendezésnél fennáll olyan pillanat is, amikor az adó főnyalábját vesszük (közvetlenül vagy közvetve), de léteznek olyan állapotok is, amiket úgy modellezhetünk, mintha (a jól elnyomott) valamelyik melléknyalábot vennénk. Minden mérési pont esetében léteznek olyan állások, ahol ez nem eldönthető, itt feltételezhetően a két modell keveréke jelenik meg.

Az 5.5. ábrán látható az unaligned mérés a 2018-as elrendezésben. Ekkor még a vevőben az Alphasat műholdvevőjét használtuk. Az 5.6. ábrán a korábbi mérés ismétlése látható csupán más a vevőben a keverő, illetve 7 dBm-mel magasabb KF szintet használtunk (2020-as elrendezés szerint). Lényegében a korábbi mérés ismétlése. Az 5.7. ábrán pedig a V1 502-es teremben készült unaligned mérés látható, természetesen a 2020-as mérési elrendezésben.

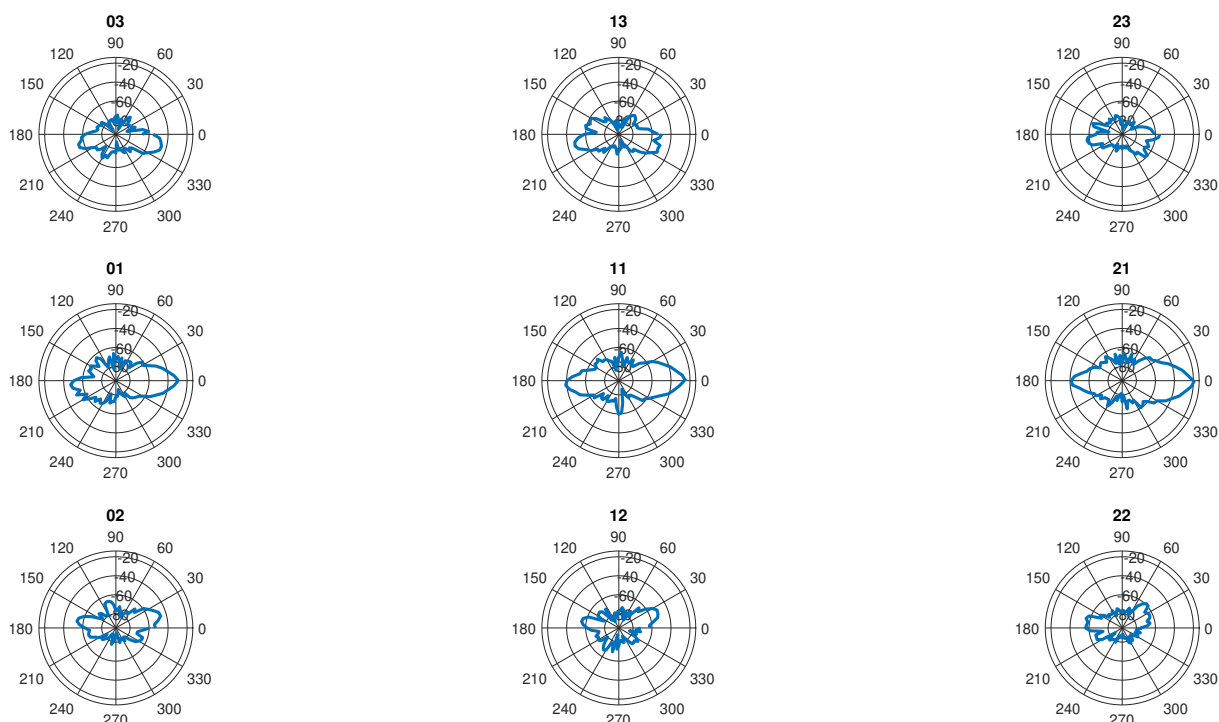
Az eddigiekhez képest a legjelentősebb változás, hogy a szélső pozíciókban a jelszint drasztikusan alacsonyabb, mint a korábbiakban, az aligned esetben ugyanezen pozíciókban láthattunk, amely megfigyelhető a mostani mérés fővonalához képest is. Ez előző bekezdésben leírtak szerint ezen pontok vagy oldalnyalábból vett jelek vagy NLoS jellegű a főnyaláb kisugárzott teljesítménye. Noha utóbbi esetében ténylegesen nincs semmi akadály a két antenna között, és a csillapítások számításánál is látszódnia fog, hogy nem egyezik meg a veszteség az NLoS esetén számítottakkal. A tényleges jelenség bonyolultabb, mint ezen két egyszerű modell.

2018. unaligned mérés



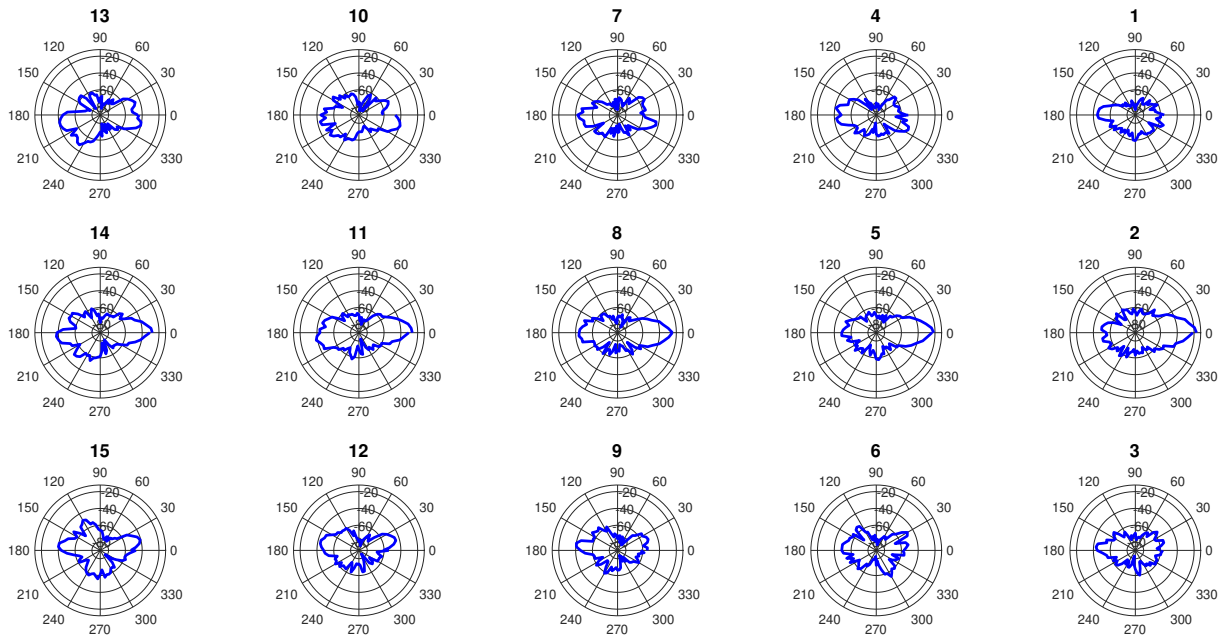
5.5. ábra. A V1 épület 103-as termében a vett jelszintek a szög függvényében, a vevőben lévő erősítésekkel, unaligned eset, 2018-as elrendezés

2020. unaligned mérés



5.6. ábra. A V1 épület 103-as termében a vett jelszintek a szög függvényében, a vevőben lévő erősítésekkel, unaligned eset, 2020-as elrendezés

Azon pontokat nézve, ahol az adóval bezárt szög relatíve nagy (legalább $30 - 40^\circ$ -os), mint például 2/3-as, 2/2-es, 1-es vagy 3-as pontokban, a legmagasabb jelszint a reflexióból



5.7. ábra. A V1 épület 502-as termében a vett jelszintek a szög függvényében, a vevőben lévő erősítésekkel, unaligned eset, 2020-as elrendezés

érkezett. A 3-as pontot tekintve azt is láthatjuk, hogy átlagos vételi szint felett csak reflektált útvonalból érkező komponens van. Gyakorlatilag azzal, hogy megmérjük a vett jelszintet teljesen körben, nem tudjuk megmondani, hogy az adóantenna merre helyezkedik el.

Összevetve az egyes méréseket, jellegre látunk hasonló eseteket (csupán eltérő jelszinttel), így ezeket szabad szemmel nézve is besorolhatjuk egy relatív környezetbe. Meglátásom szerint, relatív környezet meghatározás után tanuló algoritmusokkal megmondható az adóirány. Erről bővebben a következő fejezetben értekezem.

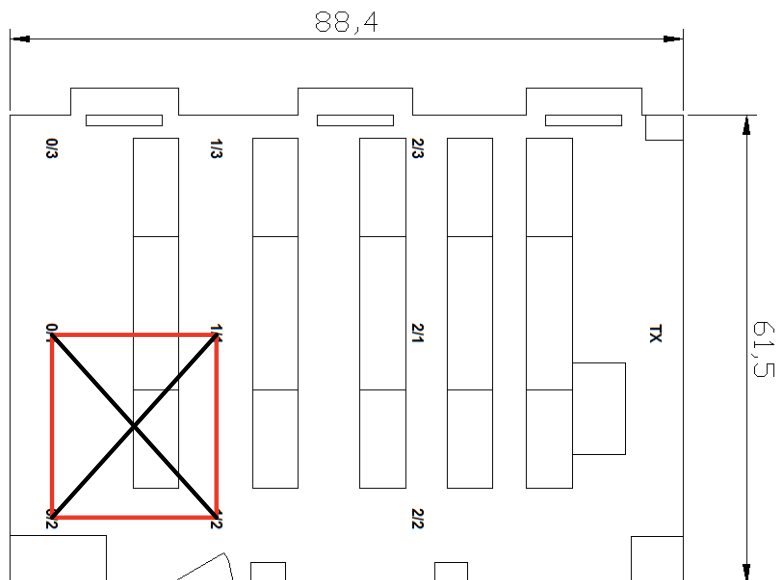
Tapasztalatok

Elemelve az unaligned eredményeket az alábbi tapasztalatokat vontam le:

- Önmagában vett jelszintekből nem megmondható az adóantenna iránya (szükséges a relatív környezet megadása is).
- Nemcsak a vevőantenna irányítottsága, de az adóé is fontos.
- Adóantennának célszerű szektorsugárzót vagy omnidirekcionális antennákat alkalmazni (vagy úgy helyezni keskenyebb antennákat, hogy minél jobban lefedjük a teljes teret).
- Erősen reflektált környezetben, számos irányból átlag körüli jelszint mérhető. Ez azt is jelenti, hogy nincs kiemelkedően magas továbbá, hogyha az átlag körüli szint elegendő számunkra, akkor NLoS esetben is tudunk kapcsolatot létesíteni, relatíve könnyen.
- Ugyanazon pontban, az adó és a vevő antenna egyenesében aligned és unaligned esetek között átlagosan 30-40 dB az eltérés előbbi javára a vett jelszintben. Vagyis átlagosan ennyi a nyereség, ha az adót is jól irányítjuk.

5.2.3. Mid-point

Ezen mérések eredményei a legkomplexebbek és legnehezebben kezelhetőek. Itt minden egyes körbeforgás előtt az adó is fordul. Így tulajdonképpen azt vizsgáljuk aprólékosabban, hogy mi történik akkor, ha az adóantenna nincs a vevőre irányítva. A vevőantenna szempontjából ez felfogható egy olyan szimulációnak, amikor keresi a legmagasabb vehető jelszintet egy adott pozícióban úgy hogy az adó változtatja irányítottságát.



5.8. ábra. A mérési pont elhelyezkedése a V1 103-as termében

Maga az elrendezés arról kapta a nevét, hogy a vevő a 01-11-12-02 négyszög átlóinak középpontjában helyezkedik el (5.8. ábrán látható). Ennek az az oka, hogy nincs teljesen a főirányban, de nem is sarokban vagy fal mentén helyezkedik el. Tulajdonképpen egy teljesen átlagos pont a térben, ezzel modellezve az átlagos viselkedést.

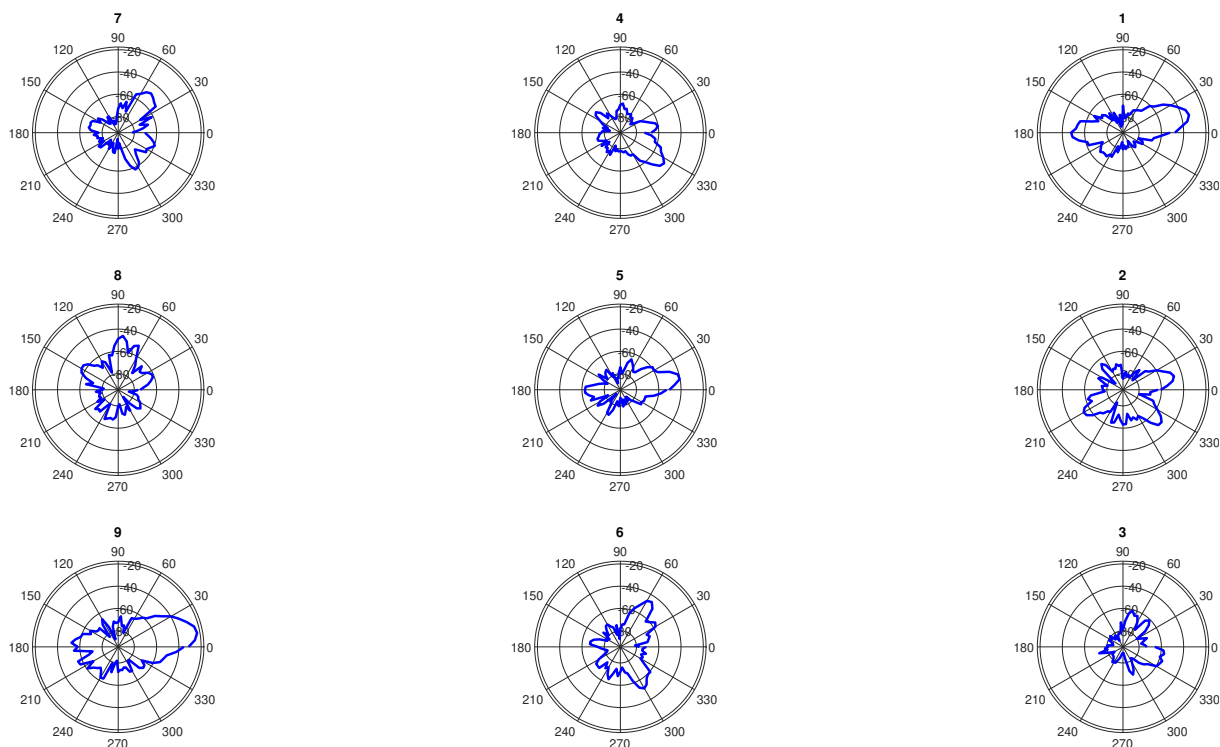
Az 5.9. ábrán látható a V1 103-as termében készült mid-point mérés. Az egyes sorszámokkal az alapeset látható, miszerint a tábla síkjára merőleges az antenna fősíkja. Növekvő sorszámokkal a 45° -kal elforgatott adóantenna látható, pozitív körüljárási iránnyal. 9-es sorszámokkal az aligned esete látható ennek a pontnak. A mérés a 2020-as elrendezés szerint készült.

Egyértelműen LoS esetnek az 1-es, 2-es és 9-es sorszámú tekinthető (ugyanakkor a 2. esetben nem a teljes főnyaláb néz a vevőre). NLoS eseteknek azokat nevezhetjük teljes biztonsággal, amikor is az antenna főnyalábja a tábla faláról visszaverődve éri el a vevőket. Ekkor a legmagasabb jelszint az adó főnyalábjának reflektált eredménye. Minden más esetben kérdéses, hogy egy reflektált komponenst veszünk, mint legerősebb jelszint, vagy egy melléknyalábot közvetlen rálátással.

Legérdekesebb a 9-es és az 1-es pont különbsége és hasonlósága. A vevő kb. 15° -os szöveget zár be az adóval, ez igaz is a főnyalábra az 1-es ábrán. A 9-es ábrán tökéletesen egymásra irányítottuk a két antennát. Ekkor majdnem 10 dB-lel magasabb a csúcserőteljesítményünk és sokkal szélesebb az a tartomány, ahonnan magasabb jelet vesz az antenna. Az adó szemszögéből nézve ez csak 15° eltérés a főnyaláb tengelyének helyzetében. A vevő mindkét esetben azonos irányból látja az adót. Mindkét antenna főnyalábjának szélessége (3 dB-es pontok közötti szög) 30° .

A vevőt úgy választottuk meg, hogy egy átlagos pont legyen a mérés terében. Ugyanakkor minden főbb jellegzetes korábbi tulajdonságot láthatunk, amit a korábbi mérési

Mid-point - 2020.



5.9. ábra. A V1 épület 103-as termében a vett jelszintek a szög függvényében, mid-point eset, 2020-as elrendezés, 1-8 a forgatott ábrák, 9-es sorszámmal az aligned eset

eredmények kapcsán tapasztaltunk. Ez azt eredményezi, hogy a relatív környezet megadása önmagában sem triviális, mert függvénye a távolságnak és az adó sugárzási irányának.

Tapasztalatok

Elemelve a mid-point eredményeket az alábbi következtetéseket vontam le:

- Az adó fő sugárzási iránya kritikus.
- Megerősítettem azon korábbi tapasztalatot, hogy az adó és a vevő főnyalábjának egymásra irányítottsága kiemelten fontos (lehetőleg minél kisebb szögben térjen el).
- A relatív környezet egyértelműen megadható az adó és a vevő távolsága, a főnyalábjaik által bezárt szög, és az antennák főnyalábjainak szélessége ismeretében.

5.2.4. Az eddigi tapasztalatok összegzése

A cél az, hogy (lehetőleg) mindig a legjobb vételi lehetőséget biztosítsuk. Ehhez az alábbi tapasztalati pontokat kell figyelembe vennünk.

1. Az adóantenna lehetőleg szektor vagy körsugárzó legyen, hogy a teret minél jobban lefedje. Ez tulajdonképpen triviális, minden korábbi hálózatban ez volt az alap. Ezt csak a teljesség kedvéért illesztettem bele a sorrendbe.
2. Egy adott pontban elérhető legmagasabb jelszint két dologtól függ (amennyiben az első pont teljesül): a távolságtól és az adó és a vevő bezárt szögétől.

3. Ahhoz, hogy megtalálhassuk a szöveget a vevővel, célszerűen a relatív környezetből (melyet korábbi mérések alapján alkottunk) kell kiindulni.
4. A relatív környezet meghatározásához szükséges tudnunk, hogy az adott mérési eredményekben mi az, ami távolságból származó komponens és mi az, ami környezettől származó (beleértve a bezárt szöveget).

A következő fejezetben a távolságból származó csillapítás megállapításával foglalkozom.

5.3. A csillapítás alakulása ITU beltéri terjedési modelljével összevetve

A csillapítás és a távolság egy jó modell ismeretében, azonos információt hordoznak. A csillapítást a vevő ki tudja számítani, ha ismert az adó sugárzási szintje vagy a vett jel hordozza ezt az információt. A távolságot a vett jel terjedési sebességéből kaphatjuk meg (értelemszerűen ehhez szükségünk van idő mérésére is), mely pontatlanabb tud lenni. Amennyiben elfogadható terjedési modellünk van, a két információ (a mi szempontukból) ekvivalens.

Munkám ezen szakaszában kiszámítom a mérési eredményekből a csillapítást és összevetem az ITU beltéri terjedési modelljével. A művelet alapján azon mért jelszint képezi, amely ahhoz az állapothoz tartozik, amikor a vevő tökéletesen (vagy a mérés felbontásának legközelebbi értékével) az adóra néz. Azon unaligned esetekben, amikor a főnyaláb nem a vevő irányába néz, korrekciót alkalmaztam a kisugárzott jelszintben, az antenna karakterisztikája alapján (azzal a feltevessel éltem, hogy a melléknyaláb reflexió nélkül éri el az antennát).

Az így kapott tapasztalatot felhasználom a modellem pontosításához. Azért az ITU beltéri csillapítási modelljét választottam, mivel ez tartalmazza a legkevesebb paramétert és számos esetben már kellően pontos.

A V1 203-as teremben készült mérések

Az 5.1. táblázatban látható a csillapítás értéke az ITU beltéri ajánlás szerint. Minden esetben azzal a feltevessel éltem, hogy LoS esetről beszélhetünk.

5.1. táblázat. Az egyes pontokig terjedő csillapítás értéke az ITU ajánlás szerint

Csillapítás mértéke - ITU, dB-ben					
0/3 pont	81,72	1/3 pont	78,49	2/3 pont	74,01
0/1 pont	81,35	1/1 pont	77,68	2/1 pont	71,27
0/2 pont	81,73	2/1 pont	78,5	2/2 pont	74,03

Az 5.2. táblázatban látható az unaligned 2018-as mérési elrendezés eredménye, az adott teremben, míg az 5.3. táblázatban a 2020-as unaligned és az aligned 2020-as pedig az 5.4. táblázatban. A 2018-as mérés kapcsán sajnos a mérési elrendezés linearitási tartományának szélén voltunk, így számos érték torzult.

Ami egyértelműen látható ezen mérési eredményekből, hogy főirányban az ajánlás kis pontatlansággal jó eredményt ad. Az eltérés származhat a mérések hibáiból, illetve abból a tényből, hogy az ITU ajánlása egy átlagérték, de arról nem ejt szót, hogy mekkora lehet a maximális különbség. Így ebből a szempontból ez az eredmény elfogadható.

5.2. táblázat. Mért csillapítás, 2018-as unaligned mérés. KF szint: -27 dBm

Mért csillapítás, dB-ben					
0/3 pont	122,38	1/3 pont	103,27	2/3 pont	95,37
0/1 pont	129,03	1/1 pont	72,8	2/1 pont	72,6
0/2 pont	89,33	2/1 pont	95,97	2/2 pont	92,98

5.3. táblázat. Mért csillapítás, 2020-as unaligned mérés, KF szint: -20 dBm

Mért csillapítás, dB-ben					
0/3 pont	93,59	1/3 pont	92,72	2/3 pont	87,65
0/1 pont	84,06	1/1 pont	79,68	2/1 pont	75,18
0/2 pont	94,50	2/1 pont	92,83	2/2 pont	87,11

5.4. táblázat. Mért csillapítás, 2020-as aligned mérés, KF szint: -20 dBm

Mért csillapítás, dB-ben					
0/3 pont	83,70	1/3 pont	81,96	2/3 pont	76,14
0/1 pont	84,06	1/1 pont	79,68	2/1 pont	75,18
0/2 pont	83,94	2/1 pont	80,46	2/2 pont	78,34

Szélső pontoknál, mind aligned, mind unaligned esetekben általában az ITU-tól eltérő eredményt kapunk (nagyobb a mért csillapítás). Ennek egy része a reflexiókból származó járulékos veszteség. Unaligned esetben a nagyobb része abból származik, hogy a főnyalábok nem megfelelő irányítottsága további csillapításként jelenik meg a rendszerben.

Ezen eddigi eredmények alapján elegendő az ITU beltéri modelljének pontosítása.

A V1 502-es termében készült mérések

A mérések másik nagy csoportját a V1 502-ben készült mérések adják.

5.5. táblázat. Csillapítás az ITU alapján, dB-ben

15c	82,4890	14.pont	82,2022	13.pont	82,4890
12.pont	80,9424	11.pont	80,5293	10.pont	80,9424
9.pont	79,1056	8.pont	78,4628	7.pont	79,1056
6.pont	76,8809	5.pont	75,7586	4.pont	76,8809
3.pont	74,1917	2.pont	71,8382	1.pont	74,1917
Adó					

Továbbra is azzal a feltevéssel éltem, hogy csak LoS eseteket vizsgálok, illetve az unaligned méréseket (ahol kell) korrigálok. Az 5.5. táblázatban látható az ITU modelljének értékei ezen távolságokra.

Az 5.7. táblázatban az aligned, míg az 5.6. táblázatban az unaligned eset értékei láthatóak.

A főág kapcsán (ami jelen ábrákon 2-14 szakasz) a korábbiakhoz hasonló eredményre jutunk, miszerint az ITU ajánlása (kis pontatlansággal) kimérhető. Ugyanakkor itt is megfigyelhető már eltérés a hátsó falhoz közel eső pontok kapcsán.

Ezen teremben végzett mérés alapján a legszembetűnőbb eltérés, hogy aligned verzióban is jelentősebb az eltérés a széleken, mint a főirányban. Meglátásom szerint ez a

5.6. táblázat. Csillapítás unaligned esetben, dB-ben

15.pont	89,2196	14.pont	83,0021	13.pont	90,3963
12.pont	86,4487	11.pont	81,4228	10.pont	92,6424
9.pont	91,8222	8.pont	79,6582	7.pont	95,7017
6.pont	89,5681	5.pont	76,6025	4.pont	86,1068
3.pont	92,5681	2.pont	72,1336	1.pont	87,2772
Adó					

járolékos csillapítás a reflexiók következménye. Legszenbetűnőbb az 1-es és 4-es pontok kapcsán látszódik aligned mérés esetén nagyobb a csillapításuk. Unaligned elrendezésben ezek értéke viszont kisebb lesz, mint a hasonló helyzetű 3-as és 6-os pont kapcsán. Ez azt jelenti, hogy ugyanazon pont az adóantenna irányítottságának függvényében más-más relatív környezettel jellemezhető. Ez az eltérés (mint látható) olyan jelentős, hogy pár fok eltéréssel akár csökkentheti a járulékos csillapítást. Mindezek alapján levonhatjuk azt a következtetést, hogy dinamikusan változó környezetben, a relatív környezet is módosul.

5.7. táblázat. Csillapítás aligned esetben, dB-ben

15.pont	85,0962	14.pont	83,0021	13.pont	85,4030
12.pont	83,2429	11.pont	81,4228	10.pont	83,0433
9	81,7735	8	79,6582	7	80,0626
6.pont	78,9259	5.pont	76,6025	4.pont	83,6530
3.pont	77,0915	2.pont	72,1336	1.pont	79,7092
Adó					

Ezen felül a korábbi tapasztalatok kerülnek megerősítésre, miszerint a bezárt szög és a csillapítás között közvetlen kapcsolat áll fenn.

5.3.1. Az antennák főnyalábjainak figyelembevétele

A bemutatott mérések egy irányított antennával történtek, így az ITU modelljében szükséges még egy korrekciós lépést elvégezni (a 3.8. egyenlet alapján). Ez kb. +1 dB-t jelent aligned és +2 dB-t unaligned méréseknél. Ez a főirány esetében alapvetően teljesen pontos (értelemszerűen LoS-t használva), de még a mellékirányokban is aligned esetben, nagyobb hibával. Unaligned elrendezéseknél, a széleken lévő értékekre ez már nem használható elfogadható hibával.

Az egyszerűség kedvéért a továbbiakban mellőzöm ennek a használatát a modellalkotás során.

5.3.2. Miért nem használom az ITU NLoS modelljét?

Az eddigiek alapján az olvasóban felmerülhet az a jogos kérdés, hogy mindazon pontok kapcsán, melyek egyértelműen nem LoS esetek, miért nem az ITU beéltéri hullámterjedésének NLoS verzióját használom. Az eltérés a távolság alapú veszteségi együtthatóban jelenne, mely eleinte egy meredekebb jellegű függvényt eredményezne.

Természetesen a szóban forgó pontokra elkészültek ezen számítások is. A V1 502-ös termében készült mérés kapcsán csak a 15-ös és 12-es pontokra adna elfogadhatóbb eredményt, mint a LoS verzió. A modellalkotáskor arra törekszem, hogy a lehető legkevesebb

változó paraméter legyen, így ezen részeredményekre alapozva nem bonyolítom tovább a képleteket.

Ezen felül az irodalomban fellelhető olyan eredmény [34], miszerint (kültéri mérésen), hogy NLoS esetben ha létezik mérhető jelszint az adó és a vevő között (ha ez nem teljesül, akkor annyit tudunk a keresett mennyiségről, hogy legalább akkora, mint a kisugárzott jelszint), akkor a csillapítás olyan, mint ugyanazon a távon a LoS esetén a szabadtéri csillapítás, hozzáadva további 15-40 dB-t. Ez megfigyelhető a mostani mérések esetében is.

Mindezeket összegezve, az ITU beltéri LoS jelterjedési modellje nagyon jól alkalmazható alapesetekre (amikor nagyjából szabadtéri jellegű a terjedés), ugyanakkor a gyakorlati szempontból szükséges finomítani.

5.4. Az eredmények gyakorlati hasznosítása

A végső cél az adaptív nyalábformálás megvalósítása. Az algoritmus megvalósítására alapvetően háromféle lehetőségünk van, amelyeket lehet önállóan és együttesen használni: változás mértékéből történő becslés, virtuális fingerprint a lehetséges helyzetekről, vagy (nem determinisztikus algoritmussal) legkevesebb mérési pont alapú becslés. Természetesen ezen megoldások hibridjei is megoldások.

Változás mértékéből történő becslés

Ezen eljárás esetén mesterséges intelligenciát készítünk fel arra, hogy a múltbeli és a pillanatbeli jelszintváltozás értékeiből (persze, ehhez felhasználhatunk minden egyéb elérhető szenzoradatot a vevő eszközéből) becsülje meg, merre érdemes fordulni. Az algoritmus nagyon sok mérési adatot igényel a tanuláshoz, és fennáll a veszélye, hogy a kész algoritmus futtatása is erőforrás igényes.

Fingerprinting

Virtuális környezeti mintákat hozunk létre mérési eredmények alapján, melyekben egy mesterséges intelligencia megállapítja, hogy éppen melyikben vagyunk, merre „nézünk” és ezek alapján formálja a nyalábot.

Szintén rengeteg (eltérő) mérési eredményt igényel a virtuális környezetek felépítése. Ezen felül jó közelítéssel ennek várható a legerőforrás-igényesebb valós idejű megvalósítása. Egy bemenetként akár az előző módszert is használhatjuk, de mindemellett a lehető legtöbb információ kell, hogy tudjuk hol vagyunk.

Itt létezik egy olyan lehetőség is (mely akár egy külön típus is lehetne), hogy a hálózat kialakításakor szándékosan ügyelünk arra, hogy csak bizonyos típusok jöhessenek létre és véges számúak legyenek. Ezen felül akár ezek lehetséges szomszédosságát is előre fixálhatjuk, illetve megszabhatjuk, hogy bizonyos helyeken milyen lehet. Vegyük a következő példát. Ezt a frekvenciasávot csak beltéren használjuk és ott is csak megszabott típusú környezetek elképzelhetőek, legyenek ezek most az ABC nagy betűi: A,B,C,D.... Ekkor kiköthetjük azt, hogy minden pláza bejáratnak C vagy D típusú környezetnek kell lennie (persze ennek gyakorlati megvalósítása tartogat még néhány kritériumot). Így mikor belépünk az épületbe és a készülék fogja az antenna jeleit, tudja, hogy a két típus közül kell valamelyiknek lennie és ezek alapján mindkettőt megnézi, melyik illeszkedik a valóságra. Természetesen ennek a módszernek számos korlátja van a megvalósíthatóság terén.

Véletlenszerű mérés

A legegyszerűbb módszer. Addig mérünk és forgatjuk az antenna nyalábját, ameddig megfelelő szintet nem mérünk. Az eddigi mérési eredményekből láthatjuk, hogy 20-30, véletlenszerű irányú próbálkozás után biztosan találunk megfelelő jelszintet, de lehet akár kevesebből is. Tulajdonképpen akár az aligned, akár az unaligned méréseket nézzük, ha 11° -os lépésekben mérünk szisztematikusan, akkor a megadott kritériumon belül találtunk kiugró értéket, függetlenül attól, hogy honnan indultunk.

Ez a módszer mindkét korábban tárgyalt algoritmussal kombinálható. Feltehetőleg az egyes megoldások nem külön-külön kerülnek megvalósításra, hanem ezek hibrid verziói.

Akarmelyik eljárás is bizonyul előnyösnek a jelen alkalmazás esetén, úgy vélem, célszerű felállítani egy modellt, ami alapján megmondható a távolság és a relatív környezet viszonya.

6. fejezet

A beltéri terjedési modell megalkotása

Ebben a fejezetben bemutatom azon elveket, amelyeket a modellalkotás során követtem. Ezek után a főbb lépéseit ismertetem a folyamatnak, majd az elkészült verziót is. Ezt a mérési eredmények és a tapasztalatok tükrében véleményezem. Végezetül a feladat lehetséges folytatásával kapcsolatban értekezem.

6.1. A nyalábformálás szükségessége

Az 5. fejezetben látható problémákra létezik egy triviálisnak tűnő megoldás, miszerint az egyes adók nagyobb teljesítménnyel sugározzanak, egészen pontosan akkorával, amekora plusz teljesítmény szükséges a nem megfelelő irányítottság miatt. Így ezen logika mentén ekkor nincs szükség a nyalábformálásra (és ezzel tulajdonképpen erre a munkára). Ez három ok miatt nem elfogadható megoldás:

1. az élőlényeket (különösképp) embereket érő sugárzási szint,
2. a (mobil) végpontok korlátos energiái miatt,
3. valamint a reflexiókból adódó esetleges problémák végett.

Az emberekre vonatkozóan maximális elektromágneses sugárzásnak léteznek határértékei mind az elektromos térerősségre, mind a mágneses indukcióra, illetve ilyen magas frekvencisávokon már a teljesítménysűrűségekre vonatkozóan is [35]. A jelenleg Magyarországon hatályos EMMI rendelet értelmében munkavállalókra 38,72 GHz-en a teljesítménysűrűség határértéke $50 \frac{W}{m^2}$ (melyet 20 cm²-es felületre kell átlagolni, 1,46 perces időintervallumokban [35] a behatolási mélység kompenzálásaképpen). Így gyakorlatilag egy adó nem sugározhat tetszőleges teljesítménnyel.

A második pont kapcsán azt fontos kihangsúlyozni, hogy a mobilhálózatban előfordulhatnak mobil végpontok, amelyek energiaellátását valamilyen akkumulátor biztosítja. A hálózattal történő kommunikáció kialakítása során energiaminimumra törekszünk, mert ekkor a kapcsolat tovább fenntartható, illetve a felszabaduló energia más feladatokra fordítható. Összegezve ezt a pontot, a minél hosszabb üzemidő miatt sem célszerű a kisugárzott teljesítmény növelésével korrigálni az irányítatlanságból fakadó veszteséget.

Végül, de nem utolsósorban előfordulhat olyan szituáció, amikor a reflexiós úton érkező csomagok nem alkalmasak a kommunikációra. Ilyenkor nem elvárható, hogy a felhasználó változtasson pozíciót, hanem az antenna nyalábját kell módosítani.

A felsorolt három ok az, miatt tisztán teljesítmény növelésével nem megoldható a kiindulási probléma, szükséges a nyalábformálás, amihez olyan modell kell, ami ezt tudja kezelni. Céлом ez utóbbi megalkotása ebben a fejezetben.

6.2. Kiindulási feltételek

A modellalkotás során az volt a legfőbb célom, hogy megtaláljam azt a legegyszerűbb verziót, amely a mérési eredményekre elfogadhatóan illeszkedik és figyelembe veszi a fizikai térben való terjedést befolyásoló tényezőket. A lehetséges alternatívák közül egy empirikus bővítése az ITU beltéri terjedési modelljének tűnt a legjobb választásnak.

Az alábbi feltételeket fogalmazhatjuk meg előzetesen:

1. A mért értékek helyesnek tekintendők, kis mértékű hibát feltételezve.
2. A fő paraméter a távolság és a bezárt szög legyen.
3. A távolságon és a szögön kívül, minden más környezeti információt csak relatív mennyiségként használunk (a valós felhasználáshoz hasonlóan).
4. A lehető legkevesebb paraméterrel dolgozzunk..
5. A paraméterek minél egyszerűbb függvénykapcsolatokban szerepeljenek.
6. Amire eddig elfogadható eredménnyel szolgált a kiindulási modell, azt hasonló (abszolútértékű) hibával kell a továbbiakban is becsülnie.

Az 1. pontra azért van szükség, hogy az eddigi eredmények alapján dolgozhassak. A 2. pont azt a szándékot fejezi ki, hogy a fő cél a nyálábformálás, amihez ez a két paraméter szükséges. A 3. pont azt tükrözi, hogy egy adott mérési pontban alapvetően a vevő csak relatív pozicionálást tud elvégezni. Ennek az az oka, hogy valós felhasználás esetén a felhasználói eszköz nem fog arról ismeretekhez jutni, hogy pontosan milyen távolságra milyen reflektáló objektumok vannak. A 4. és 5. pontot azért tűztem ki, hogy a legegyszerűbb modellt alkothassam meg, amely előreláthatólag így lesz a legkevésbé számításigényes a végfelhasználás szempontjából. A 6. pont pedig azt a szándékot takarja, hogy ami eddig működött, az ezután is. Vagyis aligned esetben a legtöbb pontot elfogadható (abszolút) értékű hibával becsültük, így a továbbiakban ez nem változhat.

6.3. Egy lehetséges modell

Mind a mostani mérési eredmények alapján, mind pedig az irodalomban fellelhetőek [34] alapján, NLoS jellegű helyzetekben (de általánosabban minden nem LoS esetben) a csillapítás úgy viselkedik, mintha egy additív tagot adnánk a szabadtéri csillapítás értékéhez (nyilvánvalóan ugyanabban a pontban). Természetesen a valóságban a folyamat ennél bonyolultabb, ugyanakkor az empirikus modellalkotás szempontjából ez a közelítés elfogadható.

Kiindulásként az ITU beltéri terjedésre vonatkozó modelljét használtam. Ennek az az oka, hogy egymásra irányított antennák közti csillapítást egész pontosan leírja (leszámítva pár összetettebb esetet). A vizsgált frekvencián ez a következőképpen néz ki:

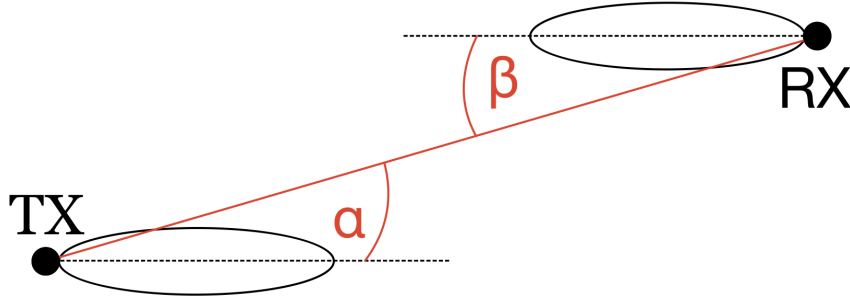
$$L_{total} = 63,76 + 20,3 \cdot \log_{10}(d), \quad (6.1)$$

ahol d a távolság méterben.

A korábban megfogalmazott céloknak az alábbi modellt találtam legjobban megfelelőnek a felhasználás szempontjából:

$$L_{total} = 63.76 + 20.3 \cdot \log_{10}(d) + F(x) + G(\alpha, \beta) + C, \quad (6.2)$$

ahol d a távolság méterben, F a relatív környezet (ennek definiálása a bekezdés végén) függvényében a csillapítás (x pedig a relatív környezet, amiben tartózkodik, a 6.1. ábrán látható vázlatosan értelmezésük), G a két antenna irányítottságából fakadó csillapítás (ahol α az adó által, β a vevő által bezárt szög az őket összekötő szakasz mentén, a 6.1. ábrán látható grafikus formában), C konstans az ITU ajánlás konstansának pontosítása. Utóbbi azért láttam szükségesnek, mert az adatok kezelése, illetve a mérés paramétereinek meghatározása során is történtek apróbb kerekítések, becslések. Ezek mértékét (valamint a zaj egy részét) ebben a tagban becsülöm.



6.1. ábra. Az α és β szögek elhelyezkedése

A csillapítás ilyen felbontása önkényes, és nem veszi figyelembe azt a tényt, hogy az egyes tagok között további kapcsolatok lehetnek. Ugyanakkor az eredmények tükrében elfogadható (6.4.2. alfejezetben olvasható az eredménye).

Az így megfogalmazott modell egy regressziószámítási problémára vezet, azaz az egyenletben keresett együtthatóak egy (általában megírt) algoritmus iteratív tanulás segítségével adja meg.

6.3.1. Regressziószámítás

A feladat megoldása regressziószámítással történt. Ennek során LMS (Least-Mean-Square) hibakritériumot használtam, a pillanatnyi gradiens módszerével. Jelölje F a hibafüggvényt, melynek a globális minimumát kerestem [36] [37]:

$$\hat{F} = [t(k) - a(k)]^2 = e^2(k) \quad (6.3)$$

ahol k az aktuális iterációs szám, t a target, azaz az elvárt kimenet, a pedig az adott iterációban a közelítő értéke a függvénynek. A hiba (melyet e -vel jelöltem) az elvárt és a számított érték különbsége. Korábban megfogalmazott feltételeknek megfelelően, ezen számítások során a mért eredmények voltak az elvárt kimenet számai. Ez tulajdonképpen egy felügyelt gépi tanulásnak tekinthető, ahol adott bemeneti paraméterekre ismert az elvárt kimenet. A folyamat végére az algoritmus megtanulja a vizsgált frekvenciasáv ezen empirikus modelljének együtthatóit.

A gradiens módszert alkalmazva (amely a leggyorsabban konvergál egy minimumhoz), az alábbi eredményhez jutunk [37]:

$$\nabla \hat{F} = \nabla e^2. \quad (6.4)$$

Levezethető, hogy az LMS esetén az alábbi formához jutunk [36]:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) + 2 \cdot \mu \cdot \vec{e}(k) \cdot \vec{p}(k), \quad (6.5)$$

ahol \vec{W} a frissítésre kerülő súlyok vektora, jelen esetben (a 6.2. egyenlet) F , G , C tagok konstansai, \vec{e} pedig a hibavektor, mely jelen esetben egydimenziós lesz (a mért és a számított érték különbsége). \vec{p} a bemeneti paramétervektor, mely a modellben a távolság, a lokalizáció, α és β valamint konstans 1 a C taghoz. μ a tanulási ráta mely ezen módszernél kisebb, mint 0,5, annak érdekében, hogy a módszer stabil legyen [36].

Itt a konstansok mellett arról is kell szót ejteni, milyen függvénykapcsolatban vannak a bemeneti paraméterekkel. Erről a 6.4. bekezdésben írok bővebben.

A megvalósított algoritmus szempontjából fontos megemlíteni a batch training lehetőségét. Itt azt használom ki, hogy a probléma megoldása során az egyes bemeneti paraméterek előfordulási valószínűsége egyenlő [36] (jelen mérési eredmények alapján ez fennáll). Így a futás gyorsítható, azzal, hogy N iterációs lépés eredményét összefogva, azok átlagával képezem a hibát és így frissítem a súlyokat. Az egyes batchek méreténél arra kell figyelni, hogy nem szabad túl sok értéket összefogni, hogy ne legyenek túl durvák az egyes frissítési lépések (ekkor akár oszcilláló jellegű hibához juthatunk). Erre a problémára a természetes megoldás az egy teremben lévő összes pont egy batchben kezelése.

Tapasztalatom alapján, az így összeálított algoritmus sikeresen megoldást talált a problémára.

6.4. A paraméterek becslése

Az egyes paraméterek kapcsán további fontos tényező, hogy milyen függvénykapcsolatban állnak a bemeneti paraméterekkel.

A szögek kapcsolat keresésénél egy kompromisszumos megoldáshoz nyúltam. Azzal a feltevessel éltem, hogy az adó elfogadható mértékben a vevőre van irányítva, így minden eltérés a szögek kapcsán abból fakad, hogy a vevő nincs jól irányítva. Klasszikus adóantennák esetében (amikor széles főnyalábú az adóantenna), ez a modell teljesen helytálló. Abban az esetben, ha az adó valamiféle MIMO elrendezésű (melyre az 5G specifikációja ad lehetőséget [2]) a probléma túlmutat ezen egyszerű modellen, így arra nem használható. A „klasszikus” esetet figyelembevéve azon volt a fő hangsúly, hogy minél kisebb szöget zár be a két antenna, annál pontosabb legyen a modell, és mindamellett a legegyszerűbb függvénykapcsolat álljon fenn, a gyorsabb számíthatóság érdekében. Abban az esetben, ha nagy szöget zár be, feltehetőleg nem akarjuk használni, így néhány decibel pontatlanság nem zavaró a későbbi algoritmusok szempontjából. Mindezek után arra jutottam, hogy $D \cdot \sqrt{\beta}$ alakban keresem a kapcsolatot, ahol D a keresett konstans, β a vevő által bezárt szög, mivel tipikusan gyökfüggvények azon, amik egyszerűek és ilyen tulajdonságokkal bírnak.

A C paraméter az ITU ajánlásában is szereplő (3.9. egyenlet) antenna főnyalábszélességének becslésére szolgáló paraméter, illetve a mérési eredmények alapján a konstans tag (3.6. egyenlet) pontosítása.

6.4.1. A relatív környezeti együttható

A relatív környezeti együttható az általam bevezetett mennyiség arra, hogyan lehetne egy konstansba belesűríteni minél több információt a környezetről úgy, hogy a modellbe is beilleszthető lehessen és akár mérés alapján is meghatározható legyen. Így a koráb-

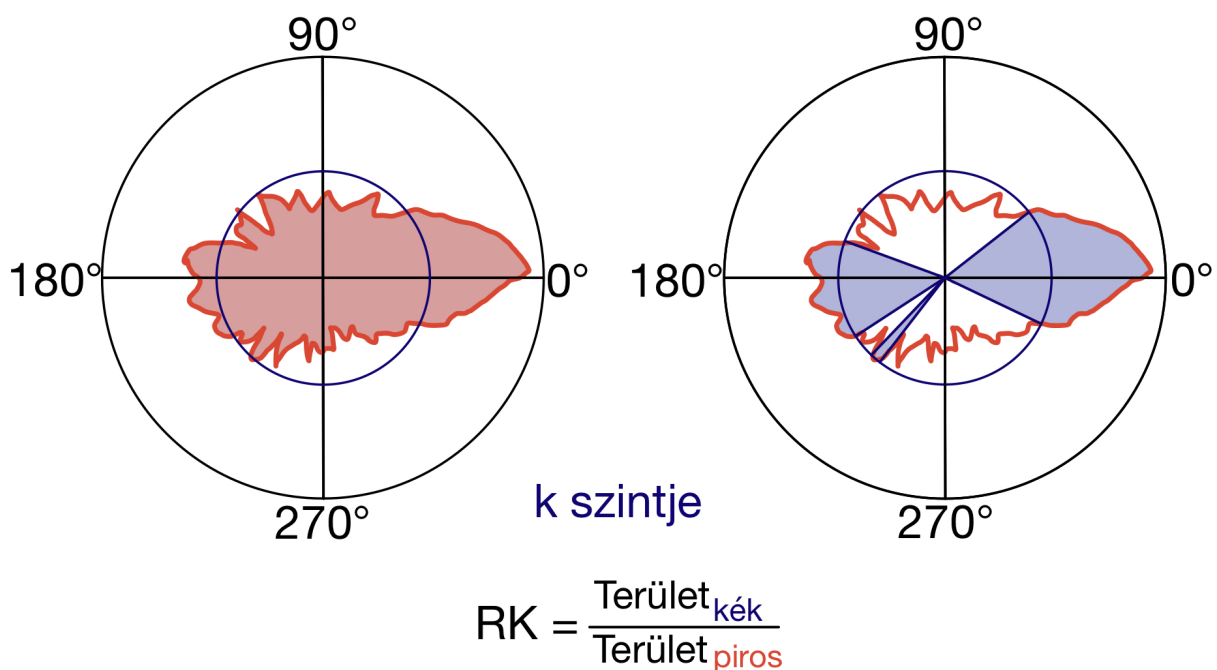
ban meghatározott relatív környezetet egyetlen együtthatóval jellemzem. Ezzel a lépéssel ugyan veszítek információt, mégis egy eléggé jól használható eszközhöz jutok.

Az alapötlet abból származik, ahogyan az ember is jellemzi az egyes polárdiagramokat: meghatároz egy jelszintet és ahhoz viszonyítva nézi, hány darab szint fölötti értéket lát (ezeket nevezzem a továbbiakban releváns jelszintnek) és azokat milyen széles tartományon. Ez tulajdonképpen azzal lesz arányos, hány irányból érkezik (elfogadható) jelszinttel reflektált nyaláb, mely úgy válik láthatóvá, ha a vevőt az adott irányba forgatjuk és a vett jelszint megemelkedik. Mivel alapvetően nem az a fontos, hogy a reflektált nyaláb merről érkezik és pontosan milyen erős, hanem mennyi és milyen arányúak a vett értékekben a reflektált nyalábok. Mivel a reflexiós helyek kis ideig állandónak tekinthetők, így a mérés során végig fennáll, csak az antennakarakterisztikával súlyozva kerülnek mérésre. Így egy adott pillanatban és pontban egy konstansba tömöríthető a reflexiós helyek számának jellemző értéke. Ez a konstans mindig az adó pillanatnyi irányának függvénye lesz. A konstans (melyet RK-val jelöltem) közelíthető két integrál hányadosaként:

$$RK = \frac{\int_0^{2\pi} f(\phi, k) d\phi}{\int_0^{2\pi} g(\phi) d\phi}, \quad (6.6)$$

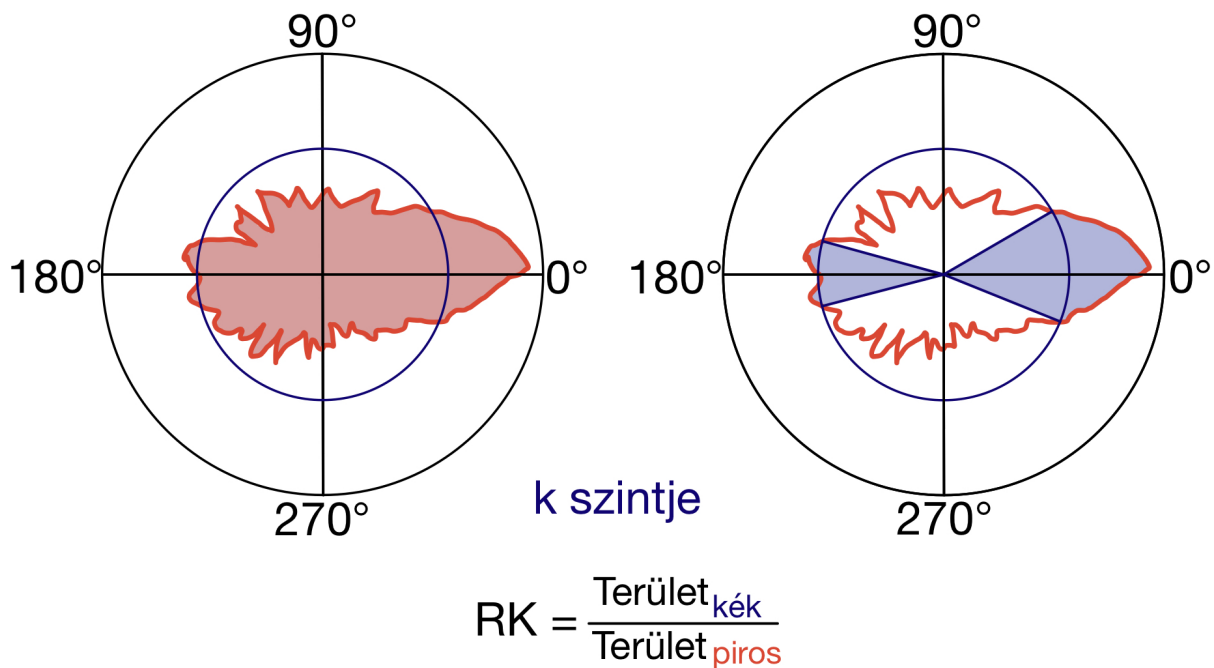
ahol RK a relatív környezeti együttható, $f(\phi, k)$ azon pontok halmaza, ami a meghatározott k szint felett található, míg $g(\phi)$ a teljes tartomány értékei. A hányados eredménye 0 és 1 közötti szám:

- 1: Minden pontban a meghatározott szint feletti a vett jelszint,
- 0: nulla vagy legfeljebb egy elemi pontban mérhető a meghatározott jelszint feletti mért jelszint.



6.2. ábra. Az RK értelmezése

A 6.2. ábrán látható egy tetszőleges polárdiagramon az RK értelmezése és számítása az elméletiösszefüggés a 6.6. egyenlet alapján. A 6.3. ábrán egy másik (magasabb) k szint



6.3. ábra. Az RK értelmezése, másik k esetén

mellett látható ugyanez. Amint az a két ábrából is leolvasható, az RK értéke a k határ függvénye.

Abban az esetben, ha a k határt meghatározó számot több különböző értékben is felvesszük egy adott pillanatban, akkor sokkal árnyaltabb képet kapunk a reflexiókról, ugyanis az egyes határok által megszabott jelszintekkel arányos mennyiséget kapunk. Amennyiben ezt egy folytonos függvényként képzeljük el, ahol k tart a maximális értéktől a minimálisig, akkor megkapjuk, hogy egy adott jelszinttel hány irányból érkezik nyaláb a vevő pozíciójába.

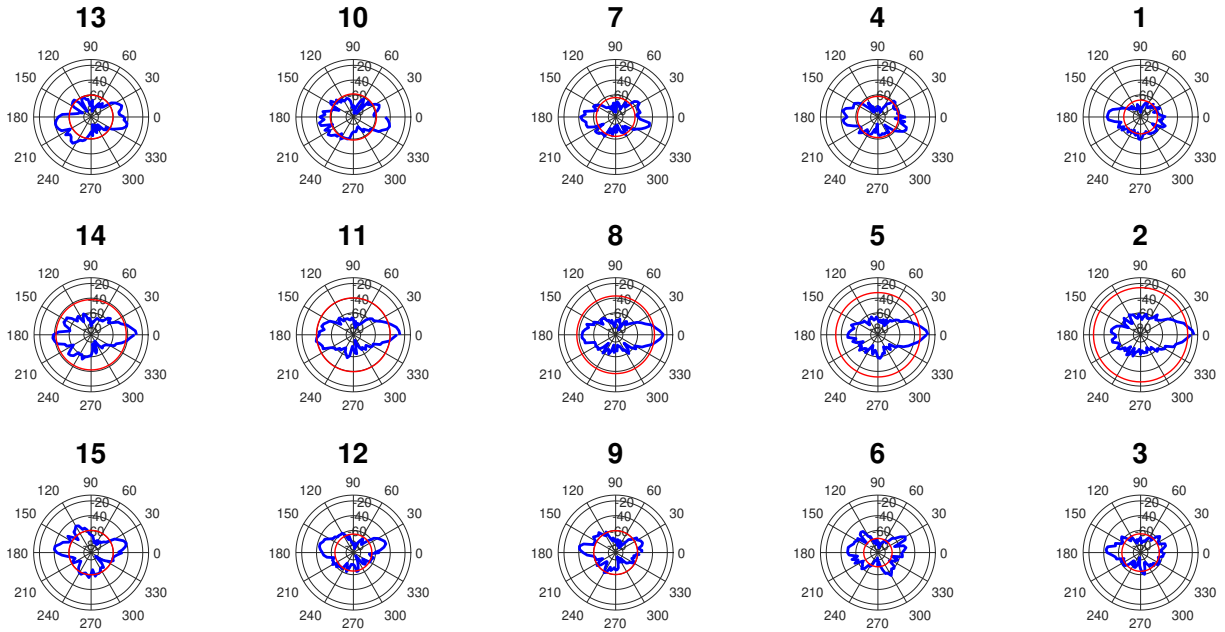
A gyakorlati felhasználás szempontjából a k együttható megválasztása a kritikus. Ez köthető egy adott fix jelszinthez is, mely azt fejezi ki, hogy mi az a minimum, amit szükséges elérni ahhoz, hogy mérhessük, de jelentheti azt is, hogy mi az a szint, ami már számunkra fontos vagy zavaró. Ehhez a következő megfontolással éltem:

- Ha létezik egy domináns jelszint, akkor csak az ezzel összemérhetőket számítsuk és ha van is több nagyságrenddel kisebb csúcs, azokat hanyagoljuk el.
- Ha nem létezik domináns jelszint vagy több hasonló van, akkor mindegyik kerüljön bele a számításba és mindazok, amik ezzel összemérhetőek.
- A mérés során fellépő zaj és hiba egyenetlenségei ne számítsanak bele a konstansba.

Ennek megoldására egy, a maximális jelszinthez kötött konstans adódott legjobban illeszkedőnek a problémára. Legyen ez az érték a maximálisan vett jelszint 50% vagy afeletti érték (a 6.4. ábrán látható ez unaligned esetben, a V1 502-es termében). Ez a szint mindenképp összemérhető még a jelszinttel. Abban az esetben, ha kiemelkedően domináns a legmagasabb jelszint, az érték 0-hoz tart. Ha sok reflektált irányunk van, 0,9-hez, ami tökéletesen megfelel előzetes elvárásnak.

Mérés szempontjából nem megengedhető a végtelen számú pont mérése, így szükségessé válik N darab mérésből becsülni a relatív környezeti együtthatót. Fontos, hogy az egyes mérések mindig eltérő irányban történjenek, semelyik két mérési hely ne egyezzen,

Relatív környezeti együtthatók szintjei



6.4. ábra. A relatív környezeti együtthatók megállapítása

ügyelve arra, minél inkább a teljes teret térképezzük fel. Ekkor az integrálást közelítsük kicsiny $d\phi$ elemekkel, mely azt fejezi ki, hogy nem minden egyes pontban, hanem valamilyen (nem feltétlen egyenközű) kis szöveget bezárva történnek az egyes irányokba a mérések, egy teljes kör mentén:

$$\hat{RK} = \frac{\sum_{n=1}^N f(n, k) \cdot d\phi}{\sum_{n=1}^N g(n) \cdot d\phi} = \frac{\sum_{n=1}^N f(n, k)}{\sum_{n=1}^N g(n)} \approx \hat{RK}_b = \frac{\sum_{n=1}^N t(n, k)}{\sum_{n=1}^N n}, \quad (6.7)$$

ahol \hat{RK} a becsült együttható, \hat{RK}_b pedig ennek a numerikusan gyorsan számítható közelítő értéke, $t(\phi, k)$ a megfelelő jelszint feletti függvény, ami a következő alakot ölti (ahol t egy karakterisztikus vagy indikátor függvény, n a mérési pont):

$$t(n, k) = \begin{cases} 1, & \text{ha } f(n) > k, \\ 0, & \text{egyébként.} \end{cases} \quad (6.8)$$

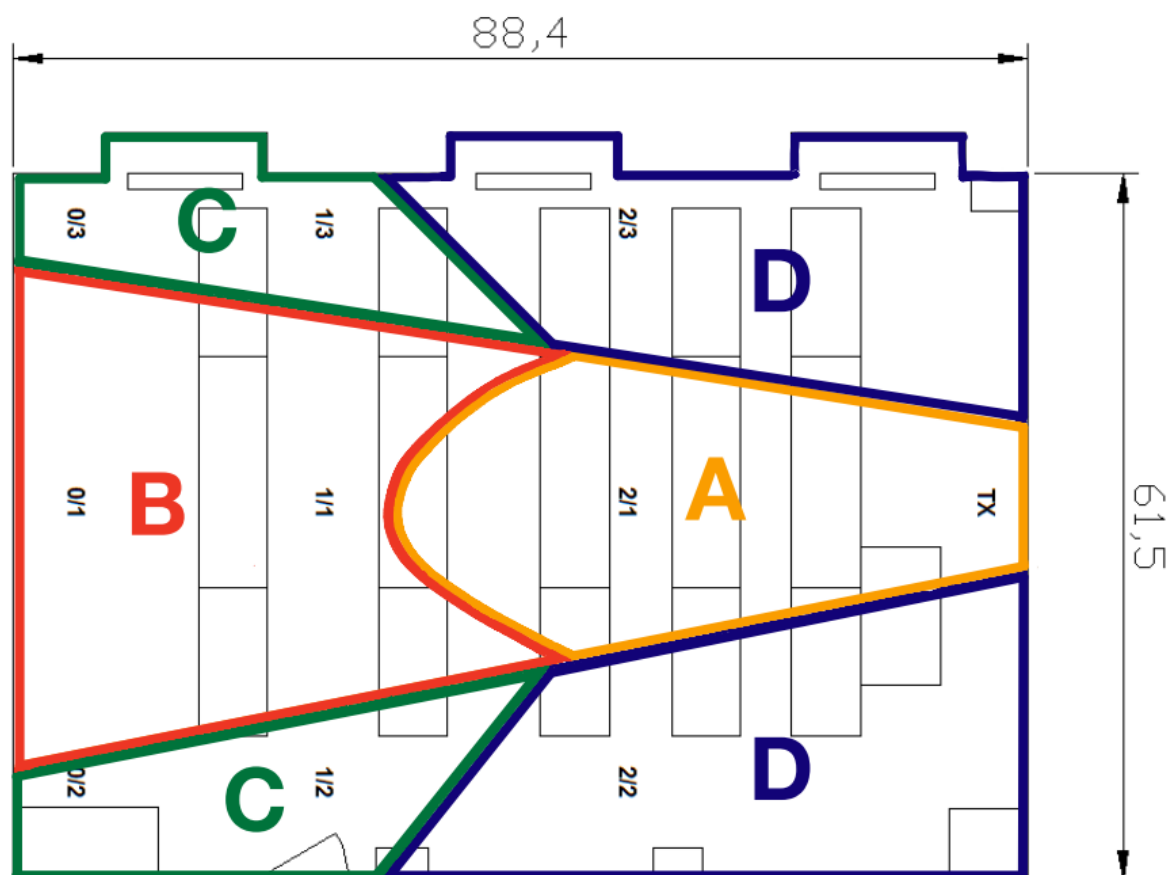
A közelítő érték meghatározásánál (RK_n) azzal a feltételezéssel éltem, hogy a számított terület jelentős része a megadott k szint felett lesz, így ezzel egyszerűsíthetünk mind a nevezőben, mind a számlálóban (nem vétünk jelentős hibát). A tapasztalatok szerint ez a gyakorlatban helytálló és mindkét megoldás (megfelelő k választással) kellően pontos eredményt ad. Természetesen a készített modell pontosabb RK -ra, mint a közelítésére, ugyanakkor az átlagos abszolút hiba egy teremben 0,5dB környékén alakul, azaz minimális az eltérés.

Az így meghatározott együtthatónak egy olyan további előnye is van, hogy az esetleges kis jelszintbeli hibákra kisebb mértékben lesz érzékeny. Ahhoz, hogy mérés nélkül, szimulációk futtatásához is használható konstansokat tudjunk generálni, szükséges megalkotni közelítő értékeket a tipikus relatív környezetekhez, melyeket könnyű hozzárendelni a valós tér egyes pontjaihoz. Az így megadott mennyiségek a jellegzetes tartományok szélső értékei, köztük lineáris interpolációval becsülhetőek az értékek, a 6.1. táblázatban látha-

tóak az egyes számértékek. Kis területek esetén teljesen jó megoldás az is, ha az egyes tartományokban konstans értéket használunk.

Relatív környezeti együtthatók jellegzetes helyszínekre		
Jele	Környezet jellege	Értékei
A	Szabadtéri jellegű, nincs közelben reflektáló felület	0,05-0,1
B	Szabadtéri jellegű, van a közelben reflektáló felület	0,1-0,2
C	Kis bezárt szög, közelben jelentősebb reflektáló közeggel	0,2-0,6
D	Nagy bezárt szög vagy nagyon jelentős reflexiót jelentő tényezők a közelben	0,6-0,8

6.1. táblázat. A közelítő relatív környezeti együtthatók



6.5. ábra. A relatív környezeti együtthatók a V103-as termében, unaligned

Az így kapott számokat alkalmazva a V1 103-as termére kapjuk a 6.5. ábrát, mellyel a modell tökéletesen működőképes és a mért értékhez közeli eredményhez jutunk.

Ilyenkor az is előfordulhat, hogy a geometria alapján megkonstruált RK együtthatók a mérési eredményhez képest kisebb eltérésű számított eredményt adnak.

6.4.2. A modell konstansai

Az eljárás eredményeképpen megkapott modell a korábban bemutatott peremfeltételek mentén működik. Arra használható, hogy ismert terep esetén számítható váljon az egyes pontokban a vehető maximális jelszint és becsülhető legyen a vevőantenna forgatásából származó jelszintcsökkenés. Másrészt a modellhez szükséges (becsült) paraméterekkel képes kiszámolni azt a maximális értéket, amely ahhoz a szöghöz tartozik, amikor az adó és a vevő főnyalábja egymásra irányított, és ez alapján képes önmagát korrigálni. A szögek fordított szerepében is működőképes a modell. Egyedül akkor nem alkalmazható, ha mindkét szög jelentősen eltér 0° -tól.

6.2. táblázat. Összefoglaló táblázat a modellben szereplő mennyiségekről

k=1,5 · Max			
Jele	Neve	Értéke	Megjegyzés
RK	Relatív környezeti együttható	$15 \cdot \frac{\sum_{n=1}^N f(n,k)}{\sum_{n=1}^N g(n)}$	Amennyiben nem mérhető, a közelítő értékek használata szükséges. Teljesen jól használható a becsült RK_b is.
$G(\alpha, \beta)$	Bezárt szög	$25 \cdot (\beta)$	A szög radiánban értendő és β nagyságú azzal feltétellel, hogy $\alpha \approx 0$. A módszer működik fordított esetben is, amikor $\beta \approx 0$, és ekkor $25 \cdot \alpha$ irandó a képletbe.
C	Konstans	1	Az ITU ajánlásában szereplő konstans növeli. Számértékileg nagyjából megegyezik a 3.8. egyenletben szereplő antennanyalábszélesség-korrektúra értékének, így a továbbiakban nevezzük annak.

A számítások eredményeképpen a saját modellem a következő alakot ölti (táblázatos formában a 6.2. táblázatban):

$$L_{total} = 63,76 + 20,3 \cdot \log_{10}(d) + 15RK + 25\beta + C, \quad (6.9)$$

ahol a β -nál a 0 radián az az irány, ahol a vevő közvetlen az adóra néz a főnyalábjával és értelemszerűen legfeljebb π nagyságú lehet, előjele mindig pozitív. C az antenna nyalábszélességéből adódó korrekciós tag. Ezen érték miatt eltérő antennák használata esetén szükséges a modell újraszámítása.

Ezáltal az átlagos abszolút hibát a számítások szerint nagy mértékben csökkenti. Unaligned esetekben egy adott mérés során az átlagos abszolút hiba közel 70%-kal kisebb (bizonyos esetekben több, mint 80%-kal), mint az ITU ajánlása esetén. Ellenőrizve az elvégzett méréseken a saját modelletemet, azt találtam, hogy összesen 2-3 mérési pont van, melyekre nagyobb (3-4 dB-nél) az eltérés a mért és számított között, de ott is legalább

negyede a kiindulási eltérésnek. A 6.3. táblázatban látható a V1 103-ban készült unaligned mérés eredményének és az ITU beltéri terejésre vonatkozó, illetve a saját modellem számításainak különbsége. Ennél a mérésnél az átlagos abszolút hiba értéke az ajánlás esetén 20,19 dB, míg az elkészült modell használatával 2,65 dB (aligned mérések esetén ez a szám még kisebb).

6.3. táblázat. A V1 103-as terem, unaligned mérésen modellek összehasonlítása

Mérési pont		
Mért-ITU modellje [dB]		
Mért-saját modell [dB]		
0/3	1/3	2/3
18,5370	26,8502	41,4094
-4,5588	-0,2486	6,6916
0/1	1/1	2/1
2,7264	2,0176	3,9249
-1,3725	-2,0813	-0,1740
0/2	1/2	2/2
19,4737	27,0234	39,7506
-3,5808	-0,0287	5,0796

Ellenőrizve a kiindulási feltételeket (amiket a 6.2. alfejezetben definiáltam), mind teljesült. Aligned esetekben az átlagos abszolút hiba csökkent, a maximális eltérés nagyságrendje nem változott. Unaligned mérési eredményeken minden érték szignifikánsan javult.

Az összefüggés legjobban a szög változására érzékeny. Többek közt ez teszi alkalmassá arra, hogy nyalábirányításhoz információval szolgáljon.

6.5. A létrehozott modell hibái és korlátai

Azon felül, hogy a megalkotott modell nem kezeli a korábban megállapított korlátokon kívüli paramétereket, számos további vizsgálat szükséges. Az eddigi mérési eredményekből megfigyelhető 3-4 mérési pont, mely nem illeszkedik a saját modellemre (se a kiindulási ITU modellre).

Először összevetem a korábbi modellekkel, majd számba veszem a további fejlesztési lehetőségeket.

6.5.1. Modell összevetése az elérhető modellekkkel

A 3. fejezetben bemutatott modelleknél a megalkotottat jobbnak találom a végső cél (adaptív nyalábformálás megvalósítása) szempontjából. Ennek több oka van, először is csak olyan paramétereket tartalmaz, amiket a vevőegység vagy a saját antennájával vagy valamilyen szenzorral tud mérni, illetve előretanított mesterséges intelligenciával képes becsülni (szemben például a TYM-moddal). Ilyen szempontból az esetleges néhány decibellel pontosabb becslés a modellek részéről nem számottevő.

Másodszor, az összefüggés egyik kiemelt paramétere a vevő és az adó által bezárt szög (melyre ilyenformán nem létezik másik modell), mely alkalmassá teszi arra, hogy ennek az értéknek a korrekcióját elvégezzük. Ráadásul minél kisebb a hiba (azaz a szögben az eltérés), az eredendő eljárás annál pontosabb lesz, így elméleti szinten akár 0° -os eltérés is

elérhető. Végül, de nem utolsó sorban a definiált relatív környezeti együttható a modelltől függetlenül is használható a vételi viszonyok jellemzésére.

6.5.2. Továbbfejlesztési lehetőségek és megoldandó problémák

Ebben a fejezetben sorra veszek minden olyan befolyásoló tényezőt, ami a csillapítást befolyásolja, de a saját modellem még nem kezel vagy nem tudom megbecsülni, hogyan kezeli.

Emberek

Az emberek valós használat esetén megjelenhetnek az antennák között és eközben mozoghatnak. További kutatás része lehet, hogy az átlagos emberek mekkora csillapítást képviselnek, illetve a mozgásuk milyen további befolyásoló tényezőt jelentenek. Ezzel kapcsolatosan további kérdést jelent, hogy a vevőbe épített antenna (és vele a rendszer) miközben vizsgálja a környezetét, az emberek mozgása zavaró-e. Azaz egy adott pillanatban tudjuk-e a környezet identifikációját függetleníteni az emberek mozgásától.

Mobiltelefonok esetén további zavaró tényező, hogy az emberek (azaz a felhasználók) három tengely mentén mozgathatják a telefont és vele együtt az antennát. Ennek korrekciója további kérdéseket vet fel.

Mindkét szög változásainak kezelése

A jelenlegi modell csupán azt az esetet foglalja magában, hogy az egyik szög állandó, a másik közel 0° -os szöget zár be. A továbbfejlesztés során fontos az, hogy képes legyen azon eseteket is lekezelni.

Antennanyalábok hatása

Már az ITU modelljében is foglalkoztak azzal, illetve karakterizálták az antennák főnyalábjának szélességéből fakadó korrekciós faktorokat. A modellalkotás során ehhez az értékhez hasonló nagyságrendű eredmény jött ki a saját modellemben is. Feltehetőleg, más-más antennákat használva a modell C konstans együtthatójára is kis mértékben változna.

Az általánosításhoz szükséges a jövőben más karakterisztikájú antennákat is használni a mérésekhez.

MIMO adók

Mint korábban említettem, a szabvány lehetőséget nyújt arra, hogy az adóantennának masszív MIMO rendszereket használjunk. Itt az egyes vevők egy-egy saját „nyalábot” kapnak (kapni fognak) a kommunikáció során. Erre a jelenlegi modellem nem terjed ki, további vizsgálatok szükségesek ennek kezelésére.

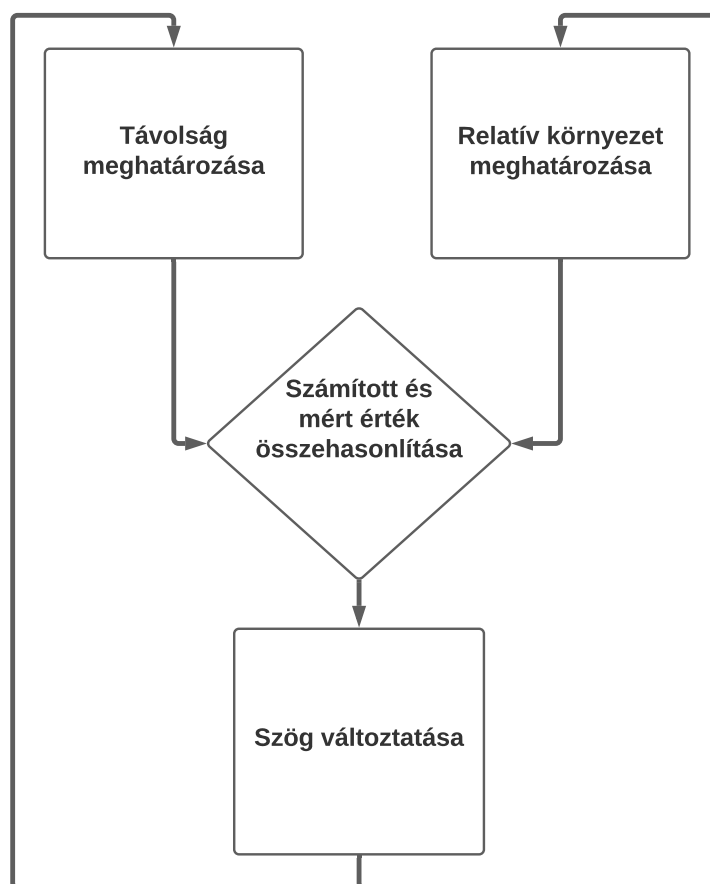
Falak és padlók transzmissziós képessége

Az ITU beltéri terjedési modellje tartalmaz arra vonatkozóan ajánlást, hogy építmények ezen a frekvenciatartományon mekkora csillapítással engedik át a jelet (pontosabban a padlók). Eddigi mérések alapján ennek a mértéke kicsi, ugyanakkor nyitott kérdés, hogy gyakorlatban mennyire zavarnak az egyes cellákon átnyúló jelek.

Összetett NLoS helyek

A jelenlegi mérésben minden egyes mérési pont relatíve „egyszerű” volt. Ugyanakkor kérdés, mi történik bonyolultabb geometriákkal rendelkező helyeken. Ilyen például egyetem területén az E épület aulája és első emelete által meghatározott terület. Vagy az R-T-H-E épületek közötti üvegfolysók helyzete stb.

6.6. Használat



6.6. ábra. A saját modellen alapuló becslés lehetősége

A megalkotott modell két lehetséges felhasználást tartogat. Az egyik lehetőség, hogy ennek alapján, ismert geometriák esetén megbecsülhető a vehető jelszint. Ennek segítségével a mérési eredmények helyettesíthetők és ezáltal tanítható a mesterséges intelligencia alapú nyálábformálú algoritmus.

A másik lehetőség, hogy ezen modell alapján próbálunk meg irányt becsülni. Ez azon alapulna, hogy amennyiben sikerülne a távolságot kinyerni a beérkező jelből és a mérésekből megállapítani a relatív környezeti együtthatót, abban az esetben G együttható szorzótényezőjének csökkentésével az irányítottságot lehetne javítani. Ez azon alapulna, hogy legnagyobb mértékben a bezárt szögtől függ a mért csillapítás. A 6.6. ábrán látható a becslés folyamata.

6.6.1. Tovább lépés az adaptív nyalábformálás felé

A jelenlegi megalkotott modell segítségével könnyedén és gyorsan lehet új termeket modellezni, hogy aztán bemeneti adatként szolgáljanak a kapott eredmények mesterséges intelligencia alapú algoritmusoknak. Ezen felül Ray-Tracing szimulációk eredményeinek validálásához is szükséges lesz a kutatás további részében.

Az adaptív nyalábformálás megvalósításához szükséges további méréseket is végezni, melyek kapcsán feltérképezésre kerülnek a használni kívánt antennák tulajdonságai.

7. fejezet

Összefoglalás

Az 5G fejlesztések kapcsán a magasabb frekvenciák használatának lehetősége és korlátai már ismertek voltak korábban is. Több, az irodalomban fellelhető ilyen felhasználási szándékkal készült mérés is arra az eredményre jutott, hogy az antennák egymásra irányítottága kritikus a sikeres kapcsolathoz. Ugyanakkor az eddig fellelhető modellek (melyek száma viszonylag kevés) csupán azokat az eseteket írják le, mikor ez a feltétel fennáll. Ezen magasabb (FR2) frekvenciák gyakorlati bevezetésének pont ez az akadály, mivel még nem megoldott kérdés az FR2 sávokon az adaptív nyalábformálás.

Munkám során a mérési eredmények feldolgozásával egyrészt alátámasztottam a korábbi eredményeket, másrészt sikeresen készítettem ezekből kiindulva egy szögfüggést tartalmazó modellt. Ez azt bizonyítja, hogy (elfogadható pontossággal) készíthető olyan terjedési modell a kérdéses frekvenciákra, amely alapján a nyalábformálás, nyalábirányítás megvalósítható. Ráadásul ez csak olyan paramétereket tartalmaz, amiket egy átlagos vevőkészülék képes lehet mérni. Természetesen ez sem tökéletes, hiszen a két antenna által bezárt szög nagyságával arányosan a modell pontatlansága is nő.

Akár már arra is használható lenne, hogy valamiféle egyszerűbb vezérlést megvalósítsunk, de korlátai miatt ez az eljárás messze nem lenne a tökéletes ugyanakkor az irodalomban erre nincs még példa. Ezen felül egy hasznosabb hasznosítási lehetőség, hogy Ray-Tracing eljárások eredményeit validáljuk mérések nélkül, a modell segítségével kapott számok alapján. Az így előálló adathalmaz már elegendő lehet mesterséges intelligencia tanítására, amivel a probléma valós helyzetekben sokkal jobban megoldhatóvá válik és elérhetővé teszi az FR2-es frekvenciák használatát széles felhasználói rétegek számára.

További tervként felmerül, hogy a modellt pontosítsam, illetve felhasználjam a szükséges algoritmusok létrehozásához.

A dolgozatban tárgyalt kutatási terület ismertetéséről és a modellalkotás során elért eredményekről egy átfogó publikáció készül, amelynek az Infocommunications Journal folyóiratban történő megjelenésére számítunk a közeljövőben.

Köszönetnyilvánítás

Szeretném megköszönni konzulensemnek, Dr. Csurgai-Horváth Lászlónak a folyamatos szakmai támogatást, mely a munkám elkészítéséhez szükséges volt.

Köszönettel tartozom Dr. Horváth Bálint Péternek, a mérésekben való hathatós közreműködéséért, illetve Kenderes Anettnek, Bingler Arnoldnak és Csernyava Olivérnek a munkám korrektúrázásáért. Végül, de nem utolsó sorban köszönettel tartozom családom számára is, kik támogattak munkám elkészültében.

A dolgozatom a BME Szelessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék, valamint az Ericsson Magyarország között folyó kutatás-fejlesztési projekt keretein belül készült el.

A dolgozatban ismertetett eredmények a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem Villamosmérnöki és Informatikai Kar Balatonfüredi Hallgatói Kutatócsoport szakmai közössége keretében jöttek létre a régió gazdasági fejlődésének elősegítése érdekében. Az eredmények létrehozása során figyelembe vettük a balatonfüredi központú Rendszertudományi Innovációs Klaszter által megfogalmazott célkitűzéseket, valamint a párhuzamosan megvalósuló EFOP 4.2.1-16-2017-00021 pályázat támogatásával elnyert „BME Balatonfüredi Tudáscentrum” térségfejlesztési terveit. A kutatás az Európai Unió támogatásával, az Európai Szociális Alap társfinanszírozásával valósult meg (EFOP-3.6.2-16-2017-00013, Innovatív Informatikai és Infokommunikációs Megoldásokat Megalapozó Tematikus Kutatási Együttműködések).

Ábrák jegyzéke

1.1.	Az 5G lehetséges felhasználási területei [1]	6
1.2.	Elképzelés a frekvenciasávok jellemzői és felhasználásuk kapcsán [4]	7
2.1.	Az 5G NR frekvenciái- forrás: Qualcomm[10]	9
2.2.	A rádiófrekvencia sávok különböző elnevezéseinek összehasonlítása [14]	11
2.3.	Az átlagos csillapítás értéke tengerszinten és 9150m-en [12]	13
2.4.	Az Alphasat műhold [19]	16
3.1.	Csillapítás alakulása 38,72 GHz-en, szabadtéri csillapítás esetén	18
3.2.	Csillapítás alakulása 38,72 GHz-en, szabadtéri csillapítás esetén nagy távolságokra	19
3.3.	Az ITU ajánlása szerinti csillapítás változása az adott távolságon - LOS	23
3.4.	Az ITU ajánlása szerinti csillapítás változása az adott távolságon - NLOS	24
4.1.	Az Alphasat projekt kapcsán, az egyetemen az antennák - forrás: Dr. Csurgai-Horváth László fényképe	26
4.2.	Az LNB, felszerelve műholdvétele - forrás: [7]	27
4.3.	Antennakaraktisztika (tanszéki mérés reflexiómentes mérőszobában)	28
4.4.	A vevőantenna a mozgató platformján, az LNB-vel - forrás: [7]	29
4.5.	Az adat útja [7]	30
4.6.	Jelfeldolgozás [7]	30
4.7.	Átviteli lánc a 2018-as mérés során	31
4.8.	Átviteli lánc a 2020-as mérés során	31
5.1.	A V1 épület 502-es termének elrendezése, a vevővel	34
5.2.	A V1 épület 103-as termének elrendezése, illetve a mérési pontok	35
5.3.	A V1 épület 103-as termében a vett jelszintek a szög függvényében, a vevőben lévő erősítésekkel	36
5.4.	A V1 épület 502-as termében a vett jelszintek a szög függvényében, a vevőben lévő erősítésekkel	37
5.5.	A V1 épület 103-as termében a vett jelszintek a szög függvényében, a vevőben lévő erősítésekkel, unaligned eset, 2018-as elrendezés	39
5.6.	A V1 épület 103-as termében a vett jelszintek a szög függvényében, a vevőben lévő erősítésekkel, unaligned eset, 2020-as elrendezés	39
5.7.	A V1 épület 502-as termében a vett jelszintek a szög függvényében, a vevőben lévő erősítésekkel, unaligned eset, 2020-as elrendezés	40
5.8.	A mérési pont elhelyezkedése a V1 103-as termében	41
5.9.	A V1 épület 103-as termében a vett jelszintek a szög függvényében, mid-point eset, 2020-as elrendezés, 1-8 a forgatott ábrák, 9-es sorszámmal az aligned eset	42

6.1.	Az α és β szögek elhelyezkedése	50
6.2.	Az RK értelmezése	52
6.3.	Az RK értelmezése, másik k esetén	53
6.4.	A relatív környezeti együtthatók megállapítása	54
6.5.	A relatív környezeti együtthatók a V103-as termében, unaligned	55
6.6.	A saját modellen alapuló becslés lehetősége	59

Táblázatok jegyzéke

1.1. Az 5G kapcsán meghatározott követelmények	6
2.1. Az FR2-es sávok 5G esetén és azok főbb adatai	11
3.1. Az ITU modell értékei a 38 GHz esetén	23
4.1. Az LNB legfontosabb adatai	28
5.1. Az egyes pontokig terjedő csillapítás értéke az ITU ajánlás szerint	43
5.2. Mért csillapítás, 2018-as unaligned mérés, KF szint: -27 dBm	44
5.3. Mért csillapítás, 2020-as unaligned mérés, KF szint: -20 dBm	44
5.4. Mért csillapítás, 2020-as aligned mérés, KF szint: -20 dBm	44
5.5. Csillapítás az ITU alapján, dB-ben	44
5.6. Csillapítás unaligned esetben, dB-ben	45
5.7. Csillapítás aligned esetben, dB-ben	45
6.1. A közelítő relatív környezeti együtthatók	55
6.2. Összefoglaló táblázat a modellben szereplő mennyiségekről	56
6.3. A V1 103-as terem, unaligned mérésen modellek összehasonlítása	57

Irodalomjegyzék

- [1] R. E. Hattachi and J. Erfanian, „NGMN 5G WHITE PAPER,” Final Deliverable (Approved) 1, 5G Initiative Team, feb 2015.
- [2] ITU, „International Mobile Telecommunications-2020 (IMT-2020 Standard),” tech. rep., 2019. <https://www.itu.int/en/ITU-R/study-groups/rsg5/rwp5d/imt-2020/Pages/default.aspx>.
- [3] T. Norp, „5G service requirements.” https://www.3gpp.org/news-events/3gpp-news/1831-sa1_5g Hozzáférés: 2020.09.17.
- [4] „5G mmwave frequency bands.” https://www.5gmmwave.com/5g-mmwave-frequency-bands/5g-mmwave-band-n260-39ghz/?fbclid=IwAR3g14jLP4bBu15Lg57TKuLYrSp8hNXUi_da7EvvaqA2rMGcdjVZM6w2MC8 Hozzáférés: 2020.09.17.
- [5] „Radio Frequency bands and its uses.” <https://www.rfpage.com/what-are-radio-frequency-bands-and-its-uses/?fbclid=IwAR0-6HQqZIJUoc7HhQ38vvZezY6g5pbEdX298-vM9m03-JwSqMoPD9Y2XhE> Hozzáférés: 2020.09.05.
- [6] T. S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. S. Schulz, M. Samimi, and F. Guitierrez, „Millimeter Wave Mobile Communications for 5G cellular: It Will Work!,” *IEEE Access*, vol. 1, 2013.
- [7] L. Csurgai-Horváth, B. Horváth, I. Rieger, J. Kertész, and B. Adjei-Frimpong, „Indoor Propagation Measurements for 5G Networks,” *IEEE*, p. 5, 2018.
- [8] „5G NR,” tech. rep., 2017. https://www.3gpp.org/news-events/1929-nsa_nr_5g.
- [9] „Technical Specification Group Services and System Aspects - Release 15,” tech. rep., 2019.
- [10] „5G RF BANDS.” <https://www.rfpage.com/what-are-5g-frequency-bands/?fbclid=IwAR0-6HQqZIJUoc7HhQ38vvZezY6g5pbEdX298-vM9m03-JwSqMoPD9Y2XhE> Hozzáférés: 2020.09.04.
- [11] „NMHH 5G sávok kiosztása Magyarországon.” http://nmhh.hu/cikk/203108/Negy_savban_fog_iden_uj_szeles_savu_frekvenciahasznalati_lehetosegeket_ertekesiteni_az_NMHH Hozzáférés: 2020.09.20.
- [12] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, ch. Introduction to Microwave Systems. John Wiley & Sons, Inc., N.J., third ed., 2005.

- [13] „5G NR kapcsán a szabványok összesített kivonata.” http://www.sharetechnote.com/html/5G/5G_FR_Bandwidth.html Hozzáférés: 2020.09.17.
- [14] „A rádiófrekvencia sávok különböző elnevezéseinek összehasonlítása - Wikipédia számára készült kép.” https://en.wikipedia.org/wiki/Radio_spectrum#/media/File:Frq_Band_Comparison.png Hozzáférés: 2020.09.20.
- [15] G. Fodor, *Elektromágneses terek*. BME Viking Nonprofit Zrt., 12 ed.
- [16] F. Hossain, T. K. Geok, Tharek Abd Rahman, and M. N. Hindia, „Indoor Millimeter-Wave Propagation Prediction by measurement and Ray Tracing Simulation at 38 GHz,” *Symmetry*, vol. 10, 2018.
- [17] T. Lüken, H.-U. Döhler, and R. Lantsch, „ALLFlight - A full scale enhanced and synthetic vision sensor suite for helicopter applications,” *SPIE Defense*, 2009.
- [18] H. Xu, T. S. Rappaport, R. J. Boyle, and J. H. Schaffner, „38-GHz Wide-Band Point-to-Multipoint measurements Under Different Weather Conditions,” *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, vol. 4, p. 2, 2000.
- [19] „Alphasat,” 2020. <https://www.n2yo.com/satellite/?s=39215> Hozzáférés: 2020.09.23.
- [20] ITU, „Probability distributions relevant to radiowave propagation modelling: ITU-R Recommendation P.1238-9,” tech. rep., 2001.
- [21] H. Friis, „A Note on a Simple Transmission Formula,” *Proceedings of the I.R.E. and Waves and Electrons*, 1946. <http://www.ee.oulu.fi/~kk/dtsp/tutoriaalit/Frees.pdf> Hozzáférés: 2020.09.20.
- [22] S. Sun, T. S. Rappaport, A. T. Timothy, G. Amitava, C. N. Huan, Z. I. Kovács, R. Ignacio, K. Ozge, and P. Andrzej, „Investigation of Prediction Accuracy, Sensitivity, and parameter Stability of Large-Scale Propagation Path loss Models for 5G Wireless Communications,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, pp. 1–18, May 2016.
- [23] S. Li, Y. Liu, L. Lin, X. Sum, S. Yang, and D. Sum, „Millimeter-Wave Channel Simulation and Statistical channel Model in the Cross-Corridor Environment at 28 GHz for 5G Wireless System,” *Jiangsu, Nanjing 210003 China*.
- [24] Q. Faizan, M. H. S. Siddiqui², M. N. Hindia, and K. Dimyati, „Propagation Channel Measurement at 38 GHz for 5G mm-wave communication Network,” *IEEE 16th Student Conference on Research and Development (SCORED)*, 2018.
- [25] J. S. Seybold, *Introduction to RF propagation*, ch. Electromagnetics and RF Propagation, pp. 14–37. 2005.
- [26] T. S. Rappaport, *Wireless communications : principles and practice*. Upper Saddle River, N.J. : Prentice Hall PTR, 2 ed., 2002.
- [27] Z. Nossire, N. Gupta, L. Almazaydeh, and X. Xiong, „New Empirical Path Loss Model for 28 GHz and 38 GHz Millimeter Wave in Indoor Urban under various Conditions,” *MDPI*, 2018.

- [28] ITU, „Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 450 GHz - Recommendation ITU-R P.1238-10,” tech. rep., 2019.
- [29] „Totaltel Telecom Techniques Ltd.” <http://www.totaltel.hu> Hozzáférés: 2020.09.16.
- [30] „Grante CH 0.05 S 265400 sniffer antenna, GRANTE Antenna Development and Production Corporation.” <https://grante.hu/portfolio/the-sniffer-conical-horn-antenna-system/> Hozzáférés: 2020.09.15.
- [31] G. Péceli, *Méréselmélet- jegyzet*. 2019.
- [32] „GNU Radio software development toolkit documentations.” <http://gnuradio.org/> Hozzáférés: 2020.09.16.
- [33] „Nuand bladeRF USB 3.0 Software Defined Radio manual,” 2016.
- [34] T. S. Rappaport, E. Ben-Dor, J. N. Murdock, and Y. Qiao, „38 GHz and 60 GHz Angle-dependent Propagation for cellular & Peer-to-Peer Wireless Communications,” *IEEE ICC 2012 - Wireless Communications Symposium*, 2012.
- [35] „33/2016. (XI. 29.) EMMI rendelet a fizikai tényezők (elektromágneses terek) hatásának kitett munkavállalókra vonatkozó minimális egészségi és biztonsági követelményekről,” 2016. <https://net.jogtar.hu/jogszabaly?docid=a1600033.emm>, Hozzáférés: 2020.11.11.
- [36] M. T. Hagan, H. B. Demuth, M. H. Beale, and O. D. Jesús, *Neural Network Design*. 2 ed.
- [37] K. P. Murphy, *Machine Learning: A Probabilistic Perspective*. The MIT Press.