



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem,  
Hálózati Rendszerek és Szolgáltatások Tanszék,  
Mobil Kommunikáció és Kvantumtechnológiák Laboratórium

# Csatornaki egyenlítési és mobilitás-menedzsment eljárások új generációs távközlési rendszerekben

**Knapp Ádám**

PhD. Tézisfüzet

Témavezető:

**Dr. Pap László**, MTA rendes tag

Budapest, 2019

# 1. Bevezetés

A vezeték nélküli és mobil kommunikáció jelentős fejlődésen ment keresztül az elmúlt évtizedekben. A fejlődést leginkább az emberek megváltozott használati szokásai és az általuk igényelt egyre nagyobb átviteli sebesség motiválta. Az elmúlt években a végfelhasználók egy új csoportja, az ipari, illetve a gépi felhasználók is megjelentek, akik speciális, az emberi felhasználóktól eltérő követelményeket támasztottak a távközlési rendszerekkel szemben. A Dolgok Internete (Internet of Things – IoT), Ipari IoT, Ipar 4.0 mind olyan, hasonló technológiák, amik ezekre a felhasználókra koncentrálnak. Az ipar és a gépek speciális követelményei meghatározók lettek a távközlési szektorban. Ezért a különböző kutatási és szabványosítási tevékenységek is az említett követelmények felé mozdultak el, és a következő generációs hálózatokat már kifejezetten ezen követelmények figyelembevételével lettek megtervezve és létrehozva. A gép-gép (machine-to-machine – M2M), vagy más szóval gép típusú kommunikáció (machine type communication – MTC) jellemzője a nagy és állandó adattovábbítási igény, alacsony késleltetés, megbízható és robusztus átvitel, magas rendelkezésre állás, magas fokú energiahatékonyság és alacsony teljesítményű működés. Ezek a követelmények sok esetben ellentmondásosak gyakorlati szempontból, ezért specializált kommunikációs megoldások lettek kifejlesztve, és ezek elkezdtek világszinten terjedni a hagyományos cellás rendszerek mellett.

A kis fogyasztású nagy területet lefedő hálózatok (Low-Power Wide Area Networks – LPWAN) általában fix telepítésű és akkumulátorról vagy elemről működő eszközöket szolgálnak ki, mobil terminálok igényeit pedig kevésbé vagy egyáltalán nem veszik figyelembe. A doktori értekezésemben egy olyan kommunikációs rendszert alkottam meg, ami sok szempontból hasonlít az LPWAN hálózatokra, azonban olyan felhasználási esetek kezelésére is képes, ahol a terminálok mozoghatnak, mint például a gyáron belüli szállító járművek, akár nagy sebességgel is, ami pl. pilóta nélküli légi járművek (unmanned aerial vehicles – UAV) vagy drónok esetén jellemző. Hasonló esetek az 5. generációs (5G) mobil hálózatoknál is találhatóak, mivel az 5G egyik kulcsterülete az M2M kommunikáció. Ugyanakkor az 5G bonyolultsága, energiahatékonysága és a vevőegységek ára nem versenyképes az LPWAN területén.

A szórt spektrumú (Spread Spectrum – SS) és a zárt hurkú teljesítmény szabályozó (Closed-Loop Power Control – CLPC) technikák jól ismertek évtizedek óta. Az SS alapú átviteli megoldások igen elterjedtek, számos módon szabványosították őket és különböző formái rengeteg kommunikációs eszközben megtalálhatók. Egyrészt az eredeti Wi-Fi rendszer, az IEEE 802.11b a direkt szekvenciális szórt spektrumú (Direct-Sequence Spread Spectrum – DSSS) módszeren alapul, ami a kódosztásos többszörös hozzáférésnek (Code Division Multiple Access – CDMA) is az alapja. A különböző globális műhold navigációs rendszerek (Global Navigation Satellite Systems – GNSS), mint a GPS, GLONASS, Galileo, pedig mind CDMA-t használnak. Másrészt az adaptív frekvenciaugratásos szórt spektrumú technikát (Adaptive Frequency-hopping spread spectrum – AFH) alkalmazza a Bluetooth. Végezetül a chirp szórt spektrumú módszer (Chirp Spread Spectrum – CSS) az IEEE 802.15.4a szabvány és a LoRaWAN (Long Range Wide Area Network) fontos része. Utóbbi egy feltörekvő kommunikációs

technológia az LPWAN hálózatok között. Ennek okai a CSS előnyei között találhatók, amik ma-  
gukban foglalják a csatornazajjal, interferenciával és zavarással szembeni magas szintű ellen-  
állóképeséget, valamint Doppler-hatással szembeni érzéketlenséget is. Ezek a tulajdonságok  
igen kedvezőek olyan mobil kommunikációs környezetben, ahol nagy sebességű vagy távoli  
mobil terminálokot kell kiszolgálni.

A zárt hurkú teljesítmény szabályozás és csatorna kiegyenlítés jelentőségét a hagyományos  
cellás mobil hálózatok mutatják leginkább. Az előbbi kezeli az ún. közel-távol problémát,  
ami egy elég általános gond a mobil rendszerekben. Az utóbbi pedig a rádiós csatornában  
megjelenő, a jel véletlenszerű ingadozását okozó hatást, a fadinget küszöböli ki. A CLPC már a  
2G GSM rendszerben is megjelent, azonban a 3G CDMA alapú cellás hálózatokban vált igazán  
fontossá, ami a CLPC mechanizmusát használja a rendszeren belüli interferencia csökkentésére.  
A CLPC a 4. generációs mobil hálózatokban is fontos szerepet tölt be (pl. a 3GPP LTE-ben  
és fejlettebb verzióiban), ugyanis a több antennás technikák szempontjából kulcsfontosságú.  
Ezen kívül központi része van a mobil kommunikációs rendszerek új irányában, mint például  
a kognitív rádiós rendszereknél. A CLPC és csatorna kiegyenlítési módszerek tovább fejlődtek  
az 5. generációs cellás mobil hálózat, a 3GPP New Radio (NR) esetén azáltal, hogy a számukra  
szükséges referencia és szinkronizációs jeleket még kifinomultabb módon alkalmazzák.

Az eddig említett problémák mellett a hívásátadáshoz kötődő kihívásokat is kezelnie kell a  
köz célú cellás hálózatoknak a hatékony és megbízható kommunikáció érdekében. Ezáltal nö-  
velhető a felhasználói elégedettség és az egész rendszer teljesítőképessége. A mobil hálózatok  
fejlődésének egyik következménye, hogy a cella méretek folyamatosan csökkennek, míg ma-  
gasabb felhasználói adatátviteli kapacitást biztosítanak. Például 2G GSM-ben a tipikus cella-  
méret még néhány tíz kilométeres volt, addig a legtöbb 4G LTE cella kb. 500 méteres. Továbbá  
a legutóbbi szabvány kiadásokban már olyan telepítési forgatókönyvek is megjelentek, ahol a  
kis cellák együttműködnek a hagyományos makrocellákkal. A kis cella egy gyűjtőfogalom az  
ilyen heterogén, két rétegű hálózatokban, valójában mikro-, piko- és femtocellát is takarhat.  
Ezek között több apróbb különbség is lehet, de a legjelentősebb az általuk kiszolgált terület. A  
femtocellát a 3GPP terminológia Home EnodeB-nek nevezi, ami egy olyan bázis állomás, amit  
az operátor helyett a felhasználó is telepíthet. Alapvetően egy lakás vagy iroda kiszolgálására  
tervezték és a nyilvános internet kapcsolaton keresztül csatlakozik a mobil szolgáltató hálózatá-  
hoz (Mobile Network Operator – MNO). Ezen kívül a Wi-Fi hozzáférési pontokhoz hasonlóan,  
kültéri felhasználási eseteket is vizionálnak, ami a helyi szolgáltatás minőségét javíthatja. Ezek  
a koncepciók az 5G hálózatokban még hangsúlyosabban megjelennek. Mindazonáltal az egyik  
legfontosabb kihívás a hívásátadási eljárási és az ehhez tartozó döntési mechanizmus az ilyen  
jellegű két rétegű mobil hálózatban.

## **1.1. Kutatási célok**

A disszertáció összefoglalja az összes kutatási tevékenységemet az elmúlt évekből. A csatorna  
kiegyenlítés vizsgálata során különböző matematikai formulákat vezettem le, amik jól becsül-  
ik a bithiba és a szimbólumhiba arányokat, valamint a gyakorlati életben is alkalmazhatók. Ezen

kívül a szórt spektrumú technikákat is analizáltam, és a korrelációs csúcs detektáláshoz kapcsolódóan újszerű eredményeket értem el. Aztán mindkét témakör tudását felhasználva képes voltam megalkotni egy újszerű kommunikációs rendszert, ami kombinálja az impulzushelyzet modulációt (Pulse Position Modulation – PPM) a chirp szórt spektrumú átviteli módszerrel. Végül, egy olyan gyakorlatias hívásátadás döntési algoritmust is létrehoztam, amivel a kis cellák nyújtotta lehetőségek még inkább kiaknázzhatók LTE/LTE-A hálózatban.

A mérés alapú csatorna kiegyenlítéshez kapcsolódó tézisek célja, hogy egységes analitikus módszert adjon a hibaarány pontos kiszámításához koherens BPSK és ortogonális nem-koherens BFSK modulációk esetére olyan gyors zárt hurkú teljesítmény szabályozást alkalmazó vezeték nélküli kommunikációs rendszerekben, amik fadingnek vannak kitéve és egy szeparált, zajos mérési csatornát használnak. A legfontosabb eredmények az új egzakt kifejezések, melyekkel a hibaarány kiszámítható különböző fadinges környezetekben (Rayleigh, Nakagami, Rice fading modellek figyelembe vételével) úgy, hogy egy zajos pilot csatornában mérjük a csatorna átviteli paramétert. Az eredmények segítségével a különböző, koherens BPSK-t és ortogonális nem-koherens BFSK-t használó rendszerek teljesítőképessége összehasonlítható, amik gyors zárt hurkú teljesítmény szabályozást és diversity-t alkalmaznak a közel-távolság probléma és a csatorna kiegyenlítés kezelésére.

Ezután a korrelációs csúcs detektáláshoz kapcsolódó vizsgálatokkal foglalkoztam, hogy a szórt spektrumú rendszerekben pontosabb, illetve gyorsabb szinkronizáció legyen elérhető, ami például olyan hálózati szolgáltatások esetében hasznos, mint a lokalizáció. Egy új korrelátort, a kereső és követő korrelátort vezettem be, ami két korrelátor együttműködésén alapul. Ehhez matematikai modellt alkottam, mellyel vizsgálható és összehasonlítható a kereső-követő és a hagyományos csúsztatott korrelátorok hibás döntési valószínűségei. Ezen kívül létrehoztam egy rádiós kommunikációs rendszert, ami részben alkalmazza a korrelációs csúcs detektálás, részben pedig a korábbi CLPC mechanizmus eredményeit. A rendszer legfontosabb tulajdonsága, hogy egyidejű átvitelt képes biztosítani több mobil terminál számára egy új többfelhasználós kommunikációs sémának köszönhetően. A módszer kombinálja az impulzushelyzet és a chirp szórt spektrumú modulációkat. Ez az LPWAN-ök közé sorolható átviteli rendszer képes a bemutatott módon önállóan működni.

Végül a hívásátadás döntési eljárásokat vizsgáltam és létrehoztam egy új algoritmust a két rétegű LTE/LTE-A hálózathoz. Az eljárás több paramétert is figyelembe vesz a döntés kialakítása során, mint például a felhasználói készülékek sebessége és a szomszédos cellák aktuális terheltsége. Az eredmények, illetve a vizsgálatok során tett észrevételek és megállapítások elősegíthetik a jövőbeli mobil cellás rendszerek, különösen az 5G New Radio szabványosítását.

## **1.2. Kutatási módszertan**

A kutatási témáim különböző rendszermodellekre épülnek, amik a doktori értekezésben részletesen le vannak írva. Ezért a téziszüzetben bemutatásra kerülő három téziscsoport is ezt a besorolást tükrözi.

Az *I. Téziscsoportban* a csatorna kiegyenlítéshez kötődő kutatásaimat gyűjtöttem össze.

Bemutatok egy új amplitúdó kiegyenlítési módszert, ami azon alapul, hogy egy zajos szeparált mérési csatornában küldött referencia jelet mér a vevő, és a mérési eredményt visszacsatolja az adónak, ami pedig a hasznos adatokat hordozó jelek kiegyenlítésére használja. Az első tézis bevezeti a mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítés általános bithiba arány képletét, ahol a csatorna fadingjét leíró függvény egy általános paraméterrel van megadva. A következő tézis az elsőre építve egzakt formulákat mutat be, amikkel a népszerű fading modellek (Rayleigh, Rice és Nakagami) figyelembe vételével kiszámítható a hibaarány. Továbbá kibővítettem a rendszermodellt olyan módon, hogy az adó véges, maximális kimenő teljesítményét is kezelje, ami a kifejezések egyik bemeneti paraméterévé vált. Az ehhez kapcsolódó egyenleteket a harmadik és negyedik tézisben írom le. Ez gyakorlatiasabb, valóságosabb eredmények elérésében segít. Az elméleti eredményeket szimulációs vizsgálatokkal támasztottam alá.

Az ötödik tézis ebben a téziscsoportban a rádiós csatorna által okozott fázistolásra fókuszál, és egzakt hibaarány képleteket vezet be a BPSK és a QPSK modulációk esetére. A vizsgálatok egy optimalizációs problémához vezettek, ami szerint kompromisszumot kell találni a referencia és a hasznos adatot hordozó jelek mennyiségében. Előbbi növelése jobb csatorna becslést és így magasabb, kevésbé hibás kommunikációt eredményez, ugyanakkor csökkenti a lehetséges átvihető adatmennyiséget. A problémát numerikusan oldottam meg LTE/LTE-A hálózatot feltételezve.

A *II. Téziscsoport* a szórt spektrum alapú rendszerek vizsgálataihoz kapcsolódik. Az első tézisben bemutatok és analízisek egy új korrelációs csúcs detektálásra szolgáló módszert, ami két korrelátor együttműködésén alapul. A második tézis a módszerhez kötődő egzakt bithiba arány számításokat ír le. Az eredmények felhasználásával egy új többfelhasználós sémát alkottam meg, ami chirp szórt spektrumú kommunikációra épül. Ezt a harmadik tézis részletezi. Végül a negyedik tézis ebben a téziscsoportban összefoglalja az új átviteli rendszer hibaarányához kapcsolódó teljesítőképesség vizsgálatokat.

A *III. Téziscsoport* összesen egy tézisből áll, amiben bemutatok egy új hibrid hívásátadás döntési algoritmust, mely alkalmazza a felhasználói készülékek sebességét, a lehetséges cél cellák terheltségi adatait és vett jelerősségeiket, valamint a hozzáférési módjukat. Ezáltal az eljárás terhelés kiegyenlítést is megvalósít a hálózatban. Az algoritmust egy, a tanszéken fejlesztett C++ alapú LTE szimulációs szoftverben implementáltam, és a teljesítőképességéhez kötődő paramétereket, mint a rendszerszintű áteresztőképesség, átlagos felhasználói késleltetés és a hívásátadások száma, összehasonlítottam a hagyományos döntési eljárással.

## 2. Új tudományos eredmények

Ebben a fejezetben az új tudományos eredményeket tézisek formájában prezentálom. Mind-egyik tézis néhány definíciót, lemmát, tételt (altézist) tartalmaz, amiket a téziszűzetben csak felsorolok. A tételek részletes leírását a disszertáció tartalmazza.

### 2.1. Csatorna kiegyenlítés

Az értekezés megfelelő fejezete a csatorna kiegyenlítéshez kapcsolódó téziseket mutatja be. Először a mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítést részletezi, ami végső soron egy zárt hurkú teljesítmény szabályozó módszer. Az egzakt formulákkal kiszámítható a bithiba arány figyelembe véve a mérési és a normál, adattovábbításra szolgáló csatorna jel-zaj viszonyát. Ezt követően a jel fázis komponensének becslési hibájához kötődő kifejezéseket írja le, amik a szimbólumhiba arány meghatározásához használhatók.

A tételeket öt tézisbe rendeztem, amik az *I. Téziscsoportot* alkotják.

#### 2.1.1. Mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítés

Az elmúlt két évtizedben intenzíven vizsgálták a zárt hurkú teljesítmény szabályozást és csatorna kiegyenlítést alkalmazó vezeték nélküli rendszereket. Ez a terület különböző kontextusban ugyan, de mindig előkerült a közcélú cellás mobil hálózatok összes generációjánál. A CLPC az ún. közel-távolság problémát kezeli elsősorban, míg a csatorna kiegyenlítés a rádiós csatornában megjelenő véletlenszerű fluktuáció hatását kompenzálja. Hagyományosan az előbbi problémát egy magas késleltetésű CLPC mechanizmussal oldják meg, míg az utóbbira diversity technikákra van szükség [1]. A zárt hurkú teljesítmény szabályozásnak fontos szerepe volt a korai mobil technológiákban (az NMT-ben és a GSM-ben), azonban jelentősége a harmadik generációs CDMA rendszerekben teljesebben ki. Ezeknek a hálózatoknak a rendszeren belüli interferencia kezelése miatt van szüksége teljesítmény szabályozásra, hogy megbízható és hatékony kommunikációt biztosíthassanak. Ez a téma azóta is a fókuszban maradt, számos tudományos publikáció született az elmúlt években. A CLPC a negyedik generációs mobil hálózatoknál, a LTE és ennek fejlettebb verzióiban is nagyon fontos, hiszen ezek több antennás működési módjai, egész pontosan a MIMO technológiák számára nélkülözhetetlen. Ugyanez természetesen igaz az 5G-re is, ami még fejlettebb és sokkal magasabb rendű, 128 vagy még több antenna elemből álló technikák használatát is lehetővé teszi [2]-[4].

**I.1. TÉZIS [J1]** *Analitikus számítási módszert adtam meg a mérés alapú csatornaki egyenlítést alkalmazó rendszer bithiba arányának kiszámításához figyelembe véve az általános fading-es csatorna okozta, a jel amplitúdóját befolyásoló becslési hibát.*

A kapcsolódó tételek a disszertációból a következők:

- **2.1. Tétel** Az *elméleti* mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítés modelljében az átlagos bithiba valószínűség a következő analitikus kifejezéssel határozható meg koherens bináris átvitelt és általános fading modellt feltételezve:

$$P_b(\gamma_s) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{\gamma_s x}{y \cos^2(\theta)}\right) \gamma_0 \exp(-\gamma_0(x+y)) I_0(2\gamma_0 \sqrt{xy}) f_X(x) d\theta dx dy, \quad (1)$$

ahol  $I_0(\cdot)$  az elsőfajú nulladrendű módosított Bessel függvény,  $f_X(x)$  az általános fading modell csatorna erősítésének valószínűségi sűrűségfüggvénye,  $\gamma_0$  a mérési csatorna jel-zaj viszonya és  $\gamma_s$  pedig a kommunikációs csatorna jel-zaj viszonya.

- **2.9. Tétel** Az *elméleti* mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítés modelljében az átlagos bithiba valószínűség a következő analitikus kifejezéssel határozható meg nem-koherens bináris átvitelt és általános fading modellt feltételezve:

$$P_b(\gamma_s) = \frac{1}{2} \int_0^\infty \int_0^\infty \exp\left(-\frac{\gamma_s x}{2y}\right) f_{XY}(x, y) dx dy, \quad (2)$$

ahol

$$f_{XY}(x, y) = f_{Y|X}(y|x) f_X(x).$$

**I.2. TÉZIS [J1]** *Analitikus számítási módszert adtam meg a bithiba arány kiszámításához Rayleigh, Rice és Nakagami fading modellek esetére az I.1 Tézisben bemutatott általános kifejezés felhasználásával feltételezve, hogy az átlagos adóteljesítmény végtelen is lehet.*

A kapcsolódó tételek a disszertációból a következők:

- **2.3. Tétel** Az átlagos bithiba valószínűség függvény a következő képlettel fejezhető ki az *elméleti* mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítés modelljében koherens bináris átvitelt és Rayleigh fading modellt feltételezve:

$$P_b(\gamma_s) = \frac{\gamma_0}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_0^\infty \frac{1}{1 + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{y \cos^2(\theta)}} \exp\left(-\gamma_0 y \frac{1 + \frac{\gamma_s}{y \cos^2(\theta)}}{1 + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{y \cos^2(\theta)}}\right) dy d\theta. \quad (3)$$

- **2.5. Tétel** Az átlagos bithiba valószínűség függvény a következő képlettel fejezhető ki az *elméleti* mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítés modelljében koherens bináris

átvitelt és Rice fading modellt feltételezve:

$$P_b(\gamma_s) = \frac{\gamma_0}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{k^l (1+k)^l}{l!} \int_0^{\infty} {}_1F_1 \left( l+1, 1; \frac{\gamma_0^2 y}{(1+k) + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{y \cos^2(\theta)}} \right) \frac{\exp(-\gamma_0 y) \exp(-k)}{\left( (1+k) + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{y \cos^2(\theta)} \right)^{l+1}} dy d\theta, \quad (4)$$

ahol  $k$  a Rice eloszlás paramétere és  ${}_1F_1(\cdot, \cdot; \cdot)$  a konfluens hipergeometrikus függvény.

- **2.7. Tétel** Az átlagos bithiba valószínűség függvény a következő képlettel fejezhető ki az *elméleti* mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítés modelljében koherens bináris átvitelt és Nakagami fading modellt feltételezve:

$$P_b(\gamma_s) = \frac{\gamma_0 m^m}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_0^{\infty} \frac{\exp(-\gamma_0 y)}{\left( m + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{y \cos^2(\theta)} \right)^m} {}_1F_1 \left( m, 1; \frac{\gamma_0^2 y}{m + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{y \cos^2(\theta)}} \right) dy d\theta, \quad (5)$$

ahol  $m$  a Nakagami eloszlás paramétere.

- **2.11. Tétel** Az *elméleti* mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítés modelljében az átlagos bithiba valószínűség a következő kifejezéssel határozható meg nem-koherens bináris átvitelt és Rayleigh fading modellt feltételezve:

$$P_b(\gamma_s) = \frac{\gamma_0}{2} \int_0^{\infty} \frac{1}{1 + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{2y}} \exp \left( -\gamma_0 y \frac{1 + \frac{\gamma_s}{2y}}{1 + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{2y}} \right) dy. \quad (6)$$

- **2.13. Tétel** Az *elméleti* mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítés modelljében az átlagos bithiba valószínűség a következő kifejezéssel határozható meg nem-koherens bináris átvitelt és Rice fading modellt feltételezve:

$$P_b(\gamma_s) = \frac{\gamma_0}{2} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{k^l (1+k)^l}{l!} \int_0^{\infty} \frac{\exp(-\gamma_0 y) \exp(-k)}{\left( (1+k) + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{2y} \right)^{l+1}} {}_1F_1 \left( l+1, 1; \frac{\gamma_0^2 y}{(1+k) + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{2y}} \right) dy. \quad (7)$$

- **2.15. Tétel** Az *elméleti* mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítés modelljében az átlagos bithiba valószínűség a következő kifejezéssel határozható meg nem-koherens bináris átvitelt és Nakagami fading modellt feltételezve:

$$P_b(\gamma_s) = \frac{\gamma_0 m^m}{2} \int_0^{\infty} \frac{\exp(-\gamma_0 y)}{\left( m + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{2h(y)} \right)^m} {}_1F_1 \left( m, 1; \frac{\gamma_0^2 y}{m + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{2h(y)}} \right) dy. \quad (8)$$



**I.3. TÉZIS [J1]** *Kibővíttem az I.1 Tézisben megadott számítási módszert úgy, hogy az átlagos adóteljesítmény maximálva legyen egy paraméter segítségével.*

A kapcsolódó tételek a disszertációból a következők:

- **2.2. Tétel** A következő analitikus kifejezés határozza meg az átlagos bithiba valószínűséget a *gyakorlatias* mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítés modelljében koherens bináris átvitelt és általános fading modellt feltételezve:

$$P_b(\gamma_s) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{\gamma_s x}{y' \cos^2(\theta)}\right) f_{XY'}(x, y') d\theta dx dy'. \quad (9)$$

ahol  $y'$  és  $f_{XY'}(x, y')$  az alábbi módon adhatók meg:

$$h(y) = y' = \begin{cases} c & \text{ha } y \leq c \\ y & \text{ha } y > c \end{cases}$$

és

$$f_{XY'}(x, y') = \begin{cases} A(x) \delta(y' - c) f_X(x) & \text{ha } y' = c \\ f_{Y|X}(y'|x) f_X(x) & \text{ha } y' > c \end{cases},$$

ahol

$$A(x) = \int_0^c f_{Y|X}(y|x) dy.$$

- **2.10. Tétel** A következő analitikus kifejezés határozza meg az átlagos bithiba valószínűséget a *gyakorlatias* mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítés modelljében nem-koherens bináris átvitelt és általános fading modellt feltételezve:

$$P_b(\gamma_s) = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{\gamma_s x}{2h(y)}\right) f_{XY'}(x, y') dx dy', \quad (10)$$

ahol  $y'$  és  $f_{XY'}(x, y')$  az előbbi formulák.

**I.4. TÉZIS [J1]** *Analitikus számítási módszert adtam meg a bithiba arány kiszámításához Rayleigh, Rice és Nakagami fading modellek esetére az I.3 Tézisben bemutatott kibővített kifejezés felhasználásával.*

A kapcsolódó tételek a disszertációból a következők:

- **2.4. Tétel** A *gyakorlatias* mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítés modelljében az átlagos bithiba valószínűség a következő kifejezéssel határozható meg koherens bináris átvitel és Rayleigh fading modellt feltételezve:

$$P_b(\gamma_s) = \frac{\gamma_0}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_0^{\infty} \frac{1}{1 + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{h(y)\cos^2(\theta)}} \exp\left(-\gamma_0 y \frac{1 + \frac{\gamma_s}{h(y)\cos^2(\theta)}}{1 + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{h(y)\cos^2(\theta)}}\right) dy d\theta, \quad (11)$$

ahol az  $y$  szerinti integrálást két intervallumon kell elvégezni:  $\{[0, c]; h(y) = c\}$  és  $\{(c, \infty); h(y) = y\}$ .

- **2.6. Tétel** A *gyakorlatias* mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítés modelljében az átlagos bithiba valószínűség a következő kifejezéssel határozható meg koherens bináris átvitel és Rice fading modellt feltételezve:

$$P_b(\gamma_s) = \frac{\gamma_0}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{k^l (1+k)^l}{l!} \int_0^{\infty} {}_1F_1\left(l+1, 1; \frac{\gamma_0^2 y}{(1+k) + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{h(y)\cos^2(\theta)}}\right) \frac{\exp(-\gamma_0 y) \exp(-k)}{\left((1+k) + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{h(y)\cos^2(\theta)}\right)^{l+1}} dy d\theta, \quad (12)$$

ahol  $k$  a Rice eloszlás paramétere,  ${}_1F_1(., .; .)$  a konfluens hipergeometrikus függvény, és az  $y$  szerinti integrálást két intervallumon kell elvégezni:  $\{[0, c]; h(y) = c\}$  és  $\{(c, \infty); h(y) = y\}$ .

- **2.8. Tétel** A *gyakorlatias* mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítés modelljében az átlagos bithiba valószínűség a következő kifejezéssel határozható meg koherens bináris átvitel és Nakagami fading modellt feltételezve:

$$P_b(\gamma_s) = \frac{\gamma_0 m^m}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_0^{\infty} \frac{\exp(-\gamma_0 y)}{\left(m + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{h(y)\cos^2(\theta)}\right)^m} {}_1F_1\left(m, 1; \frac{\gamma_0^2 y}{m + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{h(y)\cos^2(\theta)}}\right) dy d\theta, \quad (13)$$

ahol  $m$  a Nakagami eloszlás paramétere,  ${}_1F_1(., .; .)$  a konfluens hipergeometrikus függvény, és az  $y$  szerinti integrálást két intervallumon kell elvégezni:  $\{[0, c]; h(y) = c\}$  és  $\{(c, \infty); h(y) = y\}$ .

- **2.12. Tétel** Az átlagos bithiba valószínűség függvény a következő képlettel fejezhető ki a *gyakorlatias* mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítés modelljében nem-koherens

bináris átvitelt és Rayleigh fading modellt feltételezve:

$$P_b(\gamma_s) = \frac{\gamma_0}{2} \int_0^{\infty} \frac{1}{1 + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{2h(y)}} \exp\left(-\gamma_0 y \frac{1 + \frac{\gamma_s}{2h(y)}}{1 + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{2h(y)}}\right) dy, \quad (14)$$

ahol az  $y$  szerinti integrálást két intervallumon kell elvégezni:  $\{[0, c]; h(y) = c\}$  és  $\{(c, \infty); h(y) = y\}$ .

- **2.14. Tétel** Az átlagos bithiba valószínűség függvény a következő képlettel fejezhető ki a *gyakorlatias* mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítés modelljében nem-koherens bináris átvitelt és Rice fading modellt feltételezve:

$$P_b(\gamma_s) = \frac{\gamma_0}{2} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{k^l (1+k)^l}{l!} \int_0^{\infty} \frac{\exp(-\gamma_0 y) \exp(-k)}{\left((1+k) + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{2h(y)}\right)^{l+1}} {}_1F_1\left(l+1, 1; \frac{\gamma_0^2 y}{(1+k) + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{2h(y)}}\right) dy, \quad (15)$$

ahol  $k$  a Rice eloszlás paramétere,  ${}_1F_1(\cdot, \cdot; \cdot)$  a konfluens hipergeometrikus függvény, és az  $y$  szerinti integrálást két intervallumon kell elvégezni:  $\{[0, c]; h(y) = c\}$  és  $\{(c, \infty); h(y) = y\}$ .

- **2.16. Tétel** Az átlagos bithiba valószínűség függvény a következő képlettel fejezhető ki a *gyakorlatias* mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítés modelljében nem-koherens bináris átvitelt és Nakagami fading modellt feltételezve:

$$P_b(\gamma_s) = \frac{\gamma_0 m^m}{2} \int_0^{\infty} \frac{\exp(-\gamma_0 y)}{\left(m + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{2h(y)}\right)^m} {}_1F_1\left(m, 1; \frac{\gamma_0^2 y}{m + \gamma_0 + \frac{\gamma_s}{2h(y)}}\right) dy, \quad (16)$$

ahol  $m$  a Nakagami eloszlás paramétere,  ${}_1F_1(\cdot, \cdot; \cdot)$  a konfluens hipergeometrikus függvény, és az  $y$  szerinti integrálást két intervallumon kell elvégezni:  $\{[0, c]; h(y) = c\}$  és  $\{(c, \infty); h(y) = y\}$ .

- **2.17. Tétel** Az átlagos jel-zaj viszony változás az alábbi formulával számítható ki a *gyakorlatias* mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítés modelljében Rayleigh fadinges csatorna esetén:

$$\mathbb{E}\left[\frac{\text{SNR}}{\gamma_s}\right] = \int_0^{\infty} \frac{1}{h(y)} \frac{\gamma_0}{1 + \gamma_0} \exp\left(-\frac{\gamma_0}{1 + \gamma_0} y\right) dy. \quad (17)$$

- **2.18. Tétel** Az átlagos jel-zaj viszony változás az alábbi formulával számítható ki a gyakorlatias mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítés modelljében Rice fadinges csatorna esetén:

$$\mathbb{E} \left[ \frac{\text{SNR}}{\gamma_s} \right] = \int_0^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{k^l (1+k)^l}{l!} \frac{\gamma_0 \exp(-\gamma_0 y) \exp(-k)}{h(y)} \frac{1}{((1+k) + \gamma_0)^{l+1}} {}_1F_1 \left( l+1, 1; \frac{\gamma_0^2 y}{(1+k) + \gamma_0} \right) dy. \quad (18)$$

- **2.19. Tétel** Az átlagos jel-zaj viszony változás az alábbi formulával számítható ki a gyakorlatias mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítés modelljében Nakagami fadinges csatorna esetén:

$$\mathbb{E} \left[ \frac{\text{SNR}}{\gamma_s} \right] = \int_0^{\infty} \frac{1}{h(y)} \gamma_0 \frac{m^m}{(m + \gamma_0)^m} \exp(-\gamma_0 y) {}_1F_1 \left( m, 1; \frac{\gamma_0^2 y}{m + \gamma_0} \right) dy. \quad (19)$$

### 2.1.2. Csatorna kiegyenlítés fázisbecslési hiba vizsgálata

Az előző alfejezetben a jel amplitúdójának fluktuációját vizsgáltam, amit a rádiós csatornában jelen lévő véletlenszerű fading okoz, illetve azt, hogy a csatorna becslési hibának milyen hatása van a kommunikáció minőségére bináris átvitel esetén. Ebben az alfejezetben szintén a csatorna becslési hibáját analizálom, azonban ennek a jel fázisára gyakorolt hatása van a középpontban. Ezt a hatást két alapvető moduláció technika, a bináris és a kvadratúra fázis billentyűzés esetén vizsgáltam. A csatornakapacitás mindkét módszer esetében zárt formában meghatározható.

A gyakorlatban a megfelelő kommunikációért a referencia jeleket periodikusan küldik a vevőnek, ami ez alapján tudja becsülni a csatorna torzításait. Ezért a csatorna kiegyenlítés pontossága jelentősen befolyásolja a kommunikáció minőségét, azaz mennyire pontosan képes a vevő visszaállítani a küldött információt különböző rádiós körülmények között. Számos vezeték nélküli rendszer alkalmaz ilyen csatorna kiegyenlítési módszert, amit pilot szimbólummal asszisztált modulációnak (Pilot Symbol Assisted Modulation – PSAM) neveznek. A PSAM technikákat az elmúlt évtizedekben intenzíven kutatták. Ugyanakkor az újonnan megjelenő, még bonyolultabban működő technológiák miatt további vizsgálatok szükségesek, hogy javítsuk ezek képességeit [5]-[8]. Ez különösen igaz az 5G mobil hálózatok esetén, amiknek még szofisztikáltabb módszerekre van szükségük.

Ebben az alfejezetben a csatorna becslési hiba szimbólumhiba arányra gyakorolt hatásának statisztikai vizsgálatát mutatom be pilot jelek felhasználásával egyenletes, nem frekvenciaszelektív fadinges csatornában. A tézisek következményeként meghatároztam a BPSK és QPSK modulációk effektív csatorna kapacitásait. Az effektív csatorna kapacitást itt úgy kell értelmezni, mint a referencia és adatot hordozó jelek arányát. Míg pilot jelekre a megfelelő

csatorna becslés miatt van szükség, addig ezek nem szállítanak hasznos információt a vevő számára. Ezért ezt a kettősséget újrafogalmaztam egy optimalizációs problémaként és alaposabban meg is vizsgáltam. Végül az eredményeket összehasonlítottam az LTE/LTE-A rendszerrel, ami QPSK modulált pilot jeleket használ a csatorna kiegyenlítéshez.

**I.5. TÉZIS [C1]** *Analitikus számítási módszert adtam meg a szimbólumhiba arány kiszámításához BPSK és QPSK modulációk esetére figyelembe véve a Rayleigh fading-es csatorna okozta, a jel fázisát befolyásoló becslési hibát.*

A kapcsolódó lemmák, tételek és következmények a disszertációból a következők:

- **2.1. Lemma** A csatorna fázis forgatási hatása az alábbi valószínűségi sűrűségfüggvénnyel írható le polár koordináta rendszerben:

$$f_{\Phi}(\phi) = \frac{1}{2\pi} \exp(-\gamma_s) \exp(\gamma_s \cos^2(\phi)) \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left[ \sqrt{\frac{2}{\pi}} \exp(-\gamma_s \cos^2(\phi)) + \sqrt{2\gamma_s} \cos(\phi) [1 - \operatorname{erf}(-\sqrt{\gamma_s} \cos(\phi))] \right] \quad (20)$$

ahol  $\gamma_s = E_s/N_0$  a jel-zaj viszony és  $\operatorname{erf}(\cdot)$  a Gauss-féle hibafüggvény.

- **2.20. Tétel** A következő formula a szimbólumhiba arány fejezi ki BPSK moduláció esetén pilot szimbólummal asszisztált átviteli rendszerben a disszertációban prezentált fázis kiegyenlítési modellben:

$$P_{s,BPSK}(\gamma_s, \gamma_0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \int_{\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{3\pi}{2}+\phi} \exp\left(-\gamma_0 \frac{\sin^2(\frac{\pi}{2}+\phi)}{\sin^2(\frac{\pi}{2}+\phi-\theta)}\right) f_{\Phi}(\phi) d\theta d\phi + \left( 1 - \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3\pi}{2}} \int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi} \exp\left(-\gamma_0 \frac{\sin^2(-\frac{\pi}{2}+\phi)}{\sin^2(-\frac{\pi}{2}+\phi-\theta)}\right) f_{\Phi}(\phi) d\theta d\phi \right) \quad (21)$$

ahol  $\gamma_s$  és  $\gamma_0$  az adat és a pilot jelekre vonatkozó jel-zaj viszonyok és  $f_{\Phi}(\phi)$  a jel fázis forgatásának valószínűségi sűrűségfüggvénye (lásd 20 Egyenlet).

- **2.20.1. Következmény** A disszertációban bemutatott fázis kiegyenlítés esetén a BPSK modulált és pilot jellel asszisztált kommunikációs rendszer elvi csatorna kapacitása a következő:

$$C_{BPSK} = 1 + p_{-1} \log p_{-1} + (1 - p_{-1}) \log(1 - p_{-1}). \quad (22)$$

- **2.21. Tétel** A disszertációban bemutatott fázis kiegyenlítés esetén a QPSK modulált és pilot jellel asszisztált átviteli rendszer szimbólumhiba aránya az alábbi összefüggéssel adható meg:

$$\begin{aligned}
P_{s,QPSK}(\gamma_s, \gamma_0) &= \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} p_s(\phi) f_{\Phi}(\phi) d\phi = \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} p_{-\sqrt{2}}(\phi) f_{\Phi}(\phi) d\phi + \\
&+ \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} p_{j\sqrt{2}}(\phi) f_{\Phi}(\phi) d\phi + \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} p_{-j\sqrt{2}}(\phi) f_{\Phi}(\phi) d\phi.
\end{aligned} \tag{23}$$

ahol  $p_{-\sqrt{2}}(\phi), p_{j\sqrt{2}}(\phi), p_{-j\sqrt{2}}(\phi)$  a következők:

$$\begin{aligned}
p_{j\sqrt{2}}(\phi) &= \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{4}+\phi}^{\frac{3\pi}{4}+\phi} \exp\left(-\gamma_0 \frac{\sin^2\left(\frac{\pi}{4}+\phi\right)}{\sin^2\left(\frac{\pi}{4}+\phi-\theta\right)}\right) d\theta + \\
&+ \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{3\pi}{4}+\phi}^{\pi} \left[ \exp\left(-\gamma_0 \frac{\sin^2\left(\frac{\pi}{4}+\phi\right)}{\sin^2\left(\frac{\pi}{4}+\phi-\theta\right)}\right) - \exp\left(-\gamma_0 \frac{\sin^2\left(\frac{3\pi}{4}+\phi\right)}{\sin^2\left(\frac{3\pi}{4}+\phi-\theta\right)}\right) \right] d\theta, \\
p_{-\sqrt{2}}(\phi) &= \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{3\pi}{4}+\phi}^{\pi} \exp\left(-\gamma_0 \frac{\sin^2\left(\frac{3\pi}{4}+\phi\right)}{\sin^2\left(\frac{3\pi}{4}+\phi-\theta\right)}\right) d\theta + \\
&+ \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{5\pi}{4}+\phi}^{\frac{7\pi}{4}+\phi} \exp\left(-\gamma_0 \frac{\sin^2\left(\frac{3\pi}{4}-\phi\right)}{\sin^2\left(\frac{3\pi}{4}-\phi+\theta\right)}\right) d\theta, \\
p_{-j\sqrt{2}}(\phi) &= \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{5\pi}{4}+\phi}^{\frac{7\pi}{4}+\phi} \exp\left(-\gamma_0 \frac{\sin^2\left(\frac{\pi}{4}-\phi\right)}{\sin^2\left(-\frac{\pi}{4}-\phi-\theta\right)}\right) d\theta + \\
&+ \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{5\pi}{4}+\phi}^{\pi} \left[ \exp\left(-\gamma_0 \frac{\sin^2\left(\frac{\pi}{4}-\phi\right)}{\sin^2\left(-\frac{\pi}{4}-\phi-\theta\right)}\right) - \exp\left(-\gamma_0 \frac{\sin^2\left(\frac{3\pi}{4}-\phi\right)}{\sin^2\left(\frac{3\pi}{4}-\phi+\theta\right)}\right) \right] d\theta.
\end{aligned} \tag{24}$$

- **2.21.1. Következmény** A disszertációban bemutatott fázis kiegyenlítés esetén a QPSK modulált és pilot jellel asszisztált kommunikációs rendszer elvi csatorna kapacitása a következő:

$$C_{QPSK} = 2 + \sum_i p_i \log p_i, \tag{25}$$

ahol  $p_i \in \{p_{-\sqrt{2}}, p_{j\sqrt{2}}, p_{-j\sqrt{2}}, 1 - p_s\}$ .

- **2.2. Lemma** Az LTE technológia összehasonlítható a fázis kiegyenlítés rendszer modelljével, amennyiben az csak QPSK modulációt alkalmaz a rádiós átvitel során. Továbbá adott jel-zaj viszony figyelembe vételével a csatorna áteresztőképességének maximalizálásához szükséges pilot jelek pontos száma meghatározható az alábbi egyenlettel:

$$R \leq \frac{n-m}{n} C(m) = \frac{n-m}{n} \left( 2 + \sum_i p_i \log p_i \right),$$

ahol  $n$  az összes csatorna szimbólum száma,  $m$  a pilot jelek száma,  $C(m)$  a csatorna kapacitása  $m$  függvényében és  $R$  az effektív csatorna kapacitás, azaz az elérhető átviteli ráta felső korlátja. Az effektív csatorna kapacitás alapvetően azt határozza meg, hogy átlagosan mennyi információt lehet átvinni a csatornán szimbólumonként. Az összehasonlításnál a pilot jelek jel-zaj viszonya egyenes arányban áll az adat csatorna jel-zaj viszonyával, azaz  $\gamma_0 = m \cdot \gamma_s$ , hiszen ebben az esetben ugyanazt a rádiós csatornát használják. Numerikus számítások segítségével  $m$  optimális értéke könnyedén megtalálható.

## 2.2. Szórt spektrumú kommunikációs technikák vizsgálata

A disszertáció kapcsolódó fejezete bemutatja az összes szórt spektrumú kommunikációhoz kötődő vizsgálatot és eredményt. A fejezetet két részre bontottam, amit a téziszűzet is tükröz. Először a chirp szórt spektrumú vezeték nélküli átviteli rendszerek korrelációs csúcs detektálását vizsgálom. A vevő az ún. kereső és követő korrelátor segítségével a hagyományos csúsztatott korrelátorokhoz képest gyorsabban és pontosabban képes detektálni a korrelációs csúcsot, amit a vizsgálatok is megerősítenek. Ezt követően egy új chirp szórt spektrumú technikát prezentálok, ami a korábbi vizsgálatok eredményét is felhasználja. Az új rendszer a hagyományos CSS alapú kommunikációt és az impulzus modulációt kombinálja, ezáltal képes hatékony és kifinomult módon egyidejű adatátvitelt biztosítani több mobil terminál számára is.

Ebben a fejezetben a *II. Téziscsoportot* mutatom be, ami négy tézist tartalmaz.

### 2.2.1. Korrelációs csúcs detektálás

A megfelelő működés érdekében a vevőnek szinkronizálnia kell a bejövő jelre. Ez egyrészt időbeli szinkronizálást jelent, amikor a vevőnek meg kell határoznia, hogy mely időpillanatokban kell a bejövő jelet mintavételezni, másrészt pedig vivő szinkronizációt, amikor a vevő saját oszcillátorának frekvenciáját és fázisát kell a vett jelhez hangolnia. A szinkronizáció pontosságának jelentős hatása van a kommunikáció teljesítményére függetlenül a technológiától. Ugyanakkor, ha egy barátságtalan, ám valós vezeték nélküli környezetet feltételezünk alacsony jel-zaj viszony értékkel, fadinggel, többutas terjedéssel, valamint rendszeren belüli és kívüli interferenciával, akkor könnyű belátni, hogy a szinkronizációs paraméterek megállapítása bonyolult. Éppen ezért a szinkronizálást egy kihívást jelentő feladatnak tekinthetjük általában.

Jelen esetben egy egyszerű szinkronizációs rendszert prezentálok, ami két korrelátort alkalmaz. A rendszer korrelációs csúcs detektálásához kötődő statisztikai viselkedését bináris chirp

moduláció és additív Gauss zaj (Additive White Gaussian Noise – AWGN) felhasználásával analizálom. A már említett kereső és követő korrelátor lehetővé teszi az átfedő zaj komponensek vételét mérés közben. Ez azt is jelenti, hogy ezek a komponensek statisztikusan nem függetlenek. Ennek a tulajdonságnak az előnye a korreláció számítás közben van kihasználva, hogy a korrelációs csúcs detektálásának hibavalószínűsége csökkenjen. A javasolt eljárás pontosabb szinkronizációt biztosít, mint a hagyományos csúsztatott korrelátor. A megállapítások adaptálhatók más szórt spektrumú kommunikáció rendszerekre is, amiknél a spektrum szóró kód autókorrelációs függvénye csak egy jól meghatározott csúccsal rendelkezik, mint például direkt szekvenciális és gyors frekvenciaugratásos technikák esetén.

Ezen kívül a módszer alkalmazási területei lehetnek az ultra szélessávú (Ultra-wideband – UWB) és WLAN alapú lokalizációs rendszerek. Helymeghatározásra különböző technikák állnak rendelkezésre, például beérkezési szög alapú, beérkezési idő alapú vagy beérkezési idő különbség alapú módszerek [9]. Ezekhez mind precíz szinkronizációra van szükség, ezért a szinkronizáció pontossága nagyban befolyásolja a pozicionálás pontosságát.

**II.1. TÉZIS [J2], [C2]** *Definiáltam egy új módszert az olyan autókorrelációs függvénnyel rendelkező távközlési rendszerek korrelációs csúcs detektálásához, ahol a függvény csak egy jól meghatározott csúccsal rendelkezik.*

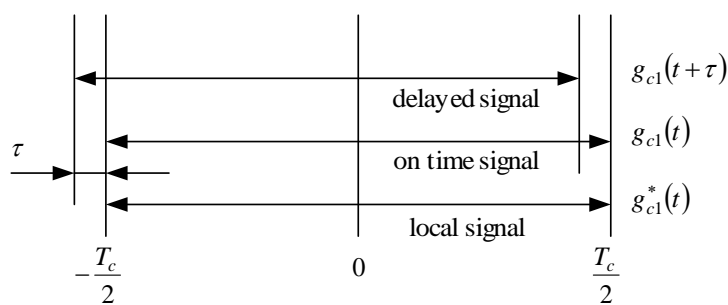
A kereső és követő korrelátort az 1. ábra részletezi. Látható, hogy két, egymástól nem függetlenül működő korrelátort használunk, amik átfedő időablakkal dolgoznak. Így a csatornából származó zaj mindkét korrelátornál megjelenik. Ez lehetővé teszi zaj a komponensek függő valószínűségi változókként való kezelését, és ezért a korreláció eredményei is függő valószínűségi változók lesznek.

**II.2. TÉZIS [J2], [C2]** *Analitikus számítási módszert adtam meg a II.1 Tézisben definiált korrelációs csúcs detektáló eljárás bithiba arányának kiszámításához.*

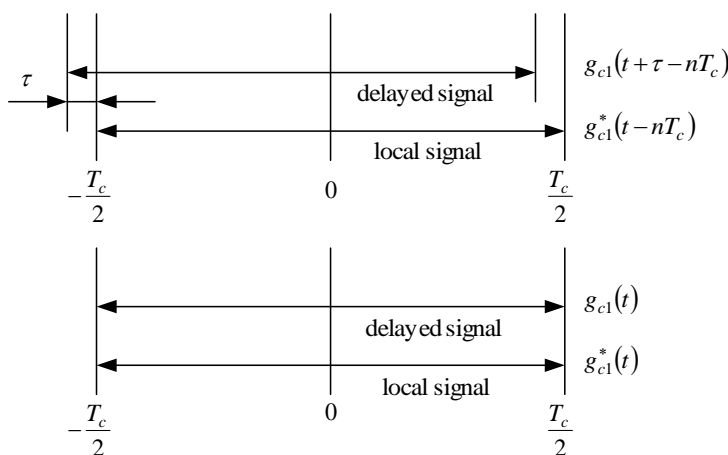
A vevő feladata a korrelációs függvény  $\tau = 0$  helyen lévő maximumának detektálása, és ezáltal a maximum helyének meghatározása. Ez azt jelenti, hogy nem-koherens módon méri a 0 és  $\tau$  késleltetésekhez tartozó korrelációs függvények értékeit, majd döntést hoz arról, hogy a kettő közül melyik a nagyobb. A számítások során feltételezzük, hogy a szimbólum szinkronizáció alatt az adó ún. tréning sorozatot küld a vevő felé, azaz az adó folyamatosan az egyik elemi szimbólumhoz tartozó jelet, például a 0 szimbólum chirp jelét, küldi mindaddig, amíg a szinkronizáció véget nem ér. Érdemes megemlíteni, hogy a szinkronizáció tréning sorozat nélkül is megoldható. A rendszer statisztikai tulajdonságait két esetben érdemes vizsgálni.

Az első esetben azt feltételezzük, hogy a 0 és  $\tau$  késleltetéshez tartozó  $z_1(0)$  és  $z_1(\tau)$  értékeket átfedő időablakban állítjuk elő, azaz két korrelátort (kereső és követő korrelátor) működtetünk egyidejűleg. Ezt illusztrálja az 1a. ábra. A két korrelátor integrálási tartománya azonosan a  $[-T_c/2, T_c/2)$  időtartományra van normalizálva. Viszont azt is feltételezzük, hogy az egyik korrelátorba érkező jel pontosan a helyes szinkronhelyzetben érkezik, míg a másik korrelátorba éppen  $\tau$  késleltetéssel. Így a kétféle korreláció számítását egymással átfedő időablakokban hajtja





(a) Kereső és követő korrelátor



(b) Csúsztatott korrelátor

1. ábra. Az integrálási tartományok illusztrálása

vége a rendszer, ahol az additív Gauss zajok nem függetlenek egymástól, így a korreláció eredményei is függő valószínűségi változók lesznek.

A második esetben a korábbival szemben azt feltételezzük, hogy a 0 és  $\tau$  késleltetéshez tartozó méréseket egymást át nem fedő időablakokban végzi el a rendszer, tehát csúsztatott korrelátort alkalmazunk a maximum hely detektálására, ahogy azt az 1b. ábra is mutatja. A két korreláció integrálási tartománya ismét azonosan a  $[-T_c/2, T_c/2]$  időtartományra van normalizálva. Ezen kívül feltételezzük, hogy az egyik esetben a bejövő jel pontosan a helyes szinkronhelyzetben érkezik, míg a másik esetben  $\tau - nT_c$  késleltetéssel. Ebből az következik, hogy a kétféle korreláció számítását nem átfedő időablakokban hajtja végre a rendszer, és így az additív Gauss zajok függetlenek egymástól, tehát a korreláció eredményei is független valószínűségi változók lesznek.

A kapcsolódó tételek a disszertációból a következők:

- **3.1. Tétel** A hibás döntés valószínűsége az alábbi formulával határozható meg nem-

koherens elven működő *kereső és követő* korrelátor esetén:

$$\begin{aligned} \mathbb{P}\{X_1 < X_2\} &= \int_0^\infty \int_x^\infty f_{X_1 X_2}(x, x_2) dx_2 dx = \\ &= \sum_{k=0}^\infty \sum_{l=0}^\infty \frac{|\rho|^k}{2^{l+1}} (1 - \rho^2)^{\frac{1}{2}(l+1)} \gamma^l \exp(-\gamma) \frac{(k+l)!}{(l!)^2} P_l^{-k} \left( \frac{1}{\sqrt{1-\rho^2}} \right), \end{aligned} \quad (26)$$

ahol  $\gamma$  a jel-zaj viszony és  $\rho$  a korreláció paramétere, ami a következő kifejezéssel írható le:

$$\rho = \left( 1 - \frac{|\tau|}{T_c} \right) \frac{\sin \left( \pi \Delta f |\tau| \left( 1 - \frac{|\tau|}{T_c} \right) \right)}{\pi \Delta f |\tau| \left( 1 - \frac{|\tau|}{T_c} \right)} \quad (27)$$

- **3.2. Tétel** A döntési hibavalószínűség az alábbi képlettel fejezhető ki nem-koherens elven működő *csúsztatott* korrelátor esetén:

$$\begin{aligned} \mathbb{P}\{X_1 < X_2\} &= \int_0^\infty \int_x^\infty f_{X_1 X_2}(x, x_2) dx_2 dx = \sum_{k=0}^\infty \exp(-(1+\rho^2)\gamma) \\ &\int_0^\infty \exp(-2x) \left( |\rho| \sqrt{\frac{\gamma}{x}} \right)^k I_0(2\sqrt{\gamma x}) I_k(2|\rho| \sqrt{\gamma x}) dx. \end{aligned} \quad (28)$$

- **3.3. Tétel** A hibás döntés valószínűsége az alábbi formulával határozható meg koherens elven működő *kereső és követő* korrelátor esetén:

$$\mathbb{P}\{X_1 < X_2\} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\gamma}{2} (1-\rho)} \right). \quad (29)$$

- **3.4. Tétel** A döntési hibavalószínűség az alábbi képlettel fejezhető ki koherens elven működő *csúsztatott* korrelátor esetén:

$$\mathbb{P}\{X_1 < X_2\} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\gamma}{2} (1-\rho)^2} \right). \quad (30)$$

### 2.2.2. Többfelhasználós chirp alapú szórt spektrumú technika

A távközlés elmúlt évtizede a folyamatosan növekvő felhasználói adatátviteli igényekről szólt. Ugyanakkor ez elkezdett megváltozni azáltal, hogy a hangsúly fokozatosan átkerül az emberekről a gépekre. Így újfajta követelmények is felmerültek, amik azt jelentik, hogy nem minden alkalmazásnak van szüksége nagy átviteli sebességre. A megbízható és robusztus kommunikáció sokkal fontosabb bizonyos alkalmazásoknál, például az Ipar 4.0 vagy okos mezőgazdaság területén megtalálhatóknál, ahol a távoli eszközök, automatizált járművek vagy drónok megbízható, de egyszerű vezérlése nem igényel nagy sebességű adatkapcsolatot. Még általánosabb

szempontból az egész Dolgok Internete koncepció felhasználási területe lehet azoknak az alacsony fogyasztású nagy területet lefedő hálózatoknak, ahol hasonló követelményeket kell ki-elégíteni. Az ilyen alkalmazásokhoz nagyon jól illeszkednek a szórt spektrumú technikákra épülő vezeték nélküli kommunikációs rendszerek. Az SS módszerek viszonylag egyszerűek és kiforrottak, azonban nem képesek olyan magas átviteli sebességet biztosítani, mint a napjainkban népszerű ortogonális frekvenciaosztásos multiplexelés (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing – OFDM) különböző változatai.

A szórt spektrumú technikák régóta ismertek, számos különböző és világszerte elterjedt szabvány alapjait képezik. A direkt szekvenciális szórt spektrumú módszere épül az IEEE 802.11b szabvány, mint az eredeti Wi-Fi rendszer, az IEEE 802.15.4 szabvány, ami a ZigBee fizikai rétege, illetve a kódosztásos többszörös hozzáférés is. Továbbá szerves része a különböző globális műholdas helymeghatározó rendszereknek, mint a GPS, GLONASS és a Galileo. A gyors frekvenciaugratás a Bluetooth-ból lehet ismerős, ami az ún. adaptív frekvenciaugratásos változatát használja.

Talán a chirp szórt spektrumú technika kevésbé ismert az átlagfelhasználó számára, mint az imént bemutatott társai. Az előnyei közé sorolható a rádiós csatorna zaja, az interferencia és a szándékos zavarás elleni nagyfokú robusztussága. Ezen kívül képes ellenállni a Doppler hatás okozta zavaroknak is. A felsorolt pozitívumok miatt a CSS jól alkalmazható olyan mobil kommunikációs környezetekben, ahol a terminálok nagy sebességgel és messzire mozoghatnak. Többek között ezek az okok vezettek oda, hogy a CSS is felkerült az IEEE 802.15.4a szabvány által támogatott, fizikai rétegeket tartalmazó listájára [10][11]. Egy másik változatát szintén szabványosították a LoRaWAN-ban, ami egy terjedő félben lévő, néhány éve megjelent LPWAN kommunikációs technológia [12][13].

A disszertáció megfelelő fejezete egy új mobil kommunikációs rendszert prezentál, ami a chirp szórt spektrumú átvitelre épül. A downlink modulációs szisztémát kiegészítettem impulzushelyzet modulációval, hogy több mobil terminál számára biztosítson egyidejű átvitelt. A bemutatott újszerű mechanizmus megbízható és robusztus kommunikációt biztosít a felek között, különösen olyan készülékek számára, amik gyorsan és távolra mozoghatnak. A javasolt rendszer az uplink irányú kommunikációt is kezeli, ahol zárt hurkú teljesítmény szabályozást alkalmaz a közel-távol probléma miatt, valamint a rendszer teljesítőképességének javítása érdekében. Ezután analitikusan vizsgálom a pillanatnyi és átlagos szimbólumhiba arányt Rayleigh fadinges csatornát feltételezve. Az eredmények azt támasztják alá, hogy az impulzushelyzet alapú chirp szórt spektrumú többfelhasználós technika (Multi-User Pulse Position based Chirp Spread Spectrum technique) vagy röviden MU-PP-CSS képes nagyobb adatsebességet lehetővé tenni, amit felhasználók egyidejű kiszolgálására használhatunk.

**II.3. TÉZIS [C3]** *Definiáltam egy új többfelhasználós, impulzushelyzet modulációt és chirp szórt spektrumot kombináló mobil kommunikációs rendszert két többfelhasználós sémával. A rendszer uplinken az I.3. Tézisben bemutatott CLPC módszert alkalmazza.*

A kapcsolódó definíciók és tételek a disszertációból a következők:

- **3.1. Definíció** Létrehoztam egy újszerű rádió kommunikációs rendszert, ami alacsony fogyasztású átvitelt biztosít mobil terminálok számára. A rendszer a MU-PP-CSS technikára használja a downlink-en és PP-CSS-t az uplink-en. Továbbá a közel-távolság probléma kezelésére a mérés alapú visszacsatolt zárt hurkú teljesítmény szabályozási mechanizmust alkalmazza.

Képzeljünk el egy kommunikációs rendszert, ami vezeték nélküli kapcsolatot biztosít egy bázis állomás (BS) és a mobil terminálok (MT) között. A rendszer sáv szélességét teljes egészében chirp szórt spektrumú átvittel használjuk, ahol a jeleket chirp, azaz frekvenciában változó szinuszos impulzusokkal moduláljuk. Az RF áramkör egyszerűsítése érdekében időosztásos duplexitással választjuk szét a downlink és az uplink irányú kommunikációt.

- **3.2. Definíció** Hogy kiterjesszük a hagyományos chirp szórt spektrumú technikát impulzushelyzet modulációval, keretezésre van szükség annak érdekében, hogy a terminálok megkülönböztethessék a bázis állomás által küldött biteket. Itt azt feltételezzük, hogy a csökkenő frekvenciájú elemi chirp jelet használjuk a keret elejének jelzésére, azonban érdemes megemlíteni, hogy a növekvő frekvenciájú chirp jelet is használhatnánk.

Legyenek a  $g_{c0}(t)$  keret szinkronizálásra szolgáló elemi jel és  $g_{c1}(t), g_{c2}(t), \dots, g_{ci}(t), \dots, g_{c2^M}(t)$  az adatokat hordozó szimbólumok a nembináris impulzushelyzet alapú CSS rendszerben. Az alábbi kifejezés reprezentálja a MU-PP-CSS A variánsának elemi jeleit:

$$\begin{aligned} g_{c0}(t) &= A \exp\left(-j2\pi \frac{\Delta f}{2T_c}(t - \tau_0)^2\right), & (t - \tau_0) &\in \left[-\frac{T_c}{2}, \frac{T_c}{2}\right) \\ g_{ci}(t) &= A \exp\left(j2\pi \frac{\Delta f}{2T_c}(t - \tau_i)^2\right), & (t - \tau_i) &\in \left[-\frac{T_c}{2}, \frac{T_c}{2}\right) \end{aligned} \quad (31)$$

ahol  $A$  az elemi chirp jelek amplitúdója,  $\Delta f$  a chirp jelek frekvenciaátfogási tartománya,  $T_c$  az elemi jel tartója,  $\tau_i$  az egyes szimbólumok időbeli helyzetére jellemző késleltetési idő,  $i = 1, \dots, 2^M$  a szimbólumok sorszámja és  $2^M + 1$  a lehetséges szimbólumok száma a rendszerben. Az  $M$  paramétert adatrátának is nevezzük.

- **3.3. Definíció** Ahelyett, hogy időben eltolta jeleket képeznénk le bináris szavakra, amiket aztán bitenként vagy más felosztásban hozzárendelünk a mobil terminálokhoz, ebben az esetben az az ötlet, hogy az időben eltolta elemi jeleket közvetlenül rendeljük hozzájuk. Így tehát egy  $\tau$  késleltetést kell egy MT-hez rendelni, és a növekvő, illetve a csökkenő chirp jel viszi a bináris információt. Másféleképpen fogalmazva ebben az esetben a bázis állomás  $M$  számú különböző időben eltolta növekvő és csökkenő chirp jelet képes kisugározni, ugyanakkor csak a  $\tau$  eltolásnak megfelelő mobil terminál fog egy bitnyi adatot kapni, amit a vett chirp jel iránya szerint dekódolhat. Keretezésre nincs szükség ebben az

esetben. Az alábbi kifejezés reprezentálja a MU-PP-CSS  $B$  variánsának elemi jeleit:

$$\begin{aligned} g_{ci_1}(t) &= A \exp\left(-j2\pi \frac{\Delta f}{2T_c}(t - \tau_i)^2\right), & (t - \tau_0) &\in \left[-\frac{T_c}{2}, \frac{T_c}{2}\right) \\ g_{ci_2}(t) &= A \exp\left(j2\pi \frac{\Delta f}{2T_c}(t - \tau_i)^2\right), & (t - \tau_i) &\in \left[-\frac{T_c}{2}, \frac{T_c}{2}\right) \end{aligned} \quad (32)$$

ahol  $i = 1, \dots, M$  a szimbólumok sorszáma és  $2M$  a lehetséges szimbólumok száma a  $B$  variánsban. A többi jelölés megegyezik a korábbiakkal.

- **3.4. Definíció** A javasolt kommunikációs rendszerben ugyanazokat a jeleket használjuk az uplink irányú átvitelhez is. Azonban ilyenkor a közös csatornát időben megosztjuk a mobil terminálok között. Mivel a szimbólum szinkront a bázis állomás határozza meg, ezért minden MT a saját, dedikált időrészében küldi a rádiós jeleit az impulzushelyzet alapú CSS modulációval. Az  $i$ . mobil terminál a hozzárendelt elemi szimbólumok segítségével viszi át a bináris adatát. A MU-PP-CSS  $A$  variánsa szerint ezek frekvenciában növekvő, különböző időeltolással kisugárzott jeleket jelentenek (lásd 31 Egyenlet), vagy a  $B$  variáns alapján csökkenő és növekvő chirp jeleket azonos időeltolással. Így a mobil terminálok áteresztőképessége  $M$ . Ezen kívül pedig a mérés alapú visszacsatolt CLPC mechanizmust is alkalmazzuk a közel-távolság probléma kezelésére.
- **3.5. Tétel** A PP-CSS átviteli módszer által használt kvázi-ortogonális chirp jelek a gyakorlatban ortogonálisnak tekinthetők.
- **3.6. Tétel** A PP-CSS átviteli technikában alkalmazott chirp jelek kvázi-ortogonális tulajdonsága érvényes marad abban az esetben is, ha additív Gauss zajt feltételezünk a kommunikációs csatornában.

**II.4. TÉZIS [C3]** *Analitikus számítási módszert adtam meg a II.3. Tézisben definiált impulzushelyzet moduláció alapú többfelhasználós chirp szórt spektrumú átviteli rendszer bithiba arányának kiszámításához Rayleigh fading modellel rendelkező csatorna esetén.*

A disszertáció kapcsolódó egyenletei a következők:

- **3.22 Egyenlet** A következő általános kifejezés alkalmazható a nem-koherens vétel és AWGN csatorna esetén a MU-PP-CSS nem-koherens vevőstruktúrája miatt [14]:

$$P_{SER_{DL}} = \sum_{m=1}^{2M-1} (-1)^{m+1} \binom{2M-1}{m} \frac{1}{m+1} \exp\left(-\frac{E_s}{N_0} \frac{m}{m+1}\right),$$

ahol  $P_{SER_{DL}}$  a downlink szimbólumhiba arány.

- **3.23 Egyenlet** Az átlagos szimbólumhiba arány meghatározható az alábbi formulával lassú, nem frekvenciaszelektív Rayleigh fadinges csatorna esetén [14]:

$$\bar{P}_{SER_{DL}} = \sum_{m=1}^{2M-1} (-1)^{m+1} \binom{2M-1}{m} \frac{1}{m+1} \frac{1}{1 + \frac{m}{1+m} \frac{\bar{E}_s}{N_0}},$$

ahol  $\bar{E}_s$  a jel átlagos szimbólumenergiája és  $\bar{P}_{SER_{DL}}$  az átlagos downlink SER.

- **3.24 Egyenlet** A szimbólumhiba arány a következő:

$$P_{SER_{UL}} = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_s}{2N_0}\right),$$

ahol  $P_{SER_{UL}}$  az uplink szimbólumhiba arány.

- **3.25 Egyenlet** Az átlagos szimbólumhiba arány kifejezhető az alábbi formulával lassú, nem frekvenciaszelektív Rayleigh fadinges csatorna esetén:

$$\bar{P}_{SER_{UL}} = \frac{1}{2 + \frac{\bar{E}_s}{N_0}}, \quad (33)$$

ahol  $\bar{P}_{SER_{UL}}$  az átlagos uplink SER.

- **3.26 Egyenlet** A kvázi-ortogonalitás hatását vizsgálni kell a demodulátorban. Más szavakkal a vevő működését kell analizálni akkor, amikor a  $g_{c_1}(t)$  és  $g_{c_2}(t)$  elemi jelek korrelációja  $\rho$ . Ennek a problémának a megoldása ismert az irodalomból fadिंगmentes csatornára [14]:

$$P_b = \left[ \sum_{k=0}^{\infty} \left( \frac{1 - \sqrt{1 - \rho^2}}{1 + \sqrt{1 - \rho^2}} \right)^{\frac{k}{2}} \times I_k\left(|\rho| \times \frac{E_b}{2N_0}\right) - \frac{1}{2} I_0\left(|\rho| \times \frac{E_b}{2N_0}\right) \right] \times \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right), \quad (34)$$

ahol  $P_b$  a bithiba arány és  $I_k(\cdot)$  a  $k$ . rendű módosított Bessel függvény.

- **3.27 Egyenlet** A módosított mérés alapú visszacsatolt CLPC mechanizmus bithiba aránya Rayleigh fadinges csatornában az alábbi képlettel reprezentálható:

$$P_{b_{CLPC}}(\gamma_s) = \int_0^{\infty} \frac{1}{h(y)} \frac{\gamma_0}{1 + \gamma_0} \exp\left(-\frac{\gamma_0}{1 + \gamma_0} y\right) dy, \quad (35)$$

ahol  $P_{b_{CLPC}}(\gamma_s)$  az átlagos BER,  $\gamma_s$  a csatorna jel-zaj viszonya,  $\gamma_0$  a pilot jel SNR-e,  $y$  a fading paraméter becslésének sztochasztikus folyamatát írja le:

$$Y = \left| z + \frac{\bar{n}}{\sqrt{E_0}} \right|^2,$$

és a  $h(x)$  függvény a mobil terminálok maximális adóteljesítményét kezeli, hasonlóan az *I.3 tézishez*:

$$h(x) = \begin{cases} c & \text{ha } |x| \leq c \\ x & \text{ha } |x| > c \end{cases}$$

Alapvetően, a  $P_{b_{CLPC}}(\gamma_s)$  egyenlete az uplink kommunikáció viselkedését írja le, figyelembe véve a mobil terminálok adóteljesítménybeli limitációját, valamint a pilot (azaz a keret szinkronizálásra szolgáló csökkenő chirp) jel tökéletlen vétele következtében előálló becslési hibát.

### 2.3. A hívásátadási eljárás vizsgálata kétrétegű LTE/LTE-A hálózatban

Az adat és a beszéd forgalom napról napra növekszik, és ennek egyre nagyobb hányadát bonyolítjuk mobil eszközökről. Az előrejelzések jelentős bővülést jósolnak a mobil előfizetések számában köszönhetően a gépi kommunikáció által megnyitott új felhasználási területeknek. Részben emiatt alakult ki az a jól megfigyelhető trend a mobil hálózatokban, hogy egyre közelebb viszik a bázis állomást a felhasználókhoz. Ezért jobb lefedettséget és magasabb szolgáltatásminőséget képesek biztosítani az operátorok. Az ún. kis vagy femtocellák alacsony adóteljesítménnyel kommunikáló hozzáférési pontokként funkcionálnak és viszonylag kicsi, néhány tíz méteres a legfedettségi területük, viszont a szerződéses frekvenciasávokban működnek. Ennek a kis cellás koncepciónak a megvalósulása megtalálható a 3GPP LTE-A szabványában az ún. Home eNodeB (HeNB) formájában [15]. A HeNB-k előnye, hogy elegendően jó jelerősséget képesek biztosítani a közeli felhasználók számára, különösen épületeken belül, ahol hagyományosan rosszabb a lefedettség. Ezen kívül egyszerűen és olcsón telepíthetők. A femtocellák felhasználói által generált forgalmat vezetékes technológián, a publikus interneten keresztül lehet eljuttatni a mobil operátorhoz. A kis cellák esetén háromféle hozzáférési módot különböztethetünk meg, amik a piaci igényekre reflektálnak. A nyílt hozzáférési módban minden potenciális felhasználói készülék (UE) csatlakozhat, míg zárt hozzáférési módban csak azok a terminálok, amik az ún. zárt előfizetési listán (closed subscriber group – CSG) szerepelnek. A UE szintén eltárolja azon kis cellák azonosítóit, amikhez kapcsolódhat. Végül, a hibrid hozzáférési mód az előző két eset kombinációja, tehát a rádiós csatorna meg van osztva a CSG és a nem-CSG felhasználók között, az előbbieket prioritizálásával. A kis cellák alkalmazásának hátránya leginkább a felhasználói, azaz felügyelet nélküli telepítésből származnak, hiszen a femtocellák interferencia forrásként jelennek meg a környező cellák számára, valamint viszonylag függetlenül működnek az operátortól. Más szempontból viszont a mobil szolgáltató is telepíthet ilyen kis cellákat akár beltéri (pl. iroda) vagy kültéri (pl. villanypózna) helyekre. Ebben az esetben persze azt

feltételezzük, hogy a szolgáltató képes menedzselni őket. A kis cellák megvalósítását az LTE-A technológia azzal is támogatja, hogy bevezet egy új entitást, az ún. HeNB Gateway-t (HeNB GW) a hozzáférési hálózatba, az E-UTRAN-ba (Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network).

A kétrétegű, makro- és kis cellákból álló LTE-A hálózatban az egyik kulcsfontosságú funkció a mobilitás támogatás, pontosabban a felhasználók számára észrevehetetlen átkapcsolás egyik bázis állomástól a másikhoz. A disszertáció kapcsolódó fejezetében erre fókuszálok. Az elmúlt években számos tudományos publikáció született, amik egyre kifinomultabb megoldásokat javasolnak a hívásátadás (handover – HO) döntési eljárásra (lásd [J4]). Ezek közül sok cikk olyan információkat is felhasznál a döntéshez, amiket tipikusan nem definiál az LTE-A szabvány.

A disszertációban leírok egy új hívásátadás döntési algoritmust az említett, kétrétegű LTE-A hálózathoz. Az algoritmus felhasználja a pozicionálási szolgáltatást a készülékek sebességeinek meghatározására, és különböző, a hálózat által biztosított információkat, mint például a vett jelerősség indikátort (Received Signal Strength Indicator – RSSI), illetve a bázis állomások aktuális terheltségi mutatóit. Továbbá egy csúszóablakos átlagolót is alkalmaz az RSSI értékekre, hogy a rádiós csatorna gyors változásait kiküszöbölje, és így elkerülje a szükségtelen cella váltásokat.

A kétrétegű architektúra azt jelenti, hogy a hálózat két külön rádiós réteggel rendelkezik. Az egyik a hagyományos bázis állomásoké, az ún. eNodeB-ké (eNB), amik a makrocellás réteget alkotják. A másik pedig a kis cellák által létrehozott réteg, amiben HeNB-k találhatóak. A kis cellák bevezetése hatással van a hálózat működésére és az LTE/LTE-A architektúrájára. A szabvány korábbi kiadásában az E-UTRAN-t kiegészítették a HeNB Gateway-jel, ahogy említettük [15]. A HeNB GW opcionális, de ha működik, akkor egy hagyományos eNB-ként látszik a mobilitás menedzsment entitás számára (Mobility Management Entity – MME), míg a HeNB-k felé MME-ként. A vezérlési sík koncentrátoraként funkcionál, így képes skálázható módon támogatni nagy számú HeNB-t.

**III.1. TÉZIS [J3], [C4], [C5]** *Definiáltam egy új hibrid hívásátadás döntési algoritmust kétrétegű cellás LTE hálózatban, és szimulációkkal alátámasztottam a hatékonyságát.*

A kapcsolódó definíció és algoritmus a disszertációból a következők:

- **4.1. Definíció** Létrehoztam egy újszerű hívásátadás döntési algoritmust kétrétegű LTE/LTE-A rendszerhez, ami figyelembe veszi a UE aktuális sebességét, a kis cellák hozzáférési módját és az átlagos RSSI-t. Az algoritmus növelheti a rendszerszintű áteresztőképességet és csökkentheti a felhasználói késleltetést a hagyományos döntési eljáráshoz képest.

Feltételezzük, hogy a hálózat képes meghatározni a felhasználói készülékek földrajzi pozícióját és sebességét rádiós mérések segítségével. Erre különböző technikákat [16] és protokollokat [17] biztosít a szabvány.



---

**Algoritmus 1** A hibrid hívásátadás döntési algoritmus

---

**Require:** Előfeltétel: (H)eNB azonosítók megléte és RSSI értékek kigyűjtése a UE-k mérési jelentéseiből

- 1: Inicializálás:  $HMM$ , sebesség küszöb  $v_{th}$  és a UE lehetséges cél (H)eNB-inek listája  $L$
  - 2: A UE sebességének  $v$ , a jelenlegi kiszolgáló (H)eNB RSSI-jének  $RSSI_{aktualis}$  és a legmagasabb RSSI-vel rendelkező eNB azonosíjának számítása, illetve begyűjtése
  - 3: **for all**  $i$  az  $RSSI$  listában **do**
  - 4:   Az  $i$ . (H)eNB csúszóablakos átlagolásának frissítése  $RSSI_i$ -vel
  - 5:   Az új átlag  $avg_i$  számítása
  - 6:   **if**  $avg_i \geq RSSI_{aktualis} + HMM$  **then**
  - 7:      $i$   $L$  végéhez adása
  - 8:   **end if**
  - 9: **end for**
  - 10: **if**  $v \geq v_{th}$  **then**
  - 11:   Hívásátadás inicializálása  $max\ eNB$ -hez
  - 12: **else**
  - 13:   A lista rendezése hozzáférési mód, aktuális terhelés és RSSI szerint
  - 14:   **repeat**
  - 15:     Az első (H)eNB  $l_1$ . választása  $L$ -ből
  - 16:     Hívásátadása kezdeményezése  $l_1$ -hez
  - 17:      $l_1$  törlése  $L$ -ből
  - 18:   **until** Hívásátadás nem sikeres vagy a lista nem üres
  - 19: **end if**
- 

A javasolt algoritmus pszeudokódját az Algoritmus 1 írja le. A módszer alapötlete, hogy készítsünk egy listát a lehetséges cél cellákról a lejelentett RSSI értékek alapján úgy, hogy közben frissítjük az elmúlt időszak RSSI átlagait (3-9. sor). Aztán ezt a listát rendezzük figyelembe véve a szóba jöhető cellák hozzáférési módját, az aktuális terheltségüket (az alacsonyabb a jobb) és az RSSI-jüket (a magasabb a jobb) (13. sor). Végül válasszuk ki az első bázis állomást a listáról, mint a hívásátadás cél celláját (15-16. sor). Ha a hívásátadást megghiúsítja valamilyen rádiós hiba vagy meggátolja az MME (például abban az esetben, ha a UE nem kapcsolódhat a kiválasztott cellához), akkor a felhasználói készüléket a következő cellához irányítjuk a listán (17-18. sor). A sebesség értékeket arra használjuk, hogy eldöntsük, engedélyezzük-e a terminálnak, hogy a listán szereplő cél cellához kapcsolódjon vagy irányítsuk-e ahhoz a makrocellához, amelyeknek a rádiós jele a legerősebb (10-11. sor). Ez a feltétel biztosítja azt, hogy a gyorsan mozgó felhasználó ne ragadjon be egy cellánál. Jelen esetben feltételezzük, hogy a makrocellák teljes lefedettséget biztosítanak, ami általában a valóságban is fennáll.

Az algoritmus használata miatt magasabb QoS várható, azaz nagyobb rendszerszintű átteresztőképesség és kisebb felhasználói késleltetés, mivel az aktuális cellaterheltséget magasabb prioritással vesszük figyelembe a lista rendezésekor, mint az RSSI-t, aminek ezáltal terhelés ki-

egyenlítési hatása van. Képzeljünk el egy olyan esetet, ahol két nyílt hozzáférésű HeNB közel van egymáshoz. A hagyományos algoritmus ilyenkor valószínűleg a közelebbi cellát választja a legerősebb cella döntési irányelv alapján, így a kiegyenlítés nem garantált. Ezzel szemben a javasolt algoritmus a felhasználói készüléket ahhoz a kis cellához irányítja, ahol a terhelés alacsonyabb, például kevesebb terminált szolgál ki, és ezért több rádiós erőforrás jut neki a közösből.

Érdemes megemlíteni, hogy kompromisszumot kell találni a legerősebb jelű cella választása, és így kevesebb erőforráson, ám jobb transzport formátummal való kommunikáció, valamint a kisebb terheltségű cella választása között, ahol több a készülékre eső erőforrás, viszont rosszabbak a rádiós körülmények. Ezt figyelembe véve a javasolt algoritmus olyan esetekben teljesít jobban, ahol a kis cellákat véletlenszerűen, viszonylag közel telepíthetik egymáshoz.

### 3. Az eredmények alkalmazása

A disszertáció az összes kutatási tevékenységemet bemutatja az elmúlt évekből. A doktori értekezést három fő fejezetre tagoltam, amik a három fő kutatási területemet tükrözik. Először a csatorna kiegyenlítéshez kötődő vizsgálataimat prezentáltam. Ezek között egy újszerű módszert, a mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítést írtam le, ami a kisugárzott jel amplitúdó ingadozását kompenzálja. A mechanizmus a kiegyenlítést az adó oldalon végzi el a vevő által egy szeparált pilot csatornában mért és visszacsatolt információ alapján. Új formulákat vezettem le a bemutatott egységes analitikus módszer segítségével, amikkel kiszámítható a pontos hibaarány koherens BPSK és ortogonális nem-koherens BFSK modulációk esetére, valamint figyelembe veszik a csatornában jelen lévő fadinget. A Rayleigh, Rice és Nakagami fading modellek esetére külön-külön egzakt képleteket definiáltam. Segítségükkel összehasonlíthatók a különböző, koherens BPSK-t és ortogonális nem-koherens BFSK-t használó rendszerek teljesítőképessége, amik gyors CLPC-t és diversity-t alkalmaznak a közel-távolság probléma és a csatorna kiegyenlítés kezelésére. Ahhoz, hogy a módszer a gyakorlatban is alkalmazható legyen kiegészítettem úgy, hogy az adó maximális teljesítményét is figyelembe vegye, mint korlátozó tényezőt. Bizonyos esetben szükséges lenne a maximumtól nagyobb amplitúdó kompenzációra is, ám ez nem életszerű. A disszertáció későbbi fejezetében példát is mutatok az impulzus-helyzet alapú chirp szórt spektrumú kommunikációs rendszer formájában, hogy hogyan lehet az eredményeket felhasználni.

Ezen kívül vizsgálatokat végeztem a PSAM rendszerekhez kapcsolódóan is, amiknél megmutattam, hogy a referencia jelek becslési hibája befolyásolhatja az egész kommunikációs rendszer szimbólumhiba arányát. Egzakt formulákat vezettem le BPSK és QPSK modulációk esetére, ahol a fading miatt a jel fázisának mérési hibájából következően a fázis kompenzáció is pontatlan lehet. Ezután egy optimalizálási problémával folytattam a vizsgálódást, ami arról szól, hogy meg kell találni a kompromisszumot a referencia és a hasznos adatot hordozó jelek számossága között úgy, hogy közben a csatornkapacitást maximalizáljuk. LTE/LTE-A hálózatot feltételezve meghatároztam a pilot jelek optimális számát figyelembe véve a rádiós csatorna jel-zaj viszonyát is. Az eredményeket akár az LTE/LTE-A szabványosítása során is fel lehetett volna használni, azonban a 3GPP által definiált ötödik generációs mobil technológia, a New Radio is profitálhat belőle, ugyanis ez már támogatja a referencia jelek rugalmasabb allokációját.

A disszertáció harmadik fejezete a szórt spektrumú technikákhoz kapcsolódó vizsgálatokkal foglalkozik. Először egy szinkronizációs módszert prezentálok, ami az ún. kereső és követő korrelátoron alapul. Az ötlet az, hogy ha két korrelátort átfedő időablakokban használunk, akkor a rádiós csatornából származó zaj jelentős része mindkét korrelátor kimenetén megjelenik. Így a kétféle korreláció számítását egymással átfedő időablakokban hajtja végre a rendszer, ahol az additív Gauss zajok nem függetlenek egymástól, így a korreláció eredményei is függő valószínűségi változók lesznek. A vizsgálatok a koherens és nem-koherens vételi eljárásra is kiterjednek, és a végén a hibás döntés valószínűségét leíró kifejezésekre jutottam.

A fejezet második részében egy új kommunikációs szisztémát definiáltam, ami az impulzus-

helyzet modulációt kombinálja chirp jelekkel. Így több mobil terminállal is lehet kommunikálni egy időben. A downlink kommunikációnál két, kissé eltérő változatát írtam le a MU-PP-CSS módszernek. Uplink átvitel esetén a korábbi CLCP mechanizmus kis módosításával a rendszer hatékonyan tudja kezelni a közel-távolság problémát. Továbbá kifejezéseket adtam meg a mobil kommunikációs rendszer kvázi-ortogonális tulajdonságához, illetve a downlink és uplink teljesítőképességéhez.

Végezetül a disszertáció negyedik fejezete egy új hívásátadás döntési algoritmust mutat be a kétrétegű LTE/LTE-A hálózathoz, ami figyelembe veszi a felhasználói készülék sebességét, illetve a lehetséges cél cella terheltségét és jelerősségét, valamint hozzáférési módját. Ezért az algoritmus egy jobban kiegyenlített UE eloszlást biztosít a bázis állomások között, valamint magasabb rendszerszintű átteresztőképességet és alacsonyabb késleltetést tesz lehetővé olyan szituációkban, ahol a kis cellákat véletlenszerűen telepítik.

### 3.1. Kitekintés

A bemutatott vizsgálatokat és eredményeket számos módon ki lehet terjeszteni vagy tovább lehet fejleszteni. A mérés alapú visszacsatolt csatorna kiegyenlítéshez kapcsolódóan további fading modellekre, pl. Weibull fading, is meg lehetne határozni kifejezéseket. A fázis hiba analízisre térve az eredményeket ki lehetne terjeszteni a 8-PSK modulációra is, illetve vizsgálni, hogy meg lehet-e adni egy minden PSK modulációra érvényes általánosított formulát. Ezen kívül érdekes lenne részleteibe is megnézni az 5G New Radio által alkalmazott referencia jeleket, mivel az már differenciálja is őket a céljuk szerint, valamint rugalmas allokációt biztosít skálázható módon.

A kereső és követő korrelátor által lehetővé váló új szinkronizációs technika készen áll arra, hogy a gyakorlatban is vizsgálható legyen. Így az elméleti eredményeket össze lehetne hasonlítani valós mérésekkel, és analizálni a kifejezések pontosságát. Ehhez hasonlóan, az impulzushelyzet alapú chirp szórt spektrumú kommunikációs rendszert is meg lehetne építeni például arra alkalmas szoftverrádió platformon, és a teljesítőképességéhez kapcsolódó tulajdonságokat mérésekkel vizsgálni. Ezen kívül a rendszer hibátűrő képességét és a kommunikációs távolságát is ellenőrizni lehetne. Hasznosításként akár a PP-CSS technika szabadalmaztatása is megfontolandó.

A 4G LTE/LTE-A hálózatok hívásátadási eljárásához is jelentős tudás gyűlt össze. A kis cellás koncepció 3GPP szabványokba való bevezetésével új szituációt hoztak létre a hálózatban, amit számos kutató mellett én is vizsgáltam. Ugyanakkor, a HeNB-k nem igazán terjedtek el (néhány helytől eltekintve). Ennek valószínűleg az az oka, hogy a mobil szolgáltatók nem igazán szeretik kiadni a kezükből a saját hálózatuk feletti kontrollt, különösen a szerződéses sávokban. Mindazonáltal az 5G New Radio is hasonló hívásátadási eljárással rendelkezik, viszont az egész hálózati koncepció érettebb. Ez azt jelenti, hogy a többretegű, több hozzáférési technológiát használó heterogén működés természetesnek számít, illetve az új típusú végfelhasználók (gépek, járművek) további vizsgálatokat tesznek lehetővé, amik erre a megszerzett tudásra épülhetnek.

## 4. Publikációk

### 4.1. A tézispontokhoz kapcsolódó tudományos közlemények

#### Folyóiratcikkek

- [J1] Ádám Knapp, László Pap, „*General Performance Analysis of Binary Fading Channels with Measurement Based Channel Equalization*”, INFOCOMMUNICATIONS JOURNAL VI:(1) pp. 1–9. 2014, (indexed in **Scopus**)
- [J2] Ádám Knapp, László Pap, „*Statistical analysis of a new correlation peak detection method for unimodal autocorrelation*”, COMPUTER COMMUNICATION & COLLABORATION 3:(1) pp. 63–81. 2015.
- [J3] Ádám Knapp, László Pap, „*A novel mobile communication system using Pulse Position based Chirp Spread Spectrum modulation*”, Journal of Communications Software and Systems, Vol.14, No.3 (2018), pp. 228–238, Sept. 2018. (indexed in **Scopus**)
- [J4] Győző Gódor, Zoltán Jakó, Ádám Knapp, Sándor Imre, „*A Survey of Handover Management in LTE-based Multi-tier Femtocell Networks: Requirements, Challenges and Solutions*”, Elsevier Computer Networks, Vol. 76, No. C, pp. 17–41, 2015, (indexed in **Scopus, WoS**)

#### Konferenciatickek

- [C1] Ádám Knapp, László Pap, „*Statistical based optimization of number of pilot signals in LTE/LTE-A for higher capacity*”, EUROCON 2015 – International Conference on Computer as a Tool, Salamanca, Spain, 2015, pp. 1–5, ISBN: 978-1-4799-8569-2, DOI: 10.1109/EUROCON.2015.7313768
- [C2] Ádám Knapp, Pap László, „*A new synchronization method for direct sequence spectrum spread based systems*”, Proceedings of the 5th International Conference on Recent Achievements in Mechatronics, Automation, Computer Sciences and Robotics 2015 (MACRo 2015). Târgu Mures, Romania, 2015, pp. 37–48.
- [C3] Ádám Knapp, László Pap, „*Performance Analysis of Pulse Position based Chirp Spread Spectrum technique for Multiple Access*”, 2017 25th International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM), Split, Croatia, 2017, pp. 1–5, DOI: 10.23919/SOFTCOM.2017.8115574 (**Best paper award**)
- [C4] Ádám Knapp, Zoltán Jakó, „*Hálózati térkép alapú hívásátadási eljárás kétrétegű LTE-ben*”, Tavasz Szél 2014 / Spring Wind 2014 VI. pp. 183–191., Debrecen, Hungary, 2014. ISBN: 978-615-80044-4-2

[C5] Ádám Knapp, Győző Gódor, „*The effect of a new hybrid decision handover algorithm on QoS in two - tier LTE - A network*”, 22nd Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM 2014), Split, Croatia, 2014, pp. 331–335. DOI: 10.1109/SOFTCOM.2014.7039126

## 4.2. Egyéb tudományos közlemények

[C6] Zoltán Jakó and Ádám Knapp, „*Business Scenarios and Data Flow in NeMo Hyper-Network*”, 2018 International Conference on Smart Systems and Technologies (SST), Osijek, 2018, pp. 139-144. DOI: 10.1109/SST.2018.8564701

[C7] Fatemeh Bardestani, Zoltán Jakó, Ádám Knapp, Sándor Imre, Péter Fazekas, „*Improving Wireless Network Throughput with Constant Dimension Subspace Codes*”, 9th IEEE, IET Int. Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP 2014), Manchester, United Kingdom, 2014, pp. 508–512. DOI: 10.1109/CSNDSP.2014.6923882

[C8] Ádám Knapp, Sándor Imre, Zoltán Jakó, Gábor Jeney, „*Application of LTE Small Cells in Urban Environments for Higher Capacity*”, 19th IEEE International Conference on Networks (ICON 2013), Singapore, 2013.12.11-2013.12.13, pp. 1–6. DOI: 10.1109/ICON.2013.6781965

[C9] Ádám Knapp, Sándor Imre, Zoltán Jakó, Gábor Jeney, „*Average System Capacity in a Two-tier LTE Environment with Random Waypoint Mobile Users*”, 18th IEEE International Conference on Networks (ICON 2012), Singapore, 2012, pp. 36–40. DOI: 10.1109/ICON.2012.6506530

[C10] Ádám Knapp, „*Simulation Analysis of the Long Term Evolution*”, Proceedings of the 15th International Student Conference on Electrical Engineering. Prague, Czech Republic, 2011, Paper C09.

[BC1] Zoltán Jakó, Ádám Knapp, Lajos Nagy, András Kovács, *Cooperative Intelligent Transport Systems: Towards High-Level Automated Driving – Chapter 8: Vehicular communication – a technical review*, 1st edition, IET Digital Library, 2019. (Unpublished, expected publication date: Sept. 2019)

### 4.3. Publikációk összesítése

- Folyóirat: 4; 17,5 pont
  - 4 db angol nyelvű lektorált (1 db WoS, 2 db Scopus adatbázisban)
- Konferenciacikkek: 10; 14,6 pont
- Könyvfejezet: 1; 3 pont
- **Összegzett publikációs pontszám:** a VIK Habilitációs Bizottság és Doktori Tanács (egyesített) számítása szerint: **35,1 pont**
- SCI-ben (WoS-ban) megtalálható közlemények száma: 1; [J4]

### Hivatkozások

- [1] G. L. Stuber, *Principles of Mobile Communication*, 2nd ed. Norwell, MA: Kluwer, 2001.
- [2] Andrews, J.G.; Buzzi, S.; Wan Choi; Hanly, S.V.; Lozano, A.; Soong, A.C.K.; Zhang, J.C., „What Will 5G Be?”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 32, No. 6, pp. 1065-1082, June 2014.
- [3] J. Rodriguez, *Fundamentals of 5G Mobile Networks*, 1st edition, John Wiley & Sons, 2015.
- [4] A. Osseiran *et al.*, *5G Mobile and Wireless Communications Technology*, Cambridge University Press, 2016.
- [5] Simko, M.; Pendl, S.; Schwarz, S.; Qi Wang; Ikuno, J.C.; Rupp, M., "Optimal Pilot Symbol Power Allocation in LTE," *2011 IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, pp. 1-5, Sept. 2011.
- [6] Omri, A.; Hamila, R.; Hasna, M.; Bouallegue, R., "Dynamic optimization of LTE pilot scattering based on channel estimation," *2012 International Conference on Computer & Information Science (ICCIS)*, pp. 558-562, June 2012.
- [7] Yiji Lei; Heng Liu, "Optimal LTE-A pilot patterns and numbers of MIMO transmission streams under high mobility scenarios," *2014 International Workshop on High Mobility Wireless Communications*, pp. 43-47, Nov. 2014.
- [8] Bouchibane, F.Z.; Ghanem, K.; Bensebti, M., "Performance analysis of pilot pattern design for channel estimation in LTE downlink," *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pp. 408-409, July 2014.

- [9] H. Liu, H. Darabi, P. Banerjee and J. Liu, "Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, vol. 37, no. 6, pp. 1067-1080, Nov. 2007.
- [10] E. Karapistoli *et al.*, "An overview of the IEEE 802.15.4a standard," *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, no. 1, pp. 47-53, January 2010. DOI: 10.1109/MCOM.2010.5394030
- [11] IEEE 802.15.4-2011 Standard,  
<http://www.decawave.com/technology/ieee802154a-standard>
- [12] LoRa Alliance, *LoraWAN Specification*, V1.0.2, July 2016.
- [13] Mobile Experts, *White Paper for LoRa Alliance*, April 2016.
- [14] John Proakis and Masoud Salehi, *Digital Communications*, 5th edition, McGraw-Hill, November 2007, ISBN: 0072957166.
- [15] 3GPP TS 36.300 V12.1.0 (2014-03) E-UTRA, E-UTRAN, Overall Description; Stage 2 (Release 12)
- [16] 3GPP TS 36.305 V12.3.0 (2013-12), Stage 2 functional specification of User Equipment (UE) positioning in E-UTRAN (Release 12)
- [17] 3GPP TS 36.355 V12.1.0 (2014-03), LTE Positioning Protocol (LPP) (Release 12)