

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem

**Csatornabecslés és Vevőtervezés  
Egyfelhasználós és Többfelhasználós  
Többantennás Rendszerekben**

MTA Doktori Disszertáció Tézisei

Fodor Gábor, Ph.D.

Budapest, 2018 Április

# 1. A Disszertáció Célja és az Eredmények Jellege

Az elmúlt évtizedben a vezeték nélküli távközlés döntő szerepet játszott a mobil internetszolgáltatások és az egymással kommunikáló gépek és szenzorok rohamos elterjedésében. A vezeték nélküli átviteltechnikák által hálózatba kapcsolt mérőberendezések, érzékelők, robotok, gyártósorok, háztartási gépek és járművek alkotják a "Dolgok Internet"-ét, ami egész társadalmunkra óriási hatással van. A vezeték nélküli távközlésben a 90-es évek óta egyre nagyobb szerepet játszanak a sokbemenetű/sokkimenetű (multiple input multiple output, MIMO) többantennás átviteltechnikák. A többantennás rendszerek nagyban segítik a spektrum- és energiahatékony nagybitsebességű adatátvitelt, és ezzel nagyban hozzájárulnak a Dolgok Internetének költséghatékony és széleskörű elterjedéséhez. Valóban, ma már MIMO rendszereket találunk nemcsak a celluláris hálózatokban, hanem a lokális számítógéphálózatokban, szenzorhálózatokban és kishatósugarú vezeték nélküli rendszerekben, mint például az okostelefonok köré telepített, testen hordható eszközökben (wearables) is. Amint az elmúlt évek kutatásai és szabványosítási erőfeszítései is bizonyítják, a többantennás rendszereket ezért sokan a modern távközlő hálózatok – például az úgynevezett ötödik generációs mobil rendszerek –, és a Dolgok Internetének egyik legfontosabb technológiájának tartják.

A többantennás rendszerek gyakorlatban is hasznosítható előnyei nagyban függenek az adó- és vevőoldalon rendelkezésre álló csatornaállapot-információtól (channel state information, CSI). Amennyiben az adó- és/vagy a vevő megbízható és naprakész CSI-val rendelkezik, akkor nagyobb bitsebesség kisebb bithibavalószínűséggel és kisebb energiafelhasználás mellett érhető el, mintha a rendelkezésre álló csatorna-információ hibás vagy idejétmúlt. Ez az alapvető megfigyelés motiválta a disszertációmban és a kapcsolódó közleményekben közzétett kutatásaimat, melyek MIMO rendszerekben alkalmazható átviteltechnikák két lényeges aspektusára koncentráltak:

- Hogyan modellezzük és elemezzük a MIMO rendszereknek azt az inherens tulajdonságát, mely szerint a rendszer erőforrásait mind csatornaállapot-információ megszerzésére, mind az adatforgalom biztosítására kell fordítanunk ?
- Milyen többantennás vevők képesek spektrum- és energiahatékony módon nagy bitsebesség elérésére még akkor is, ha a vevőoldalon nem áll tökéletesen hű csatornaállapot-információ rendelkezésre ? Milyen teljesítményjellemzőket használjunk az előző pontban említett tulajdonság leírására, valamint nagyteljesítményű többantennás vevők jellemzésére ?

Kutatási célul tűztem ki olyan matematikai modellek és módszerek kidolgozását, melyek többantennás egyfelhasználós és többfelhasználós rendszerekben eredményesen használható csatornaállapot-információ becslő- és vevőalgoritmusok kidolgozását teszik lehetővé. Specifikusan célul tűztem ki olyan matematikai modellek megfogalmazását

és elemzését, melyek szimbolikusan és numerikusan is betekintést nyújtanak a MIMO rendszerekben elérhető spektráleffektivitásba. Ezt a célt azért tartottam fontosnak, mert kutatásaim előtt nem állt rendelkezésre olyan pontos és hatékony számítást lehetővé tevő módszer, mely figyelembe veszi mind a MIMO rendszerek fent tárgyalt fontos belső tulajdonságát, mind a csatornaállapot becslésére és az adatvételezésre használt algoritmusok egymásrahatását.

A kitűzött cél elérésétől két alapvető fontosságú és a gyakorlatban is nagy jelentőségű alkalmazást vártam el, melyek együttesen lehetővé teszik (i) a MIMO rendszerekben rendelkezésre álló erőforrások optimális megosztását a csatornaállapot megismerése és a felhasználói adatok küldése között, illetve (ii) olyan MIMO vevők tervezését, melyek hatékonyan működnek a csatornaállapot hibás becslése esetén is. E két cél elérésétől végső soron a nagyszámú antennát alkalmazó MIMO rendszerek hatékonyságának növelését vártam.

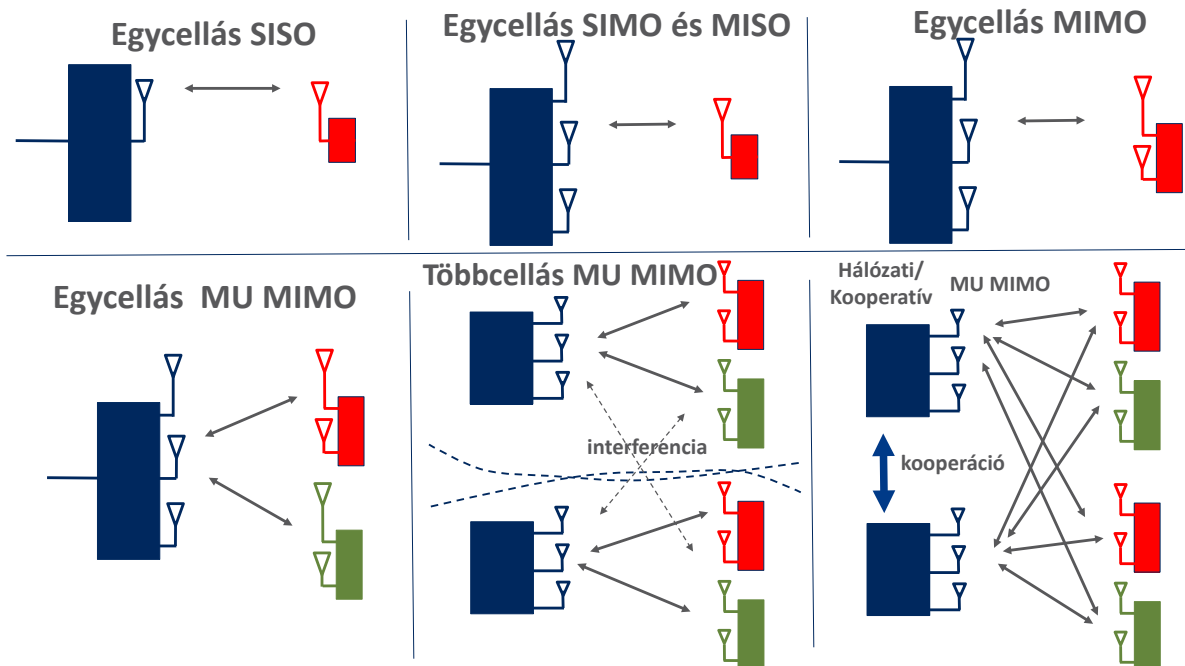
## **2. Technológiai Motiváció - A Kitűzött Kutatási Feladat Összefoglalása**

### **2.1. A Többantennás Rendszerek Fejlődése: Az Egyfelhasználós (SU-MIMO) Rendszerektől a Többfelhasználós (MU-MIMO) Rendszerekig**

A hagyományos, egyantennás vezeték nélküli távközlőrendszerekre gyakran utalunk az egybemenetű-egykimenetű (single input, single output, SISO) rendszerek összefoglaló névvel, mely találó módon az információhordozó jel adására és vételére szolgáló antennák számára utal (1-es ábra bal felső része). A többantennás (multiple input multiple output MIMO) rendszerek által kínált előnyök – megnövelt kapacitás, nagyobb megbízhatóság, nagyobb spektrum-hatékonyság – felismerése legalábbis a 60-as és 70-es években megjelent tudományos közleményekig nyúlik vissza [1, 2, 3].

A 80-as évektől kezdődően a távközlő ipar fokozott érdeklődést mutat a több-antennás rendszerek iránt, kiváltképpen azok celluláris hálózatokban történő költséghatékony üzembeállítására. Ennek az érdeklődésnek a mobiltelefonos egyre szélesebbkörű elterjedése volt a hajtómotorja. A mobil tömegszolgáltató rendszerekben ugyanis a többutas terjedés okozta jelgyengülés (fading) és az interferencia fokozódó problémát jelentettek az egyre népszerűbb mobilszolgáltatások bővítésében. A valós idejű jelfeldolgozást olcsón lehetővé tevő digitális jelfeldolgozó processzorok széleskörű elterjedése a 90-es években azután elősegítette az adaptív nyalábformálás és más többantennás technikák rohamos elterjedését. Ezek a technikák döntően segítették az első és második generációs mobilrendszerek által nyújtott szolgáltatások óriási sikerét és világméretű elterjedését.

Amíg a SISO rendszerek legfontosabb erőforrásai az adatátvitelre rendelkezésre álló időrések és frekvenciacsatornák, addig MIMO rendszerekben ezekhez az erőforrásokhoz

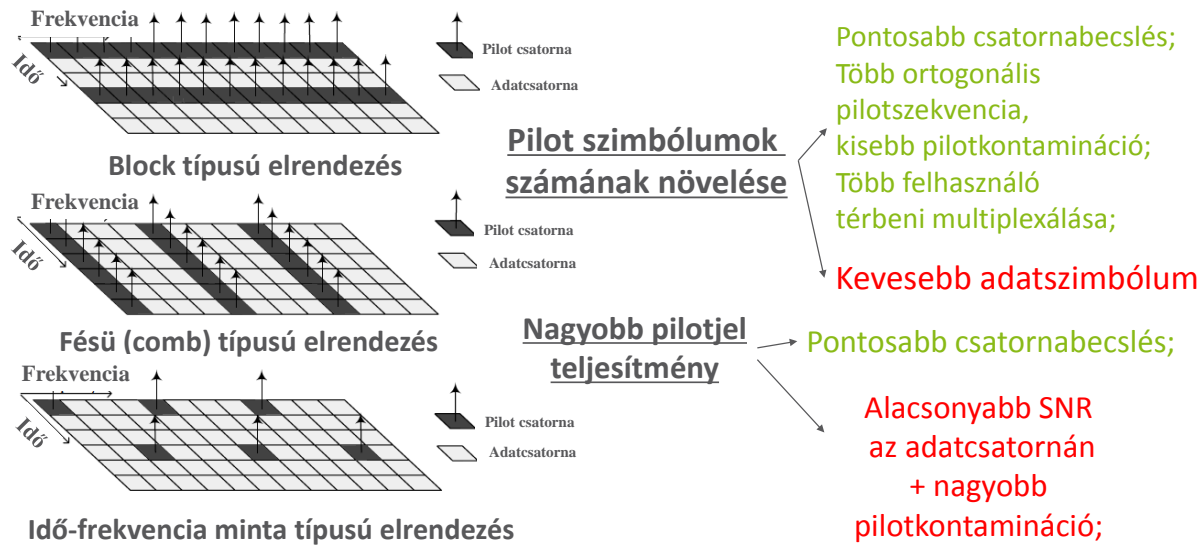


1. ábra. A többantennás rendszerek fejlődése az egycellás egybemenetű-egykimenetű (SISO) átviteltől a kooperatív sokcellás sokbemenetű-sokkimenetű rendszerekig.

a térbeni (spatial) csatornák is járulnak (1-es ábra középső felső és jobb felső része). A MIMO rendszerek térbeni csatornáit az idő- és frekvencia-tartománybeli erőforrások újrahaznosítása révén képesek megtöbbszörözni a SISO rendszerek által nyújtott sebességet és a vezeték nélküli rendszerekben elérhető spektrál- és energiahatékonyságot, ami a MIMO rendszerek kommersziális sikerének fő oka.

A MIMO rendszerek azon képessége, hogy térbeni csatornákat tudnak képezni, és ezáltal több adatfolyamot párhuzamosan kezelni, jól kamatoztatható tömeg-kiszolgáló rendszerekben. A különböző térbeni csatornák ugyanis használhatók egyetlen felhasználó rendelkezésére álló erőforrások megtöbbszörözésére, avagy több felhasználó párhuzamos kiszolgálására ugyanazon a frekvenciacsatornán. Ez utóbbi eset – több felhasználó térbeni multiplexálása (spatial multiplexing) – igen jól használható a rendszer hatékonyságának drasztikus növelésére abban az esetben is, amikor az egyes felhasználók készülékei csak egyetlen antennával vannak felszerelve. Ilyen többfelhasználós MIMO rendszereket – szemben az egyfelhasználós MIMO rendszerekkel – illusztrál a 1-es ábra középső alsó és jobb oldali alsó része. Fontos megjegyeznünk, hogy természetesen az egyfelhasználós MIMO rendszerek (1-es ábra bal alsó része) is több felhasználó szimultán kiszolgálását teszik lehetővé frekvenciaosztással, amennyiben több frekvencia csatorna áll rendelkezésre.

## Tervezési szempontok:



2. ábra. A MIMO rendszerek alapvető tervezési kérdései közé tartoznak a csatornaállapot becslését segítő pilotjelek, illetve a csatornaállapotot becsülő algoritmusok tervezése. A csatornabecslés minősége nagyban függ a pilotszimbólumok számától, jeltejesítményétől és elrendezésétől.

## 2.2. MIMO Rendszerek Alapvető Tervezési Kérdései

A pilotjelen alapuló csatornabecslő módszerek egyik kedvező tulajdonsága, hogy lehetővé teszik a csatornaállapot becslését még akkor is, mikor a csatornaállapot gyorsan változik, például a többutas terjedés okozta jelgyengülés miatt. A pilotjelek küldése azonban erőforrásokat igényel, ezért a pilot- és az adatjelek küldésére szánt erőforrások közötti mérnöki egyensúly megtalálása gondos tervezést igényel. A pilot- és adatjelekre szánt erőforrások közötti mérnöki egyensúlyra jó példa az ezen jelekre fordított energia abban a tipikus esetben, mikor a mobilkészülék által küldött jelek összenergiája korlátozott. Ebben a gyakori esetben célszerű, ha a mobilkészülék megtalálja azt a kényes egyensúlyt, mely kis hibájú csatornabecslést és kis szimbólumhibájú, azaz nagy bitsebességű adatforgalmat tesz lehetővé. Ez a mérnöki egyensúly a következő aspektusokat foglalja magában (2-es ábra):

- A pilotjelekre szánt (idő-, frekvencia- teljesítmény- vagy energia-) erőforrások növelése csökkenti a csatornaállapot becslési hibáját, ami pontosabb adatvételt tesz

lehetővé. Másrészt, a pilotjelek erőforrásokat vonnak el a felhasználói adatküldéstől, és így csökkentik az elérhető bitsebességet és spektrálhatékonyságot [4, 5, 6].

- Hosszú pilotjelek (pilotszekvenciák) lehetővé teszik, hogy a szomszédos cellák elkerüljék az azonos pilotszekvenciák használatát, és így csökkentik a pilotinterferencia (pilotkontamináció) létrejöttét. Másrészt, hosszú pilotszekvenciák növelik a pilotjelekre szánt erőforrásokat, beleértve a pilot- és adatjelek küldésére szánható időreszeket, például rövid koherencia-idejű csatornák esetében [6, 7].
- Többfelhasználós (MU-MIMO) rendszerekben megfelelő számú és hosszúságú pilotszekvenciák segítik a felhasználók térbeni multiplexálását, és ezzel a spektráleffektivitás növelését. Másrészt, hosszú pilot-szekvenciák értékes erőforrásokat vonnak el felhasználói adatfolyamoktól, és ezáltal határt szabnak az egyes felhasználók által elérhető bitsebességnek és spektráleffektivitásnak [4, 5, 8, 9].

Ezek az alapvető aspektusokon kívül a gyakorlatban a pilotszekvenciák előállításához alkalmazott idő- és frekvencia-minták is szerepet játszanak a csatornaállapotot becsülő algoritmusok hatékonyságában [10, 11, 12]. Ezért a MIMO és MU-MIMO rendszerek hatékony működéséhez mind a pilot- és adatjelekre szánt erőforrások kényes egyensúlyának megtalálása, mind a pilot-szekvenciák gondos megtervezése elengedhetetlenül szükséges [13].

### **2.3. A Kitűzött Kutatási Feladat Összefoglalása**

A fentiekben bemutatott technológiai háttér és rendszertechnikai fejlődés motiválta fő kutatási feladatom kitűzését, nevezetesen olyan matematikai modellek kidolgozását és elemzését, melyek pontosan leírják a MIMO és MU-MIMO rendszerekben megjelenő, a pilot- és adatjelekre szánt erőforrások elosztásának hatását a kommunikáció minőségére. A feladatkitűzéskor fontosnak tartottam, hogy lehetőleg olyan matematikai modelleket dolgozzak ki, melyek szimbolikus, zárt alakú megoldása is lehetséges, és így betekintést engednek a kommunikáció legfontosabb teljesítményjellemzőinek mérnöki paramétereiktől való függésébe. Ugyanakkor azt is feladatul tűztem ki, hogy a matematikai modellek segítségével a gyakorlatban is megjelenő MIMO kommunikációs szenáriókat – beleértve azt az esetet, amikor a bázisállomásnál lévő antennák korreláltak, illetve amikor a MIMO vevő számára rendelkezésre álló csatornainformáció hibás – numerikus eredmények segítségével elemezni tudjam, hogy így a mérnöki és szabványosítási gyakorlatban is alkalmazható tervező módszereket tudjak megfogalmazni.

## **3. Az Elvégzett Vizsgálatok, a Kutatás Módszerei**

Az előző fejezetben tárgyalt motivációk és célok határozták meg a kutatómunka különböző irányait, módszereit és az elvégzett vizsgálatokat. Ezen irányokhoz a következő

célkitűzések társultak: (i) olyan matematikai modellek kidolgozása, melyek a MIMO és MU-MIMO rendszerekben kiemelkedően fontos erőforrás-kezelő módszerek kvantitatív jellemzését teszik lehetővé, (ii) olyan metodológiák kidolgozása, melyek az egyszerűbb SU-MIMO rendszerektől indulva az összetettebb MU-MIMO rendszerekig lehetővé teszik a legfontosabb teljesítményjellemzők szimbolikus és numerikus meghatározását, kiszámolását, és (iii) a kidolgozott mate-matikai modellek és metodológiák, illetve a segítségükkel nyert szimbolikus és numerikus eredmények alapján olyan javaslatok megfogalmazása, mely a meglévőknél hatékonyabb MIMO és MU-MIMO rendszerek szabványosítását és tervezését teszi lehetővé.

Az erőforrás-kezelő módszerek területén kezdetben az adó-oldali teljesítményre illetve energiára, mint korlátozott erőforrásra koncentráltam, és azt vizsgáltam, hogyan befolyásolja egyfelhasználós (SU-MIMO) rendszerekben az adó-oldalon rendelkezésre álló energia a csatornaállapot-becslés és az ezzel párhuzamos felhasználói adatforgalom minőségét. Az ezen vizsgálatok során kidolgozott mate-matikai modell és a kapcsolódó analízis egyik erősségének bizonyult, hogy olyan zárt formulát sikerült deriválnom, mely magában foglalja nemcsak az adó-oladalon a pilot- és adatjelekre fordított energiát, hanem a vevő-oldali (azaz a bázisállomásnál) alkalmazott antennák számát, mint paramétert is. A módszer így kis és nagy antenna-rendszerek szimbolikus és pontos numerikus vizsgálatára egyaránt alkalmazható.

A második lépésben azt vizsgáltam, hogy a szükségszerűen nem tökéletes csatorna-állapot- becslés hogyan befolyásolja a vevő teljesítményét, illetve hogyan lehet olyan vevőt tervezni, mely figyelembe veszi, mintegy kompenzálja, az efféle csatornaállapot-becslési hibákat. Ezen a területen a kvadratikus optimalizálás módszerét alkalmaztam, melynek segítségével olyan új vevő-strukturára tettem javaslatot, mely minimalizálja a vett adatszimbólumok átlagos négyzetes hibáját (mean squared error, MSE) az adó-oldali szimbólumokhoz képest.

Az első két lépésben kifejlesztett metodológiát és eredményeket úgy fejlesztettem tovább, hogy alkalmazhatóságukat a gyakorlati rendszerekben fokozzam. Ennek érdekében a modellt úgy terjesztettem ki, hogy figyelembe vegye a vevő-oldali antennák közötti korrelációt. Ez a korreláció annak tulajdonítható, hogy az adótól a vevő-oldali egyes antennákhoz vezető rádiós csatornák (például azok csillapítása) nem független egymástól. Az ebbe a téziscsoportba tartozó szimbolikus és numerikus eredmények segítségével az erőforrás-kezelésen kívül azt is vizsgálni tudtam, hogy az antenna-korreláció pontosan hogyan függ olyan mérnöki paramétereiktől, mint az antennák közötti távolság a terjedés hullámhosszához képest és a hullámok beérkezési szöge.

A következő lépésben a modellt úgy finomítottam, hogy megkülönböztesse a csatornaállapot- becslésére használt pilot-jelek idő-frekvencia mintáját, és figyelembe vegye a csatornaállapot becslésére szolgáló algoritmust. Ugyanakkor céлом volt, hogy a vevő-oldali antennák számát továbbra paraméterként tudjam kezelni a szimbolikus eredményekben. Olyan módszert dolgoztam ki, mely zárt alakban állítja elő az adatforgalom vett szimbólumainak négyzetes hibáját és a rendszer spektráleffektivitását,

és alkalmazható legkisebb négyzetes (least square, LS) hibájú és legkisebb átlagos négyzetes hibájú (minimum mean squared error, MMSE) csatornaállapotbecslő algoritmus esetén is.

A fentiekben említett metodológiát és eredményeket végül abban az irányban általánosítottam, mely tetszőleges antenna-korreláció figyelembevételével mellett nem-csak az optimális vevő algoritmus megállapítását teszi lehetővé, hanem az optimális – MSE-t minimalizáló – pilot-adat teljesítmény-viszonyt (pilot-to-data power ratio, PDPR) is. A szimbolikus és numerikus eredményeket számítógépes szimulációkkal ellenőriztem, illetve egészítettem ki. Ezek az eredmények azt jelzik, hogy az adó-oldali erőforrás elosztás (PDPR) optimalizálása illetve a vevő-oldali MIMO struktúra optimalizálása annál fontosabb, minél nagyobb a vevő-oldali antennák száma. Ez a – talán elsőre meglepő – mérnöki eredmény komoly hatással van a MU-MIMO rendszerek jelenleg is folyó szabványosítására, különösképpen a pilotjelek inter-operabilitását segítő szabványokra.

## 4. A Disszertáció Tézisei

### 4.1. A Tézisekben Használt Terminológia és Jelölések

A tézisek egycellás, egy- vagy többfelhasználós (SU-MIMO vagy MU-MIMO) rendszerekre vonatkoznak, melyekben a mobilállomások egyetlen adóantennával vannak felszerelve. A bázisállomás a pilotjelek alapján becsüli a  $\mathbf{h}$  vektorcsatornát, amit egy  $N_r$  dimenziós oszlopvektor reprezentál, ahol  $N_r$  jelöli a bázisállomás vevőantennáinak számát. A bázisállomás e célra egy legkisebb négyzetes hibájú (least square, LS) vagy legkisebb átlagos négyzetes hibájú (minimum mean squared error, MMSE) csatornabecslést alkalmaz, ami egy MMSE detektort inicializál.

### 4.2. I. Téziscsoport: Pilot-Adat Teljesítményarány Egyfelhasználós Rendszerekben

Az I. Téziscsoport egyfelhasználós SIMO rendszerekre vonatkozik, melyekben a bázisállomás LS csatornabecslőt használ. Fontos megjegyeznünk, hogy az egyfelhasználós elnevezés arra utal, hogy egyetlen felhasználó kerül ütemezésre egyetlen csatornán, míg frekvenciaosztással nagyszámú felhasználó párhuzamos kiszolgálása is lehetséges, például több erőforrásblokk párhuzamos ütemezésével. Az egyfelhasználós SIMO rendszerben a felhasználók közötti ortogonalitás ezért frekvencia-tartománybeli ortogonalitásra utal. Az I. Téziscsoport fő eredménye a vett adatszimbólumok MSE jellemzőjének pontos meghatározása mind a pilot-adat teljesítményarány, mind az antennaszám függvényében.



#### 4.2.1. Az I. Téziscsoportban Használt Terminológia és Jelölések

Ebben a téziscsoportban feltételezem, hogy a csatorna kvázi-statisztikus frekvencia-lapos (frequency flat) az egyes erőforrásblokkokon belül. Ebben az esetben a teljes pilotszekvenciát egyetlen pilotszimbólummal reprezentáom, melyre az alkalmazott adóteljesítmény  $P^p$ , míg az adatszimbólumokra fordított adóteljesítmény  $P$ . Minden mobilállomás (MS) ortogonális pilotszimbólumot küld a bázisállomás (BS) felé, azaz a  $j$ . vett pilotjelet az alábbi oszlopvektor reprezentálja:  $\mathbf{y}_j^p = \sqrt{P_j^p} \alpha_j \mathbf{h}_j x_j + \mathbf{n}^p$ , ahol feltételezem, hogy  $\mathbf{h}_j$  körkörösen szimmetrikus, normális eloszlású,  $\mathbf{0}$  várható-értékű,  $\mathbf{C}_j$  kovarianciamátrixú komplex vektor, ahol  $\mathbf{C}_j$  mérete  $N_r$ ,  $\mathbf{h}_j \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{C}_j)$ ,  $\alpha_j$  a terjedési veszteség,  $\mathbf{n}^p \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma^2 \mathbf{I})$  additív normális eloszlású zaj, és a pilotszimbólumok  $|x_j|^2 = 1, \forall j$  szerint normalizáltak. A pilotszimbólumok ortogonalitása miatt a mobilállomások csatornabecslési folyamatai függetlenek, ezért a  $j$  index értelemzavarás nélkül elhagyható. Ekkor a bázisállomás (BS) a legkisebb négyzetes hibájú csatornabecslést végez:

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{h} + \frac{\mathbf{n}^p}{\sqrt{P^p \alpha x}}; \quad |x|^2 = 1. \quad (1)$$

Ebből következik, hogy a  $\hat{\mathbf{h}}$  becsült csatorna az alábbi eloszlású:

$$\hat{\mathbf{h}} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{R}), \quad (2)$$

ahol  $\mathbf{R} \triangleq \mathbb{E} \left\{ \hat{\mathbf{h}} \hat{\mathbf{h}}^H \right\} = \mathbf{C} + \frac{\sigma^2}{P^p \alpha^2} \mathbf{I}$ . Ebben a tézisben a következő további jelöléseket is használni fogom. A csatorna-becslés hibája  $\mathbf{w} \triangleq \hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}$ , amely szintén normális eloszlású vektorváltozó, melynek kovariancia-mátrixa fordítottan arányos az alkalmazott pilotteljesítménnyel:

$$\mathbf{w} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{C}_w); \quad \mathbf{C}_w \triangleq \frac{\sigma^2}{P^p \alpha^2} \mathbf{I}_{N_r}.$$

A (1)-(2) egyenletek miatt a  $\mathbf{h}$  és  $\hat{\mathbf{h}}$  valószínűségi változók együttesen körkörösen szimmetrikus komplex normális eloszlású (multivariate normal) valószínűségi változók [14], [15]. Specifikusan, ezen együttes eloszlás kovarianciamátrixai  $\mathbf{C}_{\mathbf{h}, \mathbf{h}}$ ,  $\mathbf{C}_{\hat{\mathbf{h}}, \hat{\mathbf{h}}}$ , illetve kereszt-kovarianciamátrixai  $\mathbf{C}_{\mathbf{h}, \hat{\mathbf{h}}}$ ,  $\mathbf{C}_{\hat{\mathbf{h}}, \mathbf{h}}$  az alábbiakban adottak:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\mathbf{h}, \mathbf{h}} & \mathbf{C}_{\mathbf{h}, \hat{\mathbf{h}}} \\ \mathbf{C}_{\hat{\mathbf{h}}, \mathbf{h}} & \mathbf{C}_{\hat{\mathbf{h}}, \hat{\mathbf{h}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{C} \\ \mathbf{C} & \mathbf{R} \end{bmatrix},$$

és  $\mathbf{R} = \mathbf{C} + \mathbf{C}_w$ . Az együttes valószínűségeloszlásfüggvény alapján az alábbi feltételes eloszlásfüggvényeket deriváltam.

**Eredmény 1** Adott  $\mathbf{h}$  csatornarealizációt feltételezve, a  $\hat{\mathbf{h}}$  becsült csatorna az alábbi feltételes eloszlású:

$$(\hat{\mathbf{h}} | \mathbf{h}) \sim \mathbf{h} + \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{C}_w). \quad (3)$$

**Eredmény 2** Adott  $\hat{\mathbf{h}}$  becsült csatornavektor esetén, a  $\mathbf{h}$  csatornarealizáció az alábbi feltételes eloszlású:

$$(\mathbf{h} | \hat{\mathbf{h}}) \sim \mathbf{D}\hat{\mathbf{h}} + \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{Q}), \quad (4)$$

ahol  $\mathbf{D} = \mathbf{C}\mathbf{R}^{-1}$  és  $\mathbf{Q} = \mathbf{C} - \mathbf{C}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{C}$ .

#### 4.2.2. I. Tézis

A fenti terminológiát és jelöléseket használva, az alábbi tézist fogalmaztam meg.

**Tézis**  $N_r$  számú, korrelálatlan vevő-antenna esetén, a csatorna-kovarianciamátrix  $\mathbf{C} = \varrho\mathbf{I}$  alakú diagonális mátrix, ahol  $\varrho \in \mathbb{R}^+$ . Továbbá, a  $\mathbf{D}$  és  $\mathbf{Q}$  kovarianciamátrixok  $\mathbf{D} = d\mathbf{I}$  illetve  $\mathbf{Q} = q\mathbf{I}$  alakúak, ahol  $d = \varrho(\varrho + \frac{\sigma^2}{Pp\alpha^2})^{-1}$ ,  $q = \varrho(1 - d)$ . A vett adat-szimbólumok átlagos négyzetes hibája (MSE) a következő:

$$\begin{aligned} \text{MSE} = & d^2 N_r \left( \mathcal{G}(a, 1 + N_r) + pr\mathcal{G}(1 + N_r, 1 + N_r) - 1 \right) + \\ & + \frac{b}{pr} \left( \mathcal{G}(a, N_r) + pr\mathcal{G}(N_r, N_r) - 1 \right) - 2d \cdot \left( pr\mathcal{G}(N_r, 1 + N_r) \right) + 1; \end{aligned}$$

ahol  $P$  a mobilállomás által adatszimbólumokra alkalmazott adóteljesítmény,  $p = \alpha^2 P$ ,  $a = \sigma^2$ ,  $\alpha$  a terjedési veszteség,  $\sigma^2$  a a vevőantennáknál mérhető zajteljesítmény  $b = qp + \sigma^2$ ,  $\mathbf{R} \triangleq \mathbb{E} \left\{ \hat{\mathbf{h}}\hat{\mathbf{h}}^H \right\} = \mathbf{C} + \frac{\sigma^2}{Pp\alpha^2} \mathbf{I} = r \mathbf{I}$ , és

$$\mathcal{G}(x, y) \triangleq \frac{1}{pr} e^{\frac{a}{pr}} x E_{in} \left( y, \frac{a}{pr} \right),$$

és  $E_{in}(n, z) \triangleq \int_1^\infty e^{-zt} / t^n dt$  a standard exponenciális integrálfüggvény.

### 4.3. II. Téziscsoport: Minimális Átlagos Négyzetes Hibájú (MMSE) Vevő Tervezése Csatornaállapot Hibás Becslése Esetén

A II. Téziscsoport egy olyan zárt kifejezést vezet le, mely lehetővé teszi minimális átlagos négyzetes hibájú vevő tervezését abban a fontos – a gyakorlatban egyedül előforduló –

esetben, amikor a vevő számára csak hibás csatornabecslés áll rendelkezésre. Ez a tézis egy zárt kifejezést javasol az átlagos négyzetes hiba kiszámítására is, mely tartalmazza nemcsak a pilot-adat teljesítményviszonytól való, hanem a vevő-antennák számától való függést is.

#### 4.3.1. A II. Téziscsoportban Használt Terminológia és Jelölések

A II. Téziscsoport sokfelhasználós (MU-MIMO) rendszerekre vonatkozik, melyekben a mobilállomások ortogonális pilotszekvenciákat küldenek a bázisállomásnak, mely ortogonalitás a kóddoménben értendő. Ezeket az ortogonális pilotszekvenciákat a  $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_{\tau_p}]^T \in \mathbb{C}^{\tau_p \times 1}$  vektorral reprezentálom, melyben minden pilotszimbólum az  $|s_i|^2 = 1$ ;  $i = 1, \dots, \tau_p$  egyenlet szerint van normalizálva. A pilotszekvenciákat úgy konstruálom, hogy azok ortogonálisak maradnak, amennyiben az egyidejűleg multiplexált felhasználók száma maximálisan  $\tau_p$ . Specifikusan, az általánosságot megőrizve, a MU-MIMO felhasználók  $K$  számára nézve igaz az, hogy  $K \leq \tau_p$ . A II. Téziscsoport a fésű típusú (comb type) pilotszimbólum-elrendezés esetén érvényes [11]. Ebben az elrendezésben  $F$  jelöli a koherenciasáv szélességen belüli frekvencia-csatornák (subcarrier) számát, melyek közül  $\tau_p$ -t használunk pilotjelek küldésére, míg a fennmaradó  $F_d = F - \tau_p$  csatorna adatszimbólumok küldésére áll rendelkezésre. A mobilállomások konstans összteljesítménnyel küldenek, melyeket a pilot- illetve adatcsatornák között osztanak meg a  $\tau_p P_p + (F - \tau_p)P = P_{tot}$  összefüggés szerint. A fenti jelöléseket használva az alábbi  $N_r \times \tau_p$  méretű mátrix reprezentálja a vett pilotjelet:  $\mathbf{Y}^p = \alpha \sqrt{P_p} \mathbf{h} \mathbf{s}^T + \mathbf{N}$ , ahol feltételezem, hogy  $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  körkörösen szimmetrikus,  $\mathbf{0}$  várható értékű,  $\mathbf{C}$  kovarianciamátrixszal rendelkező (mely  $N_r$  méretű), normális eloszlású komplex vektorváltozó, melyet a  $\mathbf{h} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{C})$  szimbólummal jelölök, ahol  $\alpha$  terjedési veszteség,  $\mathbf{N} \in \mathbb{C}^{N_r \times \tau_p}$  a tér- és időbeli normális eloszlású zaj (AWGN), melynek elemenkénti varianciája  $\sigma_p^2$ , ahol a  $p$  index a pilotjelre utal.

Kihasználva, hogy  $\mathbf{h} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{C})$ , megállapítottam, hogy a  $\hat{\mathbf{h}}$  becült csatorna körkörösen szimmetrikus komplex normál eloszlású vektorváltozó, azaz  $\hat{\mathbf{h}} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{R})$ , ahol:

$$\mathbf{R} \triangleq \mathbb{E}\{\hat{\mathbf{h}}\hat{\mathbf{h}}^H\} = \mathbf{C} + \frac{\sigma_p^2}{\alpha^2 P_p \tau_p} \mathbf{I}_{N_r}.$$

A  $\mathbf{h}$  csatornarealizáció  $\hat{\mathbf{h}}$  becült csatornára vonatkozó feltételes eloszlása szintén normális eloszlású az alábbiak szerint:

$$(\mathbf{h} | \hat{\mathbf{h}}) \sim \mathbf{D}\hat{\mathbf{h}} + \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{Q}),$$

ahol  $\mathbf{D} \triangleq \mathbf{C}\mathbf{R}^{-1}$  and  $\mathbf{Q} \triangleq \mathbf{C} - \mathbf{C}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{C}$ .

### 4.3.2. II. Téziscsoport

A fenti jelöléseket használva, a következő eredmény az optimális MU-MIMO vevőstruktúrát állapítja meg. Jelölje  $\kappa$  a MU-MIMO rendszer egy megfigyelt (tagged) felhasználójának indexét,  $\kappa = 1 \dots K$ , és jelölje  $\mathbf{G}_\kappa^*$  a vevővektort, ami minimalizálja a megfigyelt felhasználó becsült adatszimbólumának átlagos négyzetes hibáját (MSE). A  $\kappa$  felhasználó optimális MU-MIMO vevő vektorát, azaz az MMSE vevőt az alábbi tézis specifikálja.

**Tézis** Az MSE-értelemben optimális  $\mathbf{G}_\kappa^*$  MU-MIMO vevőt az alábbi egyenlet adja meg:

$$\mathbf{G}_\kappa^* = \alpha_\kappa \sqrt{P_\kappa} \hat{\mathbf{h}}_\kappa^H \mathbf{D}_\kappa^H \cdot \left( \alpha_\kappa^2 P_\kappa \left( \mathbf{D}_\kappa \hat{\mathbf{h}}_\kappa \hat{\mathbf{h}}_\kappa^H \mathbf{D}_\kappa^H + \mathbf{Q}_\kappa \right) + \sum_{k \neq \kappa}^K \alpha_k^2 P_k \mathbf{C}_k + \sigma_d^2 \mathbf{I} \right)^{-1}. \quad (5)$$

Optimális vevő alkalmazása esetén lényeges az adatszimbólumok átlagos négyzetes hibájának (MSE) a pontos meghatározása. Erre vonatkozik a következő tétel.

**Tézis** A vett adatszimbólumok átlagos négyzetes hibáját (MSE) az alábbi kifejezés adja meg:

$$\begin{aligned} \text{MSE} = s_\kappa \cdot & \frac{N_r \left( -s_\kappa r + e^{\frac{b_\kappa}{s_\kappa r}} \left( b_\kappa + (1 + N_r) s_\kappa r \right) E_{in} \left( 1 + N_r, \frac{b_\kappa}{s_\kappa r} \right) \right)}{s_\kappa^2 r} + \\ & + b_\kappa \cdot \frac{-s_\kappa r + e^{\frac{b_\kappa}{s_\kappa r}} \left( b_\kappa + N_r s_\kappa r \right) E_{in} \left( N_r, \frac{b_\kappa}{s_\kappa r} \right)}{s_\kappa^2 r^2} - \\ & - 2 \cdot e^{\frac{b_\kappa}{s_\kappa r}} N_r E_{in} \left( 1 + N_r, \frac{b_\kappa}{s_\kappa r} \right) + 1, \end{aligned} \quad (6)$$

ahol  $E_{in}(n, z) \triangleq \int_1^\infty e^{-zt}/t^n dt$  a standard exponenciális integrálfüggvény.

### 4.4. III. Tézis

A III. Tézis – hasonlóan az I. Téziscsoportéhoz –, egyfelhasználós (SU-MIMO) rendszerekre vonatkozik, melyekben a vevőoldali antennák, pontosabban az azokhoz vezető csatornák korreláltak. Ez a tézis tetszőleges antennakorreláció-struktúrát megenged, ami szignifikáns különbség az előzőkhöz képest. A Tézis fő eredménye egy MSE-re vonatkozó zárt szimbólikus kifejezés, mely leírja nemcsak a pilot-adat teljesítmény-aránytól való függést, hanem az antennaszámtól, valamint az antennakorrelációtól való függést is.

#### 4.4.1. A III. Tézisben Használt Terminológia és Jelölések

A tényleges és becsült csatornavektor jelölésére az alábbi szimbólumokat használom. Adott  $\mathbf{h}$  csatornarealizáció esetén, a becsült csatornavektor  $\mathbf{h}$ -ra vonatkozó feltételes eloszlását a következőképpen adom meg:

$$(\hat{\mathbf{h}} \mid \mathbf{h}) \sim \mathbf{h} + \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{R} - \mathbf{C}).$$

Továbbá,  $\mathbf{h}$ -nak a becsült csatornavektorra vonatkozó feltételes eloszlását a következő egyenlettel írtam le:

$$(\mathbf{h} \mid \hat{\mathbf{h}}) \sim \mathbf{D}\hat{\mathbf{h}} + \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{Q}),$$

ahol  $\mathbf{D} = \mathbf{C}\mathbf{R}^{-1}$  és  $\mathbf{Q} = \mathbf{C} - \mathbf{C}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{C}$ . A III. Tézis a következő további jelöléseket is használja. Legyen  $\mathbf{C} = \mathbf{\Theta}^H \mathbf{S}_C \mathbf{\Theta}$  a  $\mathbf{C}$  kovarianciamátrix szinguláris felbontása (singular value decomposition, SVD). Ekkor  $\mathbf{R} = \mathbf{\Theta}^H \mathbf{S}_R \mathbf{\Theta}$ ,  $\mathbf{D} = \mathbf{\Theta}^H \mathbf{S}_D \mathbf{\Theta}$  és  $\mathbf{Q} = \mathbf{\Theta}^H \mathbf{S}_Q \mathbf{\Theta}$ , ahol  $\mathbf{S}_R = \mathbf{S}_C + \frac{\sigma^2}{P_p \alpha^2} \mathbf{I}$ ,  $\mathbf{S}_D = \mathbf{S}_C \mathbf{S}_R^{-1}$ , és  $\mathbf{S}_Q = \mathbf{S}_C - \mathbf{S}_C \mathbf{S}_R^{-1} \mathbf{S}_C$  ahol a  $\mathbf{S}_\bullet$  mátrixok nem-negatív diagonális mátrixok. Specifikusan, az  $\mathbf{S}_D$  illetve  $\mathbf{S}_R$  mátrixok diagonális elemeire rendre a  $d_k = \mathbf{S}_{D_{kk}}$  illetve a  $r_k = \mathbf{S}_{R_{kk}}$  szimbólumokat használom. Ezenkívül, legyen  $\mathbf{v} = \mathbf{\Theta}\hat{\mathbf{h}}$ . Ekkor  $\mathbf{v}$  egy véletlen vektor, melynek eloszlása  $\mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{S}_R)$ , hiszen:

$$\begin{aligned} \mathbb{E}(\mathbf{v}\mathbf{v}^H) &= \mathbb{E}(\mathbf{\Theta}\hat{\mathbf{h}}\hat{\mathbf{h}}^H\mathbf{\Theta}^H) = \mathbf{\Theta}\mathbb{E}(\hat{\mathbf{h}}\hat{\mathbf{h}}^H)\mathbf{\Theta}^H = \\ &= \mathbf{\Theta}\mathbf{R}\mathbf{\Theta}^H = \mathbf{\Theta}\mathbf{\Theta}^H\mathbf{S}_R\mathbf{\Theta}\mathbf{\Theta}^H = \mathbf{S}_R. \end{aligned}$$

Azaz  $\mathbf{v}$  elemei függetlenek, de varianciájuk különböző.

#### 4.4.2. III. Tézis

A fenti jelöléseket használva az alábbi tézist mondtam ki.

**Tézis** *A vett szimbólumok átlagos négyzetes hibáját az alábbi módon számítom:*

$$\text{MSE} = T_1 + T_2 + T_3 + 1, \quad (7)$$

ahol

$$\begin{aligned} T_1 &= \sum_k \sum_{\ell, \ell \neq k} d_k d_\ell \cdot \\ &\cdot \int_{x=0}^{\infty} x e^{-x\sigma^2/(\alpha^2 P)} \frac{1}{x + r_k} \frac{1}{x + r_\ell} \prod_i \frac{r_i}{x + r_i} dx + \end{aligned}$$

$$+ \sum_k d_k^2 \int_{x=0}^{\infty} x e^{-x\sigma^2/(\alpha^2 P)} \frac{2}{(x+r_k)^2} \prod_i \frac{r_i}{x+r_i} dx;$$

$$T_2 = \frac{1}{\alpha^2 P} \sum_k m_k \int_{x=0}^{\infty} x e^{-x\frac{\sigma^2}{\alpha^2 P}} \frac{1}{x+r_k} \prod_i \frac{r_i}{x+r_i} dx;$$

és

$$T_3 = 2 \sum_k d_k \int_{x=0}^{\infty} e^{-x\frac{\sigma^2}{\alpha^2 P}} \frac{1}{x+r_k} \prod_i \frac{r_i}{x+r_i} dx,$$

ahol  $\mathbf{S}_M \triangleq \alpha^2 P \mathbf{S}_Q + \sigma^2 \mathbf{I}$  olyan diagonális mátrix, melynek elemei  $m_k = \mathbf{S}_{Mkk} = \alpha^2 P q_k + \sigma^2$ , ahol  $q_k = \mathbf{S}_{Qkk}$ .

#### 4.5. IV. Téziscsoport

A IV. Téziscsoport sokfelhasználós MIMO rendszerekre vonatkozik, melyekben a felhasználók a rendelkezésükre álló erőforrásokat pilot- és adatjelek küldése között osztják meg. Ebben a téziscsoportban a vizsgált teljesítményjellemző a spektrálhatékonyság azokban a fontos esetekben, amikor a bázisállomás legkisebb négyzetes hibájú (LS) illetve legkisebb átlagos négyzetes hibájú (MMSE) csatornabecslést alkalmaz. Ennek a tézisnek a kimondásához a II. Tézisben alkalmazott jelöléseket használom fel.

**Tézis (Spektrálhatékonyság LS csatornabecslés esetén)** Amennyiben a  $\mathbf{C}$  kovarianciamátrix  $\mathbf{C} = c \mathbf{I}_{N_r}$  alakú, ahol  $c \in \mathbb{R}^+$ , akkor az átlagos spektráleffektivitás LS csatornabecslés és MMSE vevő esetén

$$\bar{S}_{LS} = \frac{(\tau - \tau_p)}{\tau} \left( \frac{2\mathcal{G}(x_0) - \mathcal{G}(x_1) - \mathcal{G}(x_2)}{(N_r - 1)!} - \log(d - 1)^2 \right), \quad (8)$$

ahol  $x_{1,2} = \frac{1}{2} \left( -\frac{2\sigma^2 - 2d\sigma^2 + b}{p(d-1)^2} \pm \sqrt{\left( \frac{2\sigma^2 - 2d\sigma^2 + b}{p(d-1)^2} \right)^2 - \frac{4\sigma^4}{p^2(d-1)^2}} \right)$ ,  $x_0 = \frac{\sigma^2}{p}$ ,  $p = \alpha^2 P$ ,  $b = qp + \sigma^2$ ,

$q = c(1 - c/r)$ ,  $r = c + \frac{\sigma^2}{\alpha^2 P_p \tau_p}$ ,  
és ahol

$$\mathcal{G}(x) = \text{MeijerG}_{2,3}^{1,3} \left( \begin{matrix} 0, 1 \\ 0, 0, N_r \end{matrix} \middle| \frac{x}{r} \right) \quad (9)$$

a Meijer  $G$ -függvény.

**Tézis (Spektrálhatékonyság MMSE csatornabecslés esetén)** Amennyiben a  $\mathbf{C}$  kovarianciamátrix  $\mathbf{C} = c \mathbf{I}_{N_r}$  alakú, ahol  $c \in \mathbb{R}^+$ , akkor az átlagos spektráleffektivitás MMSE csatornabecslés és MMSE vevő esetén

$$\bar{S}_{MMSE} = \frac{(\tau - \tau_p)}{\tau} \left( \log(pb) + \frac{2\mathcal{G}(x_3) - \mathcal{G}(x_4)}{(N_r - 1)!} \right), \quad (10)$$

ahol  $x_3 = \frac{\sigma^2}{p}$ ,  $x_4 = \frac{\sigma^2}{pb}$ ,  $b = qp + \sigma^2$ ,  $q = \frac{\sigma^2 c}{\sigma^2 + \alpha^2 c P_p \tau_p}$ , ahol  $\mathcal{G}(x)$  a 5 Tézisben van definiálva.

## 4.6. V. Téziscsoport

Az V. Téziscsoport sokfelhasználós MIMO rendszerekre vonatkozik, melyekben a felhasználók a rendelkezésükre álló erőforrásokat pilot- és adatjelek küldése között osztják meg. Ebben a téziscsoportban a vizsgált teljesítményjellemzők a vett adatszimbólumok négyzetes hibája (MSE), valamint a spektrálhatékonyság abban a fontos esetekben, amikor a bázisállomás antennái, illetve az azokhoz a mobilállomásokból vezető csatornák korreláltak. A bázisállomás legkisebb négyzetes hibájú (LS) csatornabecslést alkalmaz. Ennek a téziscsoportnak a kimondásához az előző tézisekben alkalmazott jelöléseken kívül az alábbi jelöléseket használok fel.

Legyen

$$\Psi_\ell \triangleq \alpha_\ell^2 P_\ell \mathbf{Q}_\ell + \sum_{k \neq \ell}^K \alpha_k^2 P_k \mathbf{C}_k + \sigma_d^2 \mathbf{I}_{N_r},$$

és jelölje  $\Psi_\ell = \Theta_\ell^H \mathbf{S}_\ell \Theta_\ell$   $\Psi_\ell$  szinguláris felbontását (singular value decomposition, SVD). Jelölje továbbá  $\nu_\ell \triangleq \mathbf{S}_\ell^{-1/2} \Theta_\ell \mathbf{D}_\ell \hat{\mathbf{h}}_\ell$ , a  $\hat{\mathbf{h}}_\ell$  becsült csatorna lineáris transzformációját, és jelölje  $\nu_\ell \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \Omega_\ell)$   $\nu_\ell$  eloszlását, ahol

$$\Omega_\ell \triangleq \mathbb{E}(\nu_\ell \nu_\ell^H) = \mathbf{S}_\ell^{-1/2} \Theta_\ell \mathbf{D}_\ell \mathbf{R}_\ell \mathbf{D}_\ell^H \Theta_\ell^H \mathbf{S}_\ell^{-1/2}.$$

Jelölje

$$\Omega_\ell = \Theta_{\Omega_\ell}^H \mathbf{S}_{\Omega_\ell} \Theta_{\Omega_\ell},$$

$\Omega_\ell$  szinguláris felbontását, ahol  $\Theta_{\Omega_\ell}$  ortogonális mátrix. Jelölje továbbá  $\omega_\ell$  a  $\nu_\ell$  vektor lineáris transzformációját, ahol  $\omega_\ell$  kovariancia-mátrixa diagonális:  $\omega_\ell \triangleq \Theta_{\Omega_\ell} \nu_\ell$ , ahol a diagonális kovarianciamátrix  $\mathbf{S}_\Omega$ . Ezen jelölések használatával, az MSE és a spektrálhatékonyság az alábbiak szerint számítható:

**Tézis** Jelölje  $\xi_i^2$   $\omega_i$  varianciáját. Ekkor  $|\omega_i|^2 \lambda_i = 1/\xi_i^2$  paraméterű exponenciális eloszlású, és a vett adatszimbólumok négyzetes hibája az alábbiak szerint számítható:

$$\text{MSE} = \int_x \frac{1}{\alpha_\ell^2 P_\ell x + 1} f(x) dx. \quad (11)$$

A fenti esetben a spektrálhatékonyság az alábbiak szerint számítható:

$$\eta = - \int_x \log \left[ \frac{1}{\alpha_\ell^2 P_\ell x + 1} \right] f(x) dx, \quad (12)$$

ahol  $\alpha_\ell$  a terjedési veszteséget reprezentálja, és  $f(x)$  a  $\sum_{i=1}^{N_r} |\omega_i|^2$  sűrűségfüggvénye:

$$f(x) = e_1^T e^{\mathbf{A}x} e_{N_r} \lambda_{N_r}, \quad (13)$$

ahol  $e_i$  az  $i$ -th egységvektor (melynek egyetlen nemzérus eleme 1 értékű az  $i$ . pozícióban), az  $\mathbf{A}$  mátrix pedig az alábbiak szerinti:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -\lambda_1 & \lambda_1 & & & \\ & -\lambda_2 & \lambda_2 & & \\ & & \ddots & \ddots & \\ & & & \ddots & \\ & & & & -\lambda_{N_r} \end{pmatrix}. \quad (14)$$

Abban a fontos speciális esetben, amikor minden nemzérus  $\xi_i$  és  $\lambda_i$  különböző (distinct), a következő eredményt mondtam ki.

**Tézis** Amikor minden nemzérus  $\xi_i$  és  $\lambda_i$  különböző (distinct),

$$f(x) = \sum_{i=1}^N \frac{\lambda_i e^{-\lambda_i x}}{\prod_{j=1, j \neq i}^N \left(1 - \frac{\lambda_i}{\lambda_j}\right)}, \quad (15)$$

és az MSE az alábbiak szerint számítható:

$$\text{MSE} = \sum_{i=1}^N \frac{-\lambda_i^{\frac{-N}{2}} e^{\frac{\lambda_i}{p}} E_{in}\left(1, \frac{-\lambda_i}{p}\right)}{p \prod_{j=1, j \neq i}^N \left(1 - \frac{\lambda_i}{\lambda_j}\right)}, \quad (16)$$

ahol  $p = \alpha^2 P_\ell$ .

A spektrálhatékonyság az alábbiak szerint számítható:

$$\eta = \sum_{i=1}^N \frac{-\lambda_i^{\frac{2-N}{2}} e^{\frac{\lambda_i}{p}} E_{in}\left(1, \frac{-\lambda_i}{p}\right)}{\prod_{j=1, j \neq i}^N \left(1 - \frac{\lambda_i}{\lambda_j}\right)}. \quad (17)$$

Abban a fontos speciális esetben, amikor  $\omega$  varianciái egyenlők a következő eredményt mondtam ki.



**Tézis** Tételezzük fel, hogy  $\xi_i = \xi = \lambda^{-1/2}$ ,  $\forall i \leq N$ . Ekkor  $f(x)$  Erlang el-oszlású:

$$f(x, N, \lambda) = \frac{\lambda^N x^{N-1} e^{-\lambda x}}{(N-1)!}, \quad (18)$$

és az MSE az alábbiak szerint számítható:

$$\text{MSE} = \frac{\lambda}{p} e^{\frac{\lambda}{p}} E_{in} \left( N, \frac{\lambda}{p} \right), \quad (19)$$

és a spektrálhatékonyság az alábbiak szerint számítható:

$$\eta = \frac{\mathcal{G} \left( \frac{\lambda}{p} \right)}{a^N (N-1)!}, \quad (20)$$

ahol

$$\mathcal{G}(x) \triangleq \text{MeijerG}_{1,0}^{3,1} \left( \begin{matrix} -N_r; -(N_r - 1) \\ -N_r, -N_r, 0; \end{matrix} \middle| x \right), \quad (21)$$

a Meijer G-függvény.

## 5. Az Új Tudományos Eredmények Alkalmazása

A bemutatott metodológia és az eredmények különböző területeken kerültek alkalmazásra: mind az Ericssonon belüli termékfejlesztésben és a termékfejlesztést segítő szimulátorcsomagokban [16], mind a nemzetközi szabványosításban felhasználják azokat [17]. A kutatás eredményeinek egy részét nemzetközi szabadalmak védik [18, 19, 20, 21]. Ezenkívül több nemzetközi kutatási projekt is hasznosítja és továbbfejleszti az itt bemutatott eredményeket [9, 13]. Ezek közül is kiemelkedik az Európai Unió által finanszírozott METIS (Mobile and Wireless Technology Enablers for the Information Society) projekt, melynek célja volt ötödik generációs mobilrendszerek technológiáinak kutatása, illetve ezek szabványosításának előkészítése [13, 22, 23]. Az 5.1-es ábra a kutatómunka eredményeit és azok alkalmazásait foglalja össze.

Az új tudományos eredmények egy része az Ericssonon belüli szimulátorcsomagokban, illetve az Ericsson által a 3GPP-hez (3rd Generation Partnership Project) benyújtott szabványosítási javaslatokban került felhasználásra [24, 25, 26]. A 3GPP a modern celluláris rendszerek globális szabványait specifikáló nemzetközi szervezet, mely a nagyszámú antennát hasznosító – úgynevezett teljes dimenziójú (full dimension) vagy masszív MIMO (massive MIMO) – technológiát az ötödik generációs mobilrendszerek kiemelkedő fontosságú technológiájának tekinti [17, 27]. A tézeseimben javasolt csatornareciprocitást kihasználó pilotszekvenciák, illetve az azokat segítő jelzési (signaling) módszerek a 3GPP TR 36.897 számú szabványában és az ehhez kapcsolódó részletes technikai specifikációkban találhatóak, melynek egy része Ericssonos beadványokból született [17].



3. ábra. A disszertációban megfogalmazott tézisek alkalmazási területei: 5G MIMO rendszerek szabványai, 5G MIMO rendszerek csatornabecslő- és vevő technikái, valamint új kutatási irányok.

### 5.1. Az Eredmények Alkalmazása a Celluláris Rendszerek Szabványosításában

A celluláris hálózatok szabványosításában döntő szerepet játszó 3GPP fizikai réteggel foglalkozó munkacsoportja (Radio Access Network Working Group 1, RAN WG1) "teljes méretű" (full dimension, FD) MIMO munkapontjában foglalkozik a többantennás rendszerek interoperábilis működésének kérdéseivel. A 3GPP globális szabványai szerint működő LTE (Long Term Evolution) hálózatok előfizetőinek száma ma már meghaladja az 1.5 milliárdot [28], így a 3GPP LTE technológia vezető szerepet játszik a mobil internet szolgáltatások és Dolgok Internetének globális elterjedésében. Az FD MIMO rendszerek sikeres üzembeállításához a 3GPP-ben résztvevő szolgáltatók és berendezégyártók – közöttük az Ericsson is – a csatornaállapot becslést segítő pilotjelek szabványosítását kiemelten fontosnak tartják. Az Ericsson a téziseimben megfogalmazott metodológiát és az eredmények egy részét több 3GPP RAN WG1-hez beadott javaslatban is alkalmazta [24, 25, 26]. Ezek a javaslatok – más vállalatok javaslataival együtt – szerepet játszottak abban, hogy a szabványnak megfelelő okostelefonok támogatják

a teljesítményszabályozható pilotjeleket (Demodulation Reference Signals, DMRS), mellyel segítik a bázisállomás csatornaállapot becslését. Specifikusan, a IV. tézisemben megfogalmazott block típusú pilotjelek ma már a 3GPP LTE szabvány részét képezik [29].

## 5.2. A Eredmények Alkalmazása az Ötödik Generációs Mobil (5G) Rendszerekben

A mobil rendszerek ötödik generációjától (5G) azt várjuk, hogy a támogatott bitsebesség, spektrálhatékonyság és energiahatékonyság nagyarányú növelésével olyan szolgáltatásokat tegyen gazdaságosan elérhetővé, melyek nemcsak az internethozzáférést könnyítik meg, hanem a gépek, mérőberendezések, robotok, szenzorok és járművek közötti nagysebességű adatforgalmat is. Az Európai Unió legnagyobb költségvetésű 5G projektje a METIS és METIS II projektek voltak, melyeknek fontos kutatási területe a nagy antenna-számú (massive MIMO) rendszerek voltak. Ezekben a projektekben javasoltam a pilot- és adatjelek közötti erőforrásmegosztási problémák olyan megközelítését, melyek egységben kezelik a csatornaállapot becslésének problémáját olyan optimális vevők tervezési kérdéseivel, melyek hatékonyan működnek a csatornaállapot becslésének hibái mellett is. Specifikusan, a III. és V. tézisek metodológiája és eredményei fontos részei a METIS 5G koncepciójának, melyet a [13] könyv 8. fejezete és a [23] közlemény foglal össze.

## 5.3. Alkalmazások Új Kutatási Irányokban

A masszív vagy teljes-dimenziójú MIMO rendszerek kutatása és fejlesztése jelenleg is folyik. A pilot-adatjelek egyensúlyára (pilot-to-data power ratio), valamint a MIMO adó-vevőkkel (transceivers) kapcsolatos eredményeim három irányban fejlődnek tovább, amit a vonatkozó közlemények is jeleznek.

A tézisekben használt modelleket és a megfogalmazott eredményeket abban az irányban igyekszem továbbfejleszteni, mely lehetővé teszi többantennás mobilkészülékek rendszerbe foglalását [12]. Az ilyen mobilkészülékek képesek a küldött pilotjelek illetve adatjelek nyalábformálására, ami befolyásolja az optimális erőforrásmegosztást a pilot- és adatjelek között. A [12] közlemény modelljének kiindulópontja az I. és II. Tézis – egyantennás mobilkészülékeket feltételező modellje.

Az előző irányhoz szorosan kapcsolódik az a kutatási terület, mely arra a kérdésre keres választ, hogy a nagy antenna-számú (masszív) MIMO rendszerek, – illetve az ilyen rendszerekben jó minőségű csatornabecslés esetén előállítható keskeny nyalábok (pencil beam) – hogyan befolyásolják a jelenleg szokásos spektrum-megosztó technikákat. A spektrum-megosztó technikák fontos szerepet játszanak a különböző mobil internetszolgáltatók celluláris hálózatainak egymás melletti üzemeltetésében. A masszív MIMO rendszerek fejlett interferencia-elkerülési (interference avoidance) és menedzselési technikáinak köszönhetően [8], felmerül a lehetőség, hogy több mobilszolgáltató

ugyanabban vagy átlapolódó spektrumsávokban üzemeltessen mobilhálózatokat. Az első vizsgálatok azt látszanak igazolni, hogy amennyiben a csatornaállapot becslése megfelelő minőségű, úgy több szolgáltató közös spektrumhasználata megvalósítható és gazdaságos lehet [30, 31].

Nagyszámú antenna alkalmazása a bázisállomásokon hardware problémákat vet fel amiatt, hogy az egyes antennákhoz tartozó digitális jelfeldogozó láncok (digital Tx and Rx chains) és műveleti erősítők nemcsak költségesek, de magas energia-fogyasztásukkal negatívan befolyásolják a rendszer energiahatékonyságát. Ezért a kutatások az utóbbi években arra is irányultak, hogy olyan nagy antenna-számú (masszív) MIMO architektúrákat találjunk, melyek csökkentik a szükséges teljesítményerősítők számát, és ezáltal mérséklék az energiafelhasználást. Ennek a követelménynek tesznek eleget a hibrid architektúrák, melyek ötvözik a digitális jelfeldogozó elemeket egyszerűbb fázis-tolókkal (phase shifters). A pilot-adat erőforrásmegosztási problémát hibrid architektúrájú MIMO rendszerekben újra kell gondolnunk, mert e rendszerek csatornaállapot ismeret-igényei különböznek a teljesen digitális rendszerek hasonló igényeitől. Kutatómunkám eredményei hibrid rendszerek erőforrás-megosztó módszereinek vizsgálatánál is kiindulópontul szolgálnak [32].

## Hivatkozások

- [1] B. Widrow, P. E. Mantey, L. J. Griffiths, and B. B. Goode, „Adaptive antenna systems,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 55, no. 12, pp. 2143–2159, December 1967.
- [2] S. R. Applebaum, „Adaptive arrays,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 24, no. 5, pp. 585–598, September 1976.
- [3] J. Winters, *Space-Time Wireless Systems – From Array Processing to MIMO Communications*, H. Bölcskei, D. Gesbert, C. B. Papadias, and A.-J. van der Veen, Eds. Cambridge University Press, 2006.
- [4] T. Kim and J. G. Andrews, „Optimal pilot-to-data power ratio for mimo-ofdm,” *IEEE Globecom*, pp. 1481–1485, December 2005.
- [5] —, „Balancing pilot and data power for adaptive mimo-ofdm systems,” *IEEE Globecom*, pp. 1–5, 2006.
- [6] T. Marzetta, „How much training is needed for multiuser mimo ?” *IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ACSSC)*, pp. 359–363, June 2006.
- [7] N. Jindal and A. Lozano, „A Unified Treatment of Optimum Pilot Overhead in Multipath Fading Channels,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 58, no. 10, pp. 2939–2948, October 2010.
- [8] H. Yin, D. Gesbert, M. Filippou, and Y. Liu, „A Coordinated Approach to Channel Estimation in Large-Scale Multiple-Antenna Systems,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 31, no. 2, pp. 264–273, February 2013.
- [9] K. Guo, Y. Guo, G. Fodor, and G. Ascheid, „Uplink power control with mmse receiver in multi-cell mu-massive-mimo systems,” in *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 10-14 June 2014, pp. 5184–5190.
- [10] K. M. Z. Islam, T. Y. Al-Naffouri, and N. Al-Dhahir, „On Optimum Pilot Design for Comb-Type OFDM Transmission over Doubly-Selective Channels,” *IEEE Trans. Comm.*, vol. 59, no. 4, pp. 930–935, April 2011.
- [11] G. Fodor, P. D. Marco, and M. Telek, „Performance Analysis of Block and Comb Type Channel Estimation for Massive MIMO Systems,” in *First International Conference on 5G*, Finland, November 2014.
- [12] N. N. Moghadam, H. Shokri-Ghadikolaei, G. Fodor, M. Bengtsson, and C. Fischione, „Pilot precoding and combining in multiuser mimo networks,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, April 2017.

- [13] A. Osseiran, P. Marsch, and J. Monserrat, *5G Mobile and Wireless Communications Technology*. Cambridge University Press, 2016.
- [14] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Vol. I: Estimation Theory*. Prentice Hall, 1993, no. ISBN: 0133457117.
- [15] R. Gallager, „Circularly-Symmetric Gaussian Complex Vectors,” <http://www.rle.mit.edu/rgallager/documents/CircSymGauss.pdf>, 2008.
- [16] V. Saxena, G. Fodor, and E. Karipidis, „Pilot reuse and power control schemes for pilot contamination in massive mimo systems,” in *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, 2015.
- [17] 3rd Generation Partnership Project Technical Specification Group Radio Access Network;, „Study on Elevation Beamforming / Full-Dimension (FD) Multiple Input Multiple Output (MIMO) for LTE (Release 13),” 3GPP TR 36.897, Tech. Rep., 2015.
- [18] A. Gattami, E. Dahlman, and G. Fodor, „Determination of reference signal length maximizing the channel capacity,” USA Patent WO2016 159 838A1, 2015.
- [19] M. Kazmi, G. Fodor, and D. Hui, „Channel state information comprising communication capabilities,” USA Patent WO2017 029 292A1, 2016.
- [20] H. W. Gabor Fodor, Johnny Karout and L. S. Mupirisetty, „Methods and arrangements for pilot sequence coordination,” USA Patent WO2016 159 851A1, 2015.
- [21] G. Fodor and R. Moosavi, „Wireless device, radio network node, methods performed therein,” USA Patent US20 170 141 823A1, 2015.
- [22] B. Furht and S. A. Ahson, *Long Term Evolution: 3GPP LTE Radio and Cellular Technology*. Auerbach Publications, ISBN-10: 1420072102, April 2009.
- [23] G. Fodor, N. Rajatheva, W. Zirwas, K. Guo, M. Kurras, L. Thiele, A. Tölli, E. de Carvalho, and J. Sorensen, „An overview of massive mimo technology components in metis,” *IEEE Communications Magazine*, June 2017.
- [24] Ericsson AB, „R1-150564 DM-RS Enhancements for MU-MIMO in 2D Antenna ArraysDM-RS Enhancements for MU-MIMO in 2D Antenna Arrays,” February 2015, 3GPP TSG-RAN WG1 Athens, Greece.
- [25] —, „R1-1000053 On channel reciprocity for enhanced DL multi-antenna transmission,” January 2010, tSG-RAN WG1 Valencia, Spain.
- [26] —, „R1-150557 Channel Reciprocity Modeling for FDD,” February 2015, 3GPP TSG-RAN WG1 Athens, Greece.

- [27] D. Astely, G. Fodor, S. Parkvall, and J. Sachs, „Long term evolution release-12 and beyond,” *IEEE Communications Magazine*, 2012.
- [28] 5G Americas, „Wireless technology evolution towards 5g: 3gpp release 13 to release 15 and beyond,” [www.5Gamericas.org](http://www.5Gamericas.org), Tech. Rep., 2017.
- [29] *3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Layer Procedures (Release 14)*, 3rd Generation Partnership Project Std.
- [30] F. Boccardi, H. Shokri-Ghadikolaei, G. Fodor, E. Erkip, C. Fischione, M. Kontouris, P. Popovski, and M. Zorzi, „Spectrum pooling in mmwave networks: Opportunities, challenges and enablers,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, no. 11, pp. 33–39, November 2016.
- [31] H. Shokri-Ghadikolaei, F. Boccardi, C. Fischione, G. Fodor, and M. Zorzi, „Spectrum sharing in mmwave networks via cell association, coordination and beamforming,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 34, no. 11, pp. 2902–2917, November 2016.
- [32] H. Shokri-Ghadikolaei, C. Fischione, G. Fodor, P. Popovski, and M. Zorzi, „Millimeter-wave cellular networks: A mac layer perspective,” *IEEE Transactions on Communications*, 2015.

## 6. A Disszertációhoz Kapcsolódó Publikációk

### 6.1. Folyóiratokban és Magazinokban Megjelent Közlemények

- [J1] **G. Fodor**, P. Di Marco and M. Telek, ”On the Impact of Antenna Correlation and CSI Errors on the Pilot-to-Data Power Ratio”, *IEEE Transactions on Communications*, Volume 64, Issue 6, pp. 2622-2633, April 2016.
- [J2] **G. Fodor**, P. D. Marco and M. Telek, ”On Minimizing the MSE in the Presence of Channel State Information Errors”, *IEEE Communications Letters*, June 2015.
- [J3] P. Zhao, **G. Fodor**, G. Dán and M. Telek, ”A Game Theoretic Approach to Setting the Pilot Power Ratio in Multi-User MIMO Systems”, *IEEE Transactions on Communications*, DoI: 10.1109/TCOMM.2017.2778094, November 2017.
- [J4] F. R. V. Guimaraes, **G. Fodor**, W. Freitas, and Y. C. B. Silva, ”Pricing-based Distributed Beamforming for Dynamic Time Division Duplexing Systems”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, DoI: 10.1109/TVT.2017.2777477, November 2017.

- [J5] K. Ardah, **G. Fodor**, W. Freitas, Y. C. B. Silva, and F. R. P. Cavalcanti, "A Novel Cell Reconfiguration Technique for Dynamic TDD Wireless Networks", *IEEE Wireless Communications Letters*, DoI: 10.1109/LWC.2017.2776264, November 2017.
- [J6] N. N. Moghadam, H. Shokri-Ghadikolaei, **G. Fodor**, M. Bengtsson, C. Fischione, "Pilot Precoding and Combining in Multiuser MIMO Networks", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 35, Issue 7, pp. 1632-1648, July 2017.
- [J7] **G. Fodor**, N. Rajatheva, W. Zirwas, L. Thiele, M. Kurras, K. Guo, A. Tölli, J. H. Sorensen, E. de Carvalho, "An Overview of Massive MIMO Technology Components in METIS", *IEEE Communications Magazine*, Vol. 55, Issue 6, pp. 155-161, June 2017.
- [J8] H. Shokri-Ghadikolaei, F. Boccardi, C. Fischione, **G. Fodor** and M. Zorzi, "Spectrum Sharing in mmWave Cellular Networks via Cell Association, Coordination, and Beamforming", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 34, Issue 11, pp. 2902-2917, 2016.
- [J9] F. Boccardi, H. Shokri-Ghadikolaei, **G. Fodor**, E. Erkip, C. Fischione, M. Kountouris, P. Popovski, and M. Zorzi, "Spectrum Pooling in MmWave Networks: Opportunities, Challenges, and Enablers", *IEEE Communications Magazine*, Vol. 54, Issue 11, pp. 33 - 39, November 2016.
- [J10] H. Shokri-Ghadikolaei, C. Fischione, **G. Fodor**, P. Popovski, M. Zorzi, "Millimeter Wave Cellular Networks: A MAC Layer Perspective", *IEEE Transactions on Communications*, July 2015.
- [J11] L. S. Muppisetty, T. Charalambous, J. Karout, **G. Fodor**, H. Wymeersch, "Location-Aided Pilot Contamination Elimination for Massive MIMO Systems", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, DoI: 10.1109/TWC.2018.2800038, February 2018.

## 6.2. Konferenciákon Előadott és Konferenciakiadványokban Megjelent Közlemények

- [C1] **G. Fodor** and M. Telek, "On the Pilot-Data Trade-Off in Single Input Multiple Output Systems", *European Wireless*, Barcelona, Spain, May 2014.
- [C2] K. Guo, Y. Guo, **G. Fodor** and G. Ascheid, "Uplink Power Control with MMSE Receiver in Multicell Multi-User Massive MIMO Systems", *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Sydney, Australia, June 2014.



- [C3] **G. Fodor**, P. Di Marco, M. Telek, "Performance Analysis of Block and Comb Type Channel Estimation for Massive MIMO Systems", *First International Conference on 5G for Ubiquitous Connectivity*, Levi, Finland, November 2014.
- [C4] V. Saxena, **G. Fodor**, E. Karipidis, "Mitigating Pilot Contamination by Pilot Reuse and Power Control Schemes for Massive MIMO Systems", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC) Spring*, Glasgow, Scotland, May 2015.
- [C5] **G. Fodor**, P. Di Marco and M. Telek, "On the Impact of Antenna Correlation on the Pilot-Data Balance in Multiple Antenna Systems", *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, London, UK, June 2015.
- [C6] L. Srikar Muppirisetty, H. Wymeersch, J. Karout, **G. Fodor**, "Location-Aided Pilot Contamination Elimination for Massive MIMO Systems", *IEEE Globecom*, San Diego, CA, USA, 6-10 December 2015.
- [C7] H. Shokri-Ghadikolaei, F. Boccardi, E. Erkip, C. Fischione, **G. Fodor**, M. Kountouris, P. Popovski, and M. Zorzi, "The Impact of Beamforming and Coordination on Spectrum Pooling in MmWave Cellular Networks", *IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, CA, USA, 6-9 November 2016.
- [C8] K. Guo, S. Dai, C. Zhang, **G. Fodor**, G. H. Ascheid, "Massive MIMO Aided Multi-Pair Relaying with Underlaid D2D Communications", *European Wireless*, Dresden, Germany, 17-19 May 2017.
- [C9] N. N. Moghadam, H. Shokri-Ghadikolaei, **G. Fodor**, M. Bengtsson and C. Fischione, "Pilot Precoding and Combining in Multiuser MIMO Networks", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, New Orleans, LA, USA, 5-9 March 2017.

### 6.3. Könyvfejezet

- [K1] N. Rajatheva, S. Suyama, W. Zirwas, L. Thiele, **G. Fodor**, A. Tölli, E. Carvalho, J. H. Sørensen, "Massive Multiple Input Multiple Output (MIMO) Systems", *Chapter 8 in: A. Osseiran, J. F. Monserrat, P. Marsch, "5G Mobile and Wireless Communications Technology"*, Cambridge University Press, June 2016. ISBN: 9781107130098.

### 6.4. Szabadalmak

- [P1] **G. Fodor** and M. Kazmi, "Method and Arrangement in a Communication System", US Patent, US8718634B2, Granted May 2014.

[P2] M. Kazmi and **G. Fodor**, "Selecting a Cell Associated with a Radio Access Technology", US Patent, US8838102B2, Granted September 2014.

[P3] **G. Fodor** and J. Östergård, "Method and Arrangement in a Wireless Communication System", US Patent, US9065501B2 Granted June 2016.

[P4] **G. Fodor**, M Kazmi, Y. P. E. Wang, "Method and Arrangement for Interference Mitigation", US Patent 9,819,470, Granted November 2017.