



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

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



Csatornabecslés milliméteres hullámhosszú masszív MIMO rendszerekben

Diplomamunka

Konzulensek:

Dr. Horváth Péter, Dr. Horváth Bálint Péter

Csathó Botond Tamás

2020

HALLGATÓI NYILATKOZAT

Alulírott Csathó Botond Tamás, szigorló hallgató kijelentem, hogy ezt a diplomatervet meg nem engedett segítség nélkül, saját magam készítettem, csak a megadott forrásokat (szakirodalom, eszközök stb.) használtam fel. Minden olyan részt, melyet szó szerint, vagy azonos értelemben, de átfogalmazva más forrásból átvettem, egyértelműen, a forrás megadásával megjelöltem.

Hozzájárulok, hogy a jelen munkám alapadatait (szerző(k), cím, angol és magyar nyelvű tartalmi kivonat, készítés éve, konzulens(ek) neve) a BME VIK nyilvánosan hozzáférhető elektronikus formában, a munka teljes szövegét pedig az egyetem belső hálózatán keresztül (vagy autentikált felhasználók számára) közzétegye. Kijelentem, hogy a benyújtott munka és annak elektronikus verziója megegyezik. Dékáni engedéllyel titkosított diplomatervek esetén a dolgozat szövege csak 3 év eltelte után válik hozzáférhetővé.

Budapest, 2020. december 20.

Csathó Botond Tamás

Kivonat

A masszív MIMO (massive Multiple-Input Multiple-Output) az egyik legkorszerűbb több-antennás vezeték nélküli kommunikációs technológia, melyben a több tíz vagy több száz antennával rendelkező bázisállomás kommunikál a jellemzően egyetlen antennával ellátott felhasználókkal [1]. A szóban forgó technológia megoldást jelent a korlátozott frekvenciaerőforrások mellett folyamatosan növekvő adatátviteli sebesség iránti igényre. A masszív MIMO sarokköve az ötödik generációs hálózatoknak [2], használatával a bázisállomás egy időben, azonos frekvenciasávban több mobil állomással is képes kommunikálni, azokat térben elválasztva [3]. Igazolt, hogy a bázisállomás antennaszámát növelve, nő a cellán belül elérhető eredő spektrális hatékonyság, így a jövőben akár több száz vagy több ezer antennával szerelt bázisállomások fejlesztése várható [4].

A masszív MIMO működéséhez elengedhetetlen a rádiós csatorna ismerete, amit méréssel határoz meg a rendszer. Időosztásos működés esetén a rádiós csatorna reciprocitására támaszkodva a mérést elegendő felmenő ágban elvégezni, jelentősen csökkentve ezáltal a csatornabecslés időtartamát [3]. Az adatsorozatok bázisállomás-oldali előkódolás és dekódolás a mért csatornaparaméterek segítségével végezhető el, ebből fakadóan a csatornabecslés feladatköre kulcsfontosságú. A cellás rendszerekben használható csatornabecslési eljárások vizsgálata jelenleg is tudományos érdeklődés központjában áll [1].

Dolgozatomban vizsgálom a masszív MIMO rendszerek csatornabecslését, ezt követően az ötödik generációs hálózat fizikai rétegéből kiindulva csatornabecslő keretrendszert tervezek. A kivitelezéshez szoftverrádiós platformot használok [5], a rendszer teljesítőképességét vizsgálom szimulációval és méréseket készítek milliméteres hullámhossztartományban is, igazolva a jelfeldolgozási algoritmusok megvalósításának helyességét.

Abstract

Massive MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) is a state of the art wireless communication technology. In a massive MIMO network, the base stations are equipped with multiple tens or hundreds of antennas and serve mobile stations with few antennas [1]. The massive MIMO technology offers a solution for the ever-increasing demand for network throughput. Owing to the benefits of this technology, it is one of the essential ingredients of the fifth generation new radio systems [2]. In a massive MIMO network, the base station serves multiple users in the same time-frequency resources by the utilization of spatial multiplexing [3]. It has been proved that by increasing the number of base station antennas, the cumulative spectral efficiency within the cell will always increase [4]. Therefore, in the future, base stations with multiple hundreds or thousands of antennas are expected.

Massive MIMO relies on measured channels. In the case of time-division duplexing, the system can utilize the reciprocity of the channel. Consequently, measurements can be made in the uplink direction, which reduces the required time for pilot transmission [3]. The decoding and precoding algorithms require the channel state information. Therefore it is vital to measure the radio channels. Thus, scientific investigation of the channel estimation techniques is a relevant research topic [1].

In the presented thesis, channel estimation in a massive MIMO network is investigated. Based on the physical layer of the fifth generation networks, a channel measurement framework has been designed. The framework has been implemented on a software-defined radio platform [5]. The performance of the framework has been studied in terms of simulation. Its operation is proved by measurement campaigns also in the millimeter domain.

Tartalomjegyzék

Bevezetés	7
1. A masszív MIMO kommunikációs technológia	8
1.1. Spektrális hatékonyság növelésének módjai	9
1.2. Az adatátvitel leírása	11
1.3. Működési mechanizmus szemléltetése	12
2. Csatornabecslés masszív MIMO rendszerekben	16
2.1. A felmenő- és leendő ági kommunikáció ütemezése	16
2.2. Csatornabecslő szimbólumok	17
2.3. Csatornabecslési eljárások	19
3. Kezdeti hozzáférés és csatornabecslés az 5G NR rendszerekben	21
3.1. Az 5G áttekintése	21
3.2. A mobil állomások regisztrációja a cellába	24
3.3. A csatornabecslés	26
4. Szinkronizáció OFDM alapú átvitelben	28
4.1. Szinkronizációs hibák	29
4.2. Időszinkron	30
4.3. Frekvenciaszinkron	34
4.4. Időben változó frekvencia- és fázishiba követése	37
5. A csatornabecslő keretrendszer	39
5.1. A rendszer áttekintése	40
5.2. Időszinkron	41
5.3. Frekvenciaszinkron	41
5.4. Csatornabecslés és CPE kompenzálás	43
6. Implementáció	45
6.1. Adóoldal	46
6.2. Vevőoldal	47
6.3. Mérési eredmények	53
Összefoglalás	58
Irodalomjegyzék	62

Ábrák jegyzéke

1.1.	MU-MIMO megközelítés alapelve, $M \approx K$	9
1.2.	SU-MIMO elrendezés.	10
1.3.	Masszív MIMO koncepciója, $M > K$ szükséges, $M \gg K$ számos kedvező tulajdonságot mutat.	11
1.4.	Masszív MIMO kommunikáció vázlata illesztett szűrős dekódolással felmenő ágban.	14
1.5.	Masszív MIMO kommunikáció vázlata konjugált nyálábformálásos előkódolással lejövő ágban.	15
2.1.	Időosztásos masszív MIMO rendszerek csatornabecslési koncepciója.	17
2.2.	Idő-frekvencia sík felosztása időosztásos működés esetén.	18
3.1.	5G rendszerek főbb alkalmazási területei, azok kritikus követelményei.	22
3.2.	(a) 5G keretek felépítése (b) SS blokkok felépítése.	24
3.3.	SS sorozat felépítése.	25
3.4.	A 128 minta hosszú Zadoff-Chu sorozatok auto- és keresztkorrelációja.	27
4.1.	Szinkronizációs lépések egy lehetséges sorrendje. (A pontozott rész szükséges, de nem a szinkronizációs folyamat eleme.)	29
4.2.	A Schmidl és Cox módszert használó keret struktúrája időtartományban.	30
4.3.	A Schmidl és Cox módszer és általánosításának metrikája, $N_{\text{fft}} = 128$	31
4.4.	A Schmidl és Cox módszer továbbfejlesztése, több blokkból felépített szinkronizációs szimbólum detektálása ((4.8) egyenlet).	33
4.5.	Különböző átviteli hibák hatása az $[A \ A \ -A \ A]$ struktúrájú blokkal kapott időszinkronizációs metrikára. $N_{\text{fft}} = 128$, $L_{\text{CP}} \neq 0$ esetben a csatornamodell egy exponenciális teljesítményprofilú Rayleigh csatorna egy végtelen realizációja, a többi esetben additív fehér Gauss-zaj modellezi.	33
4.6.	Maradó frekvenciahiba követésére szolgáló zárt hurkú szabályozási kör [6].	37
5.1.	Csatornabecslő keretrendszer felépítése.	40
5.2.	A használt keretek felépítése.	40
5.3.	A bázisállomás oldalán megvalósított jelfeldolgozó lánc.	41
5.4.	Különböző időszinkronizációk teljesítése a jel/zaj-viszony függvényében. $N_{\text{fft}} = 128$, $L_{\text{CP}} = 14$, AWGN csatorna, 1 dB-es lépésköz, Python szimuláció, 100000 különböző realizáció átlaga. (A négy és nyolc blokkhoz tartozó görbéket addig rajzoltam ki, amíg az ismétlések száma indokolta, ezután a görbék letörnek.)	42
5.5.	Különböző tört frekvenciahiba-becslők teljesítése a jel/zaj-viszony függvényében. $N_{\text{fft}} = 128$, $L_{\text{CP}} = 14$, AWGN csatorna, $\epsilon = 0.4$, Python szimuláció, 100000 különböző realizáció átlaga.	42

5.6.	LTE PSS és 5G NR sorozatok keresztkorrelációja különböző IFO-val terhelt változataikkal. $N_{\text{fft}} = 128$, $u_{\text{LTE}} = 25$, $x_0(n)$ -hez tartozó 5G NR PSS sorozat [2, 16.1.5.1 rész]	43
5.7.	Minimális négyzetes hibájú becslő teljesítése a jel/zaj-viszony függvényében. $N_{\text{fft}} = 128$, $L_{\text{CP}} = 14$, AWGN csatorna, Python szimuláció, 100000 különböző realizáció átlaga.	44
6.1.	A vevőoldal jelfeldolgozási lánc, GNU Radio-ban.	48
6.2.	Két PlutoSDR közötti átvitelből származó korrelációs metrika, a keret detektáló blokk működésének szemléltetésére.	51
6.3.	Tört frekvenciahiba becslés validálása. <code>ffo_estimation_compensation_aamaa_ccc</code> keretenként (hiszen minden keretben egy szinkronizációs szimbólum van), <code>frequency_tracking_ccc</code> szimbólumként ad új becslést.	51
6.4.	QPSK konstellációs diagramm, két PlutoSDR közötti átvitelből a csatornabecsülő és CPE kompenzáló helyes működésének igazolására. (a) a CPE kompenzálással (b) a CPE kompenzálás nélkül kapott konstelláció.	52
6.5.	Időosztásos MIMO működést demonstráló adóoldal.	53
6.6.	Időosztásos MIMO működést demonstráló elrendezés, az adóoldalon két PlutoSDR azonos számítógéphez csatlakoztatva, a vevőoldalon egy USRP X310 két vevő antennával.	54
6.7.	Időosztásos MIMO működés demonstrálása, vett jelsorozat az IFO becsülő és kompenzáló blokk kimenetén. Az ábra lényege a bekeretezett címkék eltérő értéke, melyből látható, hogy a keretek két különböző PlutoSDR-től érkeztek.	54
6.8.	Mérési elrendezés a 38 GHz-es keverők használatával. (a) tiszta rálátás, (b) reflektálódott jel esete.	55
6.9.	Mért csatornák 38,8 GHz-en, 2,5 MHz mintavételi frekvenciával, tiszta rálátás és reflektálódott jel esetén. Referenciaként kirajzoltam az 1,5 GHz-en a PlutoSDR-ek között közvetlenül mért csatornát is. ≈ 1000 átviteli karakterisztika átlaga.	56
6.10.	QPSK konstellációs diagram, 38 GHz-es összeköttetésben. (a) tiszta rálátás, (b) reflektálódott jelút esete.	57

Bevezetés

Vezeték nélküli kommunikációs technológiák nélkül a jelen kor emberének hétköznapi szintje elképzelhetetlenek, szerves részei a minket körülvevő világnak. Mióta Guglielmo Marconi 1895-ben sikeresen létesített vezeték nélküli információátvitelt, minden két és fél évben megduplázódik az ily módon továbbított információ mennyisége, ahogyan azt Martin Cooper a '90-es években felismerte [7].

Annak érdekében, hogy ezt a folyamatosan növekvő igényt a kommunikációs rendszerek ki tudják szolgálni, az iparnak és a tudományos közösségnek szorosan együttműködve kell újabb és újabb megoldásokat bevetnie. Az egyik ilyen ötlet a többantennás, elterjedt nevén több-bemenetű, több-kimenetű (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) rendszerek használata, ezek közül kiemelkedik a masszív MIMO, mely az ötödik generációs mobilhálózatok egyik sarokköve. A szóban forgó technológia használatával a cellás rendszerek bázisállomásainak (Base Station, BS) antennaszámát növelve, a cellán belül folyamatosan növekvő eredő spektrális hatékonyság érhető el [3]. A masszív MIMO technológia kulcsa a rádiós csatorna ismerete, melyet a rendszer méréssel határoz meg, ez a csatornabecslés folyamata.

Az 5G NR (5th Generation New Radio) rendszerek várhatóan a milliméteres hullámhossztartományban (30 GHz–300 GHz frekvenciasáv, gyakran a 28 GHz-es tartomány is értendő alatta) is képesek lesznek forgalmazni. Ebben a frekvenciatartományban a rádiós interfész megépítése és működtetése kihívást jelentő feladat, többek között a nagyfrekvenciás oszcillátorok jelentős fáziszaja miatt. Diplomamunkám központi eleme egy masszív MIMO rendszerekben használható csatornabecslő rendszer tervezése és implementálása szoftverrádiós platformon, mely működése milliméteres hullámhossztartományban is igazolt.

Dolgozatom első fejezetében ismertetem a masszív MIMO rendszerek alapelvét. A második fejezetben a csatornabecslés feladatkörét és a masszív MIMO rendszerek működési mechanizmusát mutatom be. A harmadik fejezet az 5G NR rendszerek fizikai rétegének releváns részeire fókuszál, melyek a csatornabecslő keretrendszer tervezése során kiindulási pontként szolgáltak. Annak érdekében, hogy a mért átviteli karakterisztika a valós rádiós környezetet jellemezze, szükséges a rádiós interfészből eredő egyéb hibák becslése és kompenzálása. Ezt a feladatot betöltő szinkronizációs mechanizmusokat tárgyalja a negyedik fejezet. A csatornabecslő rendszertervét és implementálását az ötödik és hatodik fejezetek tartalmazzák. Dolgozatomat összegzéssel és a tervezett fejlesztési irányok vázolásával zárom.

Praktikus okokból itt összegzem a használt matematikai jelöléseket. A vektorokat, mátrixokat, a $b \times b$ méretű egységmátrixot és zérus értékű mátrixot \mathbf{a} , \mathbf{A} , \mathbf{I}_b és $\mathbf{0}_b$ reprezentálja. $[\mathbf{A}]_{k,j}$ \mathbf{A} mátrix k . sorának j . elemére utal. Az inverz, transzponált, konjugált és adjungált képzést \cdot^{-1} , \cdot^T , \cdot^* illetve \cdot^H jelöli. Az abszolútértéket, illetve második normát $|\cdot|$ illetve $\|\cdot\|$ szimbolizálja. A konvolúció műveletét \otimes jelöli. Az $\arg\{\cdot\}$ függvény $[-\pi, \pi)$ tartományban adja meg egy komplex szám fázisát, \Re és \Im pedig a valós és képzetes részére utal. $x \bmod \varphi$ az x szám φ szerinti modulusát jelenti.

1. fejezet

A masszív MIMO kommunikációs technológia

Napjaink elterjedt vezeték nélküli kommunikációs rendszerei cella alapúak. Ez azt jelenti, hogy a szolgáltatással lefedendő terület cellákra tagolt, az ott tartózkodó felhasználók (mobil állomások, Mobile Station, MS) pedig azonos bázisállomással kommunikálnak. Az adatátvitel felmenő ági (UpLink, UL), ha a mobil állomások forgalmazznak, és a bázisállomás veszi, illetve lemenő ági (DownLink, DL) fordított kommunikációs irány esetén. A cellás rendszerek teljesítőképességét jól jellemzi az átmenő adatátviteli sebesség (network throughput), mely az egységnyi területen lévő felhasználók kumulált adatátviteli sebességét takarja. A mobilhálózatok fejlesztésének célja lényegében ezen paraméter növelése (a megbízhatóság és az egyenletes szolgáltatásminőség mellett). Az átmenő adatátviteli sebesség a következő módon adható meg

$$\underbrace{\text{átmenő adatátviteli sebesség}}_{\text{bit/s/km}^2} = \underbrace{\text{cella sűrűség}}_{\text{cella/km}^2} \times \underbrace{\text{sávszélesség}}_{\text{Hz}} \times \underbrace{\text{spektrális hatékonyság}}_{\text{bit/s/Hz/cella}}. \quad (1.1)$$

Az eddigi hálózatfejlesztési lépések (ezeket tekintjük át 3.1 rész) elsősorban a szorzat első két tényezőjét érintették. A bázisállomások sűrűségének növelése költséges, illetve mostanra a sűrűn lakott területeken nagyságrendileg nem növelhető. Az elérhető rádiós spektrum korlátozott, különösen a kedvező terjedési paramétereket mutató 6 GHz alatti tartományban. A milliméteres hullámhossztartományban jelentős mennyiségű szabad frekvenciaerőforrás érhető el. Azonban ebben a frekvenciasávban a terjedés optikai jellegű, adatátvitel jellemzően tiszta rálátás esetén lehetséges, ennek megfelelően jelenleg helyhez kötött mikrohullámú összeköttetésekben használatosak, például a bázisállomások közötti adatkapcsolatokban. Az 5G NR – a kihívások ellenére – várhatóan a milliméteres hullámhossztartományban is fog üzemelni, azonban elsősorban kis kiterjedésű hálózatok formájában, ahol megfelelő vételi jelszint garantálható. Következésképpen (1.1) szorzat második tényezője sem növelhető lényegesen. A jelenleg folyó és jövőbeni hálózatfejlesztések kulcsa (1.1) harmadik paraméterének növelése, ezt célozza a jelen fejezet tárgyát képező többantennás kommunikációs technológia is. A masszív MIMO szakirodalma folyamatosan gyarapszik. [8], [3] tématerületet részleteiben lefedő könyvek, [9] az elmúlt időszak tudományos eredményeit is tárgyaló monográfia. [10] a masszív MIMO ötletgazdájának bevezető írása, [11] pedig a technológiával kapcsolatos elterjedt félreértések tisztázása végett íródott. Az áttekintés elsődleges alapja [3] bevezető fejezete.

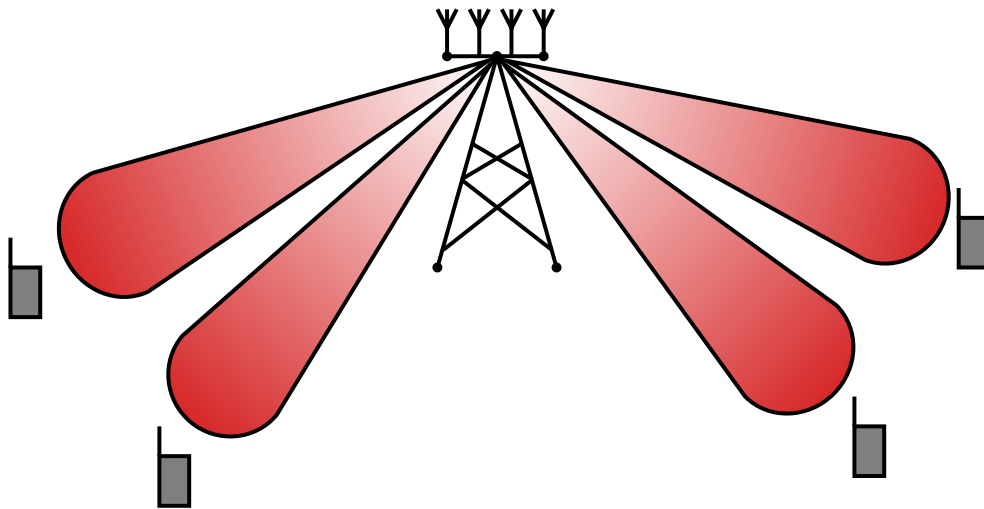
1.1. Spektrális hatékonyság növelésének módjai

A spektrális hatékonyság Claude Shannon által definiált alakja [12]

$$\begin{aligned} SE &= \log_2(1 + \text{SINR}), \\ \text{SINR} &= \frac{\text{jelteljesítmény}}{\text{zajteljesítmény} + \text{interferenciateljesítmény}}, \end{aligned} \quad (1.2)$$

ahol $[SE] = \text{bit/s/Hz}$, az egy felhasználóra vonatkozó spektrális hatékonyság (Spectral Efficiency, SE), SINR pedig a jel/zaj-viszony interferenciát figyelembe vevő formája (Signal to Interference and Noise Ratio). A cellán belüli eredő spektrális hatékonyság az egyes felhasználók spektrális hatékonyságának összege.

(1.2) formulát vizsgálva az első ötlet a jelteljesítmény növelése lehet. Ez kis teljesítmények esetén hatásosnak bizonyul, mivel a logaritmusfüggvény kis értékekre lineáris kapcsolattal közelíthető. Azonban abban a tartományban, ahol a mai mobilhálózatok üzemelnek, ez jelentős teljesítménynövelést jelentene, ami egészségügyi okok miatt nem kivitelezhető. Demonstratív példaként, a mai mobilhálózatok esetében $SE \approx 4 \text{ bit/s/Hz}$, ennek kétszerese ≈ 17 -szeres jelteljesítménnyel érhető el, változatlan zaj- és interferenciateljesítmény mellett. Másik ötlet a nagyobb jelteljesítmény begyűjtése több vevőantenna használatával (array gain). Az ötlet közel se új keletű, már 1919-ben felmerült [13]. A több vevőantenna felhasználható irányított antennakarakterisztika létrehozására, ezzel elnyomva az interferenciát okozó forrást, ily módon csökkentve az interferenciateljesítményt.

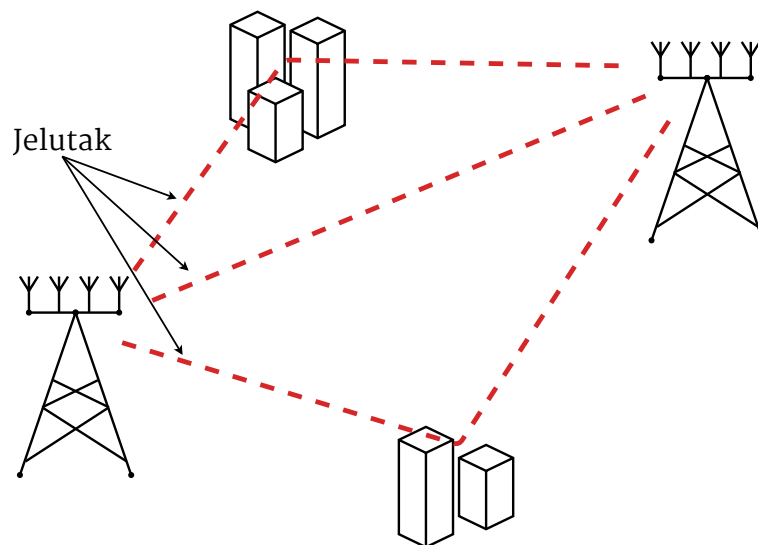


1.1. ábra. MU-MIMO megközelítés alapelve, $M \approx K$.

A fenti megközelítések az egy felhasználóra vonatkozó spektrális hatékonyság növelését a „logaritmuson keresztül” célozzák. Jelentősebb növekedést eredményez a felhasználók térbeli elválasztása (space-division), ily módon minden felhasználó a teljes sáv szélességben azonos időintervallumban forgalmazhat. A térbeli elválasztás szintén több antenna használatával érhető el, ezúttal a cél több független nyalábon keresztüli forgalmazás. A többantennás kommunikációs technológiák közül időrendben az első megközelítés a többfelhasználós MIMO (Multi-User MIMO, MU-MIMO, megjelenésekor space-division multiple access) volt. Az elképzelés a '80-as évek végén, '90-es évek elején született meg, ekkor szabadalmaztatták is, azonban az információelméleti leírás, ennek köszönhetően a működés mélyebb megértése a '00-es évek elejére tehető, ilyen többek között [14] publikáció. Az elképzelést az 1.1 ábra szemlélteti. A MU-MIMO rendszerekben a bázisállomás

antennáinak száma (M) nagyságrendileg egyezik az egyszerre a cellában forgalmazó mobil állomások összes antennaszámával (K). Ezzel a megközelítéssel a felhasználók térbeli elválasztása számításigényes feladat.

A MU-MIMO testrendszerek megjelenésekor a mobil rendszerek elsődleges célja a hanghívások továbbítása volt, a célkeresztben tehát a felhasználók elválasztása és nem az adatátviteli sebesség növelése állt. Az első technológia, mely az adatátviteli sebesség növelését célozta az egyfelhasználós vagy pont-pont MIMO (point-point MIMO, Single-User MIMO, megjelenésekor layered space-time architecture). Ezekben a rendszerekben az adó- és vevőoldal egyetlen egységből áll, és a két fél közötti többutas terjedés előnyeit használja ki a rendszer. Az ötletet az 1.2 ábra ismerteti. Fontos kiemelni, hogy körülbelül egyező az adó- és vevőoldal antennaszáma. Az elképzelés a vonatkozó információelmélettel együtt a '90-es évek végén született meg, például [15]. A valós terjedési körülmények nem teszik lehetővé tetszőlegesen sok különböző terjedési út létrejöttét, így ez korlátozza a technológiával elérhető maximális adatátviteli sebességet. Mindemellett a legnagyobb adatátviteli sebességet lehetővé tevő jelfeldolgozás (dirty paper coding) mind adóoldalon, mind vevőoldalon számításigényes.

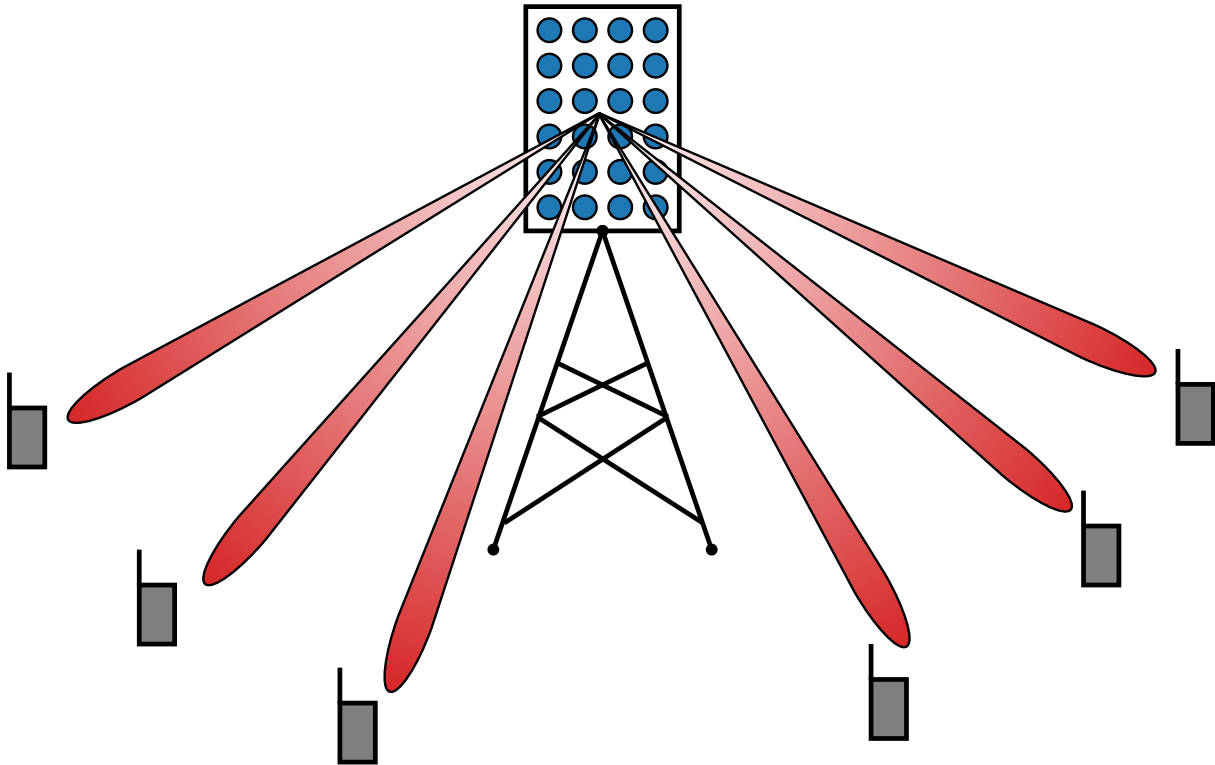


1.2. ábra. SU-MIMO elrendezés.

A masszív MIMO gondolata a '10-es években született meg, az ötlet Thomas Marzetta nevéhez köthető [16]. A megközelítés alapja a MU-MIMO bázisállomás-oldali felskálázása. A rendszerbe vitt diverzitás egyszerűbb jelfeldolgozás mellett eredményez jobb térbeli fókuszálhatóságot és kisebb melléknyalábokat. Következésképpen M növelésével jobban fókuszálható az adóteljesítmény, növelhető a vett hasznos jeltesítmény és csökkenthető az interferenciateljesítmény is. Lényeges, hogy a masszív MIMO technológia lehetővé teszi, hogy a felhasználók egyszerre, azonos frekvenciatartományban forgalmazzanak. A bázisállomás antennaszámát növelve, az egyre több nyaláb hatékony formálására képes. A nyalábok használatával a felhasználók a teljes frekvenciatartományban kommunikálhatnak, tehát folyamatosan növelhető a cellán belüli eredő spektrális hatékonyság, megkerülve ezzel (1.2) formulában szereplő logaritmus jelentette „csapdát”. Mindez egyszerű, lineáris jelfeldolgozási algoritmusok használatával is elérhető, egy ilyen eljárást mutat be az 1.3 szakasz.

A masszív MIMO az ötlet megszületése óta eltelt tíz év alatt, egy kezdetben vakmerőnek tűnő elképzelésből, a következő mobilhálózat generáció egyik sarokkövévé nőtte ki magát. Masszív MIMO antennatömböket jelenleg több gyártó is gyárt, a 2020-as évek

kereskedelmi forgalomban kapható termékeinek eloszlását összegzi a GlobalData közleménye [17], mely szerint jelenleg a 64 adó és 64 vevő antennával szerelt termékek dominálnak. Annak háttérében, hogy a technológia egyre szélesebb körben elterjed, részben az elmúlt időszakban bekövetkezett hardverfejlődés áll. A kezdeti megközelítés szerint a bázisállomások rádiós egysége egy különálló dobozt alkotott, mely fizikai paraméterei miatt az antennaállvány alatt kapott helyet. Az egyre jobb integrált áramköri technológiának köszönhetően a rádiós egység mérete és tömege fokozatosan csökkent (Moore törvény), először az antenna alatt, napjainkban pedig az antennába integráltan is elkészíthető. A masszív MIMO rendszerek ennek köszönhetően hasonló, modulos kivitelezésben érhetőek el, nem kell számos és súlyos hardverelemet telepíteni, ahogyan az első MU-MIMO tesztsziszterek esetében.



1.3. ábra. Masszív MIMO koncepciója, $M > K$ szükséges, $M \gg K$ számos kedvező tulajdonságot mutat.

1.2. Az adatátvitel leírása

A következőkben a továbblépéshez szükséges általános fogalmakat tekintek át. Minden adó- és vevőantenna között van egy rádiós csatorna, tehát az összeköttetést összesen $M \times K$ csatorna jellemzi, melyek összességét csatornainformációnak (Channel State Information, CSI) nevezik. Amennyiben ezek a csatornák nem frekvenciaszelektívek (lapos fadingesek [18]) akkor az átvitelt egy adó- és vevőantenna között frekvenciatartományban egyetlen komplex szám írja le (precízebb megfogalmazásban a csatorna alatt egy kellően keskeny frekvenciasáv, egyetlen vagy néhány alvivő értendő). Egy felhasználó csatornája lapos fadinges esetben a következő vektorral adható meg

$$\mathbf{h}_k = [h_{0,k}, h_{1,k}, h_{2,k}, \dots, h_{M-1,k}]^T \in \mathbb{C}^M, k = 0, 1, \dots, K - 1. \quad (1.3)$$

A gondolatmenetet folytatva az összes csatorna jellemezhető egy $M \times K$ méretű mátrixszal

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_0, \mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_{K-1}] \in \mathbb{C}^{M \times K}, \quad (1.4)$$

melyet többfelhasználós csatornamátrixnak neveznek (multi-user channel matrix). \mathbf{H} konvenció szerint vevőantennák \times adóantennák száma dimenziójú. Ennek megfelelően a fentebb megadott \mathbf{H} felmenő ági átvitelt jellemez, melyből \mathbf{H}^T szerint kapható a lejövő ági csatornainformáció.

A csatornainformáció ismeretében a bázisállomás elő tudja állítani azt a jelsorozatot, melyet az antennáin azonos frekvenciatartományban egyszerre adva, a megfelelő nyalábolást létre tudja hozni a felhasználók térbeli elkülönítésének érdekében. Ez az előkódolás (precoding) művelete, mely a korábbi formalizmushoz hasonlóan, nem frekvenciaszelektív csatornák esetében megadható egyetlen mátrixként. Jelölje $\mathbf{x}_{\text{DL}} \in \mathbb{C}^K$ a felhasználóknak egy adott mintavételi időben eljuttatni kívánt jelsorozatot, ekkor az átvitel lejövő ágban a következő módon írható le

$$\mathbf{y}_{\text{DL}} = \mathbf{H}^T \mathbf{F} \mathbf{x}_{\text{DL}} + \mathbf{w}_{\text{DL}}, \quad (1.5)$$

ahol $\mathbf{y}_{\text{DL}} \in \mathbb{C}^K$ az egyes mobil állomások által vett jelsorozat, $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{M \times K}$ a bázisállomás-oldalon alkalmazott előkódolást leíró mátrix, $\mathbf{w}_{\text{DL}} \in \mathbb{C}^K$ pedig az additív fehér Gauss-zaj (Additive White Gaussian Noise, AWGN), $\mathbf{w}_{\text{DL}} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}_K, \sigma_{\text{DL}}^2 \mathbf{I}_K)$. Fontos hangsúlyozni, hogy a formulában szereplő \mathbf{F} mátrixot a bázisállomás a csatornainformációhoz igazítottan határozza meg.

A bázisállomás szintén a csatornainformáció ismeretében tudja a felhasználóktól egyszerre, azonos frekvenciatartományban érkező jelsorozatokat elkülöníteni. Ez a dekódolás (decoding) művelete, mely (1.5)-hoz hasonlóan a következő formában adható meg

$$\mathbf{y}_{\text{UL}} = \mathbf{C}^H (\mathbf{H} \mathbf{x}_{\text{UL}} + \mathbf{w}_{\text{UL}}), \quad (1.6)$$

ahol $\mathbf{x}_{\text{UL}}, \mathbf{y}_{\text{UL}} \in \mathbb{C}^K$ az egyes mobil állomások által adott jelsorozatok és azok detektált értéke, $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{M \times K}$ a bázisállomás-oldalon alkalmazott dekódolást leíró mátrix, $\mathbf{w}_{\text{UL}} \in \mathbb{C}^M$ pedig az additív fehér Gauss-zaj, $\mathbf{w}_{\text{UL}} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}_M, \sigma_{\text{UL}}^2 \mathbf{I}_M)$. A fenti formulában szereplő zárójel azt fejezi ki, hogy a zaj elsősorban a vétel során adódik a jelhez, a dekódolás művelete pedig ezt követően történik. Akárcsak az előkódolás esetében, a dekódolás műveletét leíró \mathbf{C} mátrixot is a csatornainformáció ismeretében számíthatja ki a bázisállomás. A fent vázolt dekódolás és a korábban leírt előkódolás lineáris, mivel azok egyetlen mátrixműveletként megadhatóak.

1.3. Működési mechanizmus szemléltetése

Tekintsünk egy felmenő ági elrendezést, ami álljon két egyantennás mobil állomásból és egy M antennás bázisállomásból, küldjenek ezek x_1 és x_2 adatokat. A csatornák legyenek független, egyenletes eloszlású Rayleigh-fadingesek [18], vagy más néven korrelálatlan Rayleigh-fadingesek. Következésképpen (1.3) elemeire $\mathbf{h}_{\{0,1\}} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}_M, \mathbf{I}_M)$ teljesül. A bázisállomáson vett jelsorozat a dekódolás után (1.6) alapján

$$\begin{aligned} [y_0, y_1]^T &= \mathbf{y} = \mathbf{C}^H (\mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{w}), \\ y_0 &= \mathbf{c}_0^H \mathbf{h}_0 x_0 + \mathbf{c}_0^H \mathbf{h}_1 x_1 + \mathbf{c}_0^H \mathbf{w}, \\ y_1 &= \mathbf{c}_1^H \mathbf{h}_0 x_0 + \mathbf{c}_1^H \mathbf{h}_1 x_1 + \mathbf{c}_1^H \mathbf{w}. \end{aligned} \quad (1.7)$$

Az egyik legegyszerűbb dekódolási séma szerint $\mathbf{c}_{\{0,1\}} = \frac{1}{M}\mathbf{h}_{\{0,1\}}$, ezt a szakirodalom maximális arányú kombinálásnak (Maximum Ratio combining, MR) nevezi [19]. Felhasználva, hogy a rádiós csatornák korrelálatlan Rayleigh-fadingesek, a nagy számok törvényére hivatkozva a következők érvényesek [3, B.12. Lemma]

$$\begin{aligned} \mathbf{c}_0^H \mathbf{h}_0 &= \frac{1}{M} \|\mathbf{h}_0\|^2 \xrightarrow{M \rightarrow \infty} \mathbb{E} \left\{ |h_{0,m}|^2 \right\} = 1, \quad \forall m, \\ \mathbf{c}_0^H \mathbf{h}_1 &= \frac{1}{M} \mathbf{h}_0^H \mathbf{h}_1 \xrightarrow{M \rightarrow \infty} \mathbb{E} \left\{ h_{0,m}^* h_{1,m} \right\} = 0, \quad \forall m, \\ \mathbf{c}_0^H \mathbf{w} &= \frac{1}{M} \mathbf{h}_0^H \mathbf{w} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} \mathbb{E} \left\{ h_{0,m}^* n_m \right\} = 0, \quad \forall m. \end{aligned} \quad (1.8)$$

Szimmetria miatt ugyanezek az eredmények adódnak a másik mobil állomás vonatkozásában is. Következésképpen $y_0 \xrightarrow{M \rightarrow \infty} x_0$ és $y_1 \xrightarrow{M \rightarrow \infty} x_1$, vagyis a bázisállomás antenaszámát növelve az összeköttetés aszimptotikusan interferencia és zajmentessé válik. M növelésével tehát az egyes felhasználók véletlen csatornái a dekódolásnak (és előkódolásnak) köszönhetően fokozatosan determinisztikussá válnak, ezt a hatást az angol terminológia channel hardening-nek nevezi.

A fenti számolást szemlélteti az 1.4 ábra. Felmenő ágban a mobil terminálok nem MIMO specifikus, például QPSK (Quadrature Phase-Shift keying), QAM (Quadrature Amplitude Modulation) vagy OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing – ortogonális frekvenciaosztásos nyálábolás) szimbólumot ad. A bázisállomásban úgy áll elő a vett szimbólum, hogy az egyes antennákon vett jeleket $h_{m,k}$ konjugáltjával szorozzuk és ezek összege adja y_k -t. Természetesen több felhasználó esetén a vett szimbólumok interferálnak. Megfelelő terjedési körülmények mellett M növelésével az egyes csatornák aszimptotikusan ortogonálisak, a hasznos jel teljesítménye M -szer gyorsabban nő, mint az interferencia teljesítménye, ahogyan ezt (1.8) számítás is illusztrálja.

Lejövő ágban az egyes termináloknak eljuttatni kívánt x_k szimbólumok $h_{m,k}$ konjugáltjával szorzott értékének összege adja az m . antenna által adott szimbólumot, ahogyan azt az 1.5 ábra szemlélteti. Egy terminál esetén belátható, hogy ez a fajta előkódolás, mint nyálábformálás maximalizálja a vett jel teljesítményét. A felmenő ághoz hasonlóan, M növelésével a vett hasznos teljesítmény gyorsabban növekszik, mint az áthallásból adódó zavar, vagyis a csatornák aszimptotikusan ortogonálisak.

A bázisállomás a csatornainformáció ismeretében többféle lineáris elő- és dekódolási sémát választhat. A fent taglalt MR séma lényege a hasznos jelteljesítmény maximalizálása, tehát a módszer nem figyel arra, hogy a felhasználók interferenciáját csökkentse. Másik elterjedt megközelítés a ZF (Zero-Forcing) séma, ekkor a cél a felhasználók közötti interferencia minimalizálása. A módszerek előkódolási mátrixa származtatható a többfelhasználós csatornamátrixból, mindkét előkódolás megadható \mathbf{H} következő, normált alakjával

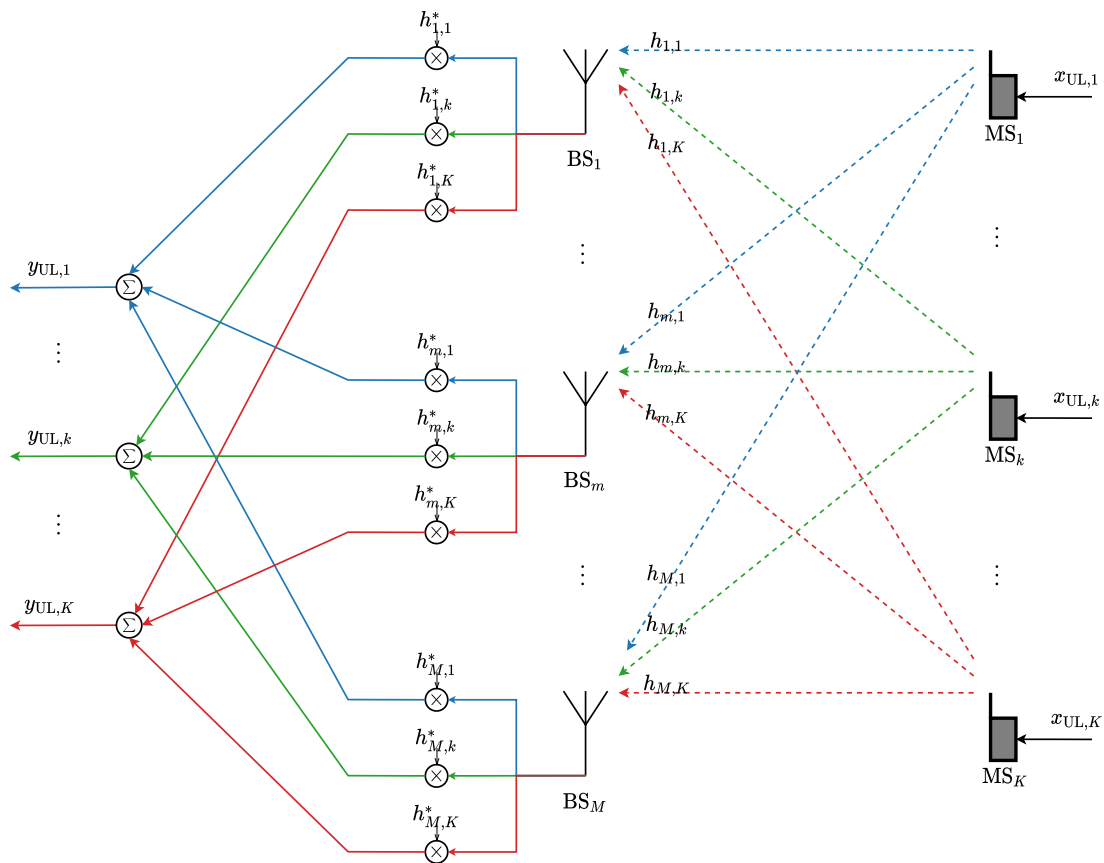
$$\mathbf{H}^{\text{norm}} = \left[\frac{\mathbf{h}_0}{\|\mathbf{h}_0\|}, \frac{\mathbf{h}_1}{\|\mathbf{h}_1\|}, \dots, \frac{\mathbf{h}_{K-1}}{\|\mathbf{h}_{K-1}\|} \right] \in \mathbb{C}^{M \times K}. \quad (1.9)$$

Ezt felhasználva az MR séma előkódoló mátrixa

$$\mathbf{F}_{\text{MR}} = (\mathbf{H}^{\text{norm}})^*, \quad (1.10)$$

míg a ZF előkódolás esetén

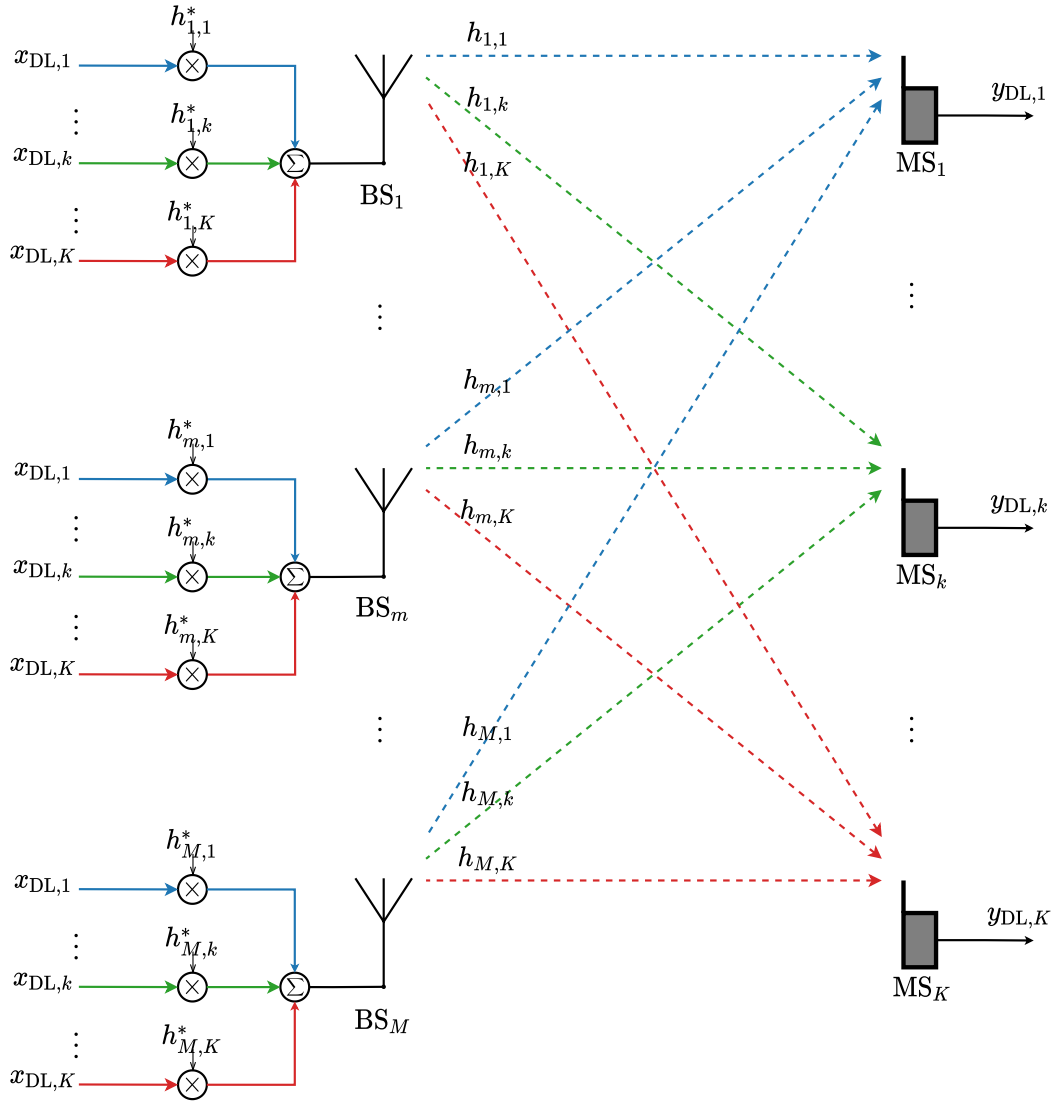
$$\mathbf{F}_{\text{ZF}} = (\mathbf{H}^{\text{norm}})^* \left((\mathbf{H}^{\text{norm}})^T (\mathbf{H}^{\text{norm}})^* \right)^{-1}. \quad (1.11)$$



1.4. ábra. Masszív MIMO kommunikáció vázlatja illesztett szűrős dekódolással felmenő ágban.

Érdemes megemlíteni, hogy az MR eljárás használatával elosztott elő- és dekódolás hozható létre. Az 1.4 és az 1.5 ábrákon megfigyelhető, hogy a módszerhez minden bázisállomás antennánál csak az adott antennához tartozó csatornák, tehát \mathbf{H} egy sorának ismerete szükséges. Ez lehetővé teszi a bázisállomás antennákhoz tartozó jelfeldolgozási láncok független realizálását, ennek köszönhetően, ha egy antenna kiesik, a rendszer többi része tovább működik, illetve ami még fontosabb, újabb antennák adhatóak a bázisállomáshoz a meglévő részek módosítása nélkül [10].

Kitekintésként fűzöm a fentiekhez, hogy a szakaszban vázolt előnyöknek köszönhetően, a jövőben várhatóan a bázisállomás antennák száma folyamatosan növekedni fog, megjelenhetnek bázisállomások több száz, vagy akár több ezer antennával is. A jelenleg elterjedt kompakt antennatömbök antenaszámát azok tömege, illetve a rájuk nehezedő szélterhelés korlátozza. Ezt figyelembe véve az elemszám növelésére két megoldás adódik. Egyik lehetőség az antennák méretének csökkentése, ami szükségszerűen egyre nagyobb frekvenciákon való forgalmazást jelent, hiszen egy vezető struktúra akkor viselkedik antennaként, ha fizikai kiterjedése a hullámhosszal összemérhető. A vivőfrekvencia növelése számos kivitelezési nehézséget jelent, így praktikus megközelítés az antennamodulokból álló kiterjedt apertúra megvalósítása, a modulok meglévő fizikai objektumhoz, például egy ház falához való rögzítésével. Azokat a rendszereket, ahol az apertúra kiterjedése a hullámhossznál sok nagyságrenddel nagyobb, a szakirodalom nagyon nagy apertúrájú antennarendszereknek (extremely large aperture arrays) nevezi, melyek vizsgálata releváns és tudományos érdeklődésnek örvendő terület [20].



1.5. ábra. Masszív MIMO kommunikáció vázlatja konjugált nyálábformálásos előkódolással leíró ágban.

2. fejezet

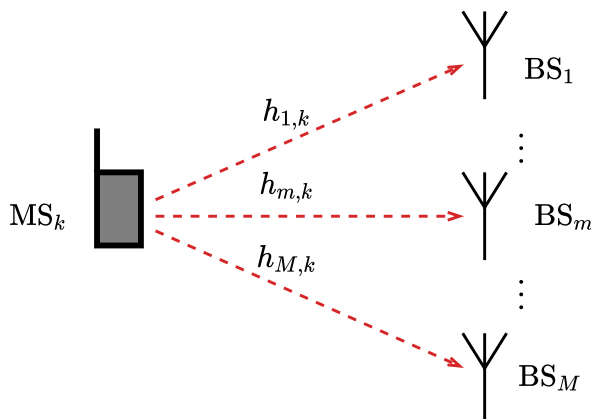
Csatornabecslés masszív MIMO rendszerekben

Az előző fejezetben a csatornainformációt ismertnek tekintetem a bázisállomás-oldalán. A valós rendszerekben ezt praktikusán méréssel lehet meghatározni, a vevőoldalon ismert csatornabecslő szimbólum (pilot) torzulásaiból. Ezt a folyamatot, ahogyan a bevezetésből és a címből is kiderül, csatornabecslésnek nevezik. Jelen fejezetben először áttekintem a felmenő és lejövő ág elválasztását, és a koherenciablokkokból felépített kommunikációt, mindezt a csatornabecslés feladatkörére fókuszálva. Bemutatom továbbá a pilot szimbólumok származtatását és a csatornabecslési algoritmusokat. A fejezet elsődleges forrása [3] második és harmadik fejezete.

2.1. A felmenő- és lejövő ági kommunikáció ütemezése

A különböző irányú forgalmak elkülönítésének elterjedt módja az időosztásos (Time Division Duplexing, TDD), illetve a frekvenciaosztásos (Frequency Division Duplexing, FDD) működés. Az időosztásos megközelítés előnye a csatorna reciprocitásának kihasználhatósága, a frekvenciaosztásos megközelítés ezzel szemben a párhuzamos forgalmazás lehetőségét biztosítja. Amennyiben egy masszív MIMO rendszer időosztásos alapon működik, a csatornabecslést elegendő felmenő ágban elvégezni, mely igen jelentős előny. Ezt az esetet vázolja a 2.1 ábra, ahol egyetlen adóantenna által sugárzott pilot szimbólum segítségével az adott felhasználóhoz tartozó összes csatorna meghatározható. Az időosztásos masszív MIMO rendszerek részben a csatorna reciprocitás használatával válnak skálázhatóvá, hiszen elegendő annyi csatornabecslést végezni, ahány felhasználó van a rendszerben. Frekvenciaosztásos működés esetén mindkét irányban meg kell becsülni a csatornát ($\hat{\mathbf{H}}_{DL}$ és $\hat{\mathbf{H}}_{UL}$ meghatározása), ráadásul, mivel az előkódoláshoz a bázisállomásnak ismernie kell $\hat{\mathbf{H}}_{DL}$ -t, ezért a termináloknak a megmért lejövő ági csatornákat még vissza is kell küldeniük a bázisállomásnak. Mivel ezek a műveletek a bázisállomás antennaszámának növelésével egyre több idő-frekvencia erőforrást igényelnek, ezért az FDD alapú masszív MIMO rendszerek nem jól skálázhatóak. Következésképpen a szóban forgó technológia vonatkozásában egyértelműen a TDD működés célravezető, sőt, egy bizonyos rendszer méret fölött az egyetlen lehetséges üzemelési mód, ahogyan azt [3, 1.22] ábra is szemlélteti. Érdeemes megemlíteni, hogy a rádiós spektrum jelentős része frekvenciaosztásos kommunikáció céljára allokált, annak köszönhetően, hogy könnyebb a különböző szolgáltatók forgalmát ily módon összehangolni. Következésképpen a frekvenciaosztásos üzemelés kivitelezése releváns probléma, ahogyan azt a már említett [11] szerzői kulcs kérdésként jelölik meg. Egy ilyen ötlet a csatorna valamilyen megfelelő modell alapján való parametrizálása, és csak a modell pa-

ramétereinek visszaküldése, amivel rövidebb üzenetek formájában továbbítható a lejövő ági csatornainformáció.



2.1. ábra. Időosztásos masszív MIMO rendszerek csatornabecslési koncepciója.

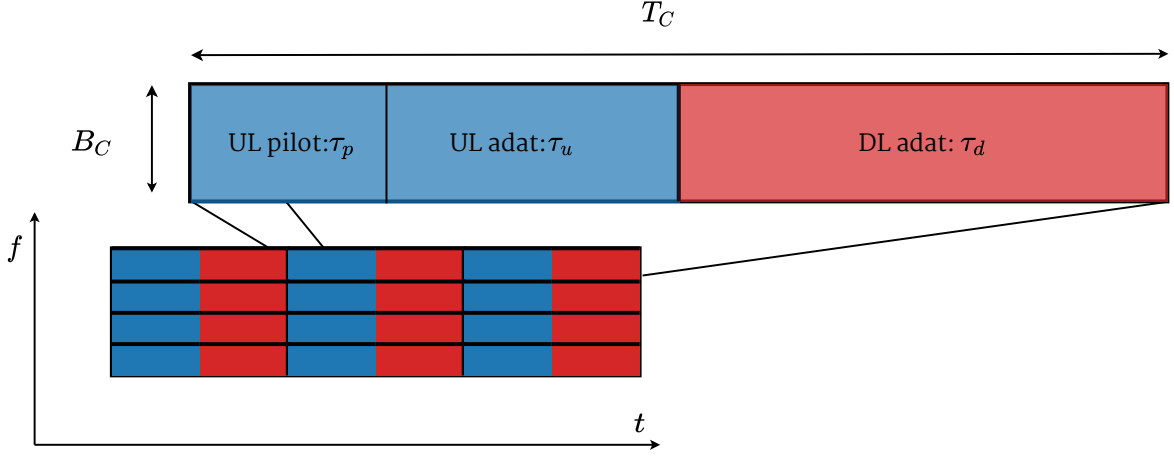
Az egyvívós kommunikációs rendszerek adatviteli sebességét a rádiós csatornák frekvenciaszelektív tulajdonsága korlátozza. Nagyobb adatviteli sebesség érhető el a többvívós rendszerek, például OFDM vagy FBMC (Filter Bank Multi-Carrier) moduláció használatával. A többvívós rendszerekben a használt frekvenciasáv alvívókra osztott, melyeken a rádiós csatorna állandónak tekinthető. A rádiós erőforrások konvencionálisan idő-frekvencia síkon ábrázolhatóak, ahogyan azt a 2.2 ábra szemlélteti. Azt az egy, vagy néhány alvívóból álló tartományt, amiben a rádiós csatorna állandónak tekinthető, koherencia sáv szélességnek nevezik. A koherencia sáv szélesség a többutas terjedést jellemző késleltetési szórással (delay spread) fejezhető ki $B_c = \frac{1}{2T_d}$ formában, ahol T_d a késleltetési szórás. A késleltetési szórás a leghosszabb és legrövidebb jelterjedési idő közötti különbség. A felhasználók mozgása miatt a rádiós csatorna időben változik. A szakirodalomban elterjedt megközelítés, hogy a csatorna addig tekinthető állandónak, amíg a felhasználók elmozdulása kisebb a hullámhossz negyedénél. Ez az időtartam a csatorna koherenciaideje, ami tehát $T_c = \frac{\lambda}{4v}$, ahol λ a hullámhossz, v a felhasználók sebessége. A koherencia sáv szélesség és idő egy koherencia blokkot határoz meg, melyen belül a csatorna lapos fadinges és állandó. A koherenciablokk diszkrét idő és frekvenciatartományban $\tau_c = T_c B_c$ komplex mintából áll, amit időosztásos működés esetén három feladatkör között kell felosztani

- felmenőági csatornabecslés, τ_p minta,
- felmenőági adat, τ_u minta,
- lejövő ági adat, τ_d minta,

tehát $\tau_c = \tau_p + \tau_u + \tau_d$, ahogyan azt a 2.2 ábra is bemutatja. Ezen a ponton látható az időosztásos működés előnye, hiszen a felmenő ági csatornabecslés $\tau_c \geq \tau_p \geq K$ darab mintát igényel a koherenciablokkon belül, tehát a minták számát egyedül a felhasználók száma befolyásolja, a bázisállomás antennáinak száma nem.

2.2. Csatornabecslő szimbólumok

Az egyszerűség kedvéért a továbbiakban tekintsünk egyetlen cellát és szorítkozzunk egyetlen koherenciablokkra. Legyen minden felhasználónak egyedi pilot sorozata, amit a koherenciablokk elején ad, jelölje ezeket $\mathbf{p}_k \in \mathbb{C}^{\tau_p}$. Praktikus okokból célszerű a sorozatok



2.2. ábra. Idő-frekvencia sík felosztása időosztásos működés esetén.

energiáját egységnyiként definiálni, tehát $\mathbf{p}_k^H \mathbf{p}_k = 1$, legyen a felhasználók adóteljesítménye $\sqrt{\rho_k}$, ezzel a bázisállomás által a koherenciablokk elején vett jelsorozat

$$\mathbf{Y}_p = \sum_{k=1}^K \sqrt{\rho_k} \mathbf{h}_k \mathbf{p}_k + \mathbf{W}, \quad (2.1)$$

ahol $\mathbf{Y}_p \in \mathbb{C}^{M \times \tau_p}$ a BS által vett mintákat tartalmazza antennánként és mintavételi időpontokként mátrixba rendezve, a zajt kifejező $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{M \times \tau_p}$ oszloppaira $\mathbf{w}_i \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}_M, \sigma_{\text{UL}}^2 \mathbf{I}_M)$ érvényes. Amennyiben éppen τ_p különböző sorozat van, az összes használható pilot szimbólum megadható egyetlen mátrixban (pilot book)

$$\mathbf{P} = [\mathbf{p}_0, \mathbf{p}_1, \dots, \mathbf{p}_{\tau_p-1}] \in \mathbb{C}^{\tau_p \times \tau_p}. \quad (2.2)$$

A normalizálás miatt $\mathbf{P}^H \mathbf{P} = \tau_p \mathbf{I}_{\tau_p}$.

Annak érdekében, hogy (2.1) alapján a felhasználók csatornáit a bázisállomás meg tudja becsülni, a pilot sorozatok ortogonalitása szükséges, ez elérhető többféleképpen. A triviális eset, ha minden felhasználó másik mintavételi pillanatban ad, ekkor $\mathbf{P} = \mathbf{I}$. Ennél célravezetőbb, olyan sorozatok használata, melyek nullától különbözőek és ortogonálisak, hiszen ekkor a bázisállomás oldalán nagyobb vett jelenergia jelenik meg, ami növekedett jel/zaj-viszonyt eredményez. Ilyen sorozatok tervezhetők a Walsh-Hadamard mátrixok használatával [21], melyek rekurzívan származtathatóak:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_1 &= 1, \\ \mathbf{A}_{2^b} &= \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{2^{b-1}} & \mathbf{A}_{2^{b-1}} \\ \mathbf{A}_{2^{b-1}} & -\mathbf{A}_{2^{b-1}} \end{pmatrix}, \quad b = 1, 2, 3, 4, 5, \dots \end{aligned} \quad (2.3)$$

A Walsh-Hadamard mátrixok elemei ± 1 értékűek, ami jól illeszthető például BPSK (Binary Phase-Shift Keying) modulált alvivőkre. Hátrányuk, hogy 2^b hosszú sorozatok gyárthatóak ily módon, illetve, hogy a kapott jelsorozatok csúcstényezője nem feltétlenül alacsony, ami a rádiófrekvenciás végfok kivezérelhetősége szempontjából jelent problémát. Másik megoldás lehet, ha a diszkrét Fourier-transzformáció (Discrete Fourier Transform)

mation, DFT) mátrixát használja a rendszer, ekkor

$$\mathbf{P} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & \omega_{\tau_p} & \omega_{\tau_p}^2 & \cdots & \omega_{\tau_p}^{\tau_p-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \omega_{\tau_p}^{\tau_p-1} & \omega_{\tau_p}^{2(\tau_p-1)} & \cdots & \omega_{\tau_p}^{(\tau_p-1)(\tau_p-1)} \end{pmatrix}, \quad (2.4)$$

ahol $\omega_{\tau_p} = e^{\frac{-j2\pi}{\tau_p}}$. További alternatíva lehet az LTE (Long Term Evolution) és 5G NR rendszerekben is használt Zadoff-Chu sorozatok, melyeket részletesebben 3.3. részben ismertettek.

Az jogos feltételezés, hogy a pilot szimbólumok halmaza ismert mind BS, mind MS oldalon. Egy lényeges kérdés, hogy a rendszer hogyan rendeli össze a felhasználókat és a használt csatornabecslő szimbólumokat. Cellás rendszerekben ez lehet például a kezdeti hozzáférési mechanizmus része. Amennyiben a rendszerben nincs központi koordináció, a pilotok és felhasználók összerendelése nehezebb feladat, ezek az ún. véletlen hozzáférésű (random access) rendszerek, a témával foglalkozik például [22].

2.3. Csatornabecslési eljárások

A becslés leírásánál az egyszerűség kedvéért továbbra is egyetlen cellára szorítokozom, azon belül is egy koherenciablokknyi forgalomra, továbbá feltételezem, hogy a cellában forgalmazó összes mobil állomás egyedi pilot szimbólummal rendelkezik, melyek ortogonálisak. Tegyük fel, hogy a cél a d mobil állomás csatornájának a becslése, a hozzátartozó pilot szimbólum \mathbf{p}_d . A bázisállomás első lépésként a vett pilot értékét határozza meg, mely a következő alakba írható ((2.1) és (2.2) jelöléseivel)

$$\mathbf{y}_d = \mathbf{Y}_p \mathbf{p}_d = \sqrt{\rho_d} \mathbf{h}_d \mathbf{p}_d^T \mathbf{p}_d + \sum_{k=1, k \neq d}^K \sqrt{\rho_k} \mathbf{h}_k \mathbf{p}_k^T \mathbf{p}_d + \mathbf{W} \mathbf{p}_d = \sqrt{\rho_d} \mathbf{h}_d \tau_p + \mathbf{W} \mathbf{p}_d, \quad (2.5)$$

ahol felhasználtam, hogy a különböző sorozatok keresztkorrelációja zérus ($\mathbf{p}_i^T \mathbf{p}_j = 0$, ha $i \neq j$) illetve azt, hogy a pilot sorozatok normáltak.

A legegyszerűbb becslési eljárás, amit a bázisállomás alkalmazhat a minimális négyzetes hibájú (Least-Square, LS) séma. Az elnevezés onnan ered, hogy a becslő $\|\mathbf{y}_d - \sqrt{\rho_d} \hat{\mathbf{h}}_d \tau_p\|^2$ metrika minimalizálásával származtatható. A becsült csatorna

$$\hat{\mathbf{h}}_d = \frac{1}{\sqrt{\rho_d} \tau_p} \mathbf{y}_d \quad (2.6)$$

alakban kapható. Lényegében az LS becslés nem más, mint a vett jelsorozatok eredetileg adott jelsorozattal való elosztása frekvenciatartományban.

A fenti leírásban egyetlen cellára szorítottam és feltételeztem, hogy a felhasználók egyedi pilot szimbólumot kapnak. A cellás rendszerekben egyrészt van interferencia a szomszédos cellák között, elképzelhető, hogy a másik cella peremén lévő felhasználó is használja a cellába tartozó pilotok valamelyikét. Ezenfelül a koherenciablokk végessége ($\tau_c \geq \tau_p$) miatt nem garantálható, hogy kellően hosszú pilot szimbólumokat használ a rendszer ahhoz, hogy minden terminál egyedi csatornabecslő szimbólumot kapjon (amennyiben ez nem teljesül a szakirodalom pilot contamination-ról beszél). Ebben az esetben az LS becslő használata a csatornainformáció pontosságát korlátozza, mely végső-

soron az elérhető spektrális hatékonyságot limitálja. A kérdés komolyságát jól illusztrálja, hogy a megoldást csak az elmúlt időszakban találták meg a témával foglalkozó elismert szakemberek. A megoldás alap gondolata az egyes csatornák korreláltságának kihasználása a minimális átlagos négyzetes hibájú (Minimal Mean Square Error, MMSE) csatornabecslésen keresztül [4]. Ennek részletes ismertetése jelentősen meghaladja dolgozatom szintjét, a következőkben a korábbi egyszerűsítő feltételezésekkel élve mutatom be a megoldást jelentő csatornabecslési eljárás alapját. Az MMSE becslés használhatóságának feltétele, hogy a csatorna statisztikai leírása ismert, ami megadható $\mathbf{h}_d \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}_M, \mathbf{R})$ alakban, ahol $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ a csatorna korreláltságát leíró mátrix. Az MMSE becslő $\mathbb{E} \left\{ \|\mathbf{h}_d - \hat{\mathbf{h}}_d\|^2 \right\}$ metrika minimalizálásával kapható. Számítása pedig

$$\hat{\mathbf{h}}_d = \sqrt{\rho_d} \mathbf{R} (\sqrt{\rho_d} \tau_p \mathbf{R} + \sigma_{\text{UL}}^2 \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{y}_d \quad (2.7)$$

szerint történhet. Amennyiben részleges statisztikai információ áll rendelkezésre a csatornákról, az MMSE becslőnek használható egy másik verziója, mely \mathbf{R} főátlójának ismeretére épít, ez az element-wise MMSE becslő. Ahogyan azt fentebb említettem, az MMSE becslő jelentősége abban áll, hogy használatával kezelhető az az eset, amikor több felhasználó használja ugyanazt a pilot szimbólumot. \mathbf{R} meghatározása a gyakorlatban nem egyszerű feladat, hatékony módszer fejlesztése a masszív MIMO technológia egy következő lényeges kérdése [1].

3. fejezet

Kezdeti hozzáférés és csatornabecslés az 5G NR rendszerekben

A csatornabecslő keretrendszer tervezése előtt megvizsgáltam az 5G NR rendszerek komplex fizikai rétegének a feladat vonatkozásában lényeges részeit. Releváns elem egyrészt a mobil állomások a cellába regisztráló mechanizmus, mivel ennek része a szinkronizáció a BS és MS között, másrészt a csatornabecslés.

Jelen fejezetben az 5G áttekintése után a fizikai réteg szinkronizációval kapcsolatos elemeit mutatom be, ismertetem továbbá az 5G NR rendszerek csatornabecslő mechanizmusait is.

3.1. Az 5G áttekintése

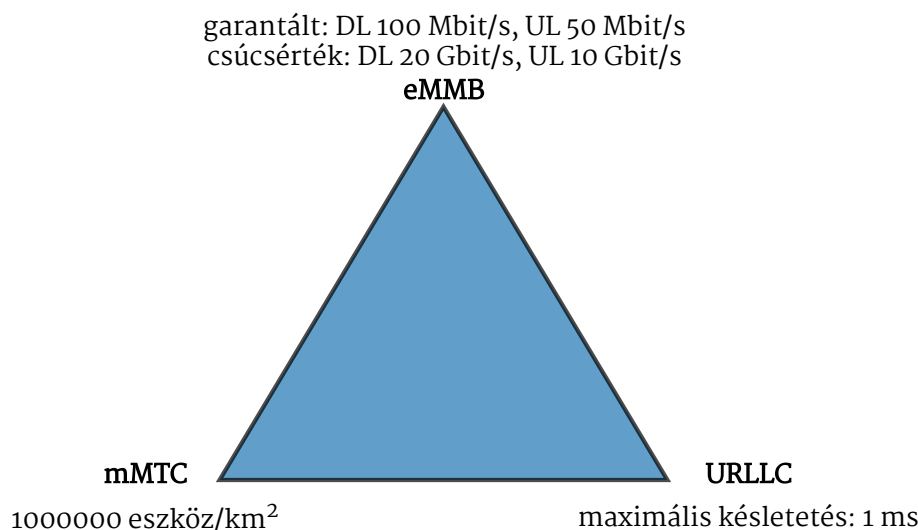
Az áttekintést [2] 1. és 2. fejezete alapján készítettem el. Az elmúlt 40 évben a mobil kommunikációs rendszerek négy, jelentős újításokat hozó generációja került kereskedelmi forgalomba:

- **1G** (~1980): Az első mobil hálózatok megjelenése, ezek kizárólag hang továbbítására képesek, analóg technológiát használtak. Ilyen rendszer volt például az Advanced Mobile Phone System Észak-Amerikában és a Nordic Mobile Telephone Európában.
- **2G** (~1990): Az első digitális technológiákon nyugvó generáció, hang továbbítása mellett megjelenik az adattovábbítás lehetősége is. Az első szélesebb körben elérhető generáció. Egyeduralkodóvá vált rendszere a Global System for Mobile Communication, mely a 3G/4G térhódítása ellenére a világ számos részén napjainkban is az egyetlen elérhető lehetőség.
- **3G** (~2000): A generáció fizikai rétege használja először a kódosztásos kiterjesztett spektrumú többszörös hozzáférési technológiát (Wideband Code Division Multiple Access, WCDMA). A WCDMA továbbfejlesztése a High Speed Packet Access protokoll, ennek részeként elérhetővé válik a mobil szélessávú internet szolgáltatás. A generációban jelenik meg először a felmenő és lejtő ág időosztásos multiplexálása (TDD), mint opcionális működési lehetőség, mely előrelépés az 1G/2G frekvenciaosztásos multiplexáláson (FDD) alapuló működéséhez képest.
- **4G** (~2010): A generáció közismert szabványa az LTE, mely számos verziót megért, illetve várhatóan újabb kiegészítések is megjelennek az 5G támogatására. A generációban kerültek bevezetésre az OFDM, illetve a többantennás technológiák, melyeknek köszönhetően tovább növekedett az elérhető adatátviteli sebesség (pontosabban

fogalmazva a többantennás technológiák a 3G rendszerek továbbfejlesztésében jelentek meg először, a generációban ezt terjesztették ki). A korszakban jelent meg az igény új szolgáltatási típusokra, mint például az olcsó, alacsony energiafelhasználású, számos mobil állomásból álló szenzorhálózatokra (massive Machine-Type Communication, mMTC elrendezések) vagy a kis késleltetést megengedő alkalmazásokra (Ultra-Reliable and Low-Latency Communication, URLLC elrendezések, tipikus példa a különböző autonóm vezetési rendszerek és azt támogató technológiák).

A 4G korszak alatt kikristályosodott új alkalmazások követelményeit csak egy rendszerterv szintű újítással lehet kiszolgálni, ez tette szükségessé az 5G technológia fejlesztését, mely alakalmanként gyűjtőfogalomként is használatos. Az 5G kapcsán három fő felhasználási területet lehet elkülöníteni, ahogyan a 3.1 ábra is szemlélteti, lényeges jellemzőik:

- **eMMB** (enhanced Mobile BroadBand): A konvencionális mobil hálózatok fejlődésének következő állomása, magába foglalja a kis kiterjedésű (belső) hálózatokat és a nagy méretű cellákat. Jelentősen növelt adatátviteli sebesség, 100 Mbit/s garantált letöltés sebesség, mely tízszeres növekedés az LTE-hez képest. A legnagyobb elérhető letöltési adatsebességet 20 Gbit/s-ban határozta meg a szabvány.
- **URLLC**: Késleltetés, megbízhatóság és rendelkezésre állás szempontjából kritikus alkalmazások tartoznak ebbe a csoportba. A szabvány által megengedett legnagyobb késleltetés 1 ms. Ilyen alkalmazások például a közúti forgalomban működő biztonságkritikus rendszerek, autonóm vezetési rendszerek, biztonságkritikus ipari automatikák.
- **mMTC**: Egységnyi területen nagyon sok mobil állomás kiszolgálását követelő alkalmazások. Ilyen például egy vezeték nélküli szenzorhálózat, beavatkozó rendszer. A kategóriába tartozó mobilkészülékek esetén az alacsony energiafelhasználás és az alacsony költségek a kulcsparaméterek, az egyes végpontok jellemzően kevés adatot forgalmaznak és nem késleltetéskritikusak. A szabvány legfeljebb 1 000 000 1/km² eszközsűrűséget enged meg.

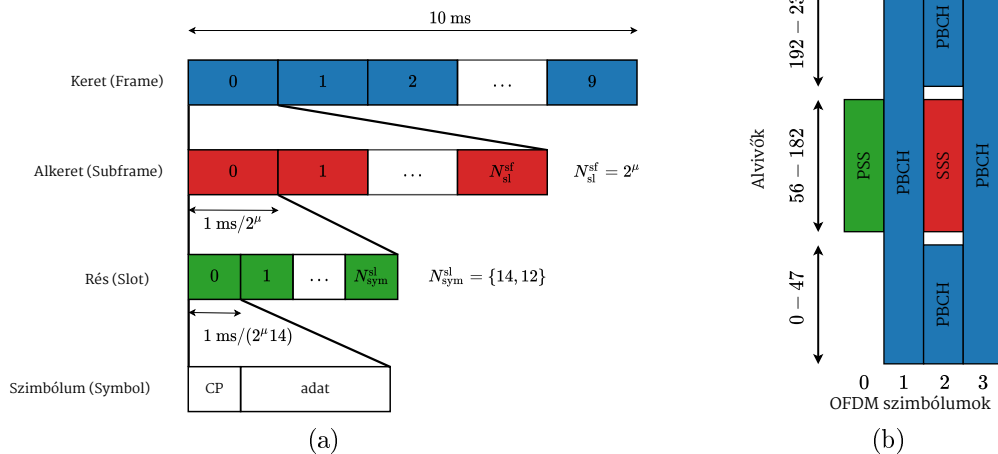


3.1. ábra. 5G rendszerek főbb alkalmazási területei, azok kritikus követelményei.

Az 5G hálózatokban bevezetett újítások két fő terület, a hálózat architektúrája és a rádiós interfész köré csoportosíthatóak. Az új hálózati architektúra egy egységes platformot biztosít, mely a használt fizikai rétegtől függetlenül képes kiszolgálni a különböző szolgáltatásokat. Ennek érdekében a hálózat magjának jelentős része kizárólag virtuálisan implementált, felhő alapú (native cloud). Az új megközelítés egy dinamikusan skálázható maghálózatot eredményez, mely az egyes szolgáltatások igényeinek megfelelően alakítható. A magasabb prioritású felhasználók (vállalatok, biztonságkritikus rendszerek) garantált kiszolgálásának érdekében a hálózat logikai értelemben darabolható (network slicing).

A rádiós interfész (5G NR) vonatkozásában a főbb változások következők:

- **Növelt sávszélesség:** 6 GHz alatti tartományban (Frequency Range 1, FR1) legfeljebb 400 MHz, 24,25 GHz felett (Frequency Range 2, FR2), tehát a milliméteres hullámhossztartományban legfeljebb 1 GHz sávszélesség, mely skálázható, illetve több sáv összevonásával kiterjeszthető (carrier aggregation). A későbbi szabványverziók várhatóan nagyobb sávszélességet is támogatni fognak.
- **Felmenő és lejtő ág elválasztása:** (uplink and downlink decoupling) Az első 5G hálózatok túlnyomórészt a 4 GHz-8 GHz frekvenciatartományban (C-sáv) üzemelnek. A C-sávban illetve annál nagyobb frekvenciákon a növekedett szakaszcillapítás (az antennák hatásos felülete zsugorodik a hullámhossz csökkenésével [3, (7.47)]) miatt a cella BS-től távolabbi pontjain lévő mobil állomások jele nem tud kellő jelzinttel megjelenni a bázisállomás-oldalán. A probléma megoldásának egy módja, hogy a bázisállomástól távolabbi területeken a felmenő ági forgalom alacsonyabb frekvenciasávban történik (például $\approx 1,9$ GHz). Az egyenletes szolgáltatásminőség érdekében ez a váltás automatikusan történik.
- **Rugalmas keretszerkezet:** Szemben az LTE rögzített struktúrájával, dinamikusan skálázható az alvívőtávolság, ebből fakadóan az egyes keretek hossza is. A felépítést a 3.2a ábra szemlélteti. μ a numerológiára utal, látható, hogy változtatásával skálázható az alvívőtávolság, tehát a szimbólumok időtartama is. Késleltetés-kritikus (URLLC) alkalmazások esetén például célszerű rövidebb szimbólumokat használni, melynek következményeként a szükséges sávszélességigény is növekszik.
- **F-OFDM (Filtered OFDM):** Kiegészítő szűrő fokozat beiktatásával a szomszédos csatornás szivárgási arány (Adjacent Channel Leakage Ratio, ACLR) javítható [23], így az LTE rendszerekben szükséges $\approx 10\%$ védelmi sávnál (Guard Band, GB) keskenyebb is elegendő, ezáltal növelhető a rádiós spektrum kihasználtsága.
- **Csatornakódolás:** Az LTE-ben az adatcsatornát turbókód védi az átviteli hibákkal szemben, 5G eMMB alkalmazások esetében a hatékonyabb LDPC (Low-Density Parity-Check Code) kód látja el ezt a feladatot. Az LDPC alkalmazása számításigényesebb, azonban nagy adatátviteli sebességek esetén jobban teljesít. A vezérlési információk védelmét polár kódok vették át az 5G eMMB alkalmazások esetében. Ezt a feladatot az LTE-ben konvolúciós kódok látták el.
- **Masszív MIMO:** A BS antennaszámának növelésével javul a cella lefedettségének minősége. A rendszerbe került többlet diverzitás eredményeként hatékonyabb térbeli multiplexálást tud megvalósítani, ez a spektrális hatékonyság növekedését eredményezi. Az 5G NR szabványa legfeljebb 16 független adatsorozatot egyidejű továbbítását engedi meg.



3.2. ábra. (a) 5G keretek felépítése (b) SS blokkok felépítése.

A 5G NR első szabványosított változata (3 GPP Release 15) a meglévő LTE hálózatokkal együttműködő megoldást (non-standalone) ír le, a későbbi változatok szabályozzák az önálló (standalone) 5G NR működést. Az LTE-re való támaszkodás azonban csak magasabb hálózati rétegekben jelentkezik, így az 5G NR fizikai rétegét lényegében már a 3GPP 15. verzió leírja.

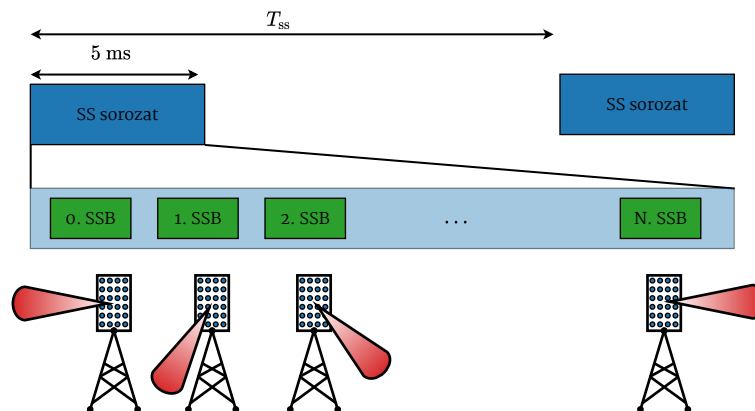
A rádiós interfész tervezésének egyik alapelve az ultravékony kivitelezés (ultra-lean design), ez a folyamatosan sugárzott jelek használatának kerülését jelenti. Az alapelvnek köszönhetően egyrészt csökken a rendszer energiaszükséglete, másrészt nő az elérhető adatátviteli sebesség [2, 5.2 alfejezet]. A másik fő szempont a jövőbeli generációkkal való kompatibilitás (forward compability). Ezt az alaplevet szolgálja a szabadon felhasználható idő-frekvenciaerőforrások mennyiségének maximalizálása, a folyamatosan sugárzott jelek mellőzése és a dedikált funkciójú idő-frekvencia blokkok számának minimalizálása [2, 5.3 alfejezet]. Látható, hogy a folyamatosan sugárzott jelek használatának minimalizálása mindkét tervezési alapelvből következik.

3.2. A mobil állomások regisztrációja a cellába

Ebben az alfejezetben ismertetem a kezdeti hozzáférés (intial access) mechanizmusának főbb lépéseit. A kezdeti hozzáférés során kapcsolódnak hálózatba a cella területére újonnan érkező mobil állomások, illetve az alvó/inaktív eszközök. A kezdeti hozzáférést használhatja az eszköz az elérhető cellák felmérésére, vagy a meglévő kapcsolatának megújítására is. A csatornamérő rendszer szempontjából lényeges szinkronizáció is ennek a folyamatnak részeként valósul meg. Az alfejezetet elsősorban [2] 16. fejezete és [24] alapján készítettem el.

Az 5G NR rendszerek kezdeti hozzáférés mechanizmusa több ponton is eltér az LTE-ben használttól (többek között [25] egy átfogó leírása az LTE rendszereknek). Egyrészt az ultravékony kivitelezés alapelveivel összhangban csökkent a folyamatosan sugárzott jelek által elfoglalt idő-frekvenciaerőforrások száma. Másrészt a rendszernek kezelnie kell a változtatható alvótávolságot, és igazodnia kell a különböző működési frekvenciatartományok sajátosságaihoz. Harmadrészt a masszív MIMO alkalmazása lehetőséget ad különböző irányú főnyalábok használatára, így a folyamat része a megfelelő főnyaláb kiválasztása is.

A bázisállomások periodikusan sugároznak SS blokkokat (Synchronization Signal Block), hogy a mobil állomások detektálhassák őket. Az SS blokkok felépítése a 3.2b ábrán látható, struktúrájuk és az egyes részek szerepe nagyon hasonló az LTE-ben használt jelzésekéhez [25]. A PSS (Primary Synchronization Signal) és SSS (Secondary Synchronization Signal) jelek a szinkronizációt, illetve a cella azonosítást szolgálják, PBCH (Physical Broadcast CHannel) pedig egy csatornakódolással védett, kulcsinformációkat továbbító csatorna. Az SS blokkok sávszélessége, ebből következően az időtartama is az alvívőtávolság függvénye. A különböző főnyalábokhoz tartozó SS blokkokat a bázisállomás SS sorozatokba (Synchronization Signal Burst) rendezi, ahogyan azt a 3.3 ábra szemlélteti. Az SS sorozaton belüli SS blokkok száma egy és a szabvány által specifikált felsőkorlát között változhat. Az egyes sorozatok időtartama 5 ms (egy fél keretnyi idő, a keretek ideje független a numerológiától), azonban periodicitása változtatható. Az egyes SS blokkok kezdete a fél kereten belül szintén az alvívőtávolság és a működési frekvenciatartomány függvénye. Általánosságban elmondható, hogy magasabb működési frekvencia esetén több blokk fér az 5 ms időtartamba, tehát több nyalábot tud a bázisállomás hirdetni, ami összhangban van azzal, hogy az antennatömb főnyalábjának szélessége magasabb üzemi frekvencián kisebb, tehát nagyobb felbontásban tud pásztázni. Az SS blokkokban az PBCH csatornán továbbított információk nem elegendőek ahhoz, hogy a mobil állomás elindíthassa a csatlakozás folyamatát. A maradék feltétlenül szükséges információt (Remaining Minimum System Information, RMSI) a rendszer egy másik csatornán (Physical Downlink Shared Channel, PDSCH) sugározza 160 ms periodicitással. A PDSCH csatorna adatait a PBCH tartalmazza, így egy SS blokk detektálása után az RMSI-t elérheti a mobil állomás.



3.3. ábra. SS sorozat felépítése.

Az LTE-vel ellentétben az 5G NR rendszerben az SS blokkok nemcsak az adott frekvenciasáv közepén helyezkedhetnek el. Annak érdekében, hogy az SS blokk detektálás mégis egyszerűbb legyen, – tehát ne kelljen a frekvenciatartomány összes lehetséges vivő pozíciójára (amit a carrier raster ad meg) elvégezni – az SS blokkok vivői meghatározott frekvenciákon lehetnek (ezt a synchronization raster tartalmazza). A bázisállomások tehát sorra vizsgálják a lehetséges vivőfrekvenciákat, kezdetben azzal a feltételezéssel, hogy minden 20ms-ban sugároz a BS egy SS sorozatot. Az SS blokk detektálás történhet például a PSS szimbólummal való keresztkorrelációval, hiszen azt ismerik a mobil terminálok. Amennyiben sikerült detektálni egy SS blokkot, akkor először a PSS alapján a mobil terminál végez egy előzetes keret- és frekvenciaszinkronizálást, melyet később tovább pontosít. A szabvány nem rögzítheti a szinkronizáció algoritmusát. Az LTE-vel mutatott hasonlóság miatt rengeteg releváns publikáció áll rendelkezésre a PSS és SSS

alapú szinkronizáció és cella detektálás témakörében. [26], [27] és [28] forrásokban Morelli et. al. ad a szinkronizáció egyes lépéseire maximum-likelihood megoldást, [29], [30] és [31] szerzői pedig a teljes szinkronizációs folyamatot tárgyalják. A szakirodalomban két fő irány dokumentált, az elterjedtebb autokorrelációs, illetve a keresztkorrelációs eljárások, melyeket részletesebben a 4. fejezetben mutatok be. Az előzetes szinkronizáció után először a PSS-t dekódolja a mobil állomás, majd az SSS dekódolása után rendelkezésére áll a cella azonosítója, ezt követően dekódolja a PBCH tartalmát, illetve végezetül a RMSI hordozta információkat. A folyamat végére minden kulcsfontosságú paramétert ismer a mobil terminál ahhoz, hogy elkezdje a hálózatba csatlakozás folyamatát. Egy felhasználó akár több SS blokkot is detektálhat, hiszen elképzelhető, hogy a bázisállomás több nyalábját is látja (vagy több bázisállomás jeleit), ekkor kiválaszthatja a legjobb vételt lehetővé tevő SS blokkot. A választott SS blokk azonosítása a SS sorozaton belüli kezdetével történik, mely része a dekódolt kulcsfontosságú paramétereknek. Fontos, hogy az SS blokk egyben a BS főnyalábjának irányát is meghatározza.

A mobil terminál csatlakozási szándékát a PRACH (Physical Random Access CHannel) üzenet továbbításával jelzi, a rövidítés azért tartalmazza a csatorna kifejezést, mert erre a célra külön idő-frekvenciaerőforrást tart fent a rendszer. A bázisállomás a beérkező PRACH-ból meghatározza a mobil állomás időkorrekcióját, vagyis a jelterjedés idejét a BS és MS között. Erre azért van szükség, mert az egyes mobil állomásoktól a küldött jelek különböző idő alatt érhetnek a BS-hez, hiszen távolságuk eltérhet. A rendszer pedig akkor működőképes, ha az azonos szimbólumidőbe tartozó üzenetek egyszerre – a ciklikus prefix (Cyclic Prefix, CP) által megengedett bizonytalanságig – érkeznek a bázisállomáshoz. A PRACH üzenetre a bázisállomás RAR (Random-Access Response) üzenettel válaszol, mely tartalmazza az időkorrekciót, az MSG3 (MESsage) üzenethez (melyben a mobil állomás reagál a PRACH üzenetre) tartozó forgalmazási engedélyt, az eszköz átmeneti azonosítóját, illetve azt, hogy melyik PRACH-re vonatkozik az adott RAR. Ez utóbbira azért van szükség, mert a RAR üzenetet több mobil állomás is várhatja egyszerre. A mobil állomás a RAR-ra küldött MSG3 válaszát az időkorrekció figyelembe vételével küldi a kijelölt UL-SCH erőforrásban. Az üzenet tartalma konfigurálható többek között attól függően, hogy az eszköz már regisztrált a hálózatba, ami például lehetséges cellák közti mozgás esetén. Elképzelhető, hogy egy átmeneti azonosítóval több eszköz is van a rendszerben, az ilyen ütközések feloldása a bázisállomás által küldött MSG4 üzenettel történik, mely egyértelműen meghatározza a csatlakoztatott eszközt. Az az eszköz, amelyik felismeri a saját egyedi azonosítóját az MSG4 üzenetben, válaszol egy MSG5 üzenet formájában, innentől kezdve létrejött a kapcsolat az adott BS és MS között. Azok az eszközök, melyek nem ismerik fel egyedi azonosítójukat az MSG4 üzenetben előről kezdik a folyamatot.

3.3. A csatornabecslés

A masszív MIMO hálózatok csatornabecslését részletesebben tárgyaltam a 2. fejezetben. Az 5G NR rendszereknek is több ponton támaszkodnak a rádiós csatorna ismeretére. Ebben a részben [2] 8. fejezete alapján tömören ismertetem az 5G NR által használt csatornabecslés folyamatát.

Az 5G NR egyaránt támaszkodik felmenő és lejtő ágú mérésekre. A rendszer lejtő ágban méréseket készíthet konfigurálható idő-frekvencia blokkok használatával, melyek eredményét a mobil állomás visszaküldi. A rendszer része az egyes eszközök közötti interferencia mérés is. Ez történhet úgy, hogy a mobil állomás egy olyan erre a célra dedikált idő-frekvenciaerőforrásban mér, melyen nem ad a bázisállomás, tehát a környező erőforrá-

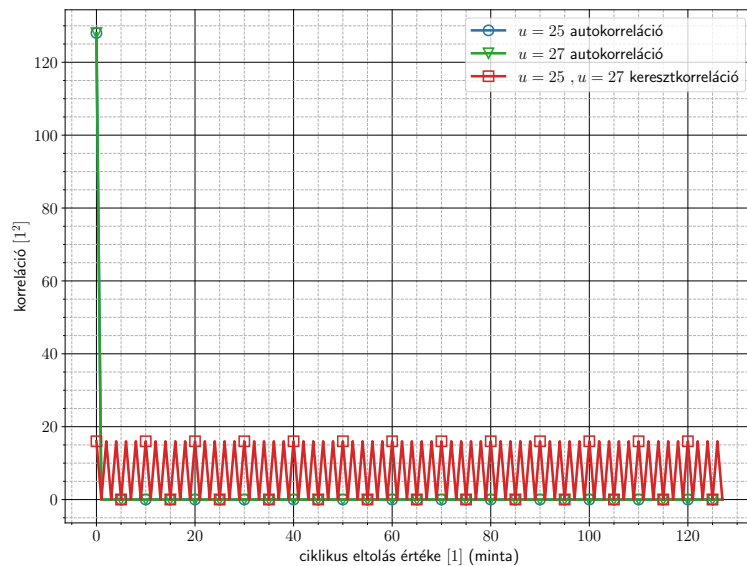
sok áthallását méri. Másik megközelítés, hogy egy olyan idő-frekvenciaerőforrásban végez mérést, melyet használhat a bázisállomás egy másik eszközzel való kommunikációra is. A leendő ági mérések harmadik típusa a riportok készítése. Ekkor konfigurálható paraméterekkel több mérést végez a rendszer, melyek célja egy átfogó kép alkotása a rádiós csatorna állapotáról. A DL csatornabecslés része továbbá a fázishibák kompenzálását szolgáló referenciajelek, melyeknek különös jelentősége a milliméteres hullámhossztartományban működő rendszereknél van, hiszen ott jelentős az oszcillátorok fáziszaja.

A felmenőági csatornabecslés része az adó- és vevőoldal közötti jelterjedési idő mérése, ahogyan arra már a 3.2. részben kitértem. Felmenő ágban is konfigurálható, hogy mely idő-frekvenciaerőforrásokban végezzenek méréseket az egyes mobil állomások, itt egy szimbólumon belül egyszerre akár több mobil állomás is mérhet, például úgy, hogy minden második alvivőt használják.

A felmenő ági csatornabecslő szimbólumok alapja – az LTE rendszerekhez hasonlóan – a Zadoff-Chu sorozatok [32]. A Zadoff-Chu sorozatok csúcstényezője (Peak-to-Average Power Ratio, PAPR) alacsony, így lehetővé teszik a rádiófrekvenciás végfokozat jobb kivételését, ezáltal korlátozott adóteljesítményüket a mobil állomások nagyobb hatásfokkal használhatják. Egy L_{ZC} hosszú Zadoff-Chu sorozat a következő kifejezéssel adható meg

$$x_u(\ell) = e^{-j\frac{\pi u \ell(\ell + L_{ZC} \bmod 2)}{L_{ZC}}}; \quad 0 \leq \ell < L_{ZC}, \quad (3.1)$$

ahol u a sorozat alapja. Az L_{ZC} hosszú sorozatok számát az adja meg, hogy hány u található, mely relatív prím L_{ZC} -hez képest ($u < L_{ZC}$). Következésképpen praktikus választás az eleve prím hosszú Zadoff-Chu sorozatok használata. Ennek érdekében az 5G NR rendszerekben prím hosszú Zadoff-Chu sorozatok frekvenciatartományban ciklikusan kiterjesztett változatai használatosak. Mivel az exponenciális függvények a Fourier-transzformáció sajátfüggvényei, ezért egy Zadoff-Chu sorozat Fourier-transzformáltja (és inverz Fourier-transzformáltja is) Zadoff-Chu sorozat. A szóban forgó sorozatok kedvező tulajdonsága – az alacsony csúcstényezőtől kívül –, hogy két különböző sorozat ciklikusan eltolt verziói közötti keresztkorreláció alacsony, illetve a sorozat és annak ciklikusan eltolt változata közötti korreláció Dirac-delta függvény, ahogyan az a 3.4 ábrán látható.



3.4. ábra. A 128 minta hosszú Zadoff-Chu sorozatok auto- és keresztkorrelációja.

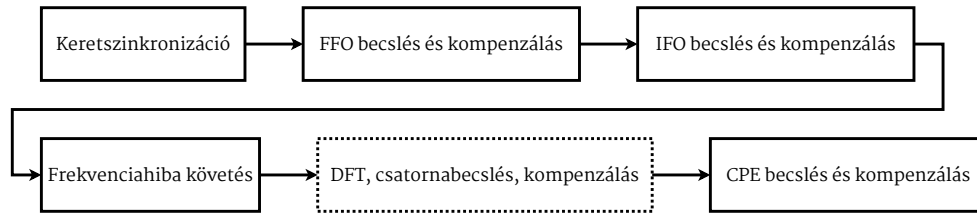
4. fejezet

Szinkronizáció OFDM alapú átvitelben

Annak érdekében, hogy a csatornabecslő keretrendszer használható eredményeket szolgáltatson, szükséges a minél pontosabb idő- és frekvenciaszinkronizáció, hiszen így lehet a csatorna hatását megkülönböztetni az egyéb átviteli hibáktól (például oszcillátorok frekvenciájának különbsége), melyek kompenzálás hiányában szintén a csatorna hatásához tartoznának. Természetesen óhatatlan, hogy a mért csatornában maradnak nem a konkrét fizikai környezethez köthető torzítások (nemlineáris torzítás, IQ kiegyenlítetlenség, oszcillátorok fáziszaja), azonban a célkitűzés, hogy ezek közül minél többet a lehetőségek szerint kompenzáljunk, elsősorban a mérések reprodukálhatóságának érdekében.

Cellás rendszerekben a szinkronizáció kétirányú. Először lejövő ágban történik szinkronizáció, tehát a mobil állomások a bázisállomás referenciajeléhez igazodnak, ahogy az a 3.2. alfejezetben olvasható. Ezt követően a terminálok forgalmazása alapján a bázisállomásnak további korrekciókat kell végeznie, melybe bevonhatja a mobil állomásokat, például időzítési utasításokkal, ahogyan az 5G NR rendszerekben (3.2. alfejezet). Általánosságban elmondható, hogy a szinkronizáció első fázisában a rendszer egy durva becslést készít, például speciális szimbólumok használatával (PSS, SSS az 5G NR és LTE esetében), majd a második fázisban ezt pontosítja, illetve követi a hibák változását (dedikált pilot alvivők). Infrastrukturális cellás rendszerekben tehát a szinkronizáció egy több lépéses folyamat, a bázisállomások folyamatos referenciajelet szolgáltatnak, a mobil állomások visszacsatolása alapján a bázisállomás mobil terminál specifikus korrekciót végezhet a teljes rendszer szinkronban tartásáért. A tervezett csatornabecslő keretrendszer ezzel szemben kizárólag felmenő ágban forgalmaz, rögzített struktúrájú szinkronizációs keretek formájában, ahogyan azt az 5. fejezet bevezetésében részletezem. Ebből fakadóan a bázisállomásnak kell a mobilállomásokhoz igazodnia, így a csatornabecslő bizonyos értelemben véve „kifordított” rendszernek tekinthető. Egy ilyen kifordított rendszerben, ahol az egymás utáni keretek származhatnak különböző mobil állomásoktól, a szinkronizáció kihívást jelentő feladat, hiszen nem használhatóak folyamatos referencia jelek, illetve visszacsatolások se, minden vett keretre külön-külön kell elvégezni a korrekciós lépéseket.

Jelen fejezetben elsősorban dedikált szimbólumokon alapuló szinkronizációs eljárásokat mutatok be. Először összefoglalom a szinkronizációs hibákat, majd az időbeli szinkronizáció kérdéskörével foglalkozok. Ezt követően ismertetek néhány frekvenciaszinkronizáló eljárást, végezetül pedig a frekvenciahiba időbeli változásának követését és a fázishiba kompenzálását mutatom be. A fejezet célja a keretrendszerben használt szinkronizációs algoritmusok, illetve azok néhány alternatívájának ismertetése. A fejezet elsődleges alapja [6], mely a tématerület átfogó tárgyalása. A szinkronizáció egy lehetséges folyamatát foglalja össze 4.1 blokkvázlat, a fejezetben az egyes blokkokat (kivéve a DFT és csatornabecslő blokk) részletesen ismertetem, a feldolgozási láncban való sorrendjük szerint.



4.1. ábra. Szinkronizációs lépések egy lehetséges sorrendje. (A pontozott rész szükséges, de nem a szinkronizációs folyamat eleme.)

4.1. Szinkronizációs hibák

A mérőrendszer OFDM alapú, akárcsak az 5G NR rendszerek. Az OFDM alapú összeköttetések érzékenyek az idő- és frekvenciaszinkronra. Az időszinkron, vagy másnéven keretszinkron az OFDM szimbólumok kezdetének vevőoldali pontos megállapítását jelenti, ennek hiányában az egyes OFDM szimbólumok között áthallás (Inter Symbol Interference, ISI) jön létre. Természetesen ISI akkor jelentkezik, ha a ciklikus prefixnél nagyobb az időzítési hiba, amíg kisebb, addig fázishibát okoz. Ez a fázishiba hozzávehető a csatornához és a csatornakiégnyelés során kompenzálható. Azonban a CP-t nem időzítési hibák kezelésére, hanem a többutas terjedéssel szembeni védelmként szolgál, így fontos az időzítési hiba minimalizálása. Jelölje Θ a vett jelsorozat azon mintáját, ahol az adott keret kezdődik, a vonatkozó angol terminológia a symbol timing offset.

Egy vezeték nélküli összeköttetésben az adó- és vevőoldali keverők oszcillátorainak frekvenciája – ha kis mértékben is – de különbözik. A keverőfrekvenciák eltérését frekvenciahibának (Carrier Frequency Offset, CFO) nevezik, mely vivőközi áthallást (Inter Carrier Interference, ICI), tehát az alvivők ortogonalitásának sérülését eredményezi. A frekvenciaszinkron megvalósulása ezen hiba megfelelő mértékű kompenzálását jelenti. A frekvenciahiba értékét szokás az alvivők távolságával normálni, ezt jelöli ε , amit tovább lehet egész (Integer Frequency Offset, IFO) és tört (Fractional Frequency Offset, FFO) részekre bontani, melyeket rendre ε_I és ε_F jelöl

$$\frac{\text{CFO}}{\Delta f} = \varepsilon = 2\varepsilon_I + \varepsilon_F, \quad (4.1)$$

ahol Δf az alvivők távolsága ($[\text{CFO}] = [\Delta f] = \text{Hz}$). ε_I tehát egész szám és $\frac{2}{\Delta f}$ többszörösében adja meg a frekvenciahibát, ezt egészíti ki $\varepsilon_F \in (-1, 1]$, melyet $\frac{1}{\Delta f}$ többszöröse (ε_I -t ε_F értékészlete miatt kell kettővel szorozni a formulában). A frekvenciahiba ilyen felosztása a becslő algoritmusokat és a kompenzálást egyszerűsíti.

Tekintsük az átvitel következő alapsávi diszkrétidejű modelljét

$$r(\ell) = s(\ell) \otimes h(\ell) + w(\ell), \quad \ell = 0, 1, 2, \dots, \quad (4.2)$$

ahol $r(\ell)$ az a vett, $s(\ell)$ az adott jelsorozatok, $h(\ell)$ a csatorna impulzusválasza, $w(\ell)$ additív fehér Gauss-zaj. Az időzítési- és frekvenciahiba hatását leírhatjuk például a következő kiegészítéssel ([6, (9)] szerint)

$$r(\ell) = (s(\ell - \Theta) \otimes h(\ell) + w(\ell)) e^{j\frac{2\pi\varepsilon\ell}{N_{\text{fft}}}}, \quad (4.3)$$

ahol N_{fft} az összes alvivő száma. A szinkronizáció minimálisan szükséges feladata $\hat{\Theta}$ és $\hat{\varepsilon}$ becslők meghatározása és a kompenzálás. Általánosságban elmondható, hogy a szinkro-

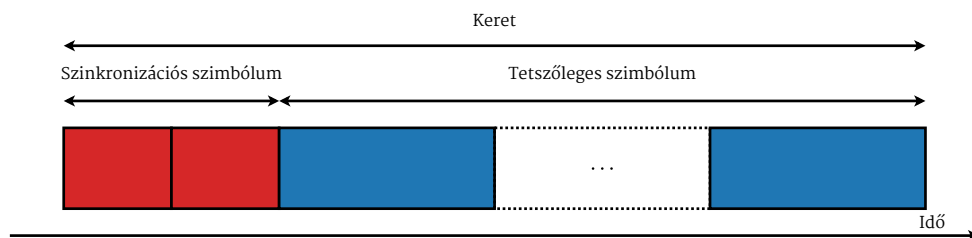
nizációs hibák hatása jel/zaj-viszony romlásban formalizálható. Az időzíti és frekvenciaszinkron vonatkozásában ezt például [6, (13),(20)] összefüggései adják meg.

Fontos továbbá figyelembe venni a fázishibát. Ennek hátterében állhat az oszcillátorok fáziszaja, mely különösen a nagyfrekvenciás oszcillátorok esetében jelentős, így az 5G NR kapcsán szóba kerülő milliméteres hullámhossztartományban nagy szerepe van. A fázishiba a csatorna fázisának azon időbeli változását jelenti, melyet nem követ a csatornabecslés és kiegyenlítés. Egy valós összeköttetésben, a becslése és kiegyenlítése után a csatorna valamennyi – a csatorna koherenciaidejétől függő – szimbólum erejéig állandónak vehető, azonban egyéb hatások miatt változhat a csatorna fáziskarakterisztikája, melyet követni kell. A fázishiba egyrészt vivőközi áthallást (ICI), másrészt egy átlagos fázishibát (Common Phase Error, CPE) eredményez, ez a konstellációs diagram érintő irányú elkenődésében, forgásában jelentkezik. A fázishiba kompenzálása és kezelése főleg a nagy állapotszámú modulációk esetében fontos, mely kihívást jelentő feladat a milliméteres átvitelekben [2, 19. fejezet]. Megemlítenéd, hogy fázishibát visz a rendszerbe a vevőoldali frekvenciaszinkron kompenzálása is. A fejezetben a CPE egyszerű becslésével foglalkozok. A fázishiba leírható szotchasztikus folyamatként, azonban mivel a CPE becslés tárgyalásához nem feltétlenül szükséges, így mellőzöm. A tématerület mélyebb ismertetése olvasható például [33]-ban, ahol a szerző az oszcillátorok fáziszaját Brown-mozgásként modellezi és ebből kiindulva tárgyalja a fázishiba hatását OFDM rendszerekben, illetve annak csillapításának módjait is.

A teljesség kedvéért megemlítenéd, hogy hibát visz a rendszerbe az adó- és vevőoldali mintavételi órajel eltérése. Azonban, mivel annak hatása nagyságrendileg kisebb a továbbiakban figyelmen kívül hagyom, ez a feltételezés a szakirodalmakban is elfogadott [34].

4.2. Időszinkron

Többvivős rendszerek szinkronizációjának első lépése jellemzően az időszinkronizáció, mely kettős feladatot tölt be. Egyrészt jeldetekció, ez különösen fontos a csomag alapú átviteleknel, ilyenek például a 802.11 WiFi hálózatok. Másrészt a csomag kezdetének ismerete elengedhetetlen a további feldolgozáshoz. A keretszinkronizációt megelőzően általában nincs kompenzáló vagy kiegyenlítő lépés, így a várható átviteli hibákkal szemben robusztus módszerre van szükség. Az eljárások csoportosíthatóak aszerint, hogy egy ismert jelsorozattal való keresztkorreláción alapulnak, vagy a vett sorozatok autokorrelációjából származtatják a vizsgált metrikát.



4.2. ábra. A Schmidl és Cox módszert használó keret struktúrája időtartományban.

Az autokorrelációs technikák mindig valamilyen időtartományban ismétlődő struktúrára épülnek. A legegyszerűbb megközelítést Schmidl és Cox (S&C) javasolta [35]. Az ötlet szerint a keretek elejét két azonos $\frac{N_{\text{fft}}}{2}$ hosszú blokkból álló szimbólum jelzi, ahogyan azt a 4.2 ábra is mutatja. Jelölje a csatornán áthaladt ismétlődő blokkokat $s_R(\ell)$, ekkor

a vett jelsorozat (4.3) alapján

$$\begin{aligned} r(\ell) &= s_R(\ell) e^{j \frac{2\pi\epsilon\ell}{N_{\text{fft}}}} + w(\ell), \quad \Theta \leq \ell \leq \Theta + \frac{N_{\text{fft}}}{2} - 1, \\ r\left(\ell + \frac{N_{\text{fft}}}{2}\right) &= s_R(\ell) e^{j \frac{2\pi\epsilon}{N_{\text{fft}}}\left(\ell + \frac{N_{\text{fft}}}{2}\right)} + w\left(\ell + \frac{N_{\text{fft}}}{2}\right), \quad \Theta \leq \ell \leq \Theta + \frac{N_{\text{fft}}}{2} - 1. \end{aligned} \quad (4.4)$$

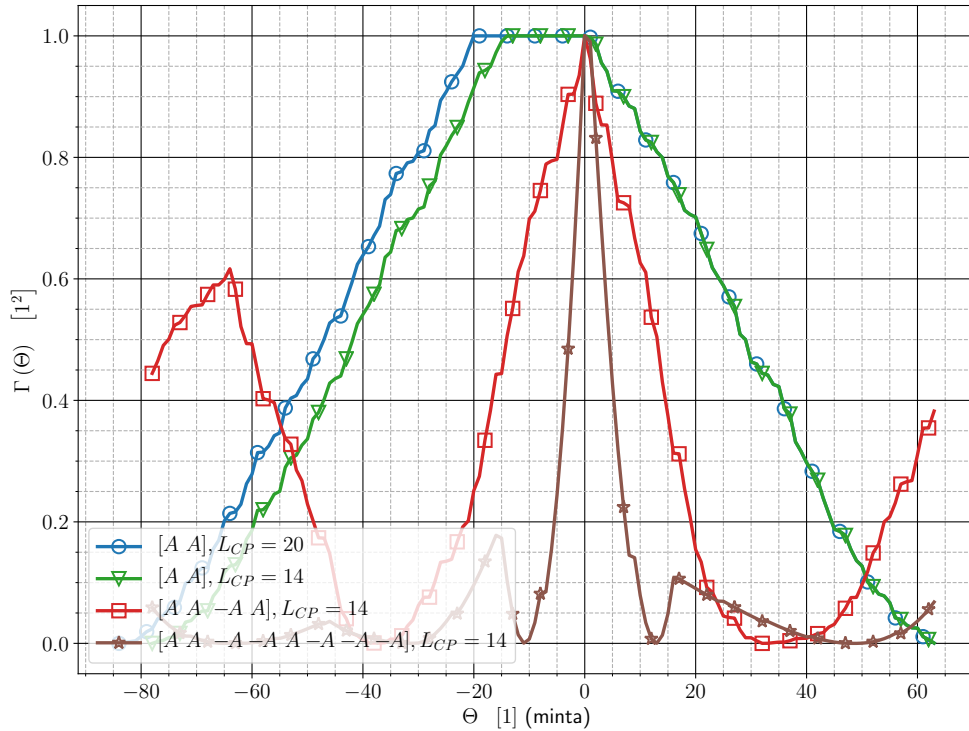
(4.4) alapján tehát időtartományban $\frac{N_{\text{fft}}}{2}$ hosszú ablakok közötti korrelációt számolva, a keret kezdeténél korrelációs csúcsot kapunk. A következő normált metrikát célszerű választani [6, (25)]

$$\Gamma(\tilde{\Theta}) = \frac{\sum_{z=\tilde{\Theta}}^{\tilde{\Theta} + \frac{N_{\text{fft}}}{2} - 1} r\left(z + \frac{N_{\text{fft}}}{2}\right) r^*(z)}{\sum_{z=\tilde{\Theta}}^{\tilde{\Theta} + \frac{N_{\text{fft}}}{2} - 1} \left| r\left(z + \frac{N_{\text{fft}}}{2}\right) \right|^2}. \quad (4.5)$$

A fentiek alapján az időszinkronizációs feladat formálisan

$$\hat{\Theta} = \arg \max_{\tilde{\Theta}} \left\{ \left| \Gamma(\tilde{\Theta}) \right| \right\} \quad (4.6)$$

alakban adható meg. A módszerhez tartozó metrikát a 4.3 ábra szemlélteti. A kereketek detektálása történhet referenciaszint alapján, a helyes döntési küszöb megállapítása a kihagyott/téves detekciók valószínűségének figyelembevételével történik. Az eljárás hátránya, hogy a metrika nem mutat egyértelmű csúcsot a keret kezdetén. A 4.3 ábrán az is megfigyelhető, hogy a ciklikus prefix hosszával egyező mintaszámig veszi fel a metrika a maximális értékét – természetesen ha a szimbólumot nem terheli zavaró hatás. Jobban



4.3. ábra. A Schmidl és Cox módszer és általánosításának metrikája, $N_{\text{fft}} = 128$.

detekálható korrelációs csúcsot eredményez, ha a keret több, váltakozó előjelű blokkból épül fel. A több azonos referenciablokk használatának ötlete Morell és Mengali nevéhez köthető [36], a különböző előjelű blokkok alkalmazása és a módszer egy általánosabb leírása pedig Minn et. al. [34] munkájában olvasható. Általános esetben a szinkronizációs szimbólum álljon Q részből, mindegyiben $Z = \frac{N_{\text{fft}}}{Q}$ mintából, jelölje a blokkok előjelét $b(q), q = 0, 1, \dots, Q-1$. Ekkor a gyakorlatban jól használható korrelációs metrika [34, (14)-(16)]

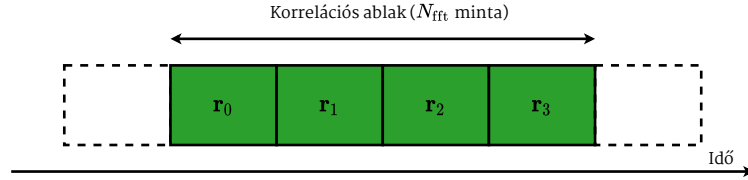
$$\begin{aligned} \Gamma(\tilde{\Theta}) &= \left(\frac{Q}{Q-1} \frac{|P(\tilde{\Theta})|}{E(\tilde{\Theta})} \right)^2, \\ P(\tilde{\Theta}) &= \sum_{q=0}^{Q-2} b(q)b(q+1) \sum_{z=0}^{Z-1} r^* \left(\tilde{\Theta} + qZ + z \right) r \left(\tilde{\Theta} + (q+1)Z + z \right), \\ E(\tilde{\Theta}) &= \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{z=0}^{Z-1} \left| r \left(\tilde{\Theta} + qZ + z \right) \right|^2. \end{aligned} \quad (4.7)$$

Az időszinkronizációs feladat formálisan (4.6) alakban adható meg. A fenti formula egy MMSE becslőből származtatott, a teljesség kedvéért megemlítendő, hogy a szakirodalomban ismertek ML (Maximum Likelihood) típusú becslők is, e két típust [37] hasonlítja össze az időszinkronizáció vonatkozásában. A zajos környezetbeli hamis detekció elkerülhető az MMSE becslő normálásával, (4.7) az így kapott metrika négyzeteként adódik, a négyzetre emelést az egyszerűbb implementálhatóság érdekében javasolta a szerző. (4.7) speciális esetként tartalmazza az S&C eljárás egy közelítését is. Az általánosított eljárással kapott korrelációs függvényre láthatunk példákat a 4.3 ábrán. A kirajzolt metrikák alapján felismerhető, hogy minél több blokkból épül fel a szinkronizációs szimbólum, annál meredekebb felfutású korrelációs csúcsot eredményez a keret kezdetén. A különböző szimbólumok teljesítőképességét az 5.4 ábra alapján hasonlítható össze. Fontos figyelni arra, hogy a ciklikus prefix hossza Z -től különbözzön, különben elképzelhető, hogy két egymás utáni csúcsot ad a módszer. Optimális előjel mintázatokra található példát többek között [34]-ban, ezek közül a csatornamérő keretrendszerben az $[A \ A \ -A \ A]$ mintázatot választottam. A mintázat ismeretében (4.7) a következő, egyszerűbb alakban adható meg

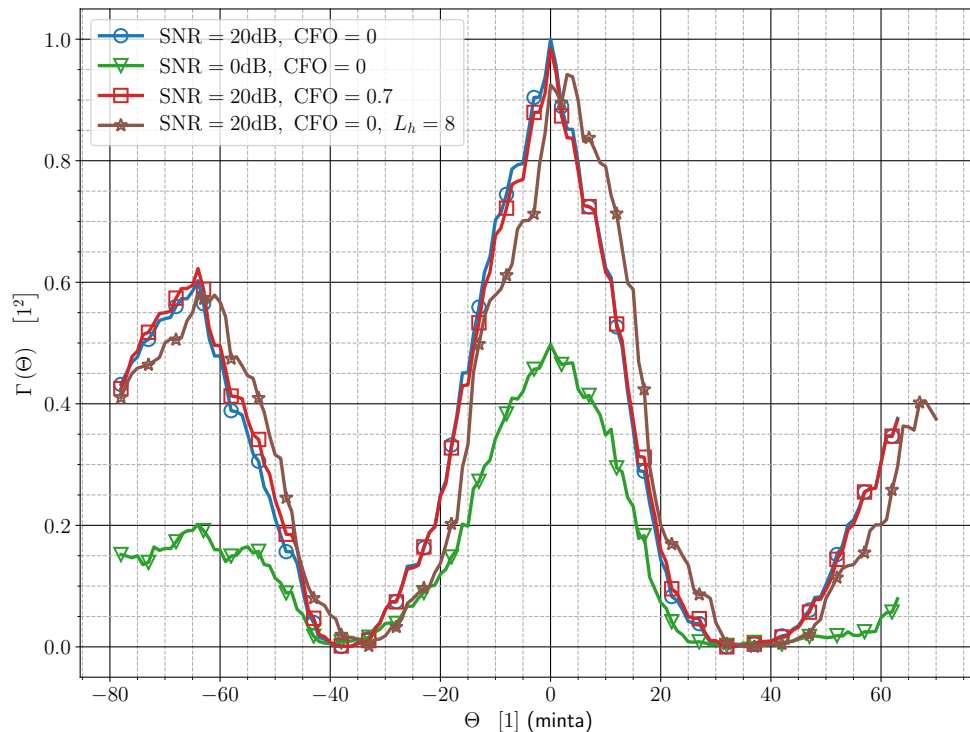
$$\begin{aligned} \Gamma(\tilde{\Theta}) &= \left(\frac{\mathbf{r}_0^H \mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_1^H \mathbf{r}_2 - \mathbf{r}_2^H \mathbf{r}_3}{\frac{3}{4} \sum_{z=0}^3 \|\mathbf{r}_z\|} \right)^2, \\ \mathbf{r}_q &= \left[r \left(0 + q \frac{N_{\text{fft}}}{4} + \tilde{\Theta} \right), r \left(1 + q \frac{N_{\text{fft}}}{4} + \tilde{\Theta} \right), \dots, \right. \\ &\quad \left. r \left(\frac{N_{\text{fft}}}{4} - 1 + q \frac{N_{\text{fft}}}{4} + \tilde{\Theta} \right) \right]. \end{aligned} \quad (4.8)$$

A formula alapján a detekció történhet egy négy blokkból álló korrelációs ablak használatával, ahogyan a 4.4 ábra illusztrálja. A különböző átviteli hibák hatását szemlélteti a 4.5 ábra. Látható, hogy a frekvenciahiba nem befolyásolja a metrikát, továbbá zajjal szemben

is robusztusnak mondható (részletesebb elemzést az 5.4 ábra ad), azonban a többutas terjedés egy szisztematikus hibát visz az eljárásba, a korrelációs csúcsot késlelteti. Ez utóbbi hatást – ugyan a CP alapú vak séma vonatkozásában – [38] szerzői is leírják, a hivatkozott forrásban egy megoldási javaslattal is élnek a ciklikus prefix alapú vak séma esetében. A vak séma (blind method) kifejezést olyan szinkronizációs eljárásokra használatos, melyek a meglévő rendszerelemekre támaszkodnak, nem igényelnek dedikált forgalmat.



4.4. ábra. A Schmidl és Cox módszer továbbfejlesztése, több blokkból felépített szinkronizációs szimbólum detektálása ((4.8) egyenlet).



4.5. ábra. Különböző átviteli hibák hatása az $[A \ A \ -A \ A]$ struktúrájú blokkal kapott időszinkronizációs metrikára. $N_{\text{fft}} = 128$, $L_{\text{CP}} \neq 0$ esetben a csatornamodell egy exponenciális teljesítményprofilú Rayleigh csatorna egy véletlen realizációja, a többi esetben additív fehér Gauss-zaj modellezi.

Időtartományban ismétlődő blokkokból álló szimbólumokat egyszerűen előállíthatunk frekvenciatartományban. Például, ha minden páros alvivőt modulálunk egy véletlen sorozattal és a páratlanokat nullára állítjuk, akkor időtartományban két azonos blokkból álló szimbólum adódik. Általánosságban minden Z -edik alvivő modulálása – és a többi alvivő zérusra állítása – Z azonos blokkból álló szimbólumot eredményez, ezután már csak a blokkok előjelét kell beállítani. Természetesen fontos a rendszer sáv szélességgel kapcsolatos megkötéseit is figyelembe venni, illetve a limitált adóteljesítményű mobil terminálok esetében alacsony csúcstényezőjű szimbólumot használni. Bizonyos esetekben tehát célravezetőbb lehet a szimbólum megfelelő paraméterű blokkokból való előállítása.

A dedikált szinkronizációs szimbólumok használata többlet forgalmat jelent, ez első sorban folyamatos átviteleknél jelentős. Egy megoldási lehetőség a ciklikus prefix által bevitt redundanciát kihasználó vak séma alkalmazása. A CP használatával definiálhatjuk például a következő korrelációs metrikát [39]

$$\Gamma(\ell) = \sum_{q=0}^{L_{\text{CP}}-1} r(\ell - q) r^*(\ell - q - N_{\text{fft}}), \quad (4.9)$$

ahol ℓ jelöli az utolsó beérkezett minta indexét. (4.9) N_{fft} periódussal csúcsokat ad, mely további átlagolással pontosítható és felhasználható $\hat{\Theta}$ meghatározására. Természetesen a vak szinkronizációs módszerek általánosságban rosszabb teljesítőképességűek, mely energetikai megfontolásból is látható, hiszen a vevő kevesebb szimbólumnyi energiát gyűjt össze egyetlen becslés elvégzéséhez. A módszerek robusztussága átlagolással javítható, mely végsősoron a becsléshez használt energiamennyiség növelését jelenti.

Amennyiben a szinkronizációs szimbólum ismert a vevőoldalon, az azzal való közvetlen keresztkorreláció alapján is végezhető időzítés. A valós rendszerekben ez nem minden esetben áll rendelkezésre, illetve az átviteli hibákkal szemben kevésbé robusztus. Azonban az LTE és 5G NR rendszerekben ez a megközelítés is felhasználható, hiszen a PSS és SSS szimbólumok ismertek a vevőoldalon. Pontosabban fogalmazva azok halmaza ismert, így a szinkronizáció feladata kapcsolódhat a használt PSS és SSS szimbólumok meghatározásához. Egy lehetséges megoldás az LTE vagy 5G NR rendszerek lejövő ági időszinkronizációjára, ha először egy durva becslést számítunk a CP alapján, majd azt pontosítjuk a PSS és SSS szimbólumok ismeretében.

4.3. Frekvenciaszinkron

A keretek kezdetének előzetes ismerete után következő lépés a tört frekvenciahiba meghatározása. A feladathoz használható az időszinkronizációs szimbólum. Az alapötlet az, hogy a frekvenciahiba az egymást követő blokkok között fázishiba formájában jelenik meg, hiszen mindkét blokk ugyanazon a csatornán ment keresztül. A vázolt elgondolást Moose publikálta először [40]. Az alapelv áttekintéséhez kiindulási pontot adnak (4.1) és (4.4) formulák, illetve a következő egyszerűsítés:

$$\begin{aligned} s_R(\ell) e^{j\frac{2\pi\varepsilon}{N_{\text{fft}}}\left(\ell + \frac{N_{\text{fft}}}{2}\right)} &= s_R(\ell) e^{j\frac{2\pi\varepsilon}{N_{\text{fft}}}\ell} e^{j\pi\varepsilon} = s_R(\ell) e^{j\frac{2\pi\varepsilon}{N_{\text{fft}}}\ell} e^{j2\pi\varepsilon_I} e^{j\pi\varepsilon_F} = \\ &= e^{j2\pi\varepsilon_I} s_R(\ell) e^{j\frac{2\pi\varepsilon}{N_{\text{fft}}}\ell} e^{j\pi\varepsilon_F} = s'_R(\ell) e^{j\pi\varepsilon_F}, \end{aligned} \quad (4.10)$$

ezzel

$$\begin{aligned} r(\ell) &= s'_R(\ell) + w(\ell), \quad \Theta \leq \ell \leq \Theta + \frac{N_{\text{fft}}}{2} - 1, \\ r\left(\ell + \frac{N_{\text{fft}}}{2}\right) &= s'_R(\ell) e^{j\pi\varepsilon_F} + w\left(\ell + \frac{N_{\text{fft}}}{2}\right), \quad \Theta \leq \ell \leq \Theta + \frac{N_{\text{fft}}}{2} - 1. \end{aligned} \quad (4.11)$$

Látható, hogy az egymás után vett blokkok közötti fáziskülönbségből meghatározható a frekvenciahiba tört része [6, (35)]

$$\hat{\varepsilon}_F = \frac{1}{\pi} \arg \left\{ \sum_{l=0}^{\Theta + \frac{N_{\text{fft}}}{2} - 1} r \left(\ell + \frac{N_{\text{fft}}}{2} \right) r^*(\ell) \right\}, \quad (4.12)$$

ahol Θ helyett az idősinkronizáció során becsült $\hat{\Theta}$ használható. Az ötlet általánosítása itt is több azonos blokk használata, ezzel kiterjeszthető a tört frekvenciahiba-becslő becslési tartománya. Q azonos blokkot használva $|\hat{\varepsilon}| \leq \frac{Q}{2}$ a becslési tartomány. A kiterjesztést Morelli és Mengali [36] javasolta, azonos előjelű blokkokkal. Emiatt a becslés során az első lépés az előjelkorrekció, jelölje $r_c(\ell)$ az előjel korrigálás utáni mintasorozat. Az eredetileg publikált BLUE (Best Linear Unbiased Estimator) típusú becslő a következő formában adható meg

$$\begin{aligned} \hat{\varepsilon} &= \frac{Q}{2\pi} \sum_{q=1}^{\Upsilon} \chi(q) \left[\arg \{ \Psi(q) \} - \arg \{ \Psi(q-1) \} \right] \bmod 2\pi, \\ \chi(q) &= 3 \frac{(Q-q)(Q-q+1) - \Upsilon(Q-\Upsilon)}{\Upsilon(4\Upsilon^2 - 6Q\Upsilon + 3Q^2 - 1)}, \quad q = 1, 2, \dots, \Upsilon \\ \Psi(q) &= \frac{1}{N_{\text{fft}} - q \frac{N_{\text{fft}}}{Q}} \sum_{z=\hat{\Theta} + q \frac{N_{\text{fft}}}{Q}}^{\hat{\Theta} + N_{\text{fft}} - 1} r_c^* \left(z - q \frac{N_{\text{fft}}}{Q} \right) r_c(z), \quad q = 0, 1, \dots, \Upsilon, \end{aligned} \quad (4.13)$$

ahol Υ tervezési paraméter, mely optimális értéke $\Upsilon = \frac{Q}{2}$. Ezzel $\chi(q)$ kifejezése egyszerűsíthető

$$\begin{aligned} \chi(q) &= 3 \frac{(Q-q)(Q-q+1) - \frac{Q}{2} \left(Q - \frac{Q}{2} \right)}{\frac{Q}{2} \left(4 \left(\frac{Q}{2} \right)^2 - 6Q \frac{Q}{2} + 3Q^2 - 1 \right)} = 6 \frac{(Q-q)(Q-q+1) - \frac{Q^2}{4}}{Q(Q^2 - 1)} = \\ &= \frac{12(Q-q)(Q-q+1) - 12 \frac{Q^2}{4}}{2Q(Q^2 - 1)} = \frac{12(Q-q)(Q-q+1) - 3Q}{2Q(Q^2 - 1)}. \end{aligned} \quad (4.14)$$

$\chi(q)$ kifejezés számlálójában Q^2 együtthatója [6, (40)] formulában 1, meglátásom szerint ez sajtóhiba, az eredeti becslőből a fenti számítás alapján 3 adódik, ezt szimulációk is igazolták. Az optimalizált verziója (4.14) felhasználásával a következő alakban adható meg ([6, (39)-(41)] alapján, (4.7) jelöléseivel)

$$\begin{aligned} \hat{\varepsilon} &= \frac{Q}{2\pi} \sum_{q=1}^{\frac{Q}{2}} \chi(q) \arg \{ \Psi(q) \Psi^*(q-1) \}, \\ \chi(q) &= \frac{12(Q-q)(Q-q+1) - 3Q^2}{2Q(Q^2 - 1)}, \\ \Psi(q) &= \sum_{z=\hat{\Theta}}^{\hat{\Theta} + N_{\text{fft}} - 1 - q \frac{N_{\text{fft}}}{Q}} r_c \left(z + q \frac{N_{\text{fft}}}{Q} \right) r_c^*(z), \quad q = 1, 2, \dots, \frac{Q}{2}. \end{aligned} \quad (4.15)$$

(4.15) formula tulajdonképpen nem más, mint a vett sorozat különböző hosszúságú részeinek keresztkorrelációjából adódó fázishibák megfelelő összegzése. A különböző szinkronizációs szimbólumok teljesítőképességének összehasonlítását az 5.5 ábra mutatja, látható, hogy több blokk használatával pontosabb becslő adódik. Megjegyzendő, hogy a többutas terjedés hatása miatt a különböző előjelű blokkok közötti áthallás jön létre. Az eltérő előjelek miatt ez nem lesz azonos minden blokk esetén, s ezt nem orvosolja az előjel visszaállítása sem. Végeredményként a becslés interferenciával terhelt, melyet további finom frekvenciahiba becsléssel lehet korrigálni [34]. (4.8)-hoz hasonlóan (4.15) is felírható vektoros alakban, felhasználva, hogy négy blokkból áll a szinkronizációs szimbólum

$$\begin{aligned} \hat{\varepsilon} &= \frac{2}{\pi} \left(\frac{96}{120} \arg \left\{ \left(\mathbf{r}_{c, \frac{N_{\text{fft}}}{4}, N_{\text{fft}}-1} \mathbf{r}_{c,0, \frac{3N_{\text{fft}}}{4}-1}^H \right) \left(\mathbf{r}_{c,0, N_{\text{fft}}-1} \mathbf{r}_{c,0, N_{\text{fft}}-1}^H \right)^* \right\} \right. \\ &\quad \left. + \frac{24}{120} \arg \left\{ \left(\mathbf{r}_{c, \frac{N_{\text{fft}}}{2}, N_{\text{fft}}-1} \mathbf{r}_{c,0, \frac{N_{\text{fft}}}{2}-1}^H \right) \left(\mathbf{r}_{c, \frac{N_{\text{fft}}}{4}, N_{\text{fft}}-1} \mathbf{r}_{c,0, \frac{3N_{\text{fft}}}{4}-1}^H \right)^* \right\} \right), \quad (4.16) \\ \mathbf{r}_{c,z,\zeta} &= \left[r_c \left(\hat{\Theta} + z \right), r_c \left(\hat{\Theta} + z + 1 \right), \dots, r_c \left(\hat{\Theta} + \zeta - 1 \right), r_c \left(\hat{\Theta} + \zeta \right) \right]. \end{aligned}$$

Akárcsak az időszinkronizáció esetében, a frekvenciaszinkronizációhoz is használható a ciklikus prefix által a rendszerbe vitt redundancia. (4.11) formulához képest ekkor az változik, hogy a két vizsgált blokk nem $\frac{N_{\text{fft}}}{2}$ minta távolságra van egymástól, hanem N_{fft} mintányira. Emiatt a becslés tartománya is beszűkül, mégpedig a felére, tehát $|\varepsilon_F| \leq \frac{1}{2}$. A vonatkozó becslő a következő szerint alakul

$$\hat{\varepsilon}_F = \frac{1}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{l=0}^{\hat{\Theta}+L_{\text{CP}}-1} r \left(l + N_{\text{fft}} \right) r^* \left(l \right) \right\}. \quad (4.17)$$

A tört frekvencia hiba meghatározása után a következő lépéseket megelőzően azt kompenzálni kell. Ez egyszerűen megtehető, egy numerikus vezérlésű oszcillátor jelével kell szorozni a vett sorozatot

$$r_F \left(\ell \right) = r \left(\ell \right) e^{-j \frac{2\pi}{N_{\text{fft}}} \hat{\varepsilon}_F \ell}. \quad (4.18)$$

A becslés pontosságától, illetve a frekvenciahiba időbeli változásától függően a korrigálás után továbbra is terheli a jelet egy $\Delta\varepsilon_F = \varepsilon_F - \hat{\varepsilon}_F$ nagyságú maradó frekvenciahiba. Annak érdekében, hogy ez ne okozzon a DFT után vivőközi áthallást, a maradó frekvenciahibát kompenzálni, követni kell. Egy lehetséges követési eljárás 4.4. részben kerül ismertetésre.

A FFO becslése és kompenzálása után a maradó IFO becslése következik. A Fourier-transzformáció modulációs tétele értelmében, az ε_I értékű egész frekvenciahiba a vett szimbólumokat frekvenciatartományban ciklikusan ε_I alvivővel eltolja pozitív irányba, tehát a nullvivő az ε_I -dik alvivő helyére kerül. Az egész frekvenciahiba praktikus meghatározása történhet tehát valamilyen, a vevőoldalon is ismert szimbólum alapján. A becslés elvégezhető idő és frekvenciatartományban egyaránt. Jelölje az IFO becslő szimbólumot időtartományban $d \left(\ell \right)$, $\ell = 0, 1, \dots, N_{\text{fft}} - 1$, annak frekvenciatartományban pozitív irányban ciklikusan eltolatását $d \left(\ell, i \right)$, $\ell, i = 0, 1, \dots, N_{\text{fft}} - 1$. Ekkor az egész frekvenciahiba becslési feladat a következő alakban írható

$$\hat{\varepsilon}_I = \arg \max_i \left\{ \sum_{\ell=\hat{\Theta}}^{\hat{\Theta}+N_{\text{fft}}} r_F^* \left(\ell \right) d \left(\ell, i \right) \right\}. \quad (4.19)$$

A becslés után a kompenzálás (4.18)-hez hasonlóan végezhető. Az IFO becslési feladat kombinálható egy utólagos idősinkronizációva, ehhez elegendő (4.19)-t $\hat{\Theta}$ néhány mintányi környezetére kiértékelni és a maximális korrelációjút választani. Érdeemes megemlíteni, hogy az LTE rendszerekben az egész frekvenciahiba becslés történhet a PSS jel alapján, a cella azonosítás részeként [26].

4.4. Időben változó frekvencia- és fázishiba követése

Attól függően, hogy mennyire pontos a becslés, illetve időben mennyire változik az adó- és vevőoldal közötti frekvenciahiba (például a felek relatív mozgásából adódó Doppler-hatás miatt) a kompenzálás után maradó frekvenciahibát követni kell. A tervezett csatorna-becslő esetében a követés egyetlen kereten belül értendő, hiszen két egymásutáni keret származhat különböző mobil állomásoktól is. Az időbeli változás követésére egy lehetséges megoldás a zárt hurkú szabályozási kör tervezése. Az általános kör blokkvázlata a 4.6 ábrán látható. A bemenetre a kompenzált jelsorozat jut, melyet egy numerikus vezérlésű oszcillátor jele szoroz. Az NCO (Numerically Controlled Oscillator) fázisa rekurzívan adódik

$$\begin{aligned}\psi_i(\ell) &= \psi_i(\ell - 1) + \frac{2\pi\Delta\hat{\varepsilon}_i}{N_{\text{fft}}}, & -L_{\text{CP}} \leq \ell \leq N_{\text{fft}} - 1, \\ \psi_i(-L_{\text{CP}} - 1) &= \psi_{i-1}(N_{\text{fft}} - 1),\end{aligned}\tag{4.20}$$

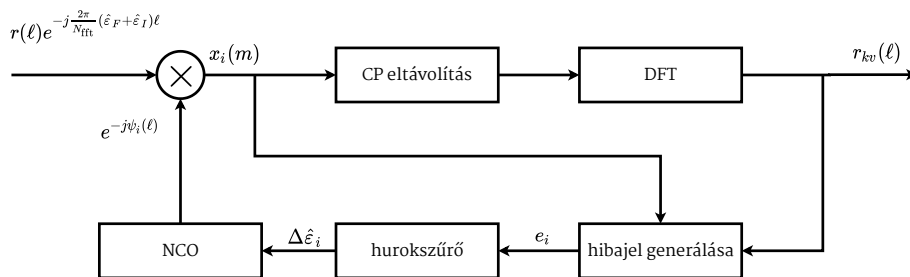
ahol a második sor az oszcillátor fázisugrását előzi meg. Az oszcillátor frekvenciáját az adott szimbólumra szintén rekurzívan kell meghatározni:

$$\Delta\hat{\varepsilon}_{i+1} = \Delta\hat{\varepsilon}_i + \alpha e_i,\tag{4.21}$$

ahol α tervezési paraméter és a szabályozási kör dinamikus viselkedését határozza meg. e_i hibajel meghatározására számos módszer található [6]-ben. Ezek közül a ciklikus prefix alapú eljárást választottam, az ehhez tartozó hibajel generálása nagyon hasonló (4.17)-hez, a következő alakban adható meg

$$e_i = \frac{1}{N_{\text{fft}}} \Im \left\{ \sum_{l=-L_{\text{CP}}}^{-1} r(\ell + N_{\text{fft}}) r^*(\ell) \right\}.\tag{4.22}$$

Az eljárás előnye, ahogyan azt már említésre került, hogy nem igényel pilot alvivőket vagy dedikált szimbólumokat, hiszen egy vak séma.



4.6. ábra. Maradó frekvenciahiba követésére szolgáló zárt hurkú szabályozási kör [6].

A fázishiba követése frekvenciatartományban történik. Szükséges hozzá valamilyen referenciajel, amihez viszonyítani lehet a fázist, ez praktikusán jelenthet erre a célra dedikált alvivőket, melyek értéke ismert a vevőoldalon. Jelölje az i -dik szimbólumban az adott fázishiba követésre szánt alvivőket $X_i(n)$, $n \in C_i$, ahol C_i az i -dik szimbólum dedikált alvivőinek indexét tartalmazó halmaz. Hasonlóan a dedikált alvivőkön vett értékeket jelölje $Y_i(n)$, $n \in C_i$. A fázishiba követéséhez szükség van még a csatorna becsült értékére, jelölje ezt $H_i(n)$. Ekkor az i -dik szimbólumra vonatkozó átlagos fázishiba [41, (6.47)]

$$\hat{\Phi}_i = \arg \left\{ \sum_{n \in C_i} \frac{Y_i(n)}{H_i(n) X_i(n)} \right\}. \quad (4.23)$$

A CPE kompenzálása ezután $e^{-j\hat{\Phi}_i}$ -vel való osztással végezhető el az i -dik szimbólumra vonatkozóan. A fázishiba követése különösen fontos a csomag alapú rendszerekben, ahol a csatornabecslés a keret eleje alapján történik és utána a csatorna állandónak tekintett. A fenti egyszerű eljárással folyamatosan korrigálható a becsült csatorna, ezáltal javítható az átvitel minősége, illetve a csatornabecslés eredményéből is kiszűrhető a fáziszaj hatása.

5. fejezet

A csatornabecslő keretrendszer

A csatornabecslő keretrendszer tervezése során a főbb célkitűzések az alábbi pontokban foglalhatóak össze:

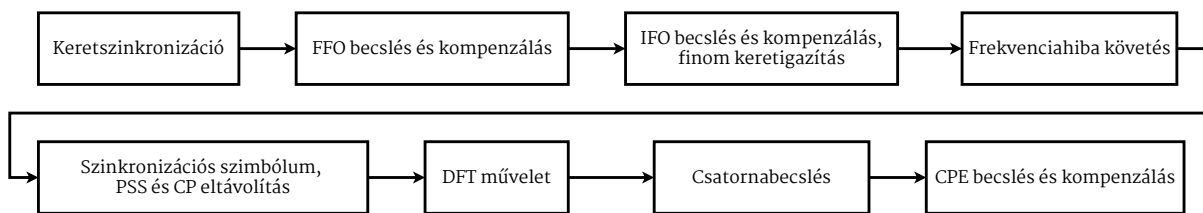
- **Skálázhatóság:** Legyen használható TDD masszív MIMO rendszerben.
- **Milliméteres hullámhossztartomány:** Igazodjon a 5G NR fizikai réteghez, lehessen méréseket végezni akár milliméteres hullámhossztartományban.
- **Egyszerű mobil állomások:** A mobil terminálok implementálása elérhető árazású szoftverrádiók (Software-Defined Radio, SDR) felhasználásával.

Szemelőtt tartva, hogy a rendszert egy időosztásos – tehát a csatorna reciprocitást kihasználó – masszív MIMO hálózat csatornabecslésére tervezem, a méréseket célszerű felmenő ágban elvégezni, ennek köszönhetően a bázisállomás antennaszáma szabadon növelhető. Infrastrukturális LTE vagy 5G NR rendszerből kiindulva a csatornabecslés egy lehetséges folyamata a következő: először a mobil állomások regisztrálnak az adott célába, ennek része a lejövő és felmenő ági szinkronizáció is, ezt követően már keret- és frekvenciaszinkronban adnak felmenő ágban csatornabecslő szimbólumokat, végezetül a vett pilotokból a bázisállomás kikövetkezteti a csatornát. Annak érdekében, hogy a mérőrendszer mobil termináljai a bázisállomással idő- és frekvenciaszinkronban legyenek, összetett jelfeldolgozás szükséges mindkét oldalon. Célkitűzés volt azonban egyszerű mobil állomások használata. A megoldást egy „kifordított” rendszerterv jelenti, melyben csak a mobil állomások adnak kereteket, a bázisállomás pedig ezekre a keretekre külön-külön végzi el a szinkronizációt. A keretenkénti szinkronizáció azonban kihívást is jelent, hiszen néhány szimbólum alapján kell elvégezni. A vázolt megközelítés ugyanakkor lehetővé teszi, hogy a mobil terminálok alacsony komplexitásúak legyenek, s az erőforrásigényes jelfeldolgozást a bázisállomás végezze. A javasolt elrendezésben kérdéses az egyes terminálok időzítése, erre praktikus választásnak tűnik a GPS (Global Positioning System) rendszerek másodpercenként szolgáltatott referenciaimpulzusának (Pulse Per Second, PPS) használata. Figyelembe véve azt, hogy milliméteres hullámhossztartományban is használható mérőrendszert tervezek, a vevőoldali jelfeldolgozást fel kell készíteni a jelentős fáziszajra, mely a nagyfrekvenciás oszcillátorok velejárója.

A tervezés során feltételeztem, hogy a csatornabecslést egy olyan elrendezésben kell végrehajtani, melyben a terminálok helyhez kötöttek, vagy nagyon lassan mozognak. Következésképpen nem szükséges egyszerre adott ortogonális pilot szimbólumok használata (2.2. rész), a felhasználók elkülönítése időben történik. A feltételezés realiztikus például egy IoT (Internet of Things) mérőrendszerben, illetve a keretrendszer később tovább fejleszthető, hogy használható legyen rövidebb koherenciaidejű elrendezésekben.

és a szimbólum keretek finom igazítására használt. A blokk további részei a csatornabecslésre használt pilot szimbólumok, melyek csúcstényezőjét numerikus optimalizálással minimalizáltam.

A vevő oldali jelfeldolgozási láncot az 5.3 blokkvázlat szemlélteti. A beérkező jelsorozatban először a keretek kezdetét szükséges megállapítani, ezt követően elvégezhető a tört frekvenciahiba becslése és korrigálása. Az így kapott sorozatból megbecsülhető az egész frekvenciahiba, illetve ezzel együtt a keretek kezdetének utólagos igazítása is megtörténik. A feldolgozási láncban ezt követi az egyes kereteken belül a maradó frekvenciahiba kompenzálása (követése), majd a felesleges részek eltávolítása, illetve a DFT művelet. A csatornabecslést frekvenciatartományban végzi a rendszer, a minimális négyzetes hibájú csatornabecslő használatával. A becsült átviteli karakterisztikákból megbecsülhető és korrigálható a CPE, javítva a kapott eredmények pontosságát. A fejezet következő részeiben a vevő oldali jelfeldolgozó lánc egyes lépéseit ismertetem részletesebben és teljesítőképességüket szimulációs eredményekkel szemléltetem.



5.3. ábra. A bázisállomás oldalán megvalósított jelfeldolgozó lánc.

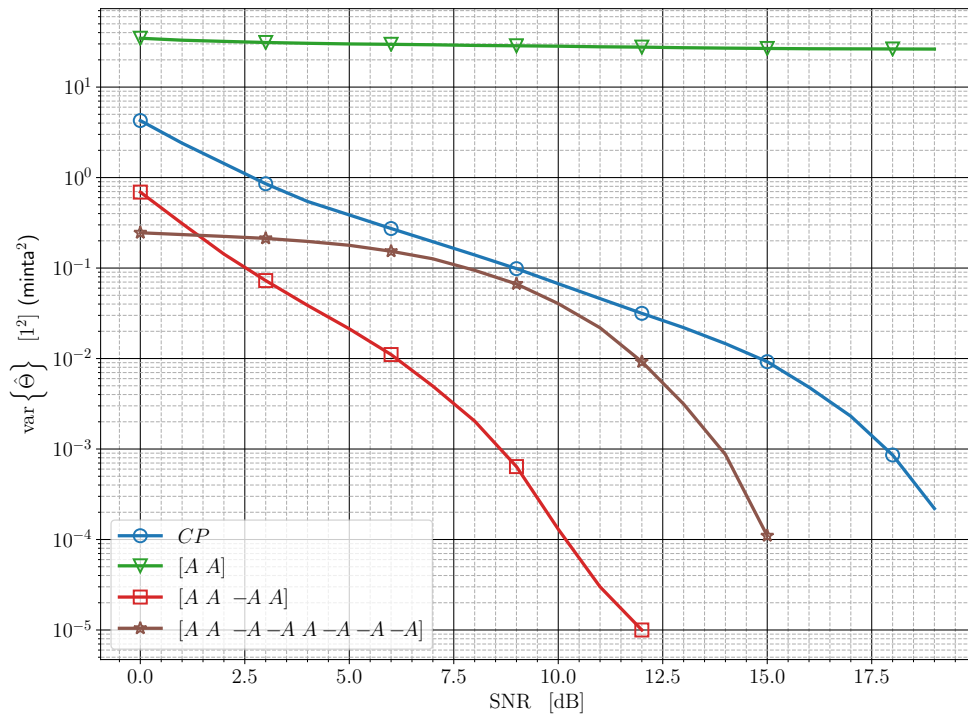
5.2. Időszinkron

Ahogy a 4.2. és az 5.1. részekben említettem, a keretek detektálása, vagyis az időszinkron időtartományban $[A \ A \ -A \ A]$ struktúra szerinti szimbólumon alapszik. A szinkronizáló szimbólumot úgy generáltam, hogy az egyes blokkok csúcstényezőjét numerikus optimalizálással minimalizáltam – figyelve a rendszer sáv szélességgel kapcsolatos megkövetéseire is – majd a megfelelő előjelekkel egymás után fűztem azokat. A vevőoldalon a detekció algoritmusát (4.8) írja le. A struktúrával kapott metrika a 4.3 ábrán látható. A választott eljárás teljesítőképességét az 5.4 ábra szemlélteti. Érdekes megfigyelni, hogy a két blokkból álló szinkronszimbólum mennyivel nagyobb varianciájú becslést ad. Ennek oka, hogy a használatával kapott metrika nem eredményez egyértelmű csúcst (ahogy az a 4.3 ábra mutatja). Energetikai megfontolások alapján is várható, hogy a ciklikus prefix alapú módszerrel jobban teljesítenek a dedikált szimbólumra alapozó becslők. Azonban érdekes eredmény, hogy a négy blokkból álló szimbólum időzítés szempontjából megbízhatóbbnak mutatkozik, mint a nyolc blokkra alapozó becslés.

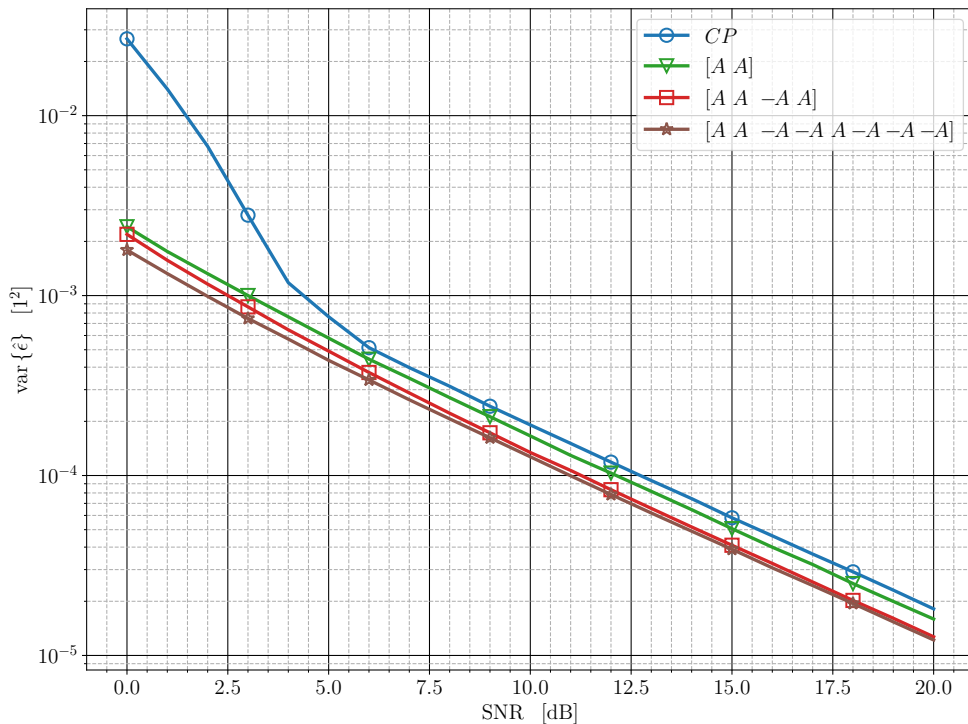
5.3. Frekvenciaszinkron

A tört frekvenciahiba becslése a keretszinkronhoz hasonlóan a keret első szimbóluma alapján történik. Az 5.5 ábra mutatja az eljárás teljesítőképességét összehasonlítva különböző szinkronizációs szimbólumokkal. Az ábra alapján egyértelműen látható, hogy annál pontosabb a frekvenciahiba-becslő, minél több blokkból épül fel a dedikált szimbólum.

Az FFO kompenzálása után az egész frekvenciahiba becslése történik, kombinálva egy utólagos keret igazítással, ahogyan azt (4.19) formulánál részleteztem. Összehasonlítottam az LTE és 5G NR rendszerek PSS szimbólumát azok autokorrelációs tulajdonságai



5.4. ábra. Különböző idősinkronizációk teljesítése a jel/zaj-viszony függvényében. $N_{\text{fft}} = 128$, $L_{\text{CP}} = 14$, AWGN csatorna, 1 dB-es lépésköz, Python szimuláció, 100000 különböző realizáció átlaga. (A négy és nyolc blokkhoz tartozó görbéket addig rajzoltam ki, amíg az ismétlések száma indokolta, ezután a görbék letörnek.)



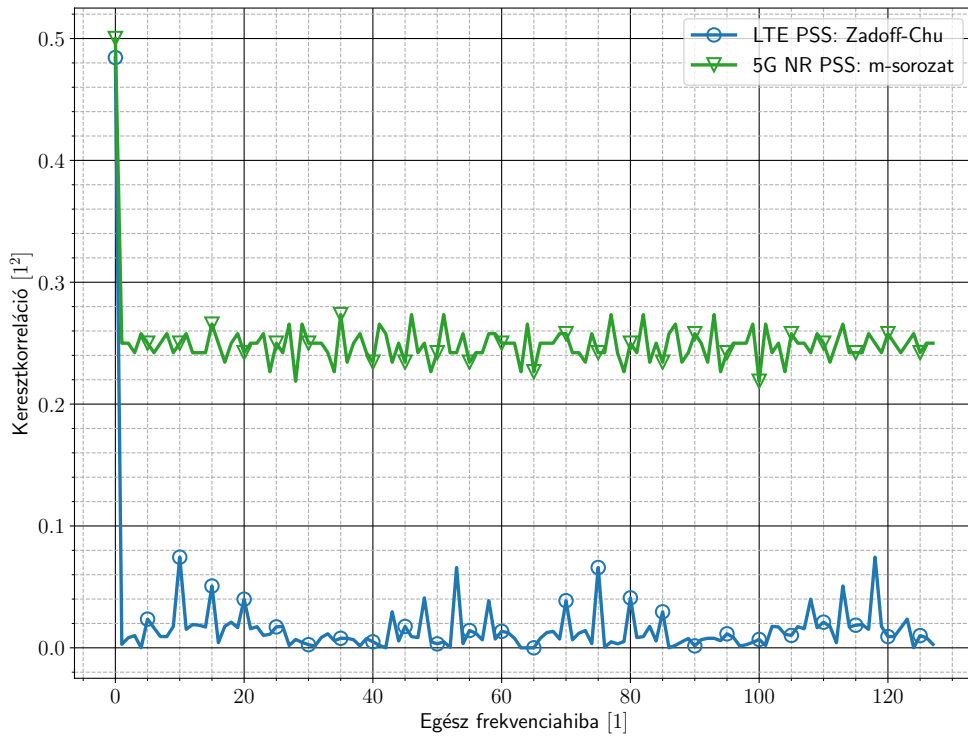
5.5. ábra. Különböző tört frekvenciahiba-becslők teljesítése a jel/zaj-viszony függvényében. $N_{\text{fft}} = 128$, $L_{\text{CP}} = 14$, AWGN csatorna, $\epsilon = 0.4$, Python szimuláció, 100000 különböző realizáció átlaga.

alapján, ami az 5.6 ábrán látható. Az LTE rendszerek PSS szimbóluma jobban kiemelkedő korrelációs csúcsot eredményez, így a rendszerben ezt használok IFO becslésre. Az LTE PSS szimbóluma frekvenciatartományban az alábbiak szerint származtatható [26, (1)]

$$x(n) = \begin{cases} e^{-j\pi u \frac{(n^2+63n+110)}{63}} & |n| \leq 31 \wedge n \neq 0 \\ 0 & |n| > 31 \vee n = 0 \end{cases}, \quad (5.1)$$

$u \in \{25, 29, 34\}.$

Látható, hogy az LTE PSS szimbóluma egy Zadoff-Chu sorozatból származtatott ((3.1) egyenlet). A megjelölt alapok kedvező keresztkorrelációs tulajdonságú sorozatokat eredményeznek. A csatornabecslő keretrendszerben bármelyik használható, a lényeg, hogy a bázisállomás ismerje az adott sorozatot.



5.6. ábra. LTE PSS és 5G NR sorozatok keresztkorrelációja különböző IFO-val terhelt változataikkal. $N_{\text{fft}} = 128$, $u_{\text{LTE}} = 25$, $x_0(n)$ -hez tartozó 5G NR PSS sorozat [2, 16.1.5.1 rész]

Az utólagos keret igazítás és IFO korrekció után a kereteken belüli maradó frekvenciahiba követése a következő feldolgozási lépés, mely a ciklikus prefix alapján történik, ahogyan azt a 4.4. részben bemutattam. A ciklikus prefix alapú frekvenciahiba-becslő teljesítőképessége a többi frekvenciahiba-becslőhöz képesti összehasonlításban az 5.5 ábrán látható. A szóban forgó becslő, bár rosszabbul teljesít, kisebb hibát kell csak megbecsülnie, az előnye pedig az, hogy dedikált erőforrások nélkül, vakon képes működni.

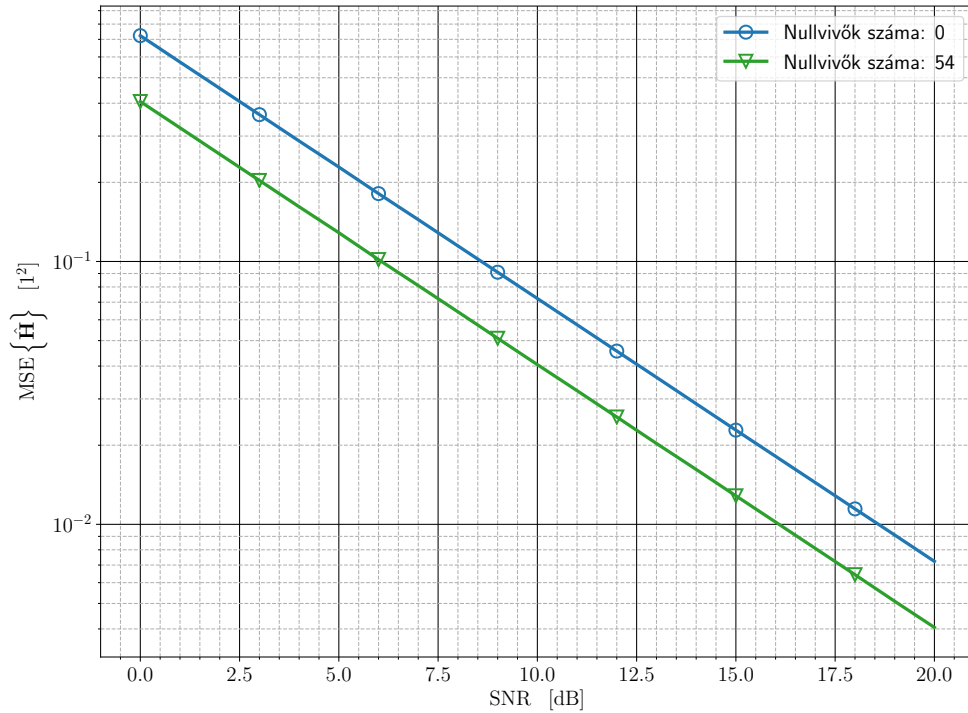
5.4. Csatornabecslés és CPE kompenzálás

A frekvenciahiba követése után a későbbi feldolgozási lépésekhez nem szükséges mintákat figyelmen kívül hagyja a feldolgozó lánc, ezek a ciklikus prefixhez, szinkronizációs szimbólumhoz és PSS szimbólumhoz tartozó minták. A csatornabecslés frekvenciatartományban

történik, ezért egy FFT blokk szükséges a csatornabecslő előtt. A minimális négyzetes hibájú becslő frekvenciatartományban gyakorlatilag egy osztással írható le [42, (6.6)]

$$\hat{H}_i(n) = \begin{cases} \frac{R_i(n)}{P_i(n)} & P_i(n) \neq 0 \\ 0 & P_i(n) = 0 \end{cases}, \quad (5.2)$$

ahol $\hat{H}_i(n)$ az i -edik OFDM szimbólum n -dik alvivőjén becsült csatorna, $R_i(n)$ a szinkronizáció utáni minta értéke az adott alvivőn, $P_i(n)$ pedig a pilot szimbólum értéke az adott alvivőn. Az 5.7 ábra szemlélteti a becslő teljesítőképességét a jel/zaj-viszony függvényében.



5.7. ábra. Minimális négyzetes hibájú becslő teljesítése a jel/zaj-viszony függvényében. $N_{\text{fft}} = 128$, $L_{\text{CP}} = 14$, AWGN csatorna, Python szimuláció, 100000 különböző realizáció átlaga.

A csatornabecslés után a becsült átviteli karakterisztikák folyamatos fázis „vándorlását” mérsékli a CPE becslés és kompenzálás. Ennek alapelvét (4.23) formula foglalja össze. A kompenzálás gyakorlatilag azt jelenti, hogy a keret első becsült átviteli karakterisztikájának fázishelyzetét tekintem referenciának, és a többi pilot szimbólum alapján becsült karakterisztikákra meghatározom az átlagos fázishibát, amivel elosztom a becsült átviteli karakterisztikákat.

6. fejezet

Implementáció

A csatornabecslő keretrendszer felépítésének, működésének részletes bemutatása után, jelen fejezetben a rendszer implementálását és a működést igazoló mérési eredményeimet ismertetem.

A megvalósításhoz szoftverrádiót használtam, mely egy dinamikusan konfigurálható platform, ahol a rádiós interfész bemeneti jelsorozatát számítógépen futó algoritmus, vagy valamilyen programozható logika állítja elő. Az elmúlt időszakban ez a technológia egyre szélesebb körben elérhetővé vált [5], lehetővé téve többantennás átvitek vizsgálatát nagy léptékű beruházás nélkül. A jelfeldolgozás algoritmusait a GNU Radio 3.8 rendszer használatával készítettem el, C++ nyelven írt blokkok formájában. A GNU Radio egy széles körben elterjedt, jelfeldolgozási feladatokra kiválóan alkalmas rendszer, használatával jelfolyamhálózatok hozhatóak létre, kész építőelemek és saját fejlesztésű blokkok használatával. A munkát és a vizualizációt egy grafikus felhasználói felület segíti.

Ahogy az 5.1 blokkvázlaton is látható, a két fő építőelem, az Analog Devices első-sorban oktatási célokra szánt PlutoSDR eszköze, illetve az Ettus Research professzionális USRP X310 szoftverrádiója. A keretrendszer azonban bármely más SDR platformon működik, ha azt támogatja a GNU Radio környezet. A rendszerterv részét képezi egy milliméteres fel- és lekeverőfokozat, melyekkel ≈ 38 GHz-en lehet méréseket végezni, ezek az eszközök mentoraim jóvoltából rendelkezésemre álltak. Az 5.1 ábrán látható GPS referenciajeleket egyelőre nem sikerült a rendszerbe integrálni, az időosztásos MIMO működést GNU Radio segítségével igazoltam. A rendszer implementálása során témavezetőim irányításán túl hasznos segítséget jelentettek a GNU Radio weboldalán található oktató anyagok [43], az Analog Devices PlutoSDR-t ismertető anyagai [44] és [5] irodalom.

A 6.1 táblázat foglalja össze a rendszer fontosabb paramétereit. Az N_{fft} , L_{CP} , f_c f_s valamint a pilot szimbólum konfigurálható, a használt SDR és az SDR-PC kapcsolat sebességétől függően. Megkötést jelent továbbá, hogy az alvivők száma osztható legyen négyvel (praktikusan kettő hatvány) a szinkronizáló szimbólum miatt, illetve legalább 64 alvivő szükséges az LTE PSS generálásához. A vevőoldali jelfeldolgozás a GNU Radio blokkok számára szükséges konstans sorozatokat tartalmazó fájljainak frissítésével, újrafordításával, és telepítésével követni tudja a konfigurációs változtatásokat.

Az implementáció során a szükséges konstans jelsorozatokat Pythonban generáltam, majd egy C++ szintaktikának megfelelően egy .cpp fájlba mentettem, melyeket a GNU Radio blokkok megfelelő könyvtárába másoltam, és a kódokban fejléc fájlok segítségével felhasználtam (mivel a konstansokat nem a fejléc fájlban adtam meg, így betartottam az egyszerű deklaráció szabályát). A generálás, másolás illetve a feldolgozó blokkok fordításának és telepítésének folyamatát egy Bash szkript gyorsította. A GNU Radio blokkok kiindulási vázát a `gr_modtool` eszköz segítségével generáltam, mely sablon fájlokat készít

a különböző típusú blokkokhoz. A GNU Radio keretrendszer különböző típusú változókból álló jelsorozatokkal dolgozik. A blokkok elnevezésében jelöltem, hogy milyen típusúak be- illetve kimeneteik. A `c` végződés a komplex (2×32 bit-es lebegőpontos szám) az `f` pedig a 32 bit-es lebegőpontos (float) típusra utal.

A fejezetben bemutatott mérési eredményeket GNU Radio-ból exportáltam és az igényesség végett Pythonban ábrázoltam.

6.1. táblázat. Csatornabecslő rendszer fő paraméterei

N_{fft}	Mérések során 128 (szabadon növelhető), ezek közül a középső 62 (a nullvivő kivételével) használt.
L_{CP}	Mérések során 22, 0, 1, ..., $\frac{N_{\text{fft}}}{4} - 1$ között állítható.
f_c (vivőfrekvencia)	Mérések során 900 MHz-2,5 GHz és 38,8 GHz, szabadon állítható a használt SDR-től függően.
f_s (mintavételi frekvencia)	Mérések során 2,5 MHz, SDR-től függően lehet jóval nagyobb is. A használt alvivőszám ismeretében a hasznos sáv szélesség 1,2 MHz, ehhez mérten a PlutoSDR RF Bandwidth paraméterét 1,5 MHz-re állítottam.
Szinkronizációs szimbólum	[A A - A A] struktúra, alacsony csúcs-tényező.
Egész frekvenciahibabecslő szimbólum	LTE rendszerek PSS szimbóluma.
Csatornabecslő szimbólumok	BPSK modulált alvivők, alacsony csúcs-tényező, mérések során 128 alvivő, ezek közül 66 zérus (köztük a nullvivő is), 3,7 dB-es csúcs-tényező.

6.1. Adóoldal

Az adóoldal GNU Radio blokkja a csatornabecslő keret alapsávi komplex jelsorozatát tartalmazó tömb elemeit olvassa és másolja a kimenetre. A blokk a GNU Radio keretrendszer elnevezésével `sync_block` típusú, tehát a rendszer minden órajelére pontosan egy mintát szolgáltat és nem rendelkezik bemenettel. Az implementálása során az egyetlen buktató, hogy a bloknak mindig tudnia kell, mi volt az utolsó minta, amit kiadott magából. Ez úgy valósítható meg, ha a jelforrást leíró osztálynak egy tagváltozója tárolja a legutóbb kiadott minta indexét. Erre azért van szükség, mert a GNU Radio ütemezője mindig valamekkora elemszámú adatsorozatot vár az egyes blokkoktól, azonban ez futási időben változhat és értékét nem lehet pontosan tudni előre.

Az időosztásos MIMO működés bemutatásához módosítottam az egyetlen keretet adó forrást, úgy, hogy egy keretet követően két keretnyi mintasorozatig zérust adjon. A blokk állítható paramétere azt adja meg, hogy a három egymás utáni időrés közül melyikben adjon ténylegesen. Annak érdekében, hogy a bázisállomás el tudja különíteni az egyes mobil állomások jelét, különböző alapú Zadoff-Chu sorozatokból álló PSS szimbólumot tartalmaznak a különböző időrésben adott keretek. A `burst_source_multiple_pss_c` állítható keretforrást megvalósító blokk és használata látható többek között a 6.5 ábrán. Az összeállításban két PlutoSDR ad, mindegyik másik időrésben. A 6.6 ábra a mérési elrendezést szemlélteti, a vett csomagokat pedig a 6.7 ábrán láthatjuk, ahol címkék jelzik a különböző bázisállomásoktól érkező kereteket. Azonos számítógéphez úgy csatlakoztatható több PlutoSDR, hogy azok konfigurációs fájljában különböző IP címeket adunk meg, amiken aztán a GNU Radio program elérheti az eszközöket.

A PlutoSDR eszköz része egy Xilinx Zynq XC7Z010-1CLG225C SoC (System on Chip), mely az FPGA (Field-Programmable Gate Array) mellett tartalmaz egy ARM Cortex-A9 MPCore processzort is, amin egy beágyazott Linux operációs rendszer fut. Ennek köszönhetően lehetőség van a szoftverrádióban lévő AD9363 adó-vevő IC (Integrated Circuit) használatára a PlutoSDR-en futó programon keresztül. Az Analog Devices dokumentációja [44] alapján sikeresen fordítottam C++ programot a beágyazott Linux rendszerre. A PlutoSDR operációs rendszere elérhető SSH (Secure SHell) protokollon keresztül, így tudtam az elkészített programot használni. Az AD9363 egy teljes rádiós jelfeldolgozó láncot foglal magába, melynek paramétereit nagyságrendileg ezer darab regiszter határozza meg. A rádiós lánc megfelelő beállítása a helyes működéshez elengedhetetlen. A konfigurációt egy MATLAB eszköz segíti [45], mellyel az adóoldali FIR (Finite Impulse Response) szűrő paramétereit méretezhetőek, a kész együttthatók pedig exportálhatóak. Az elkészített kód inicializálja a rádiós IC-t, beállítja a FIR szűrő együttthatóit, majd a Pythonban generált adatsorozatot adja folyamatosan. A PlutoSDR-en futó adóoldal előnye, hogy nagyobb sávszélességű adás hozható létre, mert a mintavételi frekvenciát nem korlátozza a szoftverrádió és a számítógép közötti limitált adatátviteli sebesség.

6.2. Vevőoldal

A vevőoldal összeállítása a GNU Radio környezetben a 6.1 ábrán látható. Az ábrán látható `Virtual Sink` és `Virtual Source` blokkok az átláthatóbb elrendezést szolgálják, a kiiktatott (disabled) blokkok szürke színnel jelöltek, és a nem használt kimeneteket nyelő blokkok (`Null Sink`) zárják le. A megvalósítás fázisában a szintetikus csatornamodell mellett a rendszert sokszor két PlutoSDR közötti átvitelben teszteltem (azonos számítógéphez csatlakoztatva), azok hordozhatósága miatt.

A vevőoldal szinte mindegyik blokkja `tagged_stream_block` típusú. A GNU Radio rendszerében a jelfolyamok konkrét mintáira címkék (tag-ek) helyezhetőek, ezek tetszőleges információt hordozhatnak. A `tagged_stream_block` típusú blokkok a bemenetükön olyan jelsorozatot várnak, melyek keretekből épülnek fel és a keretek első elemén egy a blokk definiálásakor megadott címke van. A szóban forgó címke mutatja meg, hogy a blokk a címkét követő hány mintát vegye figyelembe, vagyis, hogy milyen hosszú a feldolgozandó keret. Ez a megközelítés jól igazodik a csomag alapú összeköttetésekhez, így a csatornabecslő keretrendszerhez is. A feldolgozást végző blokkok akkor kapnak bemenetet, amikor a rendszer egy keretet megtalált, ekkor működésbe lépnek és elvégzik egy keret a kiértékelését.

Az implementálás során sokszor támaszkodtam az úgynevezett VOLK (Vector-Optimized Library of Kernels) könyvtár függvényeire [46]. A VOLK gyakorlatilag egy C++ interfész, melyen keresztül CPU SIMD (single instruction multiple data) műveletei érhetőek el. Használatukkal két vektor korrelációja jelentősen gyorsabban megkapható, mint a standard C++ függvényekkel. Ennek ellenére a működés jobb követése érdekében alkalmanként standard függvényekre támaszkodva is implementáltam az egyes feldolgozási lépéseket.

A következőkben röviden összegzem a 6.1 ábrán látható blokkok működését és az elkészítésükkel kapcsolatos tapasztalatokat:

- `preamble_detection_aamaa_cfc`: A blokk a vett jel alapsávi komplex reprezentációját várja. Egyik kimenetén a keretszinkronhoz szükséges korrelációs metrikát szolgáltatja (lebegőpontos jelsorozat formájában), a másikon az ezzel szinkronban

lévő, vett jelsorozat változatlan másolata jelenik meg. Paramétere az OFDM szimbólumok mintaszáma, `N_DFT`. A detekció alapját jelentő metrikát (4.8) formulák alapján számítja a rendszer. Az ott szereplő vektoros leírás a VOLK függvények használatával közvetlenül implementálható. A blokknak azért van két kimenete, hogy a következő, korrelációs csúcsokat kereső egységnek rendelkezésére álljon a csúcskeresés alapját jelentő metrika és a vett jelsorozat is, amiben meg kell jelölnie a keretek kezdetét. A (4.8) szerint számolt $\Gamma(\hat{\Theta})$ két PlutoSDR közötti átvitelben a 6.2 ábrán látható.

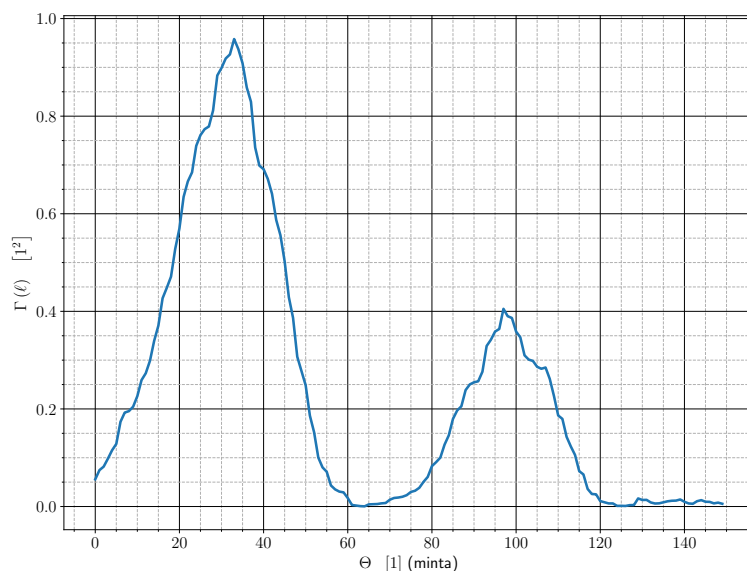
- `peak_tag_fcfc`: A blokk egy lebegőpontos és egy komplex bemenettel, illetve ugyanilyen kimenetekkel rendelkezik. Lényegében bemeneteit a kimeneteire másolja, feladata a keretek kezdetét jelentő korrelációs csúcsok felcímkézése, melyet mindkét kimeneti jelsorozatban elvégez. A csúcskeresés úgy történik, hogy egy mozgó ablakon belül megkeresi a szélsőértékeket (gradiens módszerrel) és az időrendben első legnagyobb értéket választja, ezt abban az esetben jelöli meg, ha nagyobb, mint a beállított küszöbérték, ezután a keresőablakot a beállított értékkel arrébb helyezi. Paramétere `TRIGGER_LEVEL`, mely a detekciós küszöb, `PEAK_TAG`, ami ha nullától különbözik, akkor a blokk a beállított értéket másolja a detektált csúcsok helyén a kimeneti korrelációs metrikába (a fejlesztés során praktikus visszajelzés volt). `WINDOW_LENGTH` és `WINDOW_SPACING` a csúcskereséshez használt ablak szélessége és az ablakok távolsága, két detektálható csúcs minimális távolsága `WINDOW_SPACING`, javasolt a `WINDOW_LENGTH > WINDOW_SPACING` beállítás, mert így azok a csúcsok is megtalálhatóak amik pont az ablakok szélén helyezkednek el. `N_DFT`, `L_CP`, `N_SYM` az OFDM szimbólumok alvivőszáma, a ciklikus prefix hossza és a keretet alkotó szimbólumok száma. `TAG_IN_ADVANCE` változó a beállított értékkel korábban jelöli meg a keret kezdetét, mint ahogy megtalálta azt. Ez utóbbi paraméternek az a jelentősége, hogy amennyiben a becslés téved, a ciklikus prefix jelentette védelem meg tudja akadályozni a szimbólumközi áthallást. A blokk ezen funkcióját azonban nem használom, mert az IFO becslő blokk végez egy utólagos finom keretigazítást.
- `stream_to_frame_v1_cc`: A blokk feladata hogy a normál GNU Radio jelfolyamot (stream), címkékkel ellátott jelfolyammá alakítsa (tagged stream) a feldolgozást végző `tagged_stream_block` típusú egységeknek. A blokk egészen addig nem ad kimenetet, amíg nem érkezik egy a `tag_key` változójában megadott típusú címkével ellátott minta, ekkor a címke értékének megfelelő számú mintát továbbenged, majd újra vár egy címkére. Érdeemes megemlíteni, hogy azok a blokkok, melyek normál jelfolyamokon dolgoznak, kaphatnak címkékkel ellátott jelfolyamot is, azonban a `tagged_stream_block` típusú blokkok nem működnek normál jelfolyamokon.
- `ffo_estimation_compensation_aamaa_ccc`: A blokk bemenete egyetlen, a kimenete két komplex jelsorozat. Az egyik kimenete a frekvenciahiba grafikus követését szolgálja, a másik pedig – beállítástól függően – a beérkező vagy a tört frekvenciahiba kompenzált keretet. Paramétere `N_DFT`, `L_CP`, `N_SYM` az OFDM szimbólumok és a becslő keret tulajdonságai, illetve a `MODE` paraméterrel állítható a működése (ez utóbbit elsősorban a fejlesztés során használtam, a normál üzemmódja a 4-es). A tört frekvenciahiba becslést (4.16) formula alapján számolja a rendszer. A tört frekvenciahiba becslés első lépése az eltérő blokk előjelek visszaállítása ($r_c(l)$ előállítás), ehhez egy Pythonban generált .cpp fájlban tárolom a szükséges kompenzáló vektort. A blokk működését validáltam a csatornamodell beállított frekvenciahibájának sikeres becslésével. További tesztelési lehetőséget jelent a `frequency_tracking_ccc`

becslő kimenetével való összehasonlítás, hiszen annak működési elve eltérő, a jó közelítéssel egyező eredményeket a 6.3 ábra mutatja.

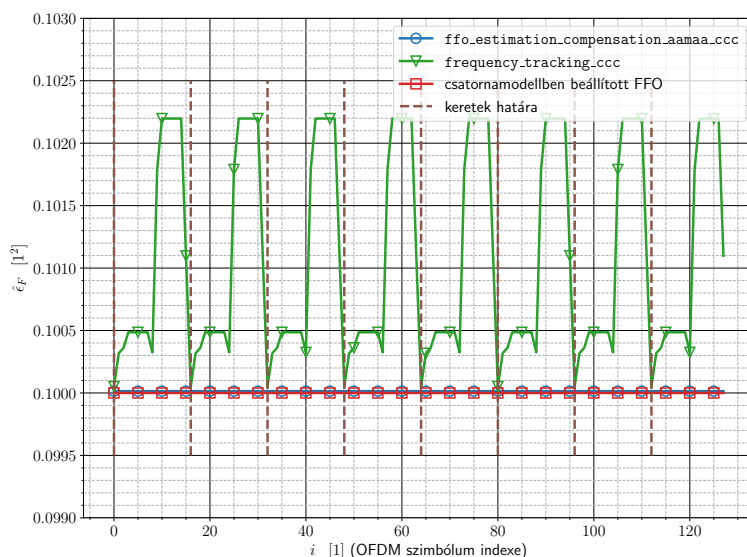
- `ifo_estimation_compensation_aamaa_ccc`: Az egész frekvenciahiba-becslő blokk három feladatot tölt be, melyet egyetlen műveletben végez el. Időtartományban való keresztkorreláció segítségével kombinált feladatként becsli meg az egész frekvenciahibát, végez utólagos finom keret igazítást és állapítja meg a PSS sorozat alapját ((5.1) formula), ami egyben a felhasználó azonosítást is segíti. Működését tehát (4.19) formula írja le. Bemenete egyetlen, kimenete kettő komplex jelsorozat. A kimenetek közül az elsőt a fejlesztés során különböző adatok megjelenítésére használtam, a másik pedig a kompenzált kereteket adja ki. Paraméterei az `ffo_estimation_compensation_aamaa_ccc` blokkéval egyezők. A kombinált becslési feladathoz szükséges, különböző IFO-val terhelt időtartománybeli jelsorozatokat egy Pythonban generált `.cpp` fájlban található mátrix tárolja. Érdemes megemlíteni, hogy a blokk a finom keretigazítást úgy tudja elvégezni, hogy a GNU Radio blokkok által látott keret több mintát tartalmaz, mint amennyiből egy keret áll, és egy külön címke mutatja a csatornabecslő keret kezdetét. Ennek köszönhetően a finom becslési feladat a továbbított kereten belüli kezdő mintát leíró címke módosítása a korreláció eredménye alapján. A blokk helyes működését igazolja például a MIMO működést demonstráló elrendezésben készített 6.7 ábra, a kimeneten jól látszanak a különböző PSS alapok, tehát különböző felhasználókat jelző címkék.
- `frequency_tracking_ccc` : A blokk bemenete, kimenete és paraméterei megegyeznek a `ffo_estimation_compensation_aamaa_ccc` blokkéival. Az egység feladata, hogy a maradó frekvenciahibát a kereteken belül kövesse és kompenzálja. A követést valós idejű rendszerekben például szabályozási kör végezheti, ahogyan a 4.4. részben is olvasható. A GNU Radio működéséből következően azonban egy keret mintáit nem csak egyszer lehet felhasználni a jelfeldolgozási művelet során. Ezért a C++-ban megírt blokk nem egy zárt hurkú szabályozási kört valósít meg, hanem a kerten belül, szimbólumonként becsli meg a frekvenciahibát ((4.17) formula szerint) és szimbólumról szimbólumra változtatja a kompenzálást végző NCO frekvenciáját, figyelve annak fázis folytonosságára a szimbólumhatárokon ((4.20) formula). A blokk működésének validálása látható a 6.2 ábrán.
- `remove_preamble_pss_cp_cc`: A blokk feladata a keretek csatornabecsléshez nem szükséges részeinek eltávolítása úgymint szinkronizációs szimbólum, PSS szimbólum és ciklikus prefix. Be- és kimenete ezek szerint definiált, paraméterei pedig `N_DFT`, `L_CP`, `N_SYM` az OFDM keretek szükséges tulajdonságai.
- `ls_cpe_estimation_compensation_cc`: A blokk bemenete a vett csatornabecslő szimbólumok frekvenciatartományban, illetve az azt követő opcionális adat szimbólumok. Kimenete az üzemmódot meghatározó `MODE` paraméter értékétől függ. További paraméterei `N_DFT`, `L_PILOT`, `N_DATA` vagyis az alvivők, a csatornabecslő és az opcionális adatszimbólumok száma. A blokk egyrészt elvégzi (5.2) formula szerinti csatornabecslést, illetve a (4.23) szerinti CPE kompenzálást. Másrészt, ha a keret tartalmaz opcionális adat szimbólumokat, akkor azokon kiegyenlíti a csatorna hatását a becsült átviteli karakterisztikák átlaga alapján, illetve kompenzálja a CPE-t az erre a célra dedikált alvivők használatával. Csatornabecslő üzemmódban a becsült átviteli karakterisztikák, adat feldolgozó üzemmódban pedig csak az adatot hordozó alvivők értéke jelenik meg a kimenetén. A becsléshez és az adatok

feldolgozásához szükséges paramétereket egy Python-ban generált `.cpp` fájl tartalmazza. A blokk helyes működését a 6.4 ábrán látható mérési eredmény igazolja, ahol a konstellációs pontokon megfigyelhető a CPE kompenzálás hatása is.

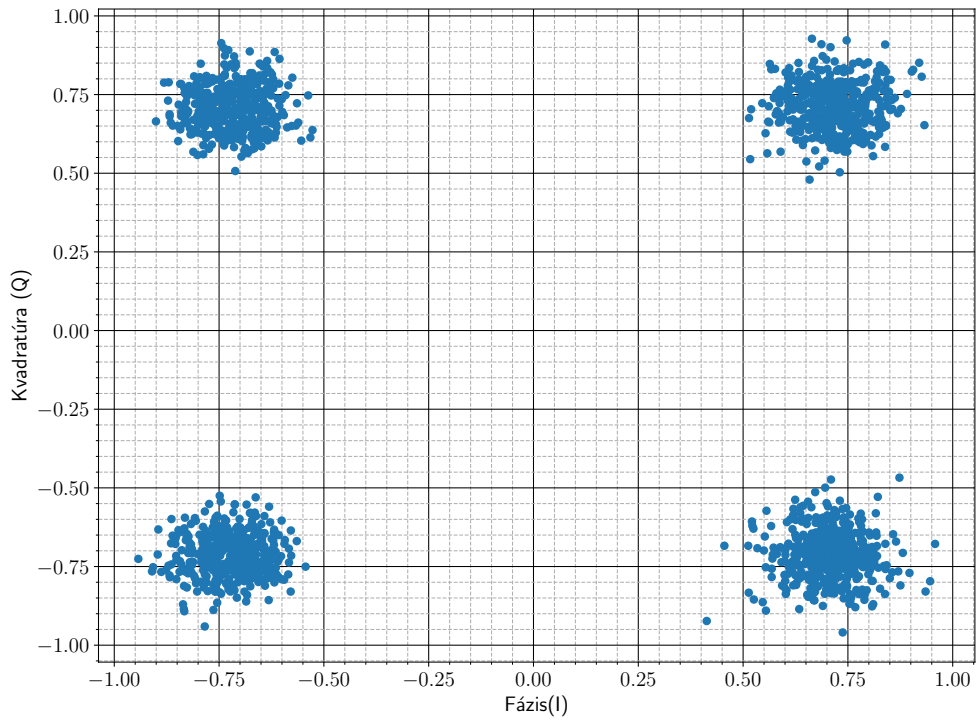
- `tag_for_tagged_file_sink_ccc`: A blokkot a GNU Radio keretrendszerből való mérés közbeni adatmentés céljából készítettem. Egyik bemeneti jele alapján a bevezetett keretek kezdetén elhelyezi a Tagged File Sink nyelőnek szóló címkét, ennek hatására az elkezd menteni a kereteket. Amikor a beállított keretszám áthaladt rajta, leállítja a mentést.



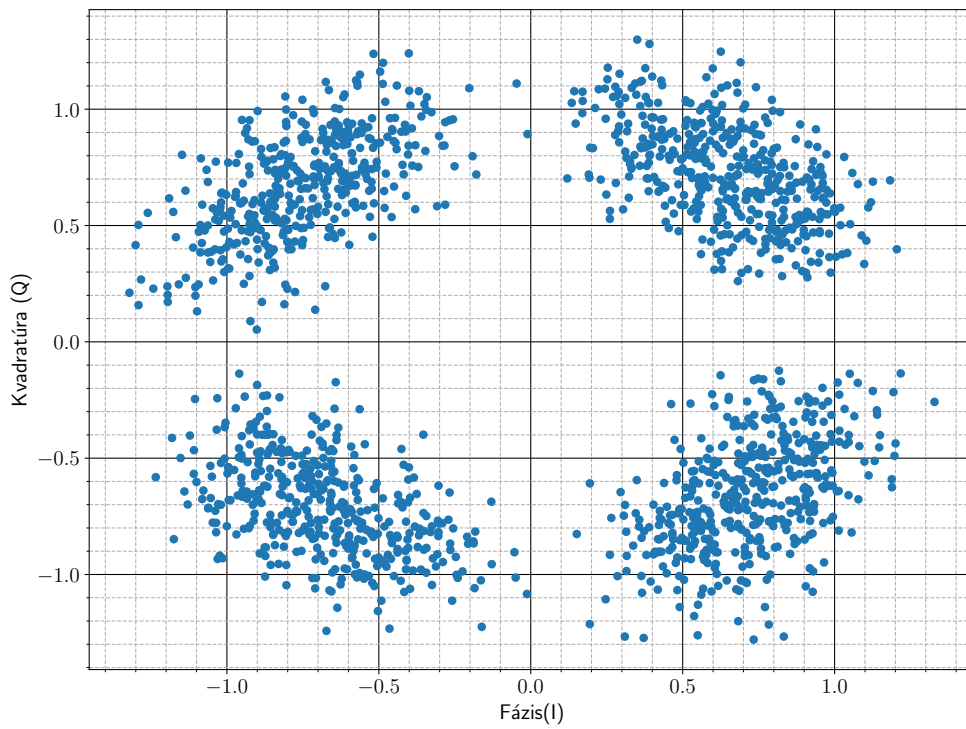
6.2. ábra. Két PlutoSDR közötti átvitelből származó korrelációs metrika, a keret detektáló blokk működésének szemléltetésére.



6.3. ábra. Tört frekvenciahiba becslés validálása. `ffo_estimation_compensation_aamaa_ccc` keretenként (hiszen minden keretben egy szinkronizációs szimbólum van), `frequency_tracking_ccc` szimbólumonként ad új becslést.



(a)

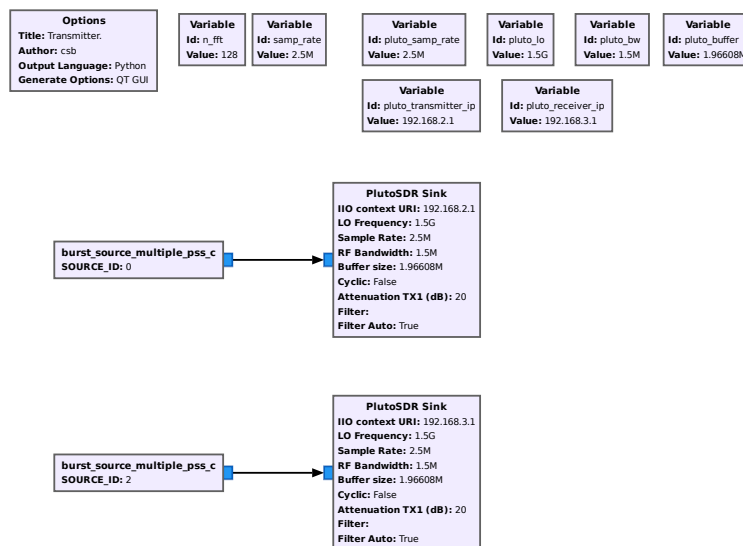


(b)

6.4. ábra. QPSK konstellációs diagramm, két PlutoSDR közötti átvitelből a csatornabecslő és CPE kompenzáló helyes működésének igazolására. (a) a CPE kompenzá-lással (b) a CPE kompenzálás nélkül kapott konstelláció.

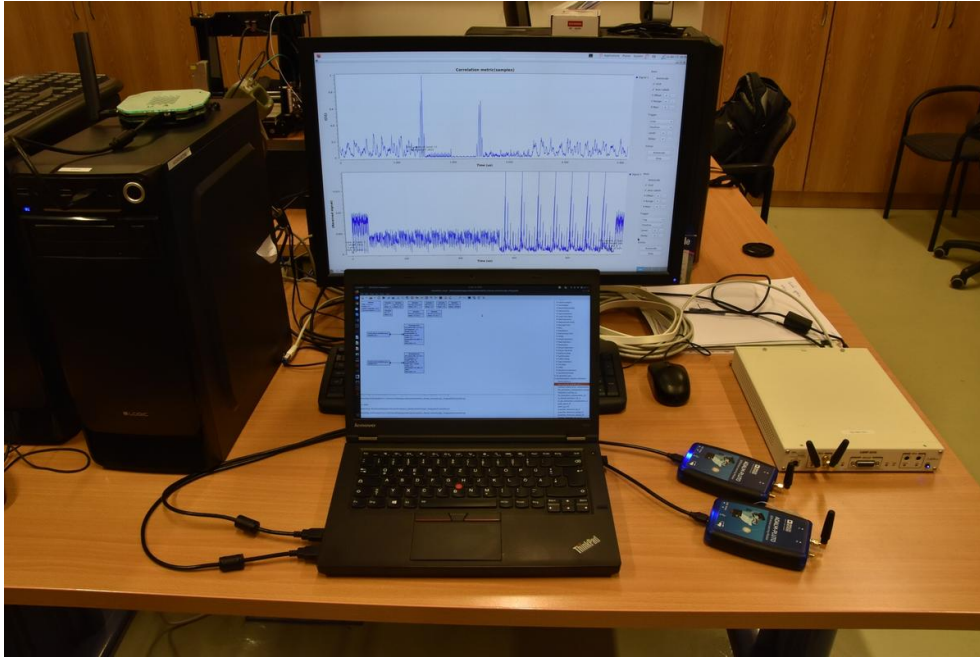
6.3. Mérési eredmények

A mérések paramétereit a 6.1 táblázat tartalmazza. Demonstrációs méréseket folytattam az időosztásos működés szemléltetésére, a rendszer skálázhatóságának bemutatására. Ahogyan a 6.1. részben említettem, ehhez módosítottam az adó blokkot, hogy egy paraméterétől függően eltérő időrésekben adja a csatornabecslő keretet. Az eltérő időrésekben adott keretekben különböző alapú PSS szimbólumot használ a rendszer, melyeket `ifo_estimation_compensation_aamaa_ccc` blokk azonosít. Mindkét adó PlutoSDR-t az azonos számítógépen futó GNU Radio program vezérli, ez garantálja az időzítést, ahogyan a 6.5 ábrán látható. A vevőoldalt egy USRP X310 valósítja meg, mely a jelfeldolgozó számítógéphez van csatlakoztatva, ezt a 6.6 ábra szemlélteti. A vevő oldali jelfeldolgozási lánc hasonló a 6.1 ábrán bemutatotthoz, az eltérés az, hogy PlutoSDR Source helyett USRP Source a jelforrás, melynek két kimenete van, a két vevőantennához igazítottan. Az elrendezés lényegi eredménye a GNU Radio-ból mentett képernyőkép, amin láthatóak az eltérő `u_pss` címke értékek (a 6.7 ábrán bekeretezve). Jól látható a két eltérő index, illetve az eltérő vételi jelszint is, hiszen az adók a vevőantennától kis mértékben különböző távolságra vannak. Amennyiben a PlutoSDR-ek egy külső referenciaforrással rendelkeznek, nem szükséges a GNU Radio-ban megvalósított vezérlés. Időosztásos működés kivitelezhető oly módon, hogy a felhasználók a referenciajelhez képest (a tervek szerint GPS PPS) eltérő időrésekben adnak, a sorrendet pedig egy előzetes beállítás szabja meg.

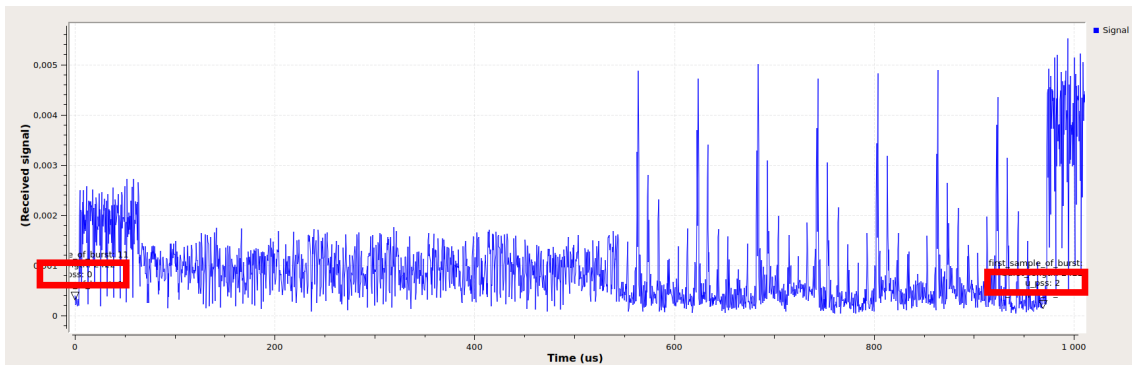


6.5. ábra. Időosztásos MIMO működést demonstráló adóoldal.

A fel- és lekeverő fokozatok oszcillátora 9,325 GHz-en üzemel, ebből egy frekvencia négyszerező áramkör állít elő 37,3 GHz-es keverőjelet. A mikrohullámú keverők a bemenetet 1 GHz-2 GHz-es tartományban várják és szolgáltatják, a PlutoSDR-ek 1,5 GHz-en adnak, így a kommunikáció 38,8 GHz-en történik. A mérési elrendezés a 6.8 ábrán látható. Mivel a mérés pont-pont összeköttetésben történik, elegendő ha PlutoSDR-ek töltik be az adó- és vevőoldal szerepét. Két elrendezést vizsgáltam, az egyikben a antennák egymás felé fordítottam, tehát tiszta rálátás (Line of Sight, LoS) valósult meg közöttük, a másik esetben egy reflektált jelúton történt a mérés. A kapott átviteli karakterisztikák a 6.9 ábrán láthatóak, ahol referenciaként szerepel a fel- és lekeverő fokozatok nélkül, 1,5 GHz-en végzett mérések eredménye is. A vizsgált rádiós csatorna a vivőfrekvenciához képes keskenynek tekinthető, a mért csatornák ennek megfelelően láthatóan lapos fadingsesek, a sávszélek felé csökkenő átviteli karakterisztikával, melyben szerepet játszhat a PlutoSDR-



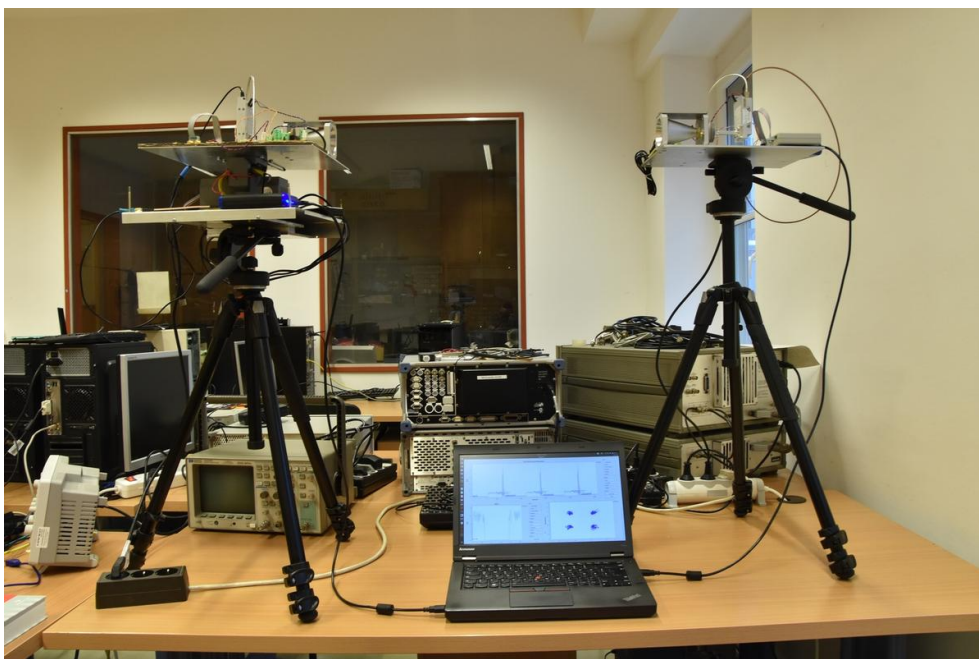
6.6. ábra. Időosztásos MIMO működést demonstráló elrendezés, az adóoldalon két PlutoSDR azonos számítógéphez csatlakoztatva, a vevőoldalon egy USRP X310 két vevő antennával.



6.7. ábra. Időosztásos MIMO működés demonstrálása, vett jelsorozat az IFO becslő és kompenzáló blokk kimenetén. Az ábra lényege a bekeretezett címkék eltérő értéke, melyből látható, hogy a keretek két különböző PlutoSDR-től érkeztek.

ek szűrő fokozatainak hatása is. Szembetűnő a vételi jelszintek közötti különbség, ez a használt mikrohullámú tölcserantennák erős irányítottságának tudható be. Jelentős eltérés figyelhető meg a reflektált jelút és a tiszta rálátás között, mely összhangban van a milliméteres összeköttetések esetén érvényes ökölszabállyal, hogy kommunikációt szinte csak tiszta rálátás esetén lehet létrehozni. A keretrendszer helyes működését a keretek után küldött QPSK modulált szimbólumok (melyekben referencia alvivőket használtam a fázishiba követésére) alapján rajzolt konstellációs diagramok igazolják, ezeket a 6.10 ábra mutatja. Látható, hogy reflektált jelút esetében is felismerhető a konstelláció, igaz, ennek érdekében az antennákat hosszasan kellett pozicionálnom.

A mérések összegzéséként kijelenthetem, hogy a keretrendszer működőképessége igazolt, mind időosztásos, mind mikrohullámú vonatkozásban.

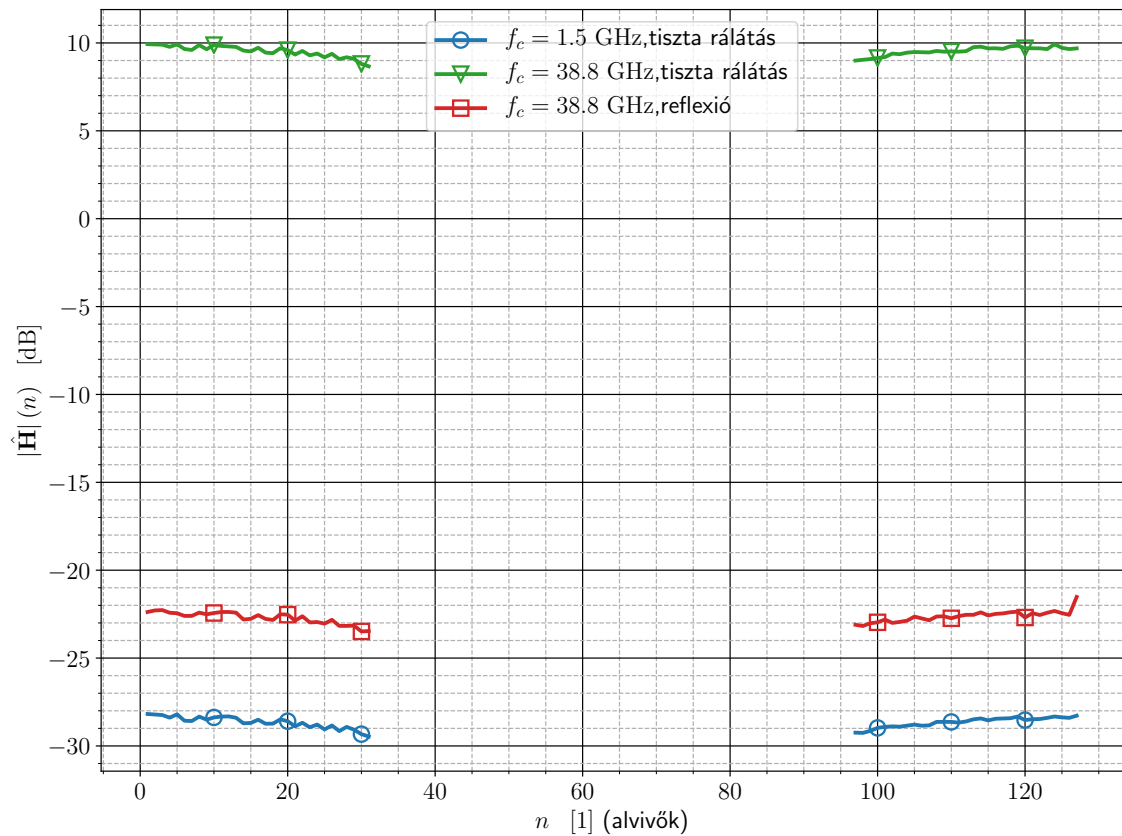


(a)

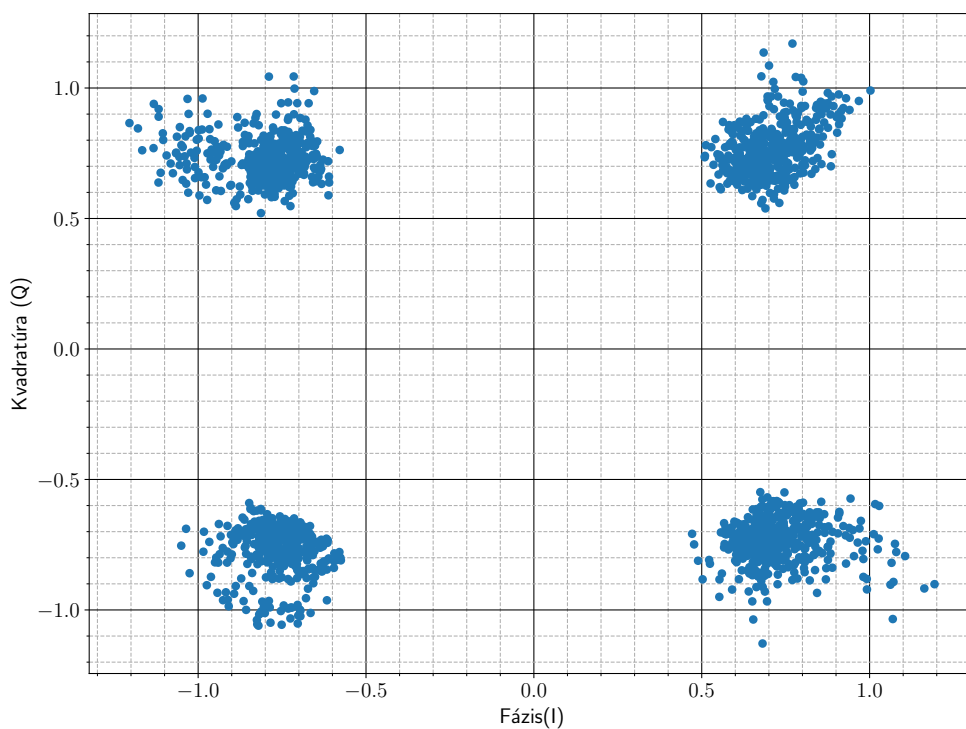


(b)

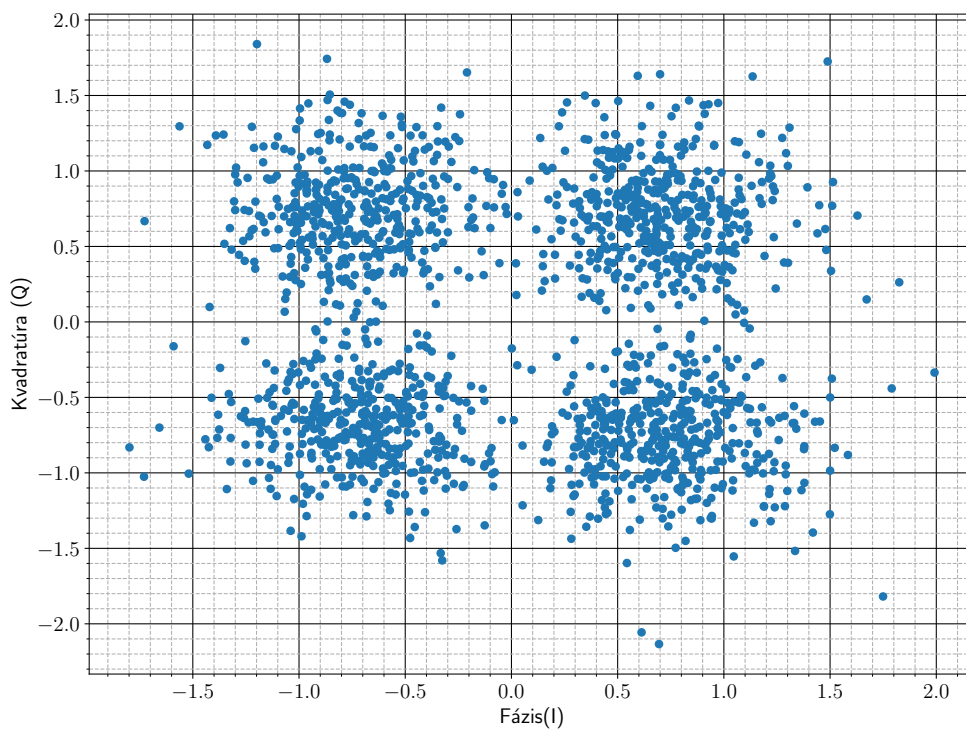
6.8. ábra. Mérési elrendezés a 38 GHz-es keverők használatával. (a) tiszta rálátás, (b) reflektálódott jel esete.



6.9. ábra. Mért csatornák 38,8 GHz-en, 2,5 MHz mintavételi frekvenciával, tiszta rálátás és reflektálódott jel esetén. Referenciaként kirajoltam az 1,5 GHz-en a PlutoSDR-ek között közvetlenül mért csatornát is. ≈ 1000 átviteli karakterisztika átlaga.



(a)



(b)

6.10. ábra. QPSK konstellációs diagram, 38 GHz-es összeköttetésben. (a) tiszta rálátás, (b) reflektálódott jelút esete.

Összefoglalás

Dolgozatom első fejezetében bemutatam a masszív MIMO kommunikációs technológiát, amelynek használatával növelhető a cellán belüli eredő spektrális hatékonyság, a mobil állomások hatékony térbeli elválasztásának köszönhetően. Szemléltettem a rendszer működési mechanizmusát egy egyszerű elő- és dekódolási séma használatával. Kitekintésként vázoltam a nagyon nagy apertúrájú antennarendszerek jelentőségét. A masszív MIMO kulcsát jelentő csatornabecslést a következő fejezetben tárgyaltam. Ismertettem a koherenciablokk fogalmát és rámutattam az időosztásos működés előnyeire. Ezt követően vázoltam a csatornabecslő szimbólumok származtatását és a becslés mechanizmusát. A harmadik fejezetben áttekintettem az ötödik generációs hálózatok kulcstulajdonságait, majd az 5G NR rendszerek fizikai rétegének két részét, a kezdeti hozzáférés és a csatornabecslés mechanizmusait mutattam be. A következő fejezetben a szabványok által nem rögzített, de a cellás rendszerek működésének szempontjából kulcsfontosságú szinkronizációs algoritmusokat vizsgáltam. Bemutattam a különböző szinkronizációs hibákat, és részletesen ismertettem a dedikált szinkronizációs szimbólumokon alapuló idő- és frekvenciaszinkronizáció folyamatát. Összehasonlításként vázoltam a ciklikus prefixet használó eljárásokat. A szakasz végén az időben változó frekvencia- és fázishiba követésére is ismertettem egy lehetséges megoldást.

Az ötödik fejezetben bemutatam az általam tervezett csatornabecslő keretrendszert, mely skálázhatósága révén alkalmazható időosztásos masszív MIMO rendszerekben, és képes méréseket végezni milliméteres hullámhossztartományban is. A fejezetben szimuláció segítségével vizsgáltam a választott jelfeldolgozási algoritmusok teljesítőképességét, összehasonlítva azokat a korábban ismertetett alternatívákkal. Dolgozatom utolsó, hatodik fejezetében a keretrendszer implementálását tárgyaltam, melyhez szoftverrádiókat használtam. Bemutattam az adóoldal önállóan működő implementációját az ADALM-PLUTO eszköz beágyazott operációs rendszerére készített program formájában. Részletesen ismertettem a vevőoldali jelfeldolgozó láncot, melyet a GNU Radio keretrendszerben saját fejlesztésű C++ blokkok formájában készítettem el. Mérési eredményekkel demonstráltam az időosztásos működés sikerességét. Ismertettem továbbá a 38,8 GHz-en végzett mérések eredményét is, melyek igazolják, hogy a vevőoldali jelfeldolgozási lánc képes kezelni a milliméteres hullámhossztartományban jelentkező kihívásokat.

A rendszer folyamatban lévő fejlesztési iránya először az adó-, majd a vevőoldali jelfeldolgozás implementálása programozható logika használatával. Fejlesztési lehetőség továbbá a GPS referenciajel rendszerbe integrálása, melyhez egy illesztőáramkör tervezése szükséges. A keretrendszer jelenlegi formájában felhasználásra került egy hallgatótársam diplomamunkájában, mint mérőeszköz [47]. Dolgozatában rádiós csatornán alapuló beltéri lokalizációt vizsgált, rendszere bemeneteként tudta használni a dolgozatom tárgyát képező csatornabecslővel mért átviteli karakterisztikákat. Felmerült továbbá egy kutatási együttműködés, melynek keretében a Karlsruhe Institute of Technology intézményében összeépített 28 GHz-es MIMO tesztrendszer használatával lehetne csatornaméréseket folytatni, a projekthez az elkészült rendszer kiindulási alapként szolgálhat.

Irodalomjegyzék

- [1] L. Sanguinetti, E. Björnson, and J. Hoydis, „Toward Massive MIMO 2.0: Understanding Spatial Correlation, Interference Suppression, and Pilot Contamination,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, no. 1, pp. 232–257, Jan. 2020, DOI: 10.1109/tcomm.2019.2945792.
- [2] E. Dahlman, S. Parkvall, and J. Sköld, *5G NR: the Next Generation Wireless Access Technology*. Academic Press, 2018, ISBN: 978-0-12-814323-0.
- [3] E. Björnson, J. Hoydis, and L. Sanguinetti, „Massive MIMO networks: Spectral, energy, and hardware efficiency,” *Foundations and Trends in Signal Processing*, vol. 11, no. 3-4, pp. 154–655, 2017, DOI: 10.1561/2000000093.
- [4] —, „Massive MIMO has unlimited capacity,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 17, no. 1, pp. 574–590, 2017, DOI: 10.1109/twc.2017.2768423.
- [5] T. F. Collins, R. Getz, D. Pu, and A. M. Wyglinski, *Software-Defined Radio for Engineers*, 2018, ISBN: 978-1-63081-457-1.
- [6] M.-O. P. Michele Morelli, C.-C. Jay Kuo, „Synchronization techniques for orthogonal frequency division multiple access (OFDMA): A tutorial review,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 7, pp. 1394–1427, Jul. 2007, DOI: 10.1109/jproc.2007.897979.
- [7] M. Cooper, „The myth of spectrum scarcity,” DYNA, Solana Beach, CA, USA, Tech. Rep., Tech. Rep., 2010, utolsó elérés: 2020-12-19. [Online]. Available: <https://ecfsapi.fcc.gov/file/7020396128.pdf>
- [8] T. L. Marzetta, *Fundamentals of Massive MIMO*, E. G. Larsson, H. Yang, and H. Q. Ngo, Eds. Cambridge: Cambridge University Press, 2016, DOI: 10.1017/cbo9781316799895.
- [9] Ö. T. Demir, E. Björnson, and L. Sanguinetti, „Foundations of User-Centric Cell-Free Massive MIMO,” *Foundations and Trends in Signal Processing*, vol. 14, no. 3-4, Dec. 2020, DOI: 10.1561/2000000109.
- [10] T. L. Marzetta, „Massive MIMO: an introduction,” *Bell Labs Technical Journal*, vol. 20, pp. 11–22, 2015, DOI: 10.15325/bltj.2015.2407793.
- [11] E. Björnson, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, „Massive MIMO: ten myths and one critical question,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, no. 2, pp. 114–123, Feb. 2016, DOI: 10.1109/mcom.2016.7402270.
- [12] D. J. Costello and G. D. Forney, „Channel coding: The road to channel capacity,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 6, pp. 1150–1177, Jun. 2007, DOI: 10.1109/jproc.2007.895188.

- [13] J. G. Andrews, X. Zhang, G. D. Durgin, and A. K. Gupta, „Are we approaching the fundamental limits of wireless network densification?” *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, no. 10, pp. 184–190, Oct. 2016, DOI: 10.1109/mcom.2016.7588290.
- [14] G. Caire and S. Shamai, „On the achievable throughput of a multiantenna Gaussian broadcast channel,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 7, pp. 1691–1706, July 2003, DOI: 10.1109/tit.2003.813523.
- [15] E. Telatar, „Capacity of multi-antenna Gaussian channels,” *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, Nov. 1999, DOI: 10.1002/ett.4460100604.
- [16] T. L. Marzetta, „Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 11, pp. 3590–3600, Nov. 2010, DOI: 10.1109/twc.2010.092810.091092.
- [17] GlobalData., „5G Massive MIMO market growing quickly in 2020,” utolsó elérés: 2020-12-19. [Online]. Available: <https://www.globaldata.com/5g-massive-mimo-market-growing-quickly-in-2020-dominated-by-high-performance-need/>
- [18] B. Sklar, „Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems. i. characterization,” *IEEE Communications magazine*, vol. 35, no. 7, pp. 90–100, 1997, DOI: 10.1109/35.601747.
- [19] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communication*. McGraw Hill, 2008, ISBN: 9780072957167.
- [20] Björnson, Emil and Sanguinetti, Luca and Wymeersch, Henk and Hoydis, Jakob and Marzetta, Thomas L, „Massive MIMO is a reality—What is next?: Five promising research directions for antenna arrays,” *Digital Signal Processing*, 2019, DOI: 10.1016/j.dsp.2019.06.007.
- [21] J. S. Wallis, „On the existence of Hadamard matrices,” *Journal of Combinatorial Theory, Series A*, vol. 21, no. 2, pp. 188–195, Sep. 1976, DOI: 10.1016/0097-3165(76)90062-5.
- [22] E. d. Carvalho, E. Björnson, J. H. Sørensen, E. G. Larsson, and P. Popovski, „Random Pilot and Data Access in Massive MIMO for Machine-Type Communications,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 12, pp. 7703–7717, Dec. 2017, DOI: 10.1109/twc.2017.2748106.
- [23] F. A. P. de Figueiredo, N. F. T. Aniceto, J. Seki, I. Moerman, and G. Fraidenraich, „Comparing F-OFDM and OFDM performance for MIMO systems considering a 5G scenario,” in *2019 IEEE 2nd 5G World Forum*, 30 Sep. - 2 Oct. 2019, Dresden, Germany, pp. 532–535, DOI: 10.1109/5gwf.2019.8911702.
- [24] A. Omri, M. Shaqfeh, A. Ali, and H. Alnuweiri, „Synchronization procedure in 5G NR systems,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 41 286–41 295, 2019, DOI: 10.1109/access.2019.2907970.
- [25] E. Dahlman, S. Parkvall, and J. Sköld, *4G LTE-Advanced Pro and The Road to 5G*, 3rd ed. Academic Press, 2016, ISBN: 978-0-12-804575-6.

- [26] M. Morelli and M. Moretti, „A robust maximum likelihood scheme for PSS detection and integer frequency offset recovery in LTE systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, no. 2, pp. 1353–1363, Feb. 2016, DOI: 10.1109/twc.2015.2489206.
- [27] M. Morelli and M. Moretti, „A maximum likelihood approach for SSS detection in LTE systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 4, pp. 2423–2433, Apr. 2017, DOI: 10.1109/twc.2017.2664835.
- [28] A. A. D’amico, M. Morelli, and M. Moretti, „A novel scheme for CP-length detection and initial synchronization for the LTE downlink,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 18, no. 10, pp. 4668–4678, Oct. 2019, DOI: 10.1109/twc.2019.2926712.
- [29] K. Manolakis, D. M. G. Estevez, V. Jungnickel, W. Xu, and C. Drewes, „A closed concept for synchronization and cell search in 3GPP LTE systems,” in *2009 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, 5-8 Apr. 2009, Budapest, Hungary, pp. 1–6, DOI: 10.1109/wcnc.2009.4917491.
- [30] Shoujun Huang, Yongtao Su, Ying He, and Shan Tang, „Joint time and frequency offset estimation in LTE downlink,” in *7th International Conference on Communications and Networking in China*, 8-12 Aug. 2012, Kun Ming, China, pp. 394–398, DOI: 10.1109/chinacom.2012.6417514.
- [31] A. Donarski, T. Lamahewa, and J. Sorensen, „Downlink LTE synchronization: A software defined radio approach,” in *2014 8th International Conference on Signal Processing and Communication Systems*, 15-17 Dec. 2014, Budapest, Hungary, pp. 1–9, DOI: 10.1109/icspcs.2014.7021088.
- [32] D. Chu, „Polyphase codes with good periodic correlation properties (Corresp.),” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 18, no. 4, pp. 531–532, Jul. 1972, DOI: 10.1109/tit.1972.1054840.
- [33] Songping Wu and Y. Bar-Ness, „OFDM systems in the presence of phase noise: consequences and solutions,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 11, pp. 1988–1996, Nov. 2004, DOI: 10.1109/tcomm.2004.836441.
- [34] Hlaing Minn, V. K. Bhargava, and K. B. Letaief, „A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, no. 4, pp. 822–839, Jul. 2003, DOI: 10.1109/twc.2003.814346.
- [35] T. M. Schmidl and D. C. Cox, „Robust frequency and timing synchronization for OFDM,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, no. 12, pp. 1613–1621, Dec. 1997, DOI: 10.1109/26.650240.
- [36] M. Morelli and U. Mengali, „An improved frequency offset estimator for OFDM applications,” in *1999 IEEE Communications Theory Mini-Conference*, 6-10 Jun. 1999, Vancouver, Canada, pp. 106–109, DOI: 10.1109/ctmc.1999.790246.
- [37] S. H. Muller-Weinfurtner, „On the optimality of metrics for coarse frame synchronization in OFDM: a comparison,” in *Ninth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 2, 8-11 Sep. 1998, Boston, MA, USA, pp. 533–537 vol.2, DOI: 10.1109/pimrc.1998.734258.

- [38] N. Chen, M. Tanaka, and R. Heaton, „OFDM timing synchronisation under multipath channels,” in *The 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring.*, vol. 1, 22-25 Apr. 2003, Jeju, South Korea, pp. 378–382 vol.1, DOI: 10.1109/vetecs.2003.1207566.
- [39] J. J. v. d. Beek, M. Sandell, and P. O. Borjesson, „ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, no. 7, pp. 1800–1805, Jul. 1997, DOI: 10.1109/78.599949.
- [40] P. H. Moose, „A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, no. 10, pp. 2908–2914, Oct. 1994, DOI: 10.1109/26.328961.
- [41] T.-D. Chiueh, P.-Y. Tsai, L. I-Wei, and T.-D. Chiueh, *Baseband receiver design for wireless MIMO-OFDM communications*. Wiley-IEEE Press, 2012, ISBN: 978-1-118-18821-7.
- [42] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, and C. G. Kang, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. Wiley-IEEE Press, 2010, ISBN: 9780470825631.
- [43] GNU Radio project, „Tutorials,” utolsó elérés: 2020-12-19. [Online]. Available: <https://wiki.gnuradio.org/index.php/Tutorials>
- [44] ANALOG DEVICES, „ADALM-PLUTO Overview,” utolsó elérés: 2020-12-19. [Online]. Available: <https://wiki.analog.com/university/tools/pluto>
- [45] —, „MATLAB Filter Design Wizard for AD9361,” utolsó elérés: 2020-12-19. [Online]. Available: <https://wiki.analog.com/resources/eval/user-guides/ad-fmcomms2-ebz/software/filters>
- [46] GNU Radio project, „Vector-optimized library of kernels,” utolsó elérés: 2020-12-19. [Online]. Available: <https://www.libvolk.org/>
- [47] Berky Csaba Endre, „Helymeghatározás IoT rendszerekben,” Master’s thesis, Budapest Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, 2020.

Köszönetnyilvánítás

Ezúton szeretném köszönetemet kifejezni témavezetőimnek, Dr. Horváth Péternek és Dr. Horváth Bálint Péternek mindazért az áldozatos munkáért, amivel hozzájárultak jelen munka létrejöttéhez. Szeretném megköszönni családomnak azt a támogató háttérrel, mellyel folyamatosan segítették munkámat.

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