

Válaszok Pap László opponensi véleményében feltett kérdésekre

1. Válaszok az I. téziscsoportra vonatkozó kérdésekre

1.1. Van-e hasonló eredmény abban az esetben, ha az egyes részcsatornáknak van LOS terjedési komponens is, azaz a fading például Rice vagy Nakagami típusú?

Ha egyes részcsatornák terjedési komponensei dominánsak, akkor a dolgozatban alkalmazott körkörösen szimmetrikus nulla várható értékű Gauss eloszlású komplex valószínűségi változók nem írják le valósághűen a csatorna viselkedését. Ez az eset fordul elő például akkor, ha a mobilállomás és a bázisállomás között egy line-of-sight (LoS) terjedési komponens is van, amely miatt a csatorna csillapítása nem modellezhető Rayleigh fading segítségével. Ilyen esetekben, a LoS komponens erősségétől függően, a csatorna viselkedését a Rice vagy Nakagami statisztikák írják le.

A dolgozatban javasolt eljárás részben kiterjeszthető Rice típusú csatornára is. Ez a kiterjesztés azon a megfigyelésen alapszik, hogy a becsült csatorna nem 0 várható értékű, hanem a LoS komponens erősségétől függő értékű, amit a dolgozatban használt jelöléseket használva a következő összefüggések írják le:

$$\begin{aligned}\mathbf{h} &\sim \mathcal{CN}(\sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{h}_{LOS}, \mathbf{\Gamma}) \\ \hat{\mathbf{h}} &\sim \mathcal{CN}(\bar{\mathbf{h}}, \mathbf{R}_{LS}) \\ \bar{\mathbf{h}} = \mathbb{E}\{\mathbf{h}\} &= \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{h}_{LOS} \\ \mathbf{R}_{LS} &= \mathbf{\Gamma} + \frac{\sigma_p^2}{P^p \alpha^2 \tau_p} \mathbf{I}\end{aligned}$$

ahol $\mathbf{h}$ a Rice csatorna csatornaegyütthatója, $\mathbf{h}_{LOS}$ a LoS komponens csatornaegyütthatója, K a Rice együttható, $\mathbf{\Gamma}$ a Rice csatorna kovarianciamátrixa. A dolgozatban javasolt csatornabecslési eljárás és vevőtervezés a fenti megfigyelésen alapulva is csak részben terjeszthető ki Rice csatornákra, mert az MSE kifejezés ebben az esetben nem adható meg zárt alakban. Szimulációs eredmények erre az esetre azt jelzik, hogy az MSE ebben az esetben is jelentősen függ az alkalmazott pilotjelektől, valamint hogy a Rayleighnél valamivel kisebb MSE értékek is elérhetőek a LoS komponensnek köszönhetően [1].

1.2. A csatornaállapot leírására használt körkörösen szimmetrikus nulla várható értékű Gauss eloszlású komplex valószínűségi változó alkalmazásának van-e annál erősebb indoka, hogy ebben az esetben a rendszer statisztikai kezelése egyszerűbb?

Olyan celluláris rendszerek esetében, melyek Rayleigh fadinges környezetben működnek – például városi környezetben működő makrocellás rendszerek LoS komponensek nélkül – a mobilállomás és a bázisállomás között lévő vektorcsatorna jól modellezhető komplex Gauss eloszlású vektorváltozókkal. Az ilyen környezetben fellépő fading dip-ek, tehát a nagy jelcsillapítást okozó fading értékek, egyfajta legrosszabb esetet képviselnek. Ezért ilyen környezetet javasolnak egyes szabványosítási projektek is,

mint például a 3GPP "urban macro" környezete, melyek mérnöki megoldások teljesítményelemzésére jól használható paramétereket specifikál. A Gaussi valószínűségi változók használata ezenkívül kiindulópontnak szolgál pl. Rician fadinges környezet elemzésére is, amint azt az előző pontban láttuk.

1.3. A tézis fő eredményében az hogyan értelmezhető, hogy az $MSE \ d = b = 0$ esetén éppen egységnyi?

Az I tézis modelljében a csatorna $\mathbf{C} = \mathbf{qI}$ kovarianciamátrixa diagonálisnak feltételezhető, hiszen a bázisállomás antennáit korrelálatlannak tételezzük fel, ezért a $\mathbf{C}$ mátrix rangja megegyezik az antennák számával, azaz a $\mathbf{C}$ mátrixnak nincs null-tere. Ebből és a d paraméter 3.2 lemmában szereplő definíciójából következik, hogy ebben az esetben d pozitív, hiszen a zaj teljesítménye is pozitív. Másrészt d definíciójából az is következik, hogy ebben a modellben $d < 1$, azaz $0 < d < 1$. Továbbá, a $q = \rho(1 - d)$ definíciós összefüggésből az következik, hogy $0 < q < \rho$, és így $b = qp + \sigma^2$ miatt $b > 0$. Ebben a modellben tehát a d és b paraméterek a pontosan 0 értéket nem vehetik fel, viszont a 0 értéket tetszőlegesen megközelíthetik. Ebben az esetben az átlagos négyzetes hiba (MSE) egységnyihez közelít, amely esetben a szimbólumok becslése a vevő oldalon gyakorlatilag nem végezhető el, mert a négyzetes hiba összemérhető az adatszimbólumokkal.

2. Válaszok az II. téziscsoportra vonatkozó kérdésekre

2.1. Mi annak a hatása a rendszer működésére, illetve az elemzésre, hogyha a $K \ll N$ feltétel nem teljesül?

A többfelhasználós többantennás rendszerekben a maximálisan párhuzamosan küldhető adatszimbólumok, és így a maximálisan párhuzamosan kiszolgálható felhasználók számát behatárolja a bázisállomáson lévő antennák száma, ezért a $K \leq N$ feltételnek mindenképpen teljesülnie kell. A disszertáció 4.2-es fejezete azonban megjegyzi, hogy a gyakorlatban $K \ll N$, ami lehetővé teszi, hogy igen kicsi MSE értékeket érjünk el minden egyes felhasználóra. A disszertáció 4.2-es ábrája jól szemlélteti, hogy növekvő antennaszám mellett – a javasolt tervezési algoritmusokat használva – a rendszer teljesítménye MSE értelemben javul, azaz az MSE csökken. Ha a $K \ll N$ feltétel nem teljesül, akkor a felhasználók egymásnak okozott interferenciája nem hanyagolható el, és a felhasználónkénti MSE érték növekszik. A mérnöki gyakorlatban arra törekszünk, hogy N egy nagyságrenddel nagyobb legyen, mint K .

2.2. Mi a mértéke a $K \ll N$ feltételnek, azaz milyen mértékűnek kell lenni a jóval kisebb relációnak, van-e ennek egyáltalán becsülhető értéke?

A 2.1-ben taglaltak miatt azt mondhatjuk, hogy a rendszer működéséhez a $K \leq N$ feltételnek teljesülnie kell, a $K \ll N$ teljesülése esetén a rendszer teljesítményjellemzői javulnak. Specifikusan, ha a bázisállomás antennáinak száma növekszik, két véletlenszerűen kiválasztott felhasználó vektorcsatornája egyre inkább ortogonálissá válik, azaz adatszimbólumaik egyre jobban szétválaszthatóbbakká válnak. Ezért a $K \ll N$ teljesülése a gyakorlatban nagyobb spektrálhatékonyság elérését teszi lehetővé. Ha az antennák száma (N) egy nagyságrenddel nagyobb, mint az egyidejűleg ütemezett felhasználók száma (K),

akkor a $K \ll N$ teljesülése a gyakorlatban igaznak tekinthető, abban az értelemben, hogy a többfelhasználós (MU-MIMO) interferencia hatása kisebbé válik, mint a termikus zaj hatása.

2.3. Miért kell teljesülni a $K \leq \tau_p$ feltételnek, miért nem elegendő az egyenlőség?

Ha az alkalmazott pilotszekvenciák $\tau_p = K$ hosszúak, akkor a felhasználók pilotjelei a kódtartományban megkülönböztethetőek, és ezért az egyes felhasználók csatornái jól becsülhetőek. Ha $\tau_p > K$, azaz ha τ_p nagyobb ennél a minimálisan szükséges értéknél, akkor a pilotjel energiája nagyobb lehet, mint a $\tau_p = K$ esetben, ami a csatornabecslés minőségét növeli, különösen abban az esetben, amikor az alkalmazott teljesítmény frekvenciacsatornánként (subcarrier) korlátozva van. A $\tau_p > K$ értelemben vett "túldimenzionálásnak" többcellás rendszerek esetén az az igen fontos előnye van, hogy a szomszédos cellákban lévő felhasználók is választhatnak ortogonális szekvenciákat, ami csökkenti a pilot-interferenciát (pilot contamination), ami ismerten a multicellás rendszerek egyik legfőbb problémája.

3. Válasz az III. téziscsoportra vonatkozó kérdésre

3.1. Van-e olyan korrelált csatornarendszer, olyan korrelációs mátrix, amely esetében az itt bemutatott módszer nem, vagy nehezen alkalmazható, mivel az extrém hibákhoz vezethet?

Ebben a téziscsoportban MU-MIMO rendszerek olyan eseteit vizsgáltam, melyekben a vektorcsatornák egyes elemei az antennák korreláltsága miatt nem független valószínűségi változók. Ilyen esetekben a csatornakovariancia-mátrixok nem teljes rangúak, azaz a C mátrixok rangja, r , kisebb, mint N_r . ($r < N_r$). Ilyen esetekben a C mátrixok nemzérus szinguláris értékeinek száma r , és az antennakorreláltság mértékétől függően több nemzérus szinguláris érték is numerikusan kicsi lehet. A disszertációban javasolt módszer az SVD mátrixdekompozíciót alkalmazza, mely igen kis szinguláris értékek esetén numerikusan pontatlanná válhat. Az igen kis szinguláris értékek viszont arra utalnak, hogy egyes terjedési utak a mobilállomás és a bázisállomás között elhanyagolhatóak, és emiatt az egy bizonyos ϵ érték alatti szinguláris értékeket zérusnak tekinthetjük, anélkül, hogy ez rendszerelemzési szempontból hibát jelentene. A nagyon kicsi (pl. $\epsilon = 10^{-8}$) szinguláris értékek elhanyagolásával az SVD numerikus hibája kiküszöbölhető.

4. Válaszok az IV. téziscsoportra vonatkozó kérdésekre

4.1. A tézisekben értelmezett spektrális hatékonyság hogyan használható tényleges diszkrét értékkészletű modulációs rendszerek esetén, ahol a csatornkapacitás a jel-zaj viszony függvényében monoton nő, de a növekedés határozottan korlátozott, mert a kapacitás aszimptotikusan egy határozott értékhez tart, amit a diszkrét értékkészlet számossága határoz meg?

Diszkrét értékkészletű modulációs rendszerek esetén a csatornkapacitást az értékkészlet számossága határozza meg, amely számosság befolyásolja az elérhető adatsebességet és a bithibavalószínűséget. Az egyszerre átvitt bitek számát (modulation order) ezért a gyakorlatban a jel-zaj viszonytól függően úgy választjuk meg, hogy az elért adatsebesség minél nagyobb legyen, míg a bithibavalószínűség egy meghatározott érték alatt maradjon. A gyakorlatban adaptív modulációt és kódolást alkalmazunk, mely

lehetővé teszi, hogy a tézisekben meghatározott elvi spektrálfatékonyságot diszkrét értékkészletű modulációs rendszerek is jól közelítsék. A tézisekben meghatározott spektrális hatékonyság ezért egy jól használható felső korlátot ad a gyakorlatban alkalmazott diszkrét értékkészletű modulációs rendszerekben elérhető adatsebességre.

4.2. A tézisekben kiszámolt spektrális hatékonyság – az eredmények vitathatatlan elméleti jelentőségén túl – milyen feltételek mellett alkalmazható a gyakorlati rendszerek minősítésére?

A tézisekben javasolt módszerek a spektrális hatékonyság kiszámítására hasznosak, mert segítségével a spektrális hatékonyság, mint az alkalmazott pilotjel-teljesítmény és antennaszám függvénye, pontosan meghatározható. Ezen módszerek hiányában a MU-MIMO rendszerekben elérhető spektrálfatékonyság csak hosszadalmas szimulációk segítségével volt lehetséges, amely szimulációk gyakran csak közelítő értékeket szolgáltatottak.

A tézisekben kiszámolt spektrális hatékonyság akkor alkalmazható jól gyakorlati rendszerek minősítésére, ha a gyakorlatban alkalmazott modulációs és kódoló eljárások szorosan követik azt a felső korlátot, amit a tézisekben kiszámolt spektrális hatékonyság meghatároz. A gyakorlatban olyan, jel-zaj viszonytól függő adaptív modulációs és kódoló eljárásokat (adaptive modulation and coding scheme, MCS) alkalmazunk, melyek ezt a felső korlátot jól követik. Ezért a modern többantennás távközlő rendszereket a tézisekben kiszámolt spektrális hatékonyság jól jellemzi.

5. Hivatkozások

- [1] Zhongyan Bi, “Pilot Power Control and Assignment Games in MU-MIMO Systems”, Master Thesis Project Report, KTH Royal Institute of Technology, (supervisor: G. Fodor), TRITA-EECS-EX-2018:479, ISSN 1653-5146, 2018.

Fodor Gábor

Stockholm, 2018 október 14.