

Válaszok Sztrik János opponensi véleményében feltett kérdésekre

1. Mennyire jól írja le a valós terjedési viszonyokat a Gaussi csatornamodell, és mennyire jellemző a konstansszor egységmátrix alakú kovariancia mátrix ?

Olyan celluláris rendszerek esetében, melyek Rayleigh fadinges környezetben működnek – például városi (urban macro) környezetben működő makrocellás rendszerek a mobilállomás és a bázisállomás között lévő közvetlen terjedési út (line-of-sight, LoS) nélkül – a terjedési viszonyokat a Gaussi csatornamodell jól jellemzi. Az urban macro környezetben a Gaussi csatornamodellel számolt teljesítményjellemzők ugyanis a valóságban tapasztalt, azaz mért teljesítményjellemzőkhöz közel esnek [1]. Rayleigh fading akkor áll elő, mikor a LoS komponens nélküli környezetben az adó és a vevő közötti terjedést több objektumon való visszaverődések és többutas terjedés (multipath propagation) biztosítják. Egyes szabványosítási projektek, mint például a 3GPP, az urban macro környezetet is javasolják teljesítményelemzésre.

A többutas (Rayleigh) környezetek jellemzésekor az a fontos kérdés merül fel, hogy a komplex normáloszlású vektorcsatorna kovariancia-mátrixa konstansszor egységmátrix alakú-e. Amint a disszertáció 7. fejezete tárgyalja, a csatornamátrix (m,n) elemét – a disszertáció szokásos jelöléseit használva – az alábbi összefüggés határozza meg:

$$\mathbf{C}_{m,n} = \frac{1}{2\theta_{\Delta}} \int_{-\theta_{\Delta}}^{\theta_{\Delta}} e^{j \cdot 2\pi \cdot \frac{D}{\lambda} (n-m) \cos(\bar{\theta}+x)} dx \quad (1)$$

ahol $\bar{\theta}$ az átlagos beérkezési szög (angle of arrival, AoA), θ_{Δ} a szögszóródás (angular spread), és D/λ a hullámhosszra normalizált antennák közötti távolság (spacing). Amint ebből az összefüggésből is jól látszik, a komplex vektorcsatorna kovariancia-mátrixa akkor konstansszor egységmátrix alakú, ha az alábbi két feltétel teljesül:

1. A vevő-oldalon lévő antennákhoz vezető utak csillapításai, illetve az antennákhoz tartozó komplex csatorna-együtthatók gyengén vagy egyáltalán nem korreláltak;
2. Az antennákhoz vezető utak átlagos csillapításai megegyeznek.

E fenti első feltétel akkor teljesül, ha az antennák közötti távolság legalább eléri vagy meghaladja a fél hullámhosszt, ami helyesen telepített antennarendszerek esetén feltételezhető. A második feltétel pedig akkor teljesül, ha a mobilállomás jelentősen nagyobb távolságra van a bázisállomástól, mint az antennák közötti legnagyobb távolság. A gyakorlati rendszerek esetén legtöbbször ez a feltétel is teljesül az antennarendszerek szokásos telepítései miatt.

2. Valós rendszerekben milyen dekóder vektort alkalmaznak, és a javasolt (G csillag) megoldás alkalmazható-e a jelenleg elterjedt megoldások javítására. Ha igen, mennyivel javítja az átvitel minőségét?

A valós rendszerekben alkalmazott dekódervektorokat a kívánt ár-teljesítmény viszony, az antennák száma, és a működési környezet határozzák meg. A disszertációban kidolgozott dekódervektorral szemben azt a követelmény támasztottam, hogy lehetőleg lineáris működést tegyen lehetővé, azaz a becslt szimbólum a vett $\mathbf{y}$ jelből a – disszertáció jelöléseit használva – a következő formában legyen előállítható:

$$\mathbf{G}_k \triangleq \arg \min_{\mathbf{G}} \mathbb{E}\{\text{MSE}\} = \arg \min_{\mathbf{G}} \mathbb{E}\{|\mathbf{G}\mathbf{y} - x_k|^2\} \quad (2)$$

A lineáris vevők nagyszámú antennát alkalmazó bázisállomások esetén azzal az előnyös tulajdonsággal bírnak, hogy jól követik (scale) az antennák számának növekedését. Nagyszámú antenna esetén a lineáris vevőstruktúrák közel olyan spektrumeffektivitást érnek el, mint a jóval bonyolultabb iteratív vevők [2, 3]. Ezért a nagy számban telepítésre kerülő bázisállomások (pl. kommersziális celluláris rendszerek esetén) gyakran használnak lineáris vevőt.

A disszertációban javasolt csatornabecslési-hibát figyelembe vevő, azt kompenzáló lineáris vevő a szimbólumhibát (MSE) minimalizálja, és ezzel drasztikusan javítja a spektrálhatékonyságot a csatornabecslési-hibát figyelmen kívül hagyó vevővel összehasonlítva. Ez a javulás különösen jelentős MU-MIMO rendszerek esetén, hiszen ilyen rendszerekben a nagyszámú mobilállomásnál elért MSE és spektrálhatékonyság-javulás összeadódik. Ahogy a disszertáció 7.1 és 7.4-es ábrái jelzik, ez a javulás mobilállomásonként 10 dB MSE-javulás illetve 4-5 bps/Hz is lehet, amely értékek függenek a csillapítástól (path loss), antennák számától, és egyéb paraméterektől.

3. Gyakorlati alkalmazásoknál mennyire jól becsülhetők a korrelált kovariancia mátrix elemei, és mennyire érzékeny (mérésre és numerikus viselkedésre) egy ezekre a mért értékekre épülő szinguláris érték felbontás ?

Az (1)-es egyenletből következik, hogy a kovarianciamátrix akkor becsülhető jól, ha a bázisállomás becsülni, illetve mérni tudja az átlagos beérkezési szöget és a szögszóródást, hiszen az antennák közötti távolságot konfiguráltnak (ismertnek) tételezhetjük fel. A bázisállomás az egyes mobilállomásokból küldött jelek beérkezési szögét (angle of arrival, AoA) folyamatosan méri, valamint a többutas vétel miatt a szögszóródást is becsülni tudja. A gyakorlatban a bázisállomás a beérkező pilotjelek alapján becslt csatornaegyütthatókból átlagolás segítségével folyamatosan rendelkezik a kovarianciamátrix mérésen alapuló értékével.

A korrelált csatornakovariancia-mátrixok nem teljes rangúak, azaz a $\mathbf{C}$ mátrixok rangja, r , kisebb, mint N_r . Ebben az esetben a $\mathbf{C}$ mátrixok nemzérus szinguláris értékeinek száma $r < N_r$, és az antennakorreláltság

mértékétől függően több nemzérus szinguláris érték is numerikusan kicsi lehet. A disszertációban kifejlesztett módszer az SVD mátrixdekompozíciót alkalmazza, mely igen kis szinguláris értékek esetén numerikusan pontatlanná válhat. A kis szinguláris értékek viszont arra utalnak, hogy egyes terjedési utak a mobilállomás és a bázisállomás között jelenergia szempontjából elhanyagolhatóak, és emiatt egy bizonyos ϵ érték alatti szinguláris értékeket zérusnak tekinthetjük, anélkül, hogy ez rendszerelemzési szempontból hibát jelentene. A bizonyos érték alatti (pl. $\epsilon = 10^{-8}$) szinguláris értékek elhanyagolásával az SVD numerikus hibája kiküszöbölhető.

4. Gyakorlati esetekben (pl, ha Nr nagyobb mint 100) okoz-e numerikus nehézséget a Meijer G függvény alapú spektrál effektivitást számítása ?

A tézisekben javasolt módszerek a spektrális hatékonyság kiszámítására a Meijer G függvény alapján hasznosak, mert segítségükkel a spektrális hatékonyság, mint az alkalmazott pilotjel-teljesítmény, átlagos csillapítás (path loss) és antennaszám zárt alakú függvénye, pontosan meghatározható. Ezen módszerek hiányában a MU-MIMO rendszerekben elérhető spektrálhatékonyság korábban csak hosszadalmas szimulációk segítségével volt lehetséges, amely szimulációk gyakran csak közelítő értékeket szolgáltatottak, és csak az adott paraméterbeállítás mellett voltak érvényesek.

A Meijer G integrálfüggvény alkalmazásakor felmerül az a fontos kérdés, hogy kiértékelése okoz-e numerikus nehézséget. Érdeemes észrevenni, hogy a Meijer G integrálfüggvény kiértékelése a spektráleffektivitás számításához – és nem a vevő valósidejű működéséhez – szükséges. A disszertációban közölt numerikus eredmények (pl. 7.4. ábra, vagy [4]) azt jelzik, hogy a Meijer G függvény numerikus kiértékelése futási időben még 500 antenna esetén sem okoz nehézséget.

5. A tézis LS csatornabecslést feltételez, míg a IV. tézisben lehetőség van mind LS mind MMSE csatornabecslés számítására. Kiterjeszthető ez a korrelált antennákat megengedő analízis módszer sokfelhasználós MIMO rendszerekre MMSE csatornabecslés esetén?

Az V. téziscsoport egyrészt olyan lineáris vevőt dolgoz ki, mely minimalizálja az átlagos négyzetes hibát (MSE) korrelált antennák esetén is, másrészt zárt alakban állítja elő az MSE-t. Fontos megjegyeznünk, hogy a téziscsoport mindkét eleme érvényes attól függetlenül, hogy milyen módszert alkalmazunk a vektorcsatorna becslésére, azaz milyen algoritmussal állítjuk elő a beérkező pilotjelek alapján a $\hat{h}_c$ értékét.

Specifikusan, a csatornabecslésre használhatunk LS vagy MMSE eljárásokat, amik szolgáltatják a becsült csatorna értékét. Ezt a becsült csatornaértéket a javasolt algoritmusok azután mint bemeneti értéket kezelik. Azt is szeretném hangsúlyozni, hogy bár az MMSE csatornabecslés kisebb hibát eredményez, az MMSE becslőnek – szemben az LS becslővel – ismernie kell a csatorna kovarianciamátrixát. Az LS becslő ezért a gyakorlatban bizonyos esetekben előnyösebb lehet, még akkor is, ha valamivel pontatlanabb becsült értéket állít elő.

6. Miért ezt a becslési eljárást alkalmazta és nem a többieket (maximum likelihood, momentumok módszere)?

A disszertációban alapvetően két jól megkülönböztethető céllal használok becslési eljárásokat. A vektorcsatorna komplex együttthatóinak becslésére a jól ismert LS vagy MMSE becslési eljárásokat használok, mert ezek jól használhatók pilotjelek alapján való csatornabecslésre. Az adatszimbólumok becslésére új lineáris becslési módszereket dolgoztam ki, melyek a csatornabecslési hibák figyelembevételével minimalizálják a becslési szimbólumok hibáját. A csatornabecslési hibák figyelembevételével tervezett MMSE dekódernek az az előnye más dekóderekkel szemben, hogy magas jel-interferencia-plusz-zaj viszonyt (SINR) érnek el az MSE és az SINR között levő szoros kapcsolat miatt.

A 2. kérdésre adott válasznak megfelelően a disszertációban kidolgozott dekódervektorral szemben azt a követelményt támasztottam, hogy lehetőleg lineáris működést tegyen lehetővé a (2)-es egyenlet értelmében. A ML becslési eljárás természetesen valamivel nagyobb spektrálhatékonysághoz vezet, viszont nagyszámú antenna esetén nagyobb a komplexitása, ami a gyakorlatban jelentős hátrányt jelent.

A csatornabecslésre is két különböző becslési módszert használtam (LS, MMSE), melyek között az a lényeges különbség, hogy az MMSE módszer feltételezi, hogy a bázisállomás ismeri a csatorna kovarianciamátrixát (C), míg a LS módszer alkalmazásához nem szükséges a csatornára vonatkozó előismeret. A maximum likelihood módszer nulla várható értékű Gaussi zajt feltételezve, illetve a momentumok módszere abban az esetben, ha a csatornaegyüttthatókat egymástól függetlenül becsüljük, valójában a négyzetes hiba minimalizálását eredményezi.

7. Mi az oka, hogy a Disszertációban jóval kevesebb saját publikációt sorol fel, mint a Tézisekben?

A disszertáció és a téziszfüzet közötti egyik szerkezeti különbség, hogy a disszertációban szereplő irodalomjegyzék nem tesz különbséget a saját és nem saját publikációk között, tehát egy közös listát használok az összes hivatkozott irodalomra. A téziszfüzetben viszont két külön lista szerepel, amiben hangsúlyozottan szerepel a saját közlemények listája.

A disszertációban a nagyobb megengedett terjedelemnek köszönhetően lehetőség nyílt a tézisek és a szükséges háttérismeretek és gyakorlati alkalmazások bővebb kifejtésére, ezért a disszertációban elsősorban azokra a cikkekre hivatkoztam, melyek szorosan kapcsolódnak a disszertáció anyagához. A disszertáció nagyrészt önmagában is tartalmazza azokat a bevezető és háttér anyagokat, melyek az anyagban való elmélyülést segítik.

A téziszfüzetben egy bővebb listát adtam meg, mely olyan publikációkat is felsorol, melyek segítik az anyag részletesebb megértését és részben már túlmutatnak a disszertáció anyagán. Ezt azért láttam szükségesnek, mert a téziszfüzet nem tartalmazza például a bizonyításokat, melyek könnyen elérhetőek a hivatkozási lista segítségével. Bizonyos értelemben a téziszfüzet az elért eredményekre koncentrál, amelyekbe beletartozónak véltem az összes vonatkozó közleményemet és szabadalmamat is.

Hivatkozások

- [1] S. Durrani, M. E. Bialkowski and S. Latif, "Statistical Properties of a Parametric Channel Model for Mutiple Antenna Systems", The 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC '07), Athens, Greece, 3-7 September 2007.
- [2] F. Rusek, D. Persson, B. K.Lau, E. G. Larsson, T. L. Marzetta, O. Edfors, and F. Tufvesson, "Scaling Up MIMO - Opportunities and Challenges with Very Large Arrays," IEEE Signal Processing Magazine, pp. 40-60, Vol. 30, Issue 1, 2013.
- [3] G. Taricco and E. Biglieri, "Space Time Decoding with Imperfect Channel Estimation," IEEE Trans. on Wireless Comm., Vol. 4, No. 4, pp. 1874–1888, July 2005.
- [4] G. Fodor, P. D. Marco, and M. Telek, "On the Impact of Antenna Correlation and CSI Errors on the Pilot-to-Data Power Ratio," IEEE Trans. Comm., vol. 64, no. 6, pp. 2622 – 2633, April 2016.

Fodor Gábor

Stockholm, 2018 november 18.