

SLOVENSKÁ TECHNICKÁ UNIVERZITA V BRATISLAVE FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A INFORMATIKY

Ing. Peter Olšovský

Autoreferát dizertačnej práce

NÁVRH EFEKTÍVNYCH ALGORITMOV SPRACOVANIA SIGNÁLOV PRE VYBRANÉ SYSTÉMY MIMO A MASÍVNE MIMO

na získanie

akademickej hodnosti doktor (philosophiae doctor, PhD.)

v doktorandskom študijnom programe: Elektronika a fotonika

v študijnom odbore

5.2.13. elektronika

Miesto a dátum: Bratislava, marec 2019

SLOVENSKÁ TECHNICKÁ UNIVERZITA V BRATISLAVE FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A INFORMATIKY

Ing. Peter Olšovský

Autoreferát dizertačnej práce

NÁVRH EFEKTÍVNYCH ALGORITMOV SPRACOVANIA SIGNÁLOV PRE VYBRANÉ SYSTÉMY MIMO A MASÍVNE MIMO

na získanie akademickej hodnosti doktor (philosophiae doctor, PhD.)

v doktorandskom študijnom programe:

Elektronika a fotonika (študijný odbor: 5.2.13. elektronika)

Miesto a dátum: Bratislava, marec 2019

Dizertačná práca bola vypracovaná v externej forme doktorandského štúdia

Na	Ústave elektroniky a fotoniky FEI STU v Bratislave
Predkladatel':	Ing. Peter Olšovský
	Ústav elektroniky a fotoniky FEI STU v Bratislave
	Ilkovičova 3, 812 19, Bratislava
Školiteľ:	doc. Ing. Oldřich Ondráček, PhD.
	Ústav elektroniky a fotoniky FEI STU v Bratislave
	Ilkovičova 3, 812 19, Bratislava
Konzultant:	doc. Ing. Peter Podhoranský, PhD.
Oponenti:	prof. Ing. Vladimír Wieser, PhD., Katedra multimédií a informačno- komunikačných technológií, FEIT Žilinská univerzita, Univerzitná 8215/1, 010 26 Žilina Ing. Ivan Gašparík, PhD., Špeciálne systémy a software, Líščie údolie
	29, 841 04 Bratislava

Autoreferát bol rozoslaný:			
Obhajoba dizertačnej práce sa koná:	6.6.2019	11.30 oh.	
na Fakulte elektrotechniky a informatiky	Slovenskej technickej	univerzity, Ilkovičova 3,	

812 19, Bratislava

prof. Dr. Ing. Miloš Oravec dekan FEI STU

Obsah

 2 CIELE DIZERTAČNEJ PRÁCE	6 7 7 8 9 9 9 9 9 9
 3 ZVOLENÉ METÓDY SPRACOVANIA 3.1 KAPACITA KANÁLA MIMO 3.1.1 Ergodická kapacita 3.1.2 Poruchová kapacita 3.2 ALAMOUTIHO PRIESTOROVO-ČASOVÝ BLOKOVÝ KÓD 	7 7 9 9 9 9 9 9
 3.1 KAPACITA KANÁLA MIMO	7 9 9 9 9
 3.1.1 Ergodická kapacita 3.1.2 Poruchová kapacita 3.2 ALAMOUTIHO PRIESTOROVO-ČASOVÝ BLOKOVÝ KÓD 	7 9 9 9 11 12
3.1.2 Poruchová kapacita	8 9 9 11 12
3.2. Αι ΑΜΟΙΙΤΙΗΟ PRIESTOROVO-ČΑSOVÝ ΒΙ ΟΚΟΥΎ ΚΌD	9 9 11 12
	9 11 12
3.2.1 Alamoutiho priestorovo-časové kódovanie	11 12
3.2.2 Alamoutiho schéma s viacerými prijímacími anténami	. 12
3.2.3 Vyhodnotenie výkonových vlastností Alamoutiho schémy	
3.3 NÁVRH METÓDY PREDKÓDOVANIA V SYSTÉME SU-MIMO-OSTBC TYPU 4 \times 2 pri	
POUŽITÍ ALAMOUTIHO SCHÉMY STBC TYPU 2×2	13
3.4 Systémy masívne MIMO	16
3.4.1 Prenos signálu na trase UL	. 16
3.4.2 Prenos signálu na trase DL	. 17
3.4.3 Lineárne spracovanie signálu v stanici BS	. 17
3.5 SYSTÉMY MASÍVNE MIMO VO FREKVENČNOM PÁSME MMV	20
3.5.1 Model kanála a návrh hybridného beamformingu	. 20
3.5.2 Odhad kanála použitím hybridného beamformingu	22
3.5.3 Hybridné predkódovanie založené na hierarchickej štruktúre kódovej knihy s	
viacnásobným rozlíšením	23
3.5.4 Adaptívny odhad kanála pre viaccestný kanál vo frekvenčnom pásme MMV	25
3.5.5 Vyhodnotenie výkonových vlastností systémov masívne MIMO vo frekvenčnom	
pásme MMV s implementovaným hybridným beamformingom na trase DL	. 25
4 ZHRNUTIE HLAVNÝCH PRÍNOSOV DIZERTAČNEJ PRÁCE A ĎALŠIE	
SMEROVANIE	29
5 ZÁVER	31
6 SUMMARY	32
ZOZNAM POUŽITEJ LITERATÚRY	33
ZOZNAM PUBLIKAČNEJ ČINNOSTI	39

1 Úvod a motivácia

Hlavná podstata systémov MIMO (z angl. Multiple-Input Multiple-Output) [GSS+03], [SOZ11], [Mie06], [TV05], [PGNB04], [CO13] spočíva v priestorovo-časovom spracovaní signálu. V systémoch MIMO sa informačný signál na obidvoch stranách komunikačného prenosového reťazca (t. j. vysielač a prijímač) spracováva s cieľom zlepšiť spoľahlivosť prenosu (bitovú chybovosť BER (z angl. Bit Error Rate)) alebo zvýšiť prenosovú rýchlosť (bit/s). S cieľom zabezpečiť prenos proti chybám v dôsledku úniku a šumu typu AWGN (z angl. Additive White Gaussian Noise) bolo zavedené spoločné kódovanie naprieč vysielacími anténami a časom, známe ako priestorovo-časové kódovanie [TSC98], [NSC00]. Pri priestorovo-časovom kódovaní priestorovo-časový kodér generuje kódové symboly rovné počtu vysielacích antén $N_{\rm t}$, ktoré sú vysielané súčasne, t. j. jeden symbol z každej antény. Značná časť výskumu bola venovaná návrhu a konštrukcii priestorovo-časových kódov. Viaceré priestorovo-časové architektúry boli zovšeobecnené v zmysle diverzitných alebo kódových ziskov, či obidvoch. Hoci priestorovo-časové kódy boli zapracované do formy priestorovo-časových mriežkových kódov STTC (z angl. Space-Time Trellis Code) [TSC98], [LTW+00], [TC02], [SS06], ich popularita ustúpila s objavom priestorovo-časových blokových kódov STBC (z angl. Space-Time Block Code) [Ala98], [TJC99a], [TJC99b], [LS03], [Jaf05], [SS06], [XG16], [MXG18], [MXG15], [MXG14]. Ortogonálny priestorovočasový blokový kód OSTBC (z angl. Orthogonal Space-Time Block Code) poskytuje diverzitu a jednoduché dekódovanie, pretože vysielané symboly sú samostatne dekódované pomocou lineárneho spracovania. Alamoutiho schéma pre dve vysielacie antény je jedinečným ortogonálnym priestorovo-časovým kódom pre komplexné kanálové symboly a poskytuje plnú diverzitu a plnú rýchlosť.

Zatiaľ čo výhody systému MIMO sa významne uplatňujú v prípade, keď samotný prijímač má informáciu o stave kanála CSI (z angl. Channel State Information), vlastnosti systému MIMO možno ďalej zlepšiť tým, že aj vysielač má informáciu CSI. Časová premenlivosť v dôsledku oneskorenia počas získavania informácie CSI priamo ovplyvňuje kvalitu informácie CSI vo vysielači, čo má za následok čiastočnú informáciu. Avšak čiastočná informácia CSI vo vysielači môže ešte stále podstatne zvýšiť kapacitu kanála. S cieľom zvýšiť kapacitu možno použiť metódu spracovania signálu vo vysielači, nazývanú ako predkódovanie [HAL06], [LH04], [MPP+09], [Sam01], [VP07], [C013], pri ktorej sa spracováva signál ešte pred samotným vysielaním z antén. Pre viacero bežných foriem čiastočnej informácie CSI vo vysielači je lineárny predkodér z informačno-teoretického hľadiska optimálny [CS99], [Sha58], [SJ03], [BCC+07]. Lineárny predkodér pracuje ako viacmódový beamformer, ktorý optimálne prispôsobuje vstupný signál na jednej strane ku kanálu na ďalšej strane.

Systém masívne MIMO [LLS+14], [LETM14], [MLYN16], [BHS18], [JKL+17] bol navrhnutý pre siete piatej generácie (5G) na dosiahnutie vysokej prenosovej rýchlosti (kapacity) použitím veľkého počtu vysielacích antén N_t alebo prijímacích antén N_r s predkódovaním na vysielacej strane a kombinovaním na prijímacej strane. Okrem toho sa v rámci systému masívne MIMO očakáva výrazne zlepšenie kvality služby QoS (z angl. Quality of Service), vyššia energetická účinnosť a zníženie nákladov. Na zostupnej trase DL (z angl. downlink) základňová stanica BS (z angl. Base Station) používa predkódovacie matice na predkódovanie dátových symbolov k mobilnej stanici MS (z angl. Mobile Station) v prípade jednoužívateľského systému alebo k viacerým staniciam MS v prípade viacužívateľského systému. Na vzostupnej trase UL (z angl. uplink) vysielajú užívatelia dáta k stanici BS, kde ich možno získať pomocou lineárnych metód spracovania.

Jedným zo spôsobov, ako v systéme masívne MIMO odhadovať informáciu CSI, je použiť ortogonálne pilotné signály [LLS+14], [LETM14], [BLM16]. Avšak kontaminácia pilotných signálov spôsobuje medzibunkové interferencie, ktoré na rozdiel od interferencií iných typov rastú s počtom antén stanice BS a stávajú sa hlavným obmedzujúcim faktorom technológie masívne MIMO. Tento problém sa pokúšajú riešiť rôzne metódy odhadu kanála, špeciálne metódy predkódovania, kooperačné metódy atď.

Ďalším riešením na zvýšenie prenosovej rýchlosti sú bunkové systémy masívne MIMO vo frekvenčnom pásme milimetrových vĺn (MMV) [BL16], [RSM+13], [NLJ+15], [WHQW14]. Systémy masívne MIMO vo frekvenčnom pásme MMV sú schopné dosiahnuť vysokú prenosovú rýchlosť (Gbit/s) využitím veľkej dostupnej šírky pásma v oblasti MMV. Pri návrhu metód formovania anténnych zväzkov lúčov (beamforming) veľké anténne polia pomáhajú smerovať signál v určitom smere, čím sa znižuje problém s útlmom prenosovej cesty [ABK+17], [ARAS+14], [AALH14], [RXM+17]. Avšak veľké anténne polia spôsobujú, že beamforming v základnom pásme (digitálny beamforming) je nepraktický kvôli veľkému počtu antén, pričom každá anténa požaduje energeticky náročný rádiofrekvenčný RF (z angl. radio frequency) reťazec. V dôsledku toho je náročné implementovať architektúru digitálneho beamformingu kvôli vysokej spotrebe energie a vyššej zložitosti hardvéru. Ďalším návrhom beamformingu je beamforming v RF pásme, kde predkodér/kombinátor pracuje v RF pásme. Výhodou tejto implementácie v porovnaní s digitálnym beamformingom je nižšia spotreba energie a nižšia zložitosť hardvéru v dôsledku výrazne zníženého počtu RF reťazcov. Avšak analógový beamforming má isté obmedzenia, ktoré obmedzujú potenciál pri riešení beamformingu na plne analógovej báze v porovnaní s digitálnym beamformingom.

Bolo uskutočnených veľa výskumov na prekonanie obmedzení vyplývajúcich z analógového beamformingu. Niekoľko autorov navrhlo hybridný beamforming, ktorý kombinuje výhody analógového a digitálneho beamformingu s cieľom znížiť zložitosť hardvéru [ABK+17], [ARAS+14], [AALH14], [SY16], [MRH+17], [HIXR15]. Predkódovanie a kombinovanie v rámci hybridnej štruktúry je vykonané v základnom pásme i RF pásme. Výkonové vlastnosti hybridného beamformingu sa blížia k optimálnemu digitálnemu beamformingu, ktorý je prakticky nemožné dosiahnuť a má plnú zložitosť, pri zníženom počte RF reťazcov, čo vedie k nižšej spotrebe energie a zníženiu zložitosti hardvéru.

2 Ciele dizertačnej práce

Predkladaná dizertačná práca sa zaoberá problematikou prenosu v systémoch MIMO a sleduje jeden hlavný cieľ:

Minimalizovať chybovosť BER systému masívne MIMO vo frekvenčnom pásme MMV pri použití Alamoutiho schémy STBC typu 2×2 v porovnaní s lineárnymi detekčnými schémami.

Tento cieľ určuje niekoľko konkrétnejších čiastkových cieľov:

- 1. Na základe analýzy kapacity deterministických a náhodných kanálov MIMO navrhnúť v programovom prostredí MATLAB efektívne algoritmy pre vyhodnotenie ergodickej a poruchovej kapacity MIMO s $N_t = N_r = 2$ a skúmať vplyv rôznych fyzikálnych parametrov na kapacitu.
- Na základe analýzy Alamoutiho schémy STBC typu 2 × 2 v systéme SU-MIMO navrhnúť v programovom prostredí MATLAB efektívne algoritmy pre vyhodnotenie chybovosti BER Alamoutiho schémy STBC typu 2 × 2 pri použití modulácie BPSK a modulácie QPSK v Rayleigho kanáli s pomalými únikmi.
- Navrhnúť a analyzovať modifikovanú metódu prenosu na báze predkódovania na základe špecifikácie štandardu IEEE 802.16e využitím čiastočnej informácie CSI vo vysielači v systéme SU-MIMO-OSTBC typu 4 × 2 pri použití Alamoutiho schémy STBC typu 2 × 2.
- 4. Analyzovať prenos a lineárne spracovanie signálu v stanici BS na trase UL a trase DL na základe systémového modelu viacužívateľského systému masívne MIMO.

3 Zvolené metódy spracovania

3.1 Kapacita kanála MIMO

3.1.1 Ergodická kapacita

V praxi predpokladáme, že náhodný kanál je ergodický proces. Potom možno uvažovať na základe rovnice kapacity kanála [Tel99], [PNG03]

$$C = \max_{\operatorname{tr}(\mathbf{R}_{\chi\chi})=N_{t}} \log_{2} \operatorname{det} \left(\mathbf{I}_{N_{r}} + \frac{\mathbf{E}_{\chi}}{N_{t}N_{0}} \mathbf{H} \mathbf{R}_{\chi\chi} \mathbf{H}^{H} \right)$$
(1)

nasledujúce štatistické vyjadrenie:

$$\bar{C} = \mathcal{E}\{C(\mathbf{H})\} = \mathcal{E}\left\{\max_{\mathrm{tr}(\mathbf{R}_{xx})=N_{\mathrm{t}}}\log_{2}\det\left(\mathbf{I}_{N_{\mathrm{r}}} + \frac{\mathbf{E}_{\mathrm{x}}}{N_{\mathrm{t}}N_{0}}\mathbf{H}\mathbf{R}_{xx}\mathbf{H}^{H}\right)\right\},\tag{2}$$

kde E_x/N_0 je parameter SNR (z angl. Signal-to-Noise Ratio), $\mathbf{R}_{xx} = \mathcal{E}\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\}$ je kovariančná matica vektora \mathbf{x} a matica \mathbf{H} označuje kanálovú maticu. Táto kapacita je známa ako ergodická kapacita (*ergodic capacity*). Ergodická kapacita kanála pre systém s otvorenou slučkou OL (z angl. Open-loop) (ďalej označovaný ako "otvorený systém"), keď informácia o stave kanála CSI (z angl. Channel State Information) je neznáma pre vysielač, je daná na základe rovnice [PNG03]

$$C = \sum_{i=1}^{r} \log_2 \left(1 + \frac{E_x}{N_t N_0} \lambda_i \right)$$
(3)

ako

$$\bar{C}_{\rm OL} = \mathcal{E}\left\{\sum_{i=1}^{r} \log_2\left(\frac{\mathrm{E}_{\mathrm{x}}}{N_{\rm t}\mathrm{N}_0}\lambda_i\right)\right\},\tag{4}$$

kde *r* je hodnosť kanála a λ_i pre i = 1, 2, ..., r sú kladné vlastné hodnoty matice **HH**^{*H*}. Podobne ergodická kapacita kanála pre systém s uzavretou slučkou CL (z angl. Closed-loop) (ďalej označovaný ako "uzavretý systém"), keď informácia CSI je známa pre vysielač, je daná na základe rovnice [PNG03]

$$C = \sum_{i=1}^{r} C_i(\gamma_i) = \sum_{i=1}^{r} \log_2\left(1 + \frac{E_x \gamma_i}{N_t N_0} \lambda_i\right)$$
(5)

ako

$$\bar{C}_{\rm CL} = \mathcal{E}\left\{\max_{\sum_{i=1}^{r}\gamma_i = N_{\rm t}} \sum_{i=1}^{r} \log_2\left(1 + \frac{\mathrm{E}_{\rm x}}{N_{\rm t}\mathrm{N}_0}\gamma_i\lambda_i\right)\right\} = \mathcal{E}\left\{\sum_{i=1}^{r} \log_2\left(1 + \frac{\mathrm{E}_{\rm x}}{N_{\rm t}\mathrm{N}_0}\gamma_i^{\rm opt}\lambda_i\right)\right\}.$$
(6)

Na obr. 1 a obr. 2 a je znázornená ergodická kapacita kanála MIMO (z angl. Multiple-Input Multiple-Output) s $N_t = N_r = 2$ v závislosti od parametra SNR, keď kanál je definovaný ako nezávislý a identicky rozdelený IID (z angl. Independent and Identically Distributed) Rayleigho kanál a informácia CSI je neznáma alebo známa pre vysielač. Poznamenajme, že ergodická kapacita sa zvyšuje so zvyšujúcou sa hodnotou parametra SNR a so zvyšujúcim počtom vysielacích antén N_t a prijímacích antén N_r . Taktiež možno konštatovať, že uzavretý systém poskytuje väčšiu kapacitu než otvorený systém. Keď informácia CSI je známa pre vysielač možno pozorovať, že pri vysokých priemerných hodnotách parametra SNR sa kapacita kanála nezvyšuje v porovnaní s prípadom, keď informácia CSI je neznáma pre vysielač.



Obr. 1: Ergodická kapacita kanála MIMO s $N_t = N_r = 2$, keď informácia CSI je neznáma pre vysielač.



Obr. 2: Ergodická kapacita kanála MIMO s $N_t = N_r = 2$, keď informácia CSI je známa pre vysielač.

3.1.2 Poruchová kapacita

Poruchová kapacita (*outage capacity*) C_{out} je kapacita, ktorá je garantovaná s určitou úrovňou spoľahlivosti. Kapacita pri p% poruchovosti je definovaná ako informačná rýchlosť, ktorá je garantovaná pre (100 – p)% realizácii daného kanála, t. j. $Pr(C \le C_{out}) = p$ % [BPS98].

Na obr. 3 a obr. 4 je znázornená kapacita pri 10% poruchovosti kanála MIMO s $N_t = N_r = 2$ v závislosti od parametra SNR, keď kanál je definovaný ako IID Rayleigho kanál a informácia CSI je neznáma alebo známa pre vysielač.







Obr. 4: Kapacita pri 10% poruchovosti kanála MIMO s $N_t = N_r = 2$, keď informácia CSI je známa pre vysielač.

3.2 Alamoutiho priestorovo-časový blokový kód

3.2.1 Alamoutiho priestorovo-časové kódovanie

Obrázok 5 znázorňuje blokový diagram Alamoutiho priestorovo-časového kodéra [Elz08].



Obr. 5: Blokový diagram Alamoutiho priestorovo-časového kodéra.

Predpokladajme použitie *M*-stavovej modulačnej schémy. V prípade Alamoutiho priestorovo-časového kodéra, každá skupina *m* informačných bitov sa najskôr moduluje, pričom $m = \log_2 M$. Potom kodér vyberá blok dvoch modulovaných symbolov x_1 a x_2 v rámci každej operácii kódovania a mapuje ich na vysielacie antény podľa kódovej matice [Ala98]

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix}.$$
 (7)

Výstupy kodéra sú vysielané v dvoch nasledujúcich periódach prenosu z dvoch vysielacích antén. Počas prvej periódy prenosu sú dva signály x_1 a x_2 vysielané z prvej a druhej antény súčasne. Počas druhej periódy prenosu je signál $-x_2^*$ vysielaný z prvej vysielacej antény

a súčasne signál x_1^* z druhej vysielacej antény, pričom x_1^* je komplexný konjugovaný signál x_1 .

Označme vysielanú sekvenciu z prvej antény ako \mathbf{x}_1 a druhej antény ako \mathbf{x}_2 , čiže

$$\mathbf{x}_{1} = [x_{1} - x_{2}^{*}],$$

$$\mathbf{x}_{2} = [x_{2} \quad x_{1}^{*}].$$
(8)

Kľúčová vlastnosť Alamoutiho schémy spočíva v tom, že vysielané sekvencie z dvoch vysielacích antén sú ortogonálne, pretože skalárny súčin sekvencií \mathbf{x}_1 a \mathbf{x}_2 je nulový, t. j.

$$\mathbf{x}_1 \mathbf{x}_2 = \mathbf{x}_1 \mathbf{x}_2^* - \mathbf{x}_2^* \mathbf{x}_1 = \mathbf{0}.$$
 (9)

Kódová matica má nasledujúcu vlastnosť:

$$\mathbf{X}\mathbf{X}^{H} = \begin{bmatrix} |x_{1}|^{2} + |x_{2}|^{2} & 0\\ 0 & |x_{1}|^{2} + |x_{2}|^{2} \end{bmatrix} = (|x_{1}|^{2} + |x_{2}|^{2})\mathbf{I}_{2},$$
(10)

kde $\mathbf{I}_2 \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$ je jednotková matica.

Predpokladajme, že v prijímači je použitá jedna prijímacia anténa. Blokový diagram prijímača pre Alamoutiho schému je znázornený na obr. 6 [Ala98].



Na prijímacej anténe možno prijímané signály počas dvoch za sebou idúcich symbolových periód, označovaných ako r_1 a r_2 , v čase t a t + T vyjadriť ako

$$r_1 = h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1, \tag{11}$$

$$r_2 = -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + n_2, (12)$$

kde n_1 , n_2 sú nezávislé komplexné premenné s nulovou strednou hodnotou a výkonovou spektrálnou hustotou N₀/2, reprezentujúce aditívne biele Gaussove šumové vzorky v čase t a t + T.

3.2.2 Alamoutiho schéma s viacerými prijímacími anténami

Alamoutiho schému možno použiť pre systém s dvoma vysielacími a N_r prijímacími anténami [Bad05], [DMSS08]. Kódovanie a prenos signálu pre túto konfiguráciu sú identické s prípadom jednej prijímacej antény. Prijímané signály na prijímacej anténe j v čase t a t + T označme ako r_j^1 a r_j^2 .

$$r_j^1 = h_{j,1}x_1 + h_{j,2}x_2 + n_j^1,$$

$$r_j^2 = -h_{j,1}x_2^* + h_{j,2}x_1^* + n_j^2,$$
(13)

kde $h_{j,i}$ $(j = 1, 2, ..., N_r a i = 1, 2)$ je koeficient úniku pre prenosovú cestu z vysielacej antény *i* k prijímacej anténe *j*, n_j^1 a n_j^2 sú šumové signály na prijímacej anténe *j* v čase *t* a t + T.

Prijímač vykonáva dve štatistické rozhodovania na základe lineárnej kombinácie prijímaných signálov. Štatistické rozhodovania, označované ako \tilde{x}_1 a \tilde{x}_2 , sú dané ako [Elz08]

$$\tilde{x}_{1} = \sum_{j=1}^{N_{r}} h_{j,1}^{*} r_{j}^{1} + h_{j,2} (r_{j}^{2})^{*} = \sum_{i=1}^{2} \sum_{j=1}^{N_{r}} |h_{j,i}|^{2} x_{1} + \sum_{j=1}^{N_{r}} h_{j,1}^{*} n_{j}^{1} + h_{j,2} (n_{j}^{2})^{*},$$

$$\tilde{x}_{2} = \sum_{j=1}^{N_{r}} h_{j,2}^{*} r_{j}^{1} - h_{j,1} (r_{j}^{2})^{*} = \sum_{i=1}^{2} \sum_{j=1}^{N_{r}} |h_{j,i}|^{2} x_{2} + \sum_{j=1}^{N_{r}} h_{j,2}^{*} n_{j}^{1} - h_{j,1} (n_{j}^{2})^{*}.$$
(14)

Po aplikovaní pravidiel o dekódovaní metódou s maximálnou vierohodnosťou možno dva nezávislé signály x_1 a x_2 vyjadriť ako

$$\hat{x}_{1} = \arg\min_{\hat{x}_{1} \in S} \left[\left(\sum_{j=1}^{N_{r}} \left(\left| h_{j,1} \right|^{2} + \left| h_{j,2} \right|^{2} \right) - 1 \right) |\hat{x}_{1}|^{2} + d^{2}(\tilde{x}_{1}, \hat{x}_{1}) \right],$$
(15)

$$\hat{x}_{2} = \arg \min_{\hat{x}_{2} \in S} \left[\left(\sum_{j=1}^{N_{r}} \left(\left| h_{j,1} \right|^{2} + \left| h_{j,2} \right|^{2} \right) - 1 \right) |\hat{x}_{2}|^{2} + d^{2}(\tilde{x}_{2}, \hat{x}_{2}) \right].$$
(16)

Pre viacstavovú fázovú moduláciu *M*-PSK (z angl. *M*-ary Phase Shift Keying) nadobúdajú všetky signály v danej konštelácii rovnakú energiu.

3.2.3 Vyhodnotenie výkonových vlastností Alamoutiho schémy

Výkonové vlastnosti Alamoutiho schémy v Rayleigho kanáli s pomalými únikmi sú vyhodnotené pomocou simulácií. Pri simuláciách predpokladáme, že únik z každej vysielacej antény ku každej prijímacej anténe je vzájomne nezávislý a prijímač má úplnú znalosť koeficientov kanála. Obrázok 7 znázorňuje bitovú chybovosť BER (z angl. Bit Error Rate) Alamoutiho schémy STBC (z angl. Space-Time Block Code) typu 2×2 pri použití binárnej fázovej modulácie BPSK (z angl. Binary Phase Shift Keying) v porovnaní s Alamoutiho schémou STBC typu 2×1 , schémou SISO (z angl. Single-Input Single-Output) a schémou MRC (z angl. Maximum Ratio Combining) typu 1×2 v Rayleigho kanáli s pomalými únikmi. Ďalej predpokladáme, že celkový vysielací výkon z obidvoch antén pri Alamoutiho schéme je rovnaký ako vysielací výkon z jednej vysielacej antény pri schéme MRC a je normovaný na hodnotu 1.



Obr. 7: Znázornenie chybovosti BER Alamoutiho schémy STBC typu 2 × 2 pri použití modulácie BPSK v porovnaní s ďalšími prenosovými schémami v Rayleigho kanáli s pomalými únikmi.

Obrázok 8 a obr. 9 znázorňujú chybovosť BER Alamoutiho schémy pri použití modulácie BPSK a kvadratúrnej fázovej modulácie QPSK (z angl. Quadrature Phase Shift Keying) v Rayleigho kanáli s pomalými únikmi. Pri simuláciách je najskôr použitá jedna a následne dve prijímacie antény.



Obr. 8: Znázornenie chybovosti BER Alamoutiho schémy STBC typu 2 × 2 v porovnaní s Alamoutiho schémou STBC typu 2 × 1 pri použití modulácie BPSK v Rayleigho kanáli s pomalými únikmi.



Obr. 9: Znázornenie chybovosti BER Alamoutiho schémy STBC typu 2 × 2 v porovnaní s Alamoutiho schémou STBC typu 2 × 1 pri použití modulácie QPSK v Rayleigho kanáli s pomalými únikmi.

3.3 Návrh metódy predkódovania v systéme SU-MIMO-OSTBC typu 4 × 2 pri použití Alamoutiho schémy STBC typu 2 × 2

Uvažujme systém SU-MIMO (z angl. Single-User MIMO) s počtom vysielacích antén N_t a počtom prijímacích antén N_r , t. j. kanálová matica $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$. Nech $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{N_S \times T}$ označuje priestorovo-časové kódové slovo dĺžky N_s , ktoré je reprezentované ako

$$\mathbf{C} = [\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \dots, \mathbf{c}_T],$$

kde $\mathbf{c}_k = [c_{k,1}, c_{k,2}, ..., c_{k,N_S}]^T$ pre k = 1, 2, ..., T a $N_S \leq N_t$. Pri predkódovaní v systéme SU-MIMO na báze ortogonálneho priestorovo-časového blokového kódu OSTBC (z angl. Orthogonal Space-Time Block Code) (ďalej označovaný ako "SU-MIMO-OSTBC") [HAL06], [LH04], [MPP+09], [Sam01], [VP07], [CO13], je priestorovo-časové kódové slovo \mathbf{C} násobené predkódovacou maticou $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_S}$, ktorá je vybraná z kódovej knihy $\mathcal{F} = {\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \mathbf{F}_3, ..., \mathbf{F}_L}$. Cieľom je vybrať vhodné kódové slovo, ktoré zlepšuje celkové výkonové vlastnosti systému, t. j. kapacitu kanála alebo chybovosť prenosu. Za predpokladu, že N_t kanálov zostáva statických počas periódy T možno prijímaný signál $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{N_r \times T}$ vyjadriť ako

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{\mathbf{E}_{\mathbf{x}}}{N_{\mathbf{t}}}} \mathbf{HFC} + \mathbf{N}.$$
 (17)

Poznamenajme, že v rovnici (17) je priestorovo-časové kódové slovo vytvorené z T stĺpcových vektorov a dĺžka každého vektora je $N_{\rm S} \leq N_{\rm t}$. Pre daný kanál **H** a predkódovaciu maticu **F** uvažujeme pravdepodobnosť párovej chyby kódového slova $\Pr(\mathbf{C}_i \to \mathbf{C}_j | \mathbf{H})$, čo

označuje pravdepodobnosť, že priestorovo-časové kódové slovo C_i je vysielané, zatiaľ čo C_j pre $j \neq i$ je dekódované. Hornú hranicu pravdepodobnosti párovej chyby definovať ako [LH04]

$$\Pr(\mathbf{C}_{i} \to \mathbf{C}_{j} | \mathbf{H}) = \mathcal{Q}\left(\sqrt{\frac{\mathbf{E}_{\mathbf{x}} \| \mathbf{HFE}_{i,j} \|_{F}^{2}}{2N_{t} \mathbf{N}_{0}}}\right) \le \exp\left(-\frac{\mathbf{E}_{\mathbf{x}} \| \mathbf{HFE}_{i,j} \|_{F}^{2}}{4N_{t} \mathbf{N}_{0}}\right),\tag{18}$$

kde E_x/N_0 je parameter SNR a $E_{i,j}$ je chybová matica medzi kódovými slovami C_i a C_j , definovaná ako $E_{i,j} = C_i - C_j$, pre danú schému STBC. Z rovnice (18) vyplýva, že $\|HFE_{i,j}\|_F^2$ musí byť maximalizovaná s cieľom minimalizovať pravdepodobnosť párovej chyby [LS03], [LGSW02], [CO13], čo vedie k nasledujúcemu kritériu výberu kódového slova:

$$\mathbf{F}_{\text{opt}} = \underset{\mathbf{F}\in\mathcal{F}, i\neq j}{\arg\max} \left\|\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{E}_{i,j}\right\|_{F}^{2} = \underset{\mathbf{F}\in\mathcal{F}, i\neq j}{\arg\max} \operatorname{tr}\left(\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{E}_{i,j}\mathbf{E}_{i,j}^{H}\mathbf{F}^{H}\mathbf{H}^{H}\right)$$
$$= \underset{\mathbf{F}\in\mathcal{F}}{\arg\max} \operatorname{tr}\left(\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{F}^{H}\mathbf{H}^{H}\right) = \underset{\mathbf{F}\in\mathcal{F}}{\arg\max} \left\|\mathbf{H}\mathbf{F}\right\|_{F}^{2}.$$
(19)

Neobmedzené optimálne riešenie rovnice (19) možno získať singulárnym rozkladom SVD (z angl. Singular Value Decomposition) kanálovej matice $\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^{H}$, kde diagonálne prvky matice $\mathbf{\Sigma}$ sú usporiadané zostupne. Bolo ukázané, že optimálne riešenie rovnice (19) je dané ľavými krajnými stĺpcami $N_{\rm S}$ matice \mathbf{V} [LH05], čiže

$$\mathbf{F}_{\text{opt}} = \left[\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_{N_{\text{S}}} \right] \triangleq \overline{\mathbf{V}}.$$
(20)

Pretože $\overline{\mathbf{V}}$ je unitárna matica, $\lambda_i(\mathbf{F}_{opt}) = 1$ pre $i = 1, 2, ..., N_S$, kde $\lambda_i(\mathbf{A})$ označuje *i*-tú najväčšiu vlastnú hodnotu matice **A**. Ak kanál nie je deterministický, možno použiť pri návrhu kódovej knihy nasledujúce kritérium:

$$\mathcal{E}\left\{\min_{\mathbf{F}\in\mathcal{F}}\left(\left\|\mathbf{H}\mathbf{F}_{\text{opt}}\right\|_{F}^{2}-\|\mathbf{H}\mathbf{F}\|_{F}^{2}\right)\right\} \leq \mathcal{E}\left\{\lambda_{1}^{2}\{\mathbf{H}\}\right\} \mathcal{E}\left\{\min_{\mathbf{F}\in\mathcal{F}}\frac{1}{2}\left\|\overline{\mathbf{V}}\overline{\mathbf{V}}^{H}-\mathbf{F}\mathbf{F}^{H}\right\|_{F}^{2}\right\}.$$
(21)

Pretože výraz λ_1^2 {**H**} je daný, kódová kniha musí byť navrhnutá s cieľom minimalizovať $\mathcal{E}\left\{\min_{\mathbf{F}\in\mathcal{F}}\frac{1}{2}\|\overline{\mathbf{V}}\overline{\mathbf{V}}^H - \mathbf{F}\mathbf{F}^H\|_F^2\right\}$ v rovnici (21). Príslušný minimalizačný problém možno formulovať do problému zhusťovania Grassmannovho podpriestoru (*Grassmannian subspace packing*) [LH05], [CHS96], [BN02], [KB10], [PMS+11], [CO13]. Meradlom výkonových vlastností pri zhusťovaní Grassmannovho podpriestoru je chordálna (akordická) vzdialenosť, ktorá je definovaná ako

$$d(\mathbf{F}_k, \mathbf{F}_l) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\| \mathbf{F}_k \mathbf{F}_k^H - \mathbf{F}_l \mathbf{F}_l^H \right\|_F.$$
 (22)

Riešenie problému zhusťovania Grassmannovho podpriestoru pre ľubovoľný počet vysielacích antén N_t , kódové slovo dĺžky N_s a veľkosť kódovej knihy L je veľmi časovo náročné a nie je jednoduché [CHS96], [SH03]. Praktickejšia sa javí suboptimálna metóda

návrhu. Jedna konkrétna suboptimálna metóda návrhu spočíva v použití matíc DFT (z angl. Discrete Fourier Transform) daných ako [HMR+00], [LH05], [CO13]

$$\mathcal{F} = \{\mathbf{F}_{\text{DFT}}, \mathbf{\Theta} \mathbf{F}_{\text{DFT}}, \dots, \mathbf{\Theta}^{L-1} \mathbf{F}_{\text{DFT}}\}.$$
(23)

Prvé kódové slovo \mathbf{F}_{DFT} možno získať výberom N_{S} stĺpcov matice DFT $\in \mathbb{C}^{N_{\text{t}} \times N_{\text{t}}}$, ktorej (k, l)-tý prvok je daný ako $e^{j2\pi(k-1)(l-1)/N_{\text{t}}}/\sqrt{N_{\text{t}}}$ pre $k, l = 1, 2, ..., N_{\text{t}}$. Pričom $\boldsymbol{\theta}$ je diagonálna matica daná ako

$$\mathbf{\Theta} = \text{diag}\{\left[e^{j2\pi u_1/N_{\text{t}}}, e^{j2\pi u_2/N_{\text{t}}}, \dots, e^{j2\pi u_{N_{\text{t}}}/N_{\text{t}}}\right]\}$$
(24)

s nezávislými premennými $\{u_i\}_{i=1}^{N_t}$, ktoré musia byť stanovené. Za predpokladu prvého kódového slova \mathbf{F}_{DFT} je zostávajúcich (L-1) kódových slov získaných súčinom prvého kódového slova \mathbf{F}_{DFT} a matice $\mathbf{\theta}^i$ pre i = 1, 2, ..., L - 1. Nezávislé premenné $\{u_i\}_{i=1}^{N_t}$ v rovnici (24) sú stanovené tak, aby bola minimálna chordálna vzdialenosť maximalizovaná, čiže

$$\mathbf{u} = \operatorname*{arg\,max}_{\{u_1, u_2, \dots, u_{N_t}\}} \min_{l=1, 2, \dots, N-1} d(\mathbf{F}_{\text{DFT}}, \boldsymbol{\theta}^l \mathbf{F}_{\text{DFT}}).$$
(25)

Túto konkrétnu suboptimálnu metódu návrhu možno implementovať do praxe na základe špecifikácie štandardu IEEE 802.16e (mobilný WiMAX). V rámci nášho výskumu uvažujme nasledujúce parametre: počet vysielacích antén $N_t = 4$, počet dátových tokov $N_s = 2$ a veľkosť kódovej knihy L = 64. Predkódovacia matica \mathbf{F}_1 je daná ako

$$\mathbf{F}_{1} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & e^{j2\pi . 1.1/4} \\ 1 & e^{j2\pi . 2.1/4} \\ 1 & e^{j2\pi . 3.1/4} \end{bmatrix}.$$
 (26)

Zostávajúce predkódovacie matice \mathbf{F}_i možno získať nasledovne:

$$\mathbf{F}_{i} = \text{diag}\left\{\left[e^{j2\pi \cdot 1/4}, e^{j2\pi \cdot 7/4}, e^{j2\pi \cdot 52/4}, e^{j2\pi \cdot 56/4}\right]\right\}^{i-1} \mathbf{F}_{1} \text{ pre } i = 2, 3, \dots, 64.$$
(27)

V programovom prostredí MATLAB bol navrhnutý algoritmus generujúci kódovú knihu s použitím metódy návrhu opísanej rovnicou (23) pri uvažovaní počtu vysielacích antén $N_t = 4$, počtu prijímacích antén $N_r = 2$, počtu dátových tokov $N_S = 2$ a veľkosti kódovej knihy L = 64. S cieľom simulovať výkonové vlastnosti predkódovaného systému SU-MIMO-OSTBC pri použití Alamoutiho schémy STBC typu 2 × 2 bol navrhnutý ďalší algoritmus, na základe ktorého sme získali obr. 10 a obr. 11, ktoré znázorňujú chybovosť BER predkódovaného systému SU-MIMO-OSTBC typu 4 × 2 pri použití Alamoutiho schémy STBC typu 2 × 2 a pri použití modulácie BPSK a modulácie QPSK v Rayleigho kanáli s pomalými únikmi. To demonštruje, že predkódovaná Alamoutiho schéma STBC typu 2 × 2 dosahuje lepšie výkonové vlastnosti v porovnaní s konvenčnou Alamoutiho schémou STBC typu 2 × 2 (možno porovnať obr. 10 a obr. 11 s obr. 8 a obr. 9) bez zvýšenia vysielacieho výkonu alebo rozšírenia šírky pásma.



Obr. 10: Znázornenie chybovosti BER predkódovaného systému SU-MIMO-OSTBC typu 4 × 2 pri použití Alamoutiho schémy STBC typu 2 × 2 a modulácie BPSK v Rayleigho kanáli s pomalými únikmi.



Obr. 11: Znázornenie chybovosti BER predkódovaného systému SU-MIMO-OSTBC typu 4 × 2 pri použití Alamoutiho schémy STBC typu 2 × 2 a modulácie QPSK v Rayleigho kanáli s pomalými únikmi.

3.4 Systémy masívne MIMO

3.4.1 Prenos signálu na trase UL

Na vzostupnej trase UL (z angl. uplink) systému masívne MIMO vysiela *K* užívateľov svoje signály k základňovej stanici BS (z angl. Base Station). Pretože všetci títo užívatelia zdieľajú rovnaké časovo frekvenčné zdroje, je vektor prijímaného signálu $\mathbf{y}_{UL} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, prijímaný v stanici BS, určený ako kombinácia signálov vysielaných všetkými *K* užívateľmi, čiže [Ngo15], [Pak13]

$$\mathbf{y}_{\mathrm{UL}} = \sqrt{\gamma_{\mathrm{UL}}} \sum_{k=1}^{K} \mathbf{h}_k s_k + \mathbf{n}$$
(28)

$$=\sqrt{\gamma_{\rm UL}}\mathbf{H}\mathbf{s}+\mathbf{n},\tag{29}$$

pričom γ_{UL} je priemerná hodnota parametra SNR každého užívateľa, \mathbf{h}_k je kanálový vektor medzi k-tým užívateľom a stanicou BS a s_k , kde $\mathcal{E}\{|s_k|^2\} = 1$, je normovaný symbol vysielaný k-tým užívateľom. V symbolickom vektorovom zápise vyjadruje kanálová matica **H** prenos medzi K užívateľmi a anténnym poľom stanice BS s N anténami. Vektor vzoriek signálov je určený vzťahom $\mathbf{s} \triangleq [s_1, ..., s_K]^T$. Vektor $\sqrt{\gamma_{UL}} \mathbf{s}$ reprezentuje symboly súčasne vysielané K užívateľmi. Aditívny šum je definovaný vektorom \mathbf{n} , pričom jeho prvky majú IID Gaussovo rozdelenie s nulovou strednou hodnotou a jednotkovou varianciou, nezávislé od kanálovej matice **H**.

3.4.2 Prenos signálu na trase DL

Na zostupnej trase DL (z angl. downlink) vysiela stanica BS svoje signály k všetkým *K* užívateľom. Nech **x**, kde $\mathcal{E}\{||\mathbf{x}||^2\} = 1$, je normovaný vektor signálu vysielaný z anténneho poľa stanice BS. Signál prijímaný *k*-tým užívateľom možno vyjadriť ako [Ngo15], [Pak13]

$$y_{\mathrm{DL},k} = \sqrt{\gamma_{\mathrm{DL}}} \mathbf{h}_{k}^{T} \mathbf{x} + n_{k}, \tag{30}$$

kde γ_{DL} je priemerná hodnota parametra SNR a n_k je aditívny šum k-tého užívateľa. Predpokladajme, že n_k má IID Gaussovo rozdelenie s nulovou strednou hodnotou a jednotkovou varianciou. V súhrne vektor prijímaného signálu K užívateľov možno zapísať v tvare

$$\mathbf{y}_{\mathrm{DL}} = \sqrt{\gamma_{\mathrm{DL}}} \mathbf{H}^T \mathbf{x} + \mathbf{n},\tag{31}$$

pričom vektory prijímaného signálu a šumu \mathbf{y}_{DL} a \mathbf{n} sú definované vzťahmi $\mathbf{y}_{DL} \triangleq [y_{DL,1}, y_{DL,2}, \dots, y_{DL,K}]^T$ a $\mathbf{n} \triangleq [n_1, n_2, \dots, n_K]^T$.

3.4.3 Lineárne spracovanie signálu v stanici BS

3.4.3.1 Spracovanie signálu použitím lineárnych prijímačov v stanici BS na trase UL

Na obr. 12 je znázornený blokový diagram lineárnej detekcie signálov v stanici BS.



Obr. 12: Blokový diagram lineárnej detekcie v stanici BS.

Uvažované kombinácie všetkých signálov v každej anténe je potrebné ďalej spracovať tak, aby sa na výstupe prijímača objavili pôvodné dátové signály $s_1, ..., s_K$ alebo aspoň ich odhady. Ich separácia sa realizuje násobením vektora \mathbf{y}_{UL} konjugovanou (hermitovskou) transpozíciou \mathbf{W}^H lineárnej detekčnej (transformačnej) matice \mathbf{W} , ktorá je navrhnutá tak, aby optimalizovala zvolený parameter prijímaných signálov. Na výstupe detekčnej matice sa potom objavuje odhad $\tilde{\mathbf{y}}_{UL}$ kompletného prijímaného signálu [Ngo15], [LLS+14], [YH15]

$$\tilde{\mathbf{y}}_{\text{UL}} = \mathbf{y}_{\text{UL}} \mathbf{W}^{H} = \sqrt{\gamma_{\text{UL}}} \mathbf{W}^{H} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{W}^{H} \mathbf{n}, \tag{32}$$

ktorý sa skladá už z K separovaných zložiek jednotlivých mobilných staníc MS (z angl. Mobile Station), ležiacich však stále ešte v rádiofrekvenčnej RF (z angl. radio frequency)

oblasti, a príspevku aditívneho šumu **n**. Podiel kvadrátu absolútnej hodnoty požadovaného signálu ku kvadrátu efektívneho šumu potom určuje pomer signálu k interferenciám a šumu SINR_k (z angl. Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio) uvažovanej k-tej zložky

$$\operatorname{SINR}_{k} = \frac{\gamma_{\mathrm{UL}} |\mathbf{w}^{H} \mathbf{h}_{k}|^{2}}{\gamma_{\mathrm{UL}} \sum_{k' \neq k}^{K} |\mathbf{w}_{k}^{H} \mathbf{h}_{k'}|^{2} + ||\mathbf{w}_{k}||^{2}},$$
(33)

kde $||\mathbf{w}_k||$ je norma vektora \mathbf{w}_k . Maximálna dosiahnuteľná sumárna rýchlosť na trase UL je daná ako [Ngo15]

$$R = \sum_{k=1}^{K} \mathcal{E}\{\log_2(1 + \text{SINR}_k)\}.$$
(34)

Ďalej uvažujme niektoré typy lineárnych viacužívateľských prijímačov, resp. detektorov, t. j. (a) prijímač s kombinovaním na maximálny pomer signálu k šumu MRC, ktorý maximalizuje pomer signálu k šumu SNR; (b) prijímač s anulovaním interferencií ZF (z angl. Zero Forcing), ktorý maximalizuje pomer signálu k interferenciám SIR (z angl. Signal-to-Interference Ratio); (c) prijímač s minimálnou strednou kvadratickou chybou MMSE (z angl. Minimum Mean Square Error), ktorý súčasne maximalizuje pomer signálu k interferenciám a šumu SINR [Ngo15], [YH15], [XLN+14]. Detekčná matica **W** uvedených typov prijímačov je určená, v závislosti od kanálovej matice **H** medzi *K* užívateľmi a anténnym poľom stanice BS, rovnicami [Ngo15], [YH15]:

$$\mathbf{W} = \begin{cases} \mathbf{H} & \text{pre metódu MRC} \\ \mathbf{H}(\mathbf{H}^{H}\mathbf{H})^{-1} & \text{pre metódu ZF} \\ \mathbf{H}\left(\mathbf{H}^{H}\mathbf{H} + \frac{1}{\gamma_{\text{UL}}}\mathbf{I}_{K}\right)^{-1} & \text{pre metódu MMSE} \end{cases}$$
(35)

3.4.3.2 Spracovanie signálu použitím lineárnych predkodérov v stanici BS na trase DL

Na obr. 13 je znázornený blokový diagram lineárneho predkódovania signálov v stanici BS.



Obr. 13: Blokový diagram lineárneho predkódovania v stanici BS.

Na vstup vysielača stanice BS prichádzajú informačné symboly určené pre K užívateľov, ktoré v súhrne vytvárajú vektor informačných symbolov $\mathbf{q} \triangleq [q_1, q_2, ..., q_k]^T$. Ten je

násobený predkódovacou maticou $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{K \times N}$, čím vzniká vysielaný vektor predkódovaného signálu [Ngo15]

$$\mathbf{x} = \sqrt{\alpha} \mathbf{F} \mathbf{q},\tag{36}$$

kde $\alpha = 1/\mathcal{E}\{\text{tr}(\mathbf{F}\mathbf{F}^H)\}$ je normalizačná konštanta zaručujúca splnenie podmienky výkonového obmedzenia vysielaného signálu. Predkódovaním sa upraví vysielaný signál tak, aby v signáloch $y_1, y_2, ..., y_K$ prijímaných stanicami MS bolo dosiahnuté čiastkovej optimalizácie niektorého zvoleného parametra, ktorým môže byť, podobne ako pri detekčnej matici, niektorý z parametrov SNR, resp. SIR, resp. SINR. Vektor prijímaného signálu staníc MS je určený rovnicou

$$\mathbf{y}_{\mathrm{DL}} = \mathbf{H}^T \mathbf{x} + \mathbf{n},\tag{37}$$

kde \mathbf{H}^T je transpozícia kanálovej matice \mathbf{H} medzi K užívateľmi a anténnym poľom stanice BS. Vektor definovaný rovnicou (37), a teda i každá jeho zložka $y_{DL,k}$ prislúchajúca k-tému užívateľovi všeobecne pozostáva zo signálovej zložky, medziužívateľských interferencií IUI (z angl. Inter-User Interference) a šumovej zložky. Pomer kvadrátu modulu signálovej zložky ku kvadrátu modulu interferencií a šumu potom už udáva parameter SINR_k v prijímanom signáli $y_{DL,k}$ tohto k-tého užívateľa

$$\operatorname{SINR}_{k} = \frac{\alpha \gamma_{\mathrm{DL}} |\mathbf{h}_{k}^{T} \mathbf{f}_{k}|^{2}}{\alpha \gamma_{\mathrm{DL}} \sum_{k' \neq k}^{K} |\mathbf{h}_{k}^{T} \mathbf{f}_{k'}|^{2} + 1}.$$
(38)

Maximálna dosiahnuteľná sumárna rýchlosť na trase DL je daná ako [Ngo15]

$$R = \sum_{k=1}^{K} \mathcal{E}\{\log_2(1 + \text{SINR}_k)\}.$$
(39)

Podobne ako v prípade lineárnych prijímačov, sú použité v stanici BS tri konkrétne varianty lineárnych predkodérov, t. j. predkodér MRT (z angl. Maximum Ratio Transmission), predkodér ZF a predkodér MMSE, ktoré potom optimalizujú zvolený parameter. Predkódovacia matica \mathbf{F} je určená pre uvedené typy predkodérov, v závislosti od kanálovej matice \mathbf{H} medzi K užívateľmi a anténnym poľom stanice BS, rovnicami [Ngo15], [Pak13]:

$$\mathbf{F} = \begin{cases} \mathbf{H}^* & \text{pre metódu MRT} \\ \mathbf{H}^* (\mathbf{H}^T \mathbf{H}^*)^{-1} & \text{pre metódu ZF} \\ \mathbf{H}^* \left(\mathbf{H}^T \mathbf{H}^* + \frac{K}{\gamma_{\text{DL}}} \mathbf{I}_K \right)^{-1} & \text{pre metódu MMSE} \end{cases}$$
(40)

3.5 Systémy masívne MIMO vo frekvenčnom pásme MMV

3.5.1 Model kanála a návrh hybridného beamformingu

3.5.1.1 Model kanála

Obmedzenú priestorovú selektivitu alebo charakteristiku rozptylu pri vonkajších scenároch kanála MIMO vo frekvenčnom pásme milimetrových vĺn (MMV) v dôsledku vyššieho útlmu prenosovej cesty [ABK+17], [RXM+17] možno definovať Saleh-Valenzuelovým (S-V) modelom [ARAS+14], [GDH+16], kde kanálovú maticu **H** možno vyjadriť ako [AALH14]

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{N_{\rm BS}N_{\rm MS}}{\overline{PL}}} \sum_{l=1}^{L} \alpha_l \mathbf{a}_{\rm MS}(\theta_l) \mathbf{a}_{\rm BS}^{H}(\phi_l), \tag{41}$$

kde $N_{\rm BS}$, $N_{\rm MS}$ označujú počet antén stanice BS a počet antén stanice MS, \overline{PL} označuje priemernú hodnotu útlmu prenosovej cesty medzi stanicou BS a stanicou MS, α_l je komplexný zisk *l*-tej prenosovej cesty s predpokladaným Rayleigho rozdelením, t. j. $\alpha_l \sim \mathcal{N}(0, \overline{P}_{\rm R})$ pre l = 1, 2, ..., L s priemerným výkonovým ziskom $\overline{P}_{\rm R}$, a $\phi_l \in [0, 2\pi]$, $\theta_l \in [0, 2\pi]$ sú *l*-té prenosové cesty azimutových uhlov odchodu AoD (z angl. Angle of Departure) a azimutových uhlov príchodu AoA (z angl. Angle of Arrival) v rámci stanice BS a stanice MS s rovnomerným rozdelením. *L* je počet prenosových ciest v klastri. V rámci tohto výskumu uvažujeme len azimutové uhly bez dodatočnej elevácie (2D model kanála), to znamená, že je použitý 2D beamforming. Napokon $\mathbf{a}_{\rm BS}(\phi_l)$ a $\mathbf{a}_{\rm MS}(\theta_l)$ označujú vektory odozvy anténneho poľa v stanici BS a stanici MS. Použité sú rovnomerné lineárne polia ULA (z angl. Uniform Linear Array), ale možno použiť taktiež rozdielne anténne polia [ARAS+14].

3.5.1.2 Návrh hybridného beamformingu

Uvažujme hybridný beamforming implementovaný v stanici BS i stanici MS s počtom RF reťazcov $N_{\rm RF}$, ako je znázornené na obr. 14 [AALH14], [ARAS+14], [AALH13], [SSA17], [XDG+18], [AMGPH14]. Predpokladajme, že stanica BS s počtom antén $N_{\rm BS}$ komunikuje s jednou stanicou MS s počtom antén $N_{\rm MS}$. Stanica BS a stanica MS komunikujú pomocou $N_{\rm S}$ dátových tokov s počtom dátových tokov $N_{\rm S} \leq N_{\rm RF} \leq N_{\rm BS}$ v stanici BS a počtom dátových tokov $N_{\rm S} \leq N_{\rm RF} \leq N_{\rm BS}$ v stanici BS a počtom dátových tokov $N_{\rm S} \leq N_{\rm RF} \leq N_{\rm BS}$ v stanici BS a počtom dátových tokov $N_{\rm S} \leq N_{\rm RF} \leq N_{\rm BS}$ v stanici BS a počtom dátových tokov $N_{\rm S} \leq N_{\rm RF} \leq N_{\rm MS}$ v stanici MS. Uvažujme trasu DL. Stanica BS používa predkodér v základnom pásme $\mathbf{F}_{\rm BB} \in \mathbb{C}^{N_{\rm RF} \times N_{\rm S}}$ nasledovaný predkodérom v RF pásme $\mathbf{F}_{\rm RF} \in \mathbb{C}^{N_{\rm BS} \times N_{\rm RF}}$. Preto možno hybridný predkodér $\mathbf{F}_{\rm T} \in \mathbb{C}^{N_{\rm BS} \times N_{\rm S}}$ vyjadriť ako $\mathbf{F}_{\rm RF}\mathbf{F}_{\rm BB}$. Hybridný kombinátor $\mathbf{W}_{\rm T} \in \mathbb{C}^{N_{\rm MS} \times N_{\rm S}}$ možno vyjadriť ako $\mathbf{W}_{\rm RF}\mathbf{W}_{\rm BB}$.



Obr. 14: Blokový diagram transceiveru BS-MS, ktorý používa beamformer v RF pásme a beamformer v základnom pásme na obidvoch stranách.

Predkodér/kombinátor v RF pásme je realizovaný fázovými posúvačmi, ktoré sú normované tak, aby mali rovnakú amplitúdu, ale rozdielnu fázu, t. j. $|[\mathbf{F}_{RF}]_{m,n}|^2 = N_{BS}^{-1}$ a $|[\mathbf{W}_{RF}]_{m,n}|^2 = N_{MS}^{-1}$, kde $[\mathbf{F}_{RF}]_{m,n}$ a $[\mathbf{W}_{RF}]_{m,n}$ označujú amplitúdu (m, n)-tého prvku matice \mathbf{F}_{RF} a matice \mathbf{W}_{RF} . Navyše predkodér/kombinátor v základnom pásme je normovaný tak, aby vyhovoval celkovému výkonovému obmedzeniu, t. j. $||\mathbf{F}_{RF}\mathbf{F}_{BB}||_F^2 = N_S$ a $||\mathbf{W}_{RF}\mathbf{W}_{BB}||_F^2 = N_S$.

V rámci tohto výskumu uvažujeme model úzkopásmového kanála s blokovým únikom. Potom vektor prijímaného signálu **y**, kombinovaný v stanici MS, je daný ako

$$\mathbf{y} = \mathbf{W}_{\mathrm{T}}^{H} \mathbf{H} \mathbf{F}_{\mathrm{T}} \mathbf{s} + \mathbf{W}_{\mathrm{T}}^{H} \mathbf{n}, \tag{42}$$

kde $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_{MS} \times N_{BS}}$ je kanálová matica vo frekvenčnom pásme MMV na trase DL medzi stanicou BS a stanicou MS, $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N_S \times 1}$ je vektor vysielaných symbolov, kde $\mathcal{E}[\mathbf{ss}^H] = (P_S/N_S)\mathbf{I}_{N_S}$, pričom $\mathbf{I}_{N_S} \in \mathbb{C}^{N_S \times N_S}$ je jednotková matica a P_S je celkový priemerný vysielací výkon, a $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_{MS} \times 1}$ je vektor Gaussovho šumu s nulovou strednou hodnotou a jednotkovou varianciou. Na trase UL možno vykonať prenos rovnakým spôsobom s kanálovou maticou $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_{BS} \times N_{MS}}$ a obrátením úloh predkodérov a kombinátorov.

Za predpokladu úplnej informácie CSI v stanici MS možno využiť efektívny kanál v stanici MS, ktorý je daný ako [ALH15]

$$\mathbf{H}_{\rm ef} = \mathbf{W}^H \mathbf{H} \mathbf{F},\tag{43}$$

na detekciu vysielaných dátových tokov pomocou detektora MRC, detektora ZF a detektora MMSE. Navyše efektívny kanál možno využiť pri použití Alamoutiho schémy STBC typu 2×2 na dekódovanie vysielaných dátových tokov. Poznamenajme, že rozmer týchto efektívnych kanálov je oveľa menší než rozmer pôvodnej kanálovej matice **H** vo frekvenčnom pásme MMV. Tieto efektívne kanály možno generovať stanicou MS využitím kanála vo frekvenčnom pásme MMV.

Spektrálnu účinnosť dosiahnutú hybridným beamformingom možno definovať ako [HGPR+16], [AALH14], [ARAS+14], [RMRGPH15], [SSA17]

$$R = \log_2 \left| \mathbf{I}_{N_{\rm S}} + \frac{P}{N_{\rm S}} \mathbf{R}_{\rm n}^{-1} \mathbf{W}_{\rm BB}^H \mathbf{W}_{\rm RF}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\rm RF} \mathbf{F}_{\rm BB} \mathbf{F}_{\rm BB}^H \mathbf{F}_{\rm RF}^H \mathbf{H}^H \mathbf{W}_{\rm RF} \mathbf{W}_{\rm BB} \right|,$$
(44)

kde $\mathbf{R}_{n} = \mathbf{W}_{BB}^{H} \mathbf{W}_{RF}^{H} \mathbf{W}_{RF} \mathbf{W}_{BB}$ je kovariančná matica šumu po spracovaní signálu na trase DL a $\mathbf{R}_{n} = \mathbf{F}_{BB}^{H} \mathbf{F}_{RF}^{H} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}$ je kovariančná matica šumu po spracovaní signálu na trase UL.

3.5.2 Odhad kanála použitím hybridného beamformingu

Ak stanica BS používa vektor beamformingu $\mathbf{f}_p \in \mathbb{C}^{M_{BS} \times 1}$ pre $p = 1, 2, ..., M_{BS}$, pričom $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N_{BS} \times M_{BS}} = [\mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, ..., \mathbf{f}_{M_{BS}}]$ je matica beamformingu a M_{BS} je počet vektorov beamformingu, potom stanica MS kombinuje prijímaný signál použitím meracieho vektora $\mathbf{w}_q \in \mathbb{C}^{M_{MS} \times 1}$ pre $q = 1, 2, ..., M_{MS}$, pričom $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N_{MS} \times M_{MS}} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, ..., \mathbf{w}_{M_{MS}}]$ je meracia matica a M_{MS} je počet meracích vektorov. Ak stanica BS používa maticu beamformingu \mathbf{F} v rozdielnych časových slotoch a stanica MS používa rovnakú meraciu maticu \mathbf{W} na kombinovanie prijímaného signálu, potom maticu prijímaného signálu $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, ..., \mathbf{y}_{M_{BS}}]$ možno definovať ako [AALH14], [LZL16], [LGL14]

$$\mathbf{Y} = \mathbf{W}^H \mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{S} + \mathbf{Q},\tag{45}$$

kde $\mathbf{Q} \in \mathbb{C}^{M_{MS} \times M_{BS}}$ je matica Gaussovho šumu. Matica **S** je diagonálna matica obsahujúca M_{BS} vysielaných symbolov s_p pre $p = 1, ..., M_{BS}$ na jej diagonále. Počas trénovacieho procesu sa predpokladá, že všetky vysielané symboly sú rovnaké, preto $\mathbf{S} = \sqrt{P} \mathbf{I}_{M_{BS}}$, kde *P* je priemerný výkon signálu počas trénovacieho procesu. Následne maticu prijímaného signálu $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, ..., \mathbf{y}_{M_{BS}}]$ možno definovať ako

$$\mathbf{Y} = \sqrt{P} \mathbf{W}^H \mathbf{H} \mathbf{F} + \mathbf{Q}.$$
 (46)

Za predpokladu využitia riedkeho riešenia je matica **Y** vektorizovaná nasledovne [AALH14]:

$$\mathbf{y}_{v} = \sqrt{P} \operatorname{vec}(\mathbf{W}^{H}\mathbf{H}\mathbf{F}) + \operatorname{vec}(\mathbf{Q}) = \sqrt{P}(\mathbf{F}^{T} \otimes \mathbf{W}^{H})(\mathbf{A}_{BS}^{*} \circ \mathbf{A}_{MS})\boldsymbol{\alpha} + \mathbf{n}_{Q},$$
(47)

kde ($\mathbf{F}^T \otimes \mathbf{W}^H$) reprezentuje Khatri-Raov súčin a ($\mathbf{A}_{BS}^* \circ \mathbf{A}_{MS}$) $\in \mathbb{C}^{N_{BS}N_{MS} \times L}$ je matica, ktorej každý stĺpec má tvar ($\mathbf{a}_{BS}^*(\phi_l) \otimes \mathbf{a}_{MS}(\theta_l)$) pre l = 1, 2, ..., L, kde každý stĺpec l reprezentuje Kroneckerov súčin vektorov odozvy anténneho poľa v stanici BS a stanici MS pre uhol AoA/AoD l-tej prenosovej cesty kanála.

Predpokladajme, že uhly AoA/AoD sú získané z rovnomernej siete *N* bodov [ZLG10], [ETS11], [RVM14], kde $N \gg L$, preto $\phi_l, \theta_l = \{0, 2\pi/N, ..., 2\pi(N-1)/N\}$ pre l = 1, 2, ..., L. Vektorizovaný prijímaný signál \mathbf{y}_v možno aproximovať ako

$$\mathbf{y}_{v} = \sqrt{P(\mathbf{F}^{T} \otimes \mathbf{W}^{H})} \mathbf{A}_{\mathrm{D}} \mathbf{z} + \mathbf{n}_{\mathrm{Q}}, \tag{48}$$

kde $\mathbf{A}_{\mathrm{D}} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{BS}}N_{\mathrm{MS}} \times N^{2}}$ je slovníková matica, ktorá pozostáva zo stĺpcových vektorov N^{2} v tvare $\left(\mathbf{a}_{\mathrm{BS}}^{*}(\overline{\phi}_{u}) \otimes \mathbf{a}_{\mathrm{MS}}(\overline{\theta}_{v})\right)$, kde $\overline{\phi}_{u} = 2\pi u/N$ pre u = 0, 1, ..., N - 1 a $\overline{\theta}_{v} = 2\pi v/N$ pre

v = 0, 1, ..., N - 1. $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{N^2 \times 1}$ je vektor, ktorý obsahuje zisky prenosových ciest kanála. Poznamenajme, že detekciou stĺpcov matice $\mathbf{A}_{\rm D}$ spojenou s nenulovými prvkami vektora \mathbf{z} rozumieme detekciu uhlov AoA/AoD dominantných prenosových ciest kanála. Za predpokladu, že vektor \mathbf{z} obsahuje len *L* nenulových prvkov, počet požadovaných meraní na detekciu týchto prvkov je oveľa menší ako N^2 ($L \ll N^2$). Ak definujeme snímaciu maticu $\mathbf{\Psi} = (\mathbf{F}^T \otimes \mathbf{W}^H) \mathbf{A}_{\rm D}$, potom cieľom algoritmu komprimovaného snímania je navrhnúť túto snímaciu maticu na obnovenie nenulových prvkov vektora \mathbf{z} [RHE14]. Poznamenajme, že matica $\mathbf{\Psi}$ a vektor \mathbf{z} sú nekoherentné.

Pre odhad kanála vo frekvenčnom pásme MMV sa využíva riešenie adaptívneho komprimovaného snímania, ktoré používa vektory beamformingu počas trénovacieho procesu [IT12], [AALH14].

3.5.3 Hybridné predkódovanie založené na hierarchickej štruktúre kódovej knihy s viacnásobným rozlíšením

Predkódovacia kódová kniha v stanici BS pozostáva z S úrovní, \mathcal{F}_s , kde s = 1, 2, ..., S. Každá úroveň obsahuje vektory beamformingu s určitou šírkou pásma (určitá kombinácia uhlov AoD), ktoré sú použité v algoritme pre odhad kanála. Vektory beamformingu v každej úrovni kódovej knihy *s* sú rozdelené do K^{s-1} podmnožín s *K* vektormi beamformingu v každej podmnožine. Existuje jedinečný rozsah uhlov AoD v každej podmnožine *k*. Navyše tieto rozsahy sa rovnajú $\{2\pi u/N\}_{u\in\mathcal{I}_{(s,k)}}$, kde $\mathcal{I}(s,k) = \{(k-1)N/K^{s-1}, ..., kN/K^{s-1}\}$ s požadovaným parametrom rozlíšenia *N*. Rozsah uhla AoD je ďalej rozdelený do *K* podrozsahov a každý z *K* vektorov beamformingu je navrhnutý tak, aby mal takmer rovnaký priemet do smeru vektorov $\mathbf{a}_{BS}(\overline{\phi}_u)$ a nulový priemet do smeru ostatných vektorov $\mathbf{a}_{BS}(\overline{\phi}_{u\neq u})$.

Vektor beamformingu je navrhnutý pre určitú šírku pásma a určený týmito podrozsahmi v každej úrovni. Obrázok 15 znázorňuje prvé tri úrovne kódovej knihy s N = 256 a K = 2 a obr. 16 znázorňuje diagramy zväzkov lúčov vektorov beamformingu každej úrovne kódovej knihy [AALH14].



Obr. 15: Príklad štruktúry kódovej knihy s viacnásobným rozlíšením pri parametri rozlíšenia N = 256 s vektormi beamformingu K = 2 v každej podmnožine.



Úroveň kódovej knihy 1 Úroveň kódovej knihy 2 Úroveň kódovej knihy 3

Obr. 16: Výsledné diagramy zväzkov lúčov vektorov beamformingu v prvých troch úrovniach kódovej knihy.

Detailnejšie si priblížime návrh vektorov beamformingu kódovej knihy, ktoré sú použité pre odhad kanála vo frekvenčnom pásme MMV [AALH14]. V každej kódovej knihe s úrovňou *s* a podmnožinou *k* sú vektory beamformingu $[\mathbf{F}_{(s,k)}]_{:,m}$ pre m = 1, 2, ..., K navrhnuté ako

$$\left[\mathbf{F}_{(s,k)}\right]_{:,m}^{H} \mathbf{a}_{\mathrm{BS}}\left(\overline{\phi}_{u}\right) = \begin{cases} \mathcal{C}_{s} & \text{pre } u \in \mathcal{I}_{(s,k,m)} \\ 0 & \text{pre } u \notin \mathcal{I}_{(s,k,m)} \end{cases}$$
(49)

kde

$$\mathcal{I}_{(s,k,m)} = \left\{ \frac{N}{K^s} (K(k-1) + m - 1) + 1, \dots, \frac{N}{K^s} (K(k-1) + m) \right\}$$
(50)

je podrozsah uhlov AoD spojený s vektormi beamformingu $[\mathbf{F}_{(s,k)}]_{:,m}$ a C_s je normalizačná konštanta, ktorá vyhovuje $\|\mathbf{F}_{(s,k)}\|_F = K$. Napríklad vektor beamformingu $[\mathbf{F}_{(2,1)}]_{:,1}$ na obr. 15 je navrhnutý tak, že obsahuje konštantný priemet do smeru vektorov $\mathbf{a}_{BS}(\overline{\phi}_u)$ pre u v rozsahu {0,1,...,63}, t. j. $\overline{\phi}_u$ je v rozsahu {0,..., $2\pi 63/256$ } a nulový priemet do smeru ostatných vektorov $\mathbf{a}_{BS}(\overline{\phi}_{u\neq u})$.

Na základe vyššie zmienených tvrdení možno konštatovať, že návrh vektorov beamformingu $\mathbf{F}_{(s,k)}$ je daný ako

$$\mathbf{A}_{\mathrm{BS,D}}^{H}\mathbf{F}_{(s,k)} = C_{s}\mathbf{G}_{(s,k)},\tag{51}$$

pričom

$$\mathbf{F}_{(s,k)} = C_s \left(\mathbf{A}_{\text{BS},\text{D}} \mathbf{A}_{\text{BS},\text{D}}^H \right)^{-1} \mathbf{A}_{\text{BS},\text{D}} \mathbf{G}_{(s,k)},$$
(52)

kde $\mathbf{G}_{(s,k)} \in \mathbb{C}^{N \times K}$ je matica, kde každý stĺpec *m* má jednotkové hodnoty na miestach *u* pre $u \in \mathcal{I}_{(s,k,m)}$ a nulové hodnoty na miestach *u* pre $u \notin \mathcal{I}_{(s,k,m)}$. Použitím návrhu hybridného beamformingu pojednávaného v podkap. 3.5.1.2 je predkódovacia matica $\mathbf{F}_{(s,k)}$ definovaná ako $\mathbf{F}_{(s,k)} = \mathbf{F}_{\text{RF},(s,k)}\mathbf{F}_{\text{BB},(s,k)}$. Preto návrh hybridného predkódovania počas trénovacieho procesu je daný ako

$$\left\{ \mathbf{F}_{\mathrm{RF},(s,k)}^{\mathrm{opt}}, \left[\mathbf{F}_{\mathrm{BB},(s,k)}^{\mathrm{opt}} \right]_{:,m} \right\} = \underset{\mathbf{F}_{\mathrm{BB}},\mathbf{F}_{\mathrm{RF}}}{\mathrm{arg min}} \left\| \left[\mathbf{F}_{(s,k)} \right]_{:,m} - \mathbf{F}_{\mathrm{RF},(s,k)} \left[\mathbf{F}_{\mathrm{BB},(s,k)} \right]_{:,m} \right\|_{F}^{\prime}$$

$$\left[\mathbf{F}_{\mathrm{RF},(s,k)} \right]_{:,i} \in \left\{ \left[\mathbf{A}_{\mathrm{can}} \right]_{:,l} | 1 \le l \le N_{\mathrm{can}} \right\} \quad \text{pre } i = 1, 2, \dots, N_{\mathrm{RF}}$$

$$(53)$$

$$\left\|\mathbf{F}_{\mathrm{RF},(s,k)}[\mathbf{F}_{\mathrm{BB},(s,k)}]_{:,m}\right\|_{F}^{2} = 1$$

kde $[\mathbf{F}_{(s,k)}]_{:,m} = C_s (\mathbf{A}_{BS,D}\mathbf{A}_{BS,D}^{H})^{-1}\mathbf{A}_{BS,D}[\mathbf{G}_{(s,k)}]_{:,m}$ a $\mathbf{A}_{can} \in \mathbb{C}^{N_{BS} \times N_{can}}$ je matica, ktorá obsahuje konečnú množinu možných vektorov analógového beamformingu. Stĺpce kandidátskej matice \mathbf{A}_{can} možno vybrať tak, aby boli splnené požiadavky na obmedzenia vyplývajúce z analógového beamformingu.

3.5.4 Adaptívny odhad kanála pre viaccestný kanál vo frekvenčnom pásme MMV

Odhad kanála pre viaccestný kanál vo frekvenčnom pásme MMV v stanici BS je vykonaný podobným spôsobom ako v stanici MS. V prípade existencie viacerých prenosových ciest kanála vo frekvenčnom pásme MMV medzi stanicou BS a stanicou MS je navrhnutý algoritmus [AALH14] pre odhad uhlov AoD/AoA s pridruženými ziskami dominantných prenosových ciest kanála. Vzhľadom na existenciu viacerých prenosových ciest používa adaptívny algoritmus KL_d predkódovacích a meracích vektorov medzi stanicou BS a stanicou MS namiesto K, kde L_d je počet dominantných prenosových ciest kanála vo frekvenčnom pásme MMV. V každom stupni sú dominantné prenosové cesty vybrané z KL_d segmentov pre jemnejšie rozlíšenie rozdelením vybraného segmentu do K menších segmentov v ďalších stupňoch. Navyše rozsah uhlov AoD/AoA je rozdelený do KL_d rozsahov v každom stupni. Preto rozsah $\mathcal{I}_{(s,k,m)}$ je daný ako

$$\mathcal{I}_{(s,k,m)} = \left\{ \frac{N}{L_d K^s} (K(k-1) + m - 1) + 1, \dots, \frac{N}{L_d K^s} (K(k-1) + m) \right\},\tag{54}$$

kde rozsah kvantovaných uhlov AoD/AoA je spojený s každým vektorom beamformingu m, podmnožiny k a úrovne s.

Celkový počet adaptívnych stupňov požadovaný algoritmom pre odhad uhlov AoA/AoD L_d prenosových ciest kanála vo frekvenčnom pásme MMV s rozlíšením $2\pi/N$ je $KL_d^2[KL_d/N_{\rm RF}]\log_K(N/L_d)$.

3.5.5 Vyhodnotenie výkonových vlastností systémov masívne MIMO vo frekvenčnom pásme MMV s implementovaným hybridným beamformingom na trase DL

V tejto podkapitole sú uvedené výsledky simulácií výkonových vlastností Alamoutiho schémy STBC typu 2 × 2, detektora MRC, detektora ZF, detektora MMSE a systému používajúceho iba hybridný beamforming definovaného rovnicou (42) na trase DL vo frekvenčnom pásme MMV s počtom dátových tokov $N_{\rm S} = 2$, s rôznym počtom RF reťazcov a rôznym počtom antén stanice MS. Aby sme dosiahli spravodlivé porovnanie medzi Alamoutiho schémou STBC typu 2 × 2 a ostatnými schémami, je použítá modulácia BPSK pre detektor MRC, detektor ZF, detektor MMSE a systém používajúci iba hybridný beamforming, a modulácia QPSK pre Alamoutiho schému STBC typu 2 × 2. Navyše kanál

vo frekvenčnom pásme MMV zostáva konštantný počas dvoch časových slotov. Pri týchto simuláciách je použitá architektúra hybridného analógového/digitálneho systému uvedeného na obr. 14, pričom berieme do úvahy prípad, keď vo vzdialenosti 100 m sa nachádza len jedna stanica BS a jedna stanica MS. Pri všetkých scenároch uvažujeme počet dátových tokov $N_{\rm S}$ rovný počtu prenosových ciest kanála L vo frekvenčnom pásme MMV, t. j. $N_{\rm S} = L$. Použité sú anténne polia sú typu ULA a vzdialenosť medzi anténnymi prvkami je $\lambda/2$. Predpokladáme, že RF fázové posúvače pozostávajú zo 7 kvantizačných bitov. Ďalej predpokladáme, že systém pracuje na frekvencii nosnej vlny 28 GHz, šírka pásma je 100 MHz a exponent útlmu prenosovej cesty n = 3. Použitý je model kanála, ktorý je opísaný v podkap. 3.5.1.1, kde $\overline{P}_{\rm R} = 1$ a počet prenosových ciest L = 2. Predpokladáme, že uhly AoA/AoD sú rovnomerne rozdelené medzi $[0,2\pi]$. Odhad kanála v stanici BS je vykonaný pri parametri rozlíšenia uhla AoA/AoD N = 162 a vektormi beamformingu K = 3, ako je uvedené v podkap. 3.5.4.

3.5.5.1 Vyhodnotenie výkonových vlastností Alamoutiho schémy STBC typu 2 × 2, detektora MRC, detektora ZF a detektora MMSE využitím odhadovanej (čiastočnej) informácie CSI v stanici BS a úplnej informácie CSI v stanici MS

Pri tejto simulácii vyhodnocujeme výkonové vlastnosti Alamoutiho schémy STBC typu 2×2 , detektora MRC, detektora ZF, detektora MMSE a systému používajúceho iba hybridný beamforming využitím odhadovanej (čiastočnej) informácie CSI vo frekvenčnom pásme MMV v stanici BS a úplnej informácie CSI vo frekvenčnom pásme MMV v stanici MS. Použitý je hybridný predkodér na predkódovanie dátových tokov vysielaných k stanici MS na trase DL využitím odhadu kanála a potom použitý hybridný kombinátor za predpokladu úplnej informácie CSI v stanici MS na kombinovanie dátových tokov. Systém používajúci iba hybridný beamforming využíva úplnú informáciu CSI v stanici MS na kombinovanie prijímaného signálu. Navyše Alamoutiho schéma STBC typu 2×2 , detektor MRC, detektor ZF a detektor MMSE využívajú efektívny kanál na detekciu dátových tokov.

Najskôr uvažujeme prípad, keď počet antén stanice BS $N_{BS} = 64$ a počet RF reťazcov stanice BS $N_{RF} = 10$, počet antén stanice MS $N_{MS} = 32$ a počet RF reťazcov stanice MS $N_{RF} = 6$ (obr. 17). Ďalej uvažujeme rovnaký počet antén stanice BS a stanice MS, ale s počtom RF reťazcov $N_{RF} = 3$ na obidvoch stranách (obr. 18).



Obr. 17: Chybovosť BER systému masívne MIMO vo frekvenčnom pásme MMV s implementovaným hybridným beamformingom na trase DL pre $N_{BS} = 64$ a $N_{MS} = 32$ s 10 a 6 RF reťazcami, s $N_S = L = 2$ pre detektor MRC, detektor ZF, detektor MMSE a systém používajúci iba hybridný beamforming pri použití modulácie BPSK, a $N_S = L = 2$ pre Alamoutiho schému STBC typu 2 × 2 pri použití modulácie QPSK pri parametri rozlíšenia uhla AoA/AoD N = 162 a vektormi beamformingu K = 3.



Obr. 18: Chybovosť BER systému masívne MIMO vo frekvenčnom pásme MMV s implementovaným hybridným beamformingom na trase DL pre $N_{BS} = 64$ a $N_{MS} = 32$ s 3 RF reťazcami na obidvoch stranách, s $N_S = L = 2$ pre detektor MRC, detektor ZF, detektor MMSE a systém používajúci iba hybridný beamforming pri použití modulácie BPSK, a $N_S = L = 2$ pre Alamoutiho schému STBC typu 2 × 2 pri použití modulácie QPSK pri parametri rozlíšenia uhla AoA/AoD N = 162 a vektormi beamformingu K = 3.

Ako je zrejmé z obr. 17, Alamoutiho schéma STBC typu 2×2 dosahuje najnižšiu chybovosť BER a systém používajúci iba hybridný beamforming dosahuje najvyššiu chybovosť BER. Okrem toho, ako je znázornené na obr. 17, Alamoutiho schéma STBC typu 2×2 dosahuje lepšie výkonové vlastnosti v porovnaní s ostatnými schémami vrátane systému používajúceho iba hybridný beamforming.

Ako je zrejmé z obr. 18, Alamoutiho schéma STBC typu 2×2 stále dosahuje najnižšiu chybovosť BER a systém používajúci iba hybridný beamforming stále dosahuje najvyššiu chybovosť BER. Okrem toho, ako je znázornené na obr. 18, Alamoutiho schéma STBC typu 2×2 dosahuje lepšie výkonové vlastnosti v porovnaní s ostatnými schémami vrátane systému používajúceho iba hybridný beamforming.

3.5.5.2 Vyhodnotenie výkonových vlastností Alamoutiho schémy STBC typu 2×2, detektora MRC, detektora ZF a detektora MMSE využitím úplnej informácie CSI v stanici MS i stanici BS

Pri tejto simulácii vyhodnocujeme výkonové vlastnosti Alamoutiho schémy STBC typu 2 × 2, detektora MRC, detektora ZF a detektora MMSE využitím úplnej informácie CSI vo frekvenčnom pásme MMV v stanici BS i stanici MS. Hybridný predkodér využíva úplnú informáciu CSI na predkódovanie dátových tokov vysielaných k MS na trase DL. Hybridný kombinátor taktiež využíva úplnú informáciu CSI v stanici MS na kombinovanie prijímaného signálu (systém používajúci iba hybridný beamforming). Navyše Alamoutiho schéma STBC

typu 2 \times 2, detektor MRC, detektor ZF a detektor MMSE využívajú úplnú informáciu CSI na detekciu dátových tokov.

Najskôr uvažujeme počet antén stanice BS $N_{BS} = 64$ a počet antén stanice MS $N_{MS} = 32$ s počtom RF reťazcov $N_{RF} = 2$ na obidvoch stranách (obr. 19). Ďalej uvažujeme počet antén stanice MS $N_{MS} = 8$ s rovnakým počtom RF reťazcov N_{RF} (obr. 20) s cieľom testovať zisk anténneho poľa v stanici MS. Poznamenajme, že pri tejto simulácii uvažujeme minimálny počet RF reťazcov pre $N_S = 2$ s cieľom vyhodnotiť výkonové vlastnosti všetkých schém pri uvažovaní počtu dátových tokov rovný počtu prenosových ciest kanála vo frekvenčnom pásme MMV $N_S = L$, kde $N_S \leq N_{RF}$.



Obr. 19: Chybovosť BER systému masívne MIMO vo frekvenčnom pásme MMV s implementovaným hybridným beamformingom na trase DL s úplnou informáciou CSI pre $N_{BS} = 64$ a $N_{MS} = 32$ s 2 RF reťazcami na obidvoch stranách, a $N_S = L = 2$ pre detektor MRC, detektor ZF, detektor MMSE a systém používajúci iba hybridný beamforming pri použití modulácie BPSK a $N_S = L = 2$ pre Alamoutiho schému STBC typu 2 × 2 pri použití modulácie QPSK.



Obr. 20: Chybovosť BER systému masívne MIMO vo frekvenčnom pásme MMV s implementovaným hybridným beamformingom na trase DL s úplnou informáciou CSI pre $N_{BS} = 64$ a $N_{MS} = 8$ s 2 RF reťazcami na obidvoch stranách, a $N_S = L = 2$ pre detektor MRC, detektor ZF, detektor MMSE a systém používajúci iba hybridný beamforming pri použití modulácie BPSK a $N_S = L = 2$ pre Alamoutiho schému STBC typu 2 × 2 pri použití modulácie QPSK.

Ako je zrejmé z obr. 19, Alamoutiho schéma STBC typu 2×2 dosahuje najnižšiu chybovosť BER, pričom detektor MRC, detektor ZF a detektor MMSE dosahujú podobné výkonové vlastnosti v porovnaní so systémom používajúcim iba hybridný beamforming. Okrem toho, ako je znázornené na obr. 19, Alamoutiho schéma STBC typu 2×2 dosahuje lepšie výkonové vlastnosti v porovnaní s ostatnými schémami vrátane systému používajúceho iba hybridný beamforming.

Ako je zrejmé z obr. 20, celkové výkonové vlastnosti všetkých schém sú horšie v porovnaní s výsledkami z obr. 19 v dôsledku nižšieho zisku anténneho poľa. Alamoutiho schéma STBC typu 2 × 2 stále dosahuje lepšie výkonové vlastnosti v porovnaní s ostatnými schémami vrátane systému používajúceho iba hybridný beamforming, pričom detektor MRC, detektor ZF a detektor MMSE dosahujú podobné výkonové vlastnosti v porovnaní so systémom používajúcim iba hybridný beamforming.

4 Zhrnutie hlavných prínosov dizertačnej práce a ďalšie smerovanie

Hlavné prínosy dizertačnej práce

 Návrh efektívnych algoritmov pre vyhodnotenie chybovosti BER Alamoutiho schémy STBC typu 2 × 2 v systéme SU-MIMO pri použití modulácie BPSK a modulácie QPSK v Rayleigho kanáli s pomalými únikmi.

V súvislosti s vyššie uvedeným prínosom bolo analyzované Alamoutiho priestorovo-časové kódovanie a dekódovanie metódou s maximálnou vierohodnosťou v systémoch s dvoma vysielacími anténami a dvoma prijímacími anténami. Na základe tejto analýzy bol v programovom prostredí MATLAB navrhnutý algoritmus pre vyhodnotenie chybovosti BER Alamoutiho schémy STBC typu 2×2 pri použití modulácie BPSK a modulácie QPSK v porovnaní s Alamoutiho schémou STBC typu 2×1 , schémou SISO a schémou MRC v Rayleigho kanáli s pomalými únikmi.

2. Návrh efektívnych algoritmov pre vyhodnotenie chybovosti BER v systéme SU-MIMO-OSTBC typu 4 × 2 na základe modifikovanej metódy prenosu na báze predkódovania podľa špecifikácie štandardu IEEE 802.16e využitím čiastočnej informácie CSI vo vysielači pri použití Alamoutiho schémy STBC typu 2 × 2.

V súvislosti s vyššie uvedeným prínosom bola navrhnutá a analyzovaná modifikovaná metóda prenosu na báze predkódovania na základe špecifikácie štandardu IEEE 802.16e využitím čiastočnej informácie CSI vo vysielači v systéme SU-MIMO-OSTBC typu 4×2 pri použití Alamoutiho schémy STBC typu 2×2 . Na základe analýzy predkódovacích matíc a špecifikácie štandardu IEEE 802.16e bol v programovom prostredí MATLAB navrhnutý algoritmus pre vyhodnotenie chybovosti BER predkódovaného systému SU-MIMO-OSTBC typu 4×2 pri použití Alamoutiho schémy STBC typu 2×2 a pri použití modulácie BPSK a modulácie QPSK v Rayleigho kanáli s pomalými únikmi.

3. Návrh efektívnych algoritmov pre vyhodnotenie chybovosti BER systému masívne MIMO vo frekvenčnom pásme MMV pri použití Alamoutiho schémy STBC typu 2×2 a lineárnych detekčných schém.

V súvislosti s vyššie uvedeným prínosom bolo minimalizovať chybovosť BER systému masívne MIMO vo frekvenčnom pásme milimetrových vĺn (MMV) pri použití Alamoutiho schémy STBC typu 2 × 2 STBC v porovnaní s lineárnymi detekčnými schémami. Bol skúmaný systém masívne MIMO vo frekvenčnom pásme MMV a bolo ukázané, že schémy použité v konvenčnom systéme MIMO a systéme masívne MIMO v nižšom frekvenčnom pásme možno taktiež použiť pri skúmaní systému masívne MIMO vo frekvenčnom pásme MMV s implementovaným hybridným beamformingom. Cieľom bolo zlepšiť celkové výkonové vlastnosti systému masívne MIMO vo frekvenčnom pásme MMV s implementovaným hybridným beamformingom na trase DL pri použití Alamoutiho schémy

STBC typu 2×2 v porovnaní so systémom masívne MIMO vo frekvenčnom pásme MMV s implementovaným hybridným beamformingom na trase DL pri použití detektora MRC, detektora ZF a detektora MMSE.

Smerovanie d'alšieho výskumu v skúmanej oblasti

Najskôr treba poznamenať, že problematika MIMO je veľmi populárna a ponúka široké možnosti jej inovácie. V praxi je potrebné uvažovať oveľa viac vplyvov rôznych fyzikálnych parametrov v rámci kanála MIMO ako v ideálnom prípade, a tak sa použitím efektívnych algoritmov otvára možnosť ich implementácie do rôznych programových prostredí. Boli skúmané najčastejšie vplyvy vyskytujúce sa v praxi a následne implementované do programového prostredia MATLAB, pričom z hľadiska zvýšenia rýchlosti navrhnutých algoritmov je možné použiť aj iné programové prostredie (napr. C++ či LabVIEW). Pri analýze kapacity a chybovosti systému MIMO pre špecifikované podmienky bol pri vytváraní jednotlivých algoritmov uvažovaný kanál s frekvenčne neselektívnymi (plochými) únikmi. Túto analýzu možno rozšíriť o kanály s frekvenčne selektívnymi únikmi.

Nosná časť dizertačnej práce bola venovaná skúmaniu výkonových vlastností systému MIMO pri použití Alamoutiho schémy typu 2×2 . V rámci ďalšieho výskumu možno taktiež uvažovať rozšírenú Alamoutiho schému (nedosahuje však plný diverzitný zisk) pre väčší počet vysielacích antén N_t alebo skúmať prípad s dvoma vysielacími anténami a väčším počtom prijímacích antén N_r . Taktiež možno v rámci ďalšieho výskumu v danej oblasti zahrnúť okrem pojednávaných modulácií BPSK a QPSK aj ďalšie typy modulácii s požadovanými prenosovými vlastnosťami.

Bolo preukázané, že použitie Alamoutiho schémy STBC typu 2 × 2 v systéme masívne MIMO vo frekvenčnom pásme MMV s implementovaným hybridným beamformingom na trase DL s odhadovanou (čiastočnou) alebo úplnou informáciu CSI poskytuje zlepšenie výkonových vlastností v porovnaní s použitím detektora MRC, detektora ZF a detektora MMSE v systéme masívne MIMO vo frekvenčnom pásme MMV s implementovaným hybridným beamformingom na trase DL. V rámci budúceho výskumu by bolo možné aplikovať tieto metódy na iné systémy masívne MIMO vo frekvenčnom pásme MMV. Pri uvažovaní širokopásmových systémov pracujúcich vo frekvenčnom pásme MMV, ktoré sú s väčšou pravdepodobnosťou prevádzkované v kanáloch s frekvenčne selektívnymi únikmi, bude vhodné skúmať výkonové vlastnosti dosahované Alamoutiho schémou STBC typu 2 × 2 alebo iným typom kódovacej schémy a detektorom MRC, detektorom ZF, detektorom MMSE alebo iným typom detektora pre širokopásmové systémy pracujúce vo frekvenčnom pásme MMV. Pri uvažovaní simultánneho prenosu k viacerým užívateľom, ktorý požaduje viacužívateľské predkódovanie vo vysielači, bude zaujímavé aplikovať tieto metódy a pozorovať ich vplyv na celkové výkonové vlastnosti systémov pracujúcich vo frekvenčnom pásme MMV.

5 Záver

V predkladanej dizertačnej práci boli v programovom prostredí MATLAB navrhnuté efektívne algoritmy spracovania signálov pre vybrané systémy MIMO a masívne MIMO. V súvislosti s náhodnými kanálmi boli navrhnuté efektívne algoritmy, na základe ktorých bola vyhodnotená ergodická a poruchová kapacita v prípadoch, keď informácia CSI je neznáma alebo známa pre vysielač v systéme MIMO s $N_t = N_r = 2$. Na základe analýzy Alamoutiho priestorovo-časového kódovania a dekódovania metódou s maximálnou vierohodnosťou v systémoch s dvoma vysielacími anténami a dvoma prijímacími anténami bol navrhnutý algoritmus pre vyhodnotenie chybovosti BER Alamoutiho schémy STBC typu 2×2 pri použití modulácie BPSK a modulácie QPSK v porovnaní s Alamoutiho schémou STBC typu 2×1 , schémou SISO a schémou MRC v Rayleigho kanáli s pomalými únikmi. Na základe analýzy predkódovacích matíc a špecifikácie štandardu IEEE 802.16e bol navrhnutý algoritmus pre vyhodnotenie chybovosti BER predkódovaného systému SU-MIMO-OSTBC typu 4×2 pri použití Alamoutiho schémy STBC typu 2×2 a pri použití modulácie BPSK a modulácie QPSK v Rayleigho kanáli s pomalými únikmi. Ďalej bol analyzovaný prenos a lineárne spracovanie signálu v stanici BS na trase UL a trase DL na základe systémového modelu viacužívateľského systému masívne MIMO. Následne bol skúmaný systém masívne MIMO vo frekvenčnom pásme milimetrových vĺn (MMV) a bolo ukázané, že schémy použité v konvenčnom systéme MIMO a systéme masívne MIMO v nižšom frekvenčnom pásme možno taktiež použiť pri skúmaní systému masívne MIMO vo frekvenčnom pásme MMV s implementovaným hybridným beamformingom. Hlavným cieľom tohto výskumu bolo zlepšiť celkové výkonové vlastnosti systému masívne MIMO vo frekvenčnom pásme MMV s implementovaným hybridným beamformingom na trase DL pri použití Alamoutiho schémy STBC typu 2×2 v porovnaní so systémom masívne MIMO vo frekvenčnom pásme MMV s implementovaným hybridným beamformingom na trase DL pri použití detektora MRC, detektora ZF a detektora MMSE.

6 Summary

Due to the enormous growth in the wireless communication industry over the last two decades, there is need for techniques to reliably communicate at high data rates and efficiently use the available bandwidth. One such technology that has shown promising results is the use of multiple transmit and receive antennas known as MIMO communications system. In MIMO systems, channel state information CSI at the transmitter can significantly improve system performance. The CSI can be completely or partially known on the transmitter side. Exploitation of such channel information allows for increasing the channel capacity, improving error performance, while reducing hardware complexity. A core idea in MIMO systems is space-time signal processing. A linear precoder functions as a multimode beamformer, spatially directing signal and allocating power based on the CSI at the transmitter. A precoder is proposed to exploit a dynamic CSI at the transmitter in systems employing a space-time block code. Alamouti's transmit diversity technique is presented, including encoding and decoding algorithms and its performance. The BER performance of the precoded SU-MIMO-OSTBC system using the 2×2 Alamouti STBC scheme is evaluated. Massive MIMO was recently proposed to gain the advantage of conventional MIMO but on a much greater scale. Massive MIMO can achieve a much higher capacity without requiring more wireless spectrum; however, it is still difficult to implement because of some challenges, such as pilot contamination. The need for higher data rate led to propose another technique called millimeter-wave (mmW) massive MIMO that offers a larger bandwidth compared to the current wireless systems. mmW massive MIMO system is investigated, and is shown that the schemes that are used by classical MIMO and massive MIMO can be exploited by hybrid beamforming mmW massive MIMO system. The aim of this research is to improve the overall performance of hybrid beamforming mmW massive MIMO system applied on the downlink transmission through the use of the 2×2 Alamouti STBC scheme compared to hybrid beamforming mmW massive MIMO system applied on the downlink transmission through the use of the MRC, ZF and MMSE detectors. The efficiency of the proposed algorithms is verified using simulations in MATLAB.

Zoznam použitej literatúry

[AALH13] A. Alkhateeb, O. E. Ayach, G. Leus, and R. W. Heath Jr., "Hybrid precoding for millimeter wave cellular systems with partial channel knowledge," *Information Theory and Applications Workshop (ITA)*, pp. 1-5, February 2013.

[AALH14] A. Alkhateeb, O. E. Ayach, G. Leus, and R. W. Heath Jr., "Channel estimation and hybrid precoding for millimeter wave cellular systems," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 8, no. 5, pp. 831-846, October 2014.

[ABK+17] J. G. Andrews, T. Bai, M. N. Kulkarni, A. Alkhateeb, A. K. Gupta, and R. W. Heath Jr., "Modeling and analyzing millimeter wave cellular systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 65, no. 1, pp. 403-430, January 2017.

[Ala98] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, October 1998.

[ALH15] A. Alkhateeb, G. Leus, and R. W. Heath Jr., "Limited feedback hybrid precoding for multi-user millimeter wave systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 14, no. 11, pp. 6481-6494, November 2015.

[AMGPH14] A. Alkhateeb, J. Mo, N. González-Prelcic, and R. W. Heath Jr., "MIMO precoding and combining solutions for millimeter-wave systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 12, pp. 122-131, December 2014.

[ARAS+14] O. E. Ayach, S. Rajagopal, S. Abu-Surra, Z. Pi, and R. W. Heath Jr., "Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, no. 3, pp. 1499-1513, March 2014.

[Bad05] B. Badic, "Space-time block coding for multiple antenna systems," Ph.D. dissertation. Vienna University of Technology, Vienna, 2005.

[BCC+07] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. J. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2007.

[BHS18] E. Björnson, J. Hoydis, and L. Sanguinetti, *Massive MIMO Networks: Spectral, Energy, and Hardware Efficiency*. Now Publishers Inc, 2018.

[BL16] T. E. Bogale and L. B. Le, "Massive MIMO and mmWave for 5G wireless HetNet: potential benefits and challenges," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 11, no. 1, pp. 64-75, March 2016.

[BLM16] E. Björnson, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, "Massive MIMO: ten myths and one critical question," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 114-123, February 2016.

[BN02] A. Barg and D. Y. Nogin, "Bounds on packings of spheres in the Grassmann manifold," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, no. 9, pp. 2450-2454, September 2002.

[BPS98] E. Biglieri, J. G. Proakis, and S. Shamai (Shitz), "Fading channels: information-theoretic and communications aspects," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 6, pp. 2619-2692, October 1998.

[CHS96] J. H. Conway, R. H. Hardin, and N. J. A. Sloane, "Packing lines, planes, etc.: packings in Grassmannian spaces," *Experimental Mathematics*, vol. 5, no. 2, pp. 139-159, April 1996.

[CO13] B. Clerckx and C. Oestges, *MIMO Wireless Networks: Channels, Techniques and Standards for Multi-Antenna, Multi-User and Multi-Cell Systems*, 2nd ed. Academic Press, 2013.

[CS99] G. Caire and S. Shamai (Shitz), "On the capacity of some channels with channel state information," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 6, pp. 2007-2019, September 1999.

[DMSS08] F. Delestre, E. Masoud, Y. Sun, and A. Slaney, "Detection scheme for space-time block codes wireless communications without channel state information," *The 11th IEEE Singapore International Conference on Communication Systems (ICCS)*, pp. 77-81, November 2008.

[Elz08] M. Elzinati, "Space-time block coding for wireless communications," Ph.D. dissertation. University of Hertfordshire, Hertfordshire, 2008.

[ETS11] C. Ekanadham, D. Tranchina, and E. P. Simoncelli, "Recovery of sparse translationinvariant signals with continuous basis pursuit," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, no. 10, pp. 4735-4744, October 2011.

[GDH+16] X. Gao, L. Dai, S. Han, C.-L. I, and R. W. Heath Jr., "Energy-efficient hybrid analog and digital precoding for mmWave MIMO systems with large antenna arrays," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 34, no. 4, pp. 998-1009, April 2016.

[GSS+03] D. Gesbert, M. Shafi, D.-S. Shiu, P. J. Smith, and A. Naguib, "From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, no. 3, pp. 281-302, April 2003.

[HAL06] J. W. Huang, E. K. S. Au, and V. K. N. Lau, "Linear precoding for space-time coded MIMO systems using partial channel state information," *IEEE International Symposium on Information Theory*, pp. 391-395, July 2006.

[HGPR+16] R. W. Heath Jr., N. González-Prelcic, S. Rangan, W. Roh, and A. Sayeed, "An overview of signal processing techniques for millimeter wave MIMO systems," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 10, no. 3, pp. 436-453, April 2016.

[HIXR15] S. Han, C.-L. I, Z. Xu, and C. Rowell, "Large-scale antenna systems with hybrid analog and digital beamforming for millimeter wave 5G," *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 1, pp. 186-194, January 2015.

[HMR+00] B. M. Hochwald, T. L. Marzetta, T. J. Richardson, W. Sweldens, and R. Urbanke, "Systematic design of unitary space-time constellations," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, no. 6, pp. 1962-1973, September 2000.

[IT12] M. A. Iwen and A. H. Tewfik, "Adaptive strategies for target detection and localization in noisy environments," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 60, no. 5, pp. 2344-2353, May 2012.

[Jaf05] H. Jafarkhani, *Space-Time Coding: Theory and Practice*. Cambridge University Press, 2005.

[JKL+17] H. Ji, Y. Kim, J. Lee, E. Onggosanusi, Y. Nam, J. Zhang, B. Lee, and B. Shim, "Overview of full-dimension MIMO in LTE-Advanced Pro," *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 2, pp. 176-184, February 2017.

[KB10] Y. G. Kim and N. C. Beaulieu, "Binary weightbook design for MIMO beamforming systems using quantized feedback," *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, pp. 1-6, April 2010.

[LETM14] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, and T. L. Marzetta, "Massive MIMO for next generation wireless systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 186-195, February 2014.

[LGL14] J. Lee, G.-T. Gil, and Y. H. Lee, "Exploiting spatial sparsity for estimating channels of hybrid MIMO systems in millimeter wave communications," *IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pp. 3326-3331, December 2014.

[LGSW02] E. G. Larsson, G. Ganesan, P. Stoica, and W.-H. Wong, "On the performance of orthogonal space-time block coding with quantized feedback," *IEEE Communications Letters*, vol. 6, no. 11, pp. 487-489, November 2002.

[LH04] D. J. Love and R. W. Heath Jr., "Diversity performance of precoded orthogonal space-time block codes using limited feedback," *IEEE Communications Letters*, vol. 8, no. 5, pp. 305-307, May 2004.

[LH05] D. J. Love and R. W. Heath Jr., "Limited feedback unitary precoding for orthogonal space-time block codes," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 1, pp. 64-73, January 2005.

[LLS+14] L. Lu, G. Y. Li, A. L. Swindlehurst, A. Ashikhmin, and R. Zhang, "An overview of massive MIMO: benefits and challenges," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 8, no. 5, pp. 742-758, October 2014.

[LS03] E. G. Larsson and P. Stoica, *Space-Time Block Coding for Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2003.

[LTW+00] S. Li, X. Tao, W. Wang, P. Zhang, and C. Han, "Generalized delay diversity code: a simple and powerful space-time coding scheme," *International Conference on Communication Technology (ICCT)*, pp. 1697-1703, August 2000.

[LZL16] W. Lu, W. Zou, and X. Liu, "An adaptive channel estimation algorithm for millimeter wave cellular systems," *Journal of Communications and Information Networks*, vol. 1, no. 2, pp. 37-44, August 2016.

[Mie06] J. Mietzner, "Spatial diversity in MIMO communication systems with distributed or co-located antennas," Ph.D. dissertation. University of Kiel, Kiel, 2006.

[MLYN16] T. L. Marzetta, E. G. Larsson, H. Yang, and H. Q. Ngo, *Fundamentals of Massive MIMO*. Cambridge University Press, 2016.

[MPP+09] A. Moldovan, T. Palade, E. Puşchiţă, I. Vermeşan, and R. Colda, "Performance evaluation of STBC MIMO systems with linear precoding," *17th Telecommunications forum TELFOR*, pp. 330-333, November 2009.

[MRH+17] A. F. Molisch, V. V. Ratnam, S. Han, Z. Li, S. L. H. Nguyen, L. Li, and K. Haneda, "Hybrid beamforming for massive MIMO: a survey," *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 9, pp. 134-141, September 2017.

[MXG14] X. Meng, X.-G. Xia, and X. Gao, "Constant-envelope omni-directional transmission with diversity in massive MIMO systems," *IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pp. 3784-3789, December 2014.

[MXG15] X. Meng, X.-G. Xia, and X. Gao, "Omnidirectional STBC design in massive MIMO systems," *IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pp. 1-6, December 2015.

[MXG18] X. Meng, X.-G. Xia, and X. Gao, "Omnidirectional space-time block coding for common information broadcasting in massive MIMO systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 17, no. 3, pp. 1407-1417, March 2018.

[Ngo15] H. Q. Ngo, "Massive MIMO: fundamentals and system designs," Ph.D. dissertation. Linköping University, Linköping, 2015.

[NLJ+15] Y. Niu, Y. Li, D. Jin, L. Su, and A. V. Vasilakos, "A survey of millimeter wave communications (mmWave) for 5G: opportunities and challenges," *Wireless Networks*, vol. 21, no. 8, pp. 2657-2676, November 2015.

[NSC00] A. F. Naguib, N. Seshandri, and A. R. Calderbank, "Increasing data rate over wireless channels," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 17, no. 3, pp. 76-92, May 2000.

[Pak13] E. Pakdeejit, "Linear precoding performance of massive MU-MIMO downlink system," M.S. thesis. Linköping University, Linköping, 2013.

[PGNB04] A. J. Paulraj, D. A. Gore, R. U. Nabar, and H. Bölcskei, "An overview of MIMO communications - a key to gigabit wireless," *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, no. 2, pp. 198-218, February 2004.

[PMS+11] R.-A. Pitaval, H.-L. Määttänen, K. Schober, O. Tirkkonen, and R. Wichman, "Beamforming codebooks for two transmit antenna systems based on optimum Grassmannian packings," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 57, no. 10, pp. 6591-6602, October 2011.

[PNG03] A. J. Paulraj, R. U. Nabar, and D. A. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2003.

[RHE14] M. Rossi, A. M. Haimovich, and Y. C. Eldar, "Spatial compressive sensing for MIMO radar," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 62, no. 2, pp. 419-430, January 2014.

[RMRGPH15] C. Rusu, R. Méndez-Rial, N. González-Prelcic, and R. W. Heath Jr., "Low complexity hybrid sparse precoding and combining in millimeter wave MIMO systems," *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 1340-1345, June 2015.

[RSM+13] T. S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Samimi, and F. Gutierrez "Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: it will work!," *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335-349, May 2013.

[RVM14] D. Ramasamy, S. Venkateswaran, and U. Madhow, "Compressive parameter estimation in AWGN," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 62, no. 8, pp. 2012-2027, April 2014.

[RXM+17] T. S. Rappaport, Y. Xing, G. R. MacCartney Jr., A. F. Molisch, E. Mellios, and J. Zhang, "Overview of millimeter wave communications for fifth-generation (5G) wireless networks–with a focus on propagation models," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 12, pp. 6213-6230, December 2017.

[Sam01] H. Sampath, "Linear precoding and decoding for multiple input multiple output (MIMO) wireless channels," Ph.D. dissertation. Stanford University, Stanford, 2001.

[SH03] T. Strohmer and R. W. Heath Jr., "Grassmannian frames with applications to coding and communication," *Applied and Computational Harmonic Analysis*, vol. 14, no. 3, pp. 257-275, May 2003.

[Sha58] C. E. Shannon, "Channels with side information at the transmitter," *IBM Journal of Research and Development*, vol. 2, no. 4, pp. 289-293, October 1958.

[SJ03] M. Skoglund and G. Jöngren, "On the capacity of a multiple-antenna communication link with channel side information," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, no. 3, pp. 395-405, April 2003.

[SOZ11] A. Sibille, C. Oestges, and A. Zanella, *MIMO: From Theory to Implementation*. Academic Press, 2011.

[SS06] A. Slaney and Y. Sun, "Space-time coding for wireless communications: an overview," *IEE Proceedings - Communications*, vol. 153, no. 4, pp. 509-518, August 2006.

[SSA17] H. Seleem, A. I. Sulyman, and A. Alsanie, "Hybrid precoding-beamforming design with Hadamard RF codebook for mmWave large-scale MIMO systems," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 6813-6823, March 2017.

[SY16] F. Sohrabi and W. Yu, "Hybrid digital and analog beamforming design for large-scale antenna arrays," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 10, no. 3, pp. 501-513, April 2016.

[TC02] M. Tao and R. S. Cheng, "Space code design in delay diversity transmission for PSK modulation," *IEEE 56th Vehicular Technology Conference (VTC)*, pp. 444-448, September 2002.

[Tel99] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585-595, November/December 1999.

[TJC99a] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, no. 3, pp. 451-460, March 1999.

[TJC99b] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, July 1999.

[TSC98] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, March 1998.

[TV05] D. N. C. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2005.

[VP07] M. H. Vu and A. J. Paulraj, "MIMO wireless linear precoding," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 24, no. 5, pp. 86-105, September 2007.

[WHQW14] L. Wei, R. Q. Hu, Y. Qian, and G. Wu, "Key elements to enable millimeter wave communications for 5G wireless systems," *IEEE Wireless Communications*, vol. 21, no. 6, pp. 136-143, December 2014.

[XDG+18] T. Xie, L. Dai, X. Gao, M. Z. Shakir, and J. Li, "Geometric mean decomposition based hybrid precoding for millimeter-wave massive MIMO," *China Communications*, vol. 15, no. 5, pp. 229-238, May 2018.

[XG16] X.-G. Xia and X. Gao, "A space-time code design for omnidirectional transmission in massive MIMO systems," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 5, no. 5, pp. 512-515, October 2016.

[XLN+14] G. Xu, Y. Li, Y.-H. Nam, C. Zhang, T. Kim, and J.-Y. Seol, "Full-dimension MIMO: status and challenges in design and implementation," *Samsung Electronics Co., Ltd.*, pp. 1-21, May 2014.

[YH15] S. Yang and L. Hanzo, "Fifty years of MIMO detection: the road to large-scale MIMOs," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, no. 4, pp. 1941-1988, September 2015.

[ZLG10] H. Zhu, G. Leus, and G. B. Giannakis, "Sparse regularized total least squares for sensing applications," *The 11th IEEE International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, pp. 1-5, June 2010.

Zoznam publikačnej činnosti

ADM Vedecké práce v zahraničných časopisoch registrovaných v databázach Web of Science alebo SCOPUS

<u>ADM01</u> P. Olšovský and P. Podhoranský, "An efficient digital signal processing method for RRNS-based DS-CDMA systems," *Journal of Electrical Systems*, vol. 13, no. 3, pp. 606-617, 2017.

ADE Vedecké práce v ostatných zahraničných časopisoch

<u>ADE01</u> P. Olšovský, P. Podhoranský, P. Fuchs a V. Štofanik, "PN sekvencie - vlastnosti a využitie," *Slaboproudý obzor*, roč. 68, č. 1, s. 8-14, 2012.

<u>ADE02</u> P. Olšovský, P. Podhoranský a P. Fuchs, "Analýza a modelovanie synchronizácie v QPSK systéme," *Slaboproudý obzor*, roč. 69, č. 2, s. 7-14, 2013.

AFC Publikované príspevky na zahraničných vedeckých konferenciách

<u>AFC01</u> P. Olšovský and P. Podhoranský, "Utilization of Saleh's model for modeling of memoryless nonlinear bandpass amplifiers," *Mezinárodní Masarykova konference pro doktorandy a mladé vědecké pracovníky 2012*, pp. 3093-3101, 2012.

<u>AFC02</u> P. Olšovský and P. Podhoranský, "An efficient method for high-speed data transmission in RNS-based DS-CDMA systems," *QUAERE 2015*, pp. 1372-1381, 2015.

AFD Publikované príspevky na domácich vedeckých konferenciách

<u>AFD01</u> P. Olšovský and P. Podhoranský, "Properties and application of PN sequences," *ELITECH'11 : 13th Conference of Doctoral Students*, pp. 1-6, 2011.

<u>AFD02</u> P. Olšovský, P. Podhoranský, P. Fuchs, and V. Štofanik, "Theory and use of PN sequences in communication systems," *Communication and Information Technologies : 6th International Scientific Conference*, pp. 128-134, 2011.

<u>AFD03</u> P. Olšovský and P. Podhoranský, "Design and simulation of frequency hopping technique in MATLAB," *Technical Computing Bratislava 2012 : 20th Annual Conference Proceedings*, pp. 1-8, 2012.

<u>AFD04</u> P. Olšovský, P. Podhoranský, and M. Nováček, "Carrier recovery in a coherent QPSK communication system," *ELITECH'12 : 14th Conference of Doctoral Students*, pp. 1-6, 2012.

<u>AFD05</u> M. Nováček and P. Olšovský, "Electrical parameters for monitored and stimulated biosignals," *ELITECH'12 : 14th Conference of Doctoral Students*, pp. 1-5, 2012.

<u>AFD06</u> P. Podhoranský, P. Olšovský, Š. Kozák, and P. Drahoš, "Some aspects of the use of PN sequences of a maximum length," *Kybernetika a informatika 2014 : Medzinárodná konferencia SSKI*, pp. 1-5, 2014.