

MNOHOUŽIVATELSKÉ SYSTÉMY MU-MIMO A SYSTÉMY MASÍVNÍ MIMO

2. DÍL

Václav Žalud

Katedra radioelektroniky; Fakulta elektrotechnická ČVUT, Praha, zalud@fel.cvut.cz

Abstrakt

Tento příspěvek se zabývá anténními systémy s mnohonásobným vstupem a výstupem (MIMO). Po úvodu jsou zde popisovány systémy MIMO s jediným uživatelem (SU-MIMO). Následující hlavní část příspěvku je zaměřena na mnohouživatelské systémy MIMO (MU-MIMO) a na jejich nejperspektivnější alternativu, jíž jsou systémy masivní MIMO. Poslední část příspěvku pojednává o některých dosud ne úplně vyřešených otázkách, jako jsou např. problém kontaminace pilotních signálů, nepříznivých podmínek šíření atd.

Klíčová slova: systémy s více vstupy a výstupy (MIMO), šíření rádiových vln, jednouživatelské systémy MIMO (SU-MIMO), mnohouživatelské systémy MIMO (MU-MIMO), masivní MIMO, lineární detekce signálů, lineární předkódování signálů, formování svazků (BF), kontaminace pilotních signálů

Abstract

The aim of this paper is to investigate the multiple input multiple output (MIMO) antenna systems. After the introduction, the paper reviews simple single user MIMO (SU-MIMO) systems. Next main section is dedicated to the multiuser MIMO (MU-MIMO) systems and its most perspective alternative, the massive MIMO systems. The last section of the paper is aimed to some fully unsolved questions, e.g. problem of pilot contamination, unfavorable propagation conditions, etc.

Keywords: multiple input multiple output (MIMO) systems, radio wave propagation, single user MIMO (SU-MIMO), multiuser MIMO (MU-MIMO), massive MIMO, linear signal detection, linear signal precoding, beamforming (BF), pilot signals contamination

V první části tohoto příspěvku je popisován mnohouživatelský systém MU-MIMO (Multi User MIMO), v němž jediná základnová stanice BS simultánně komunikuje s K uživatelskými terminály UT (User Terminals). Jsou zde shrnuty vztahy pro přenos signálu a kapacitu trasy UL i trasy DL. V návaznosti na to jsou v této závěrečné části probírány další vlastnosti systémů MU-MIMO a jejich nejuspěšnější varianty masivní MIMO.

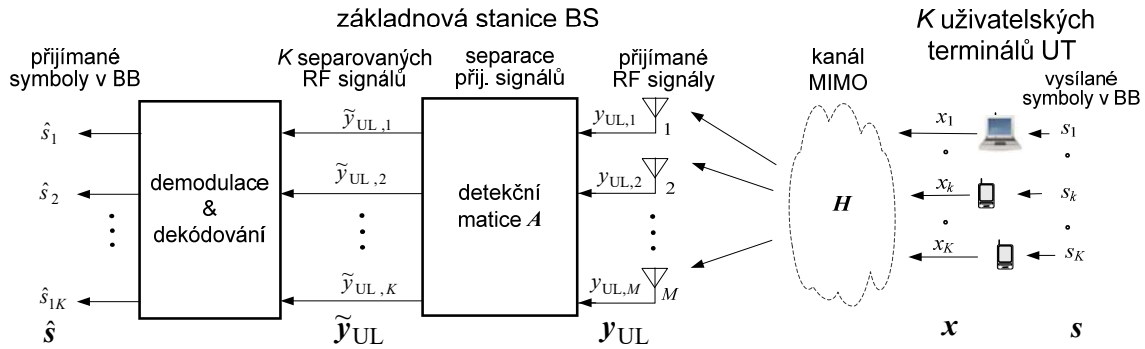
7 Lineární zpracování signálu v systémech MU-MIMO

V současných buňkových systémech 4G LTE/LTE-A se již úspěšně používá mnohouživatelská technologie MU-MIMO, zmíněná v první části tohoto příspěvku. V této koncepci systémů MIMO více antén na základnové stanici (a event. i na uživatelských terminálech) zlepšuje jejich činnost - zejména v režimu časového duplexu (TDD). Avšak počty antén jsou z celé řady důvodů u současných sítí 4G omezené, na stanici BS na osm, terminály UT potom mají většinou jen anténu jedinou, přičemž vyšší počty se prosazují pomalu. Jsou-li totiž překročeny uvedené limity, začínají se v systému projevovat stále výrazněji vzájemné interference v rámci jediné buňky. K jejich potlačení existuje celá řada moderních nelineárních procesních technik, jako je maximálně-pravděpodobnostní (ML tj. Maximum Likelihood) mnohouživatelská detekce na trase UL nebo technika kódování DPC (Dirty Paper Coding) na trase DL apod. Tyto techniky vedou k optimální činnosti systému, avšak jejich složitost roste exponenciálně s počtem uživatelů, takže požadavky na výpočetní výkony příslušných procesorů přitom nadměrně narůstají.

Telatar [1] a další [3], [4] ukázali, že je - li počet antén M na stanici BS relativně velký - řádu několika stovek až tisíců, při počtu aktivních uživatelů K řádu desítek až stovek, přechází technika MU-MIMO v novou kvalitu, označovanou jako masivní MIMO, nebo podle specifikací 3GPP též jako FD-MIMO (Full-Dimension MIMO), ale známou též pod

zkratkami LS MIMO (Large Scale MIMO), FD MIMO (Full Dimension MIMO, ARGOS aj. Ta si zachovává atributy techniky MU-MIMO a navíc přináší řadu dalších, zcela zásadních předností. Je to především mohutný nárůst kapacity resp. spektrální účinnosti (SE), který je zde hlavně důsledkem agresivního prostorového multiplexování SDM (Space Division Multiplexing). Neobyčejně velký je i nárůst energetické účinnosti (EE). Toho je dosahováno díky velkému počtu antén M na stanici BS, umožňujících vytvářet etrěmně úzké vyzařovací svazky, zaměřené na cílové terminály UT. Další velkou výhodou techniky masivní MIMO, taktéž vyplývající z nadměrných počtů antén na BS, je možnost aplikovat v ní ke zpracování signálu jednoduché lineární metody. Ty jsou sice suboptimální, avšak za uvedených podmínek se blíží k optimálním, a to tím více, čím jsou čísla M a K větší. Uvažovaná koncepce se kromě uvedených předností vyznačuje výraznou redukcí negativních efektů rychlého úniku a nekorelovaných šumů a také lepším potlačením vnějších interferencí i úmyslného rušení. Dále jsou zkoumány ve stručném početním rozboru základní vlastnosti systémů MU-MIMO, z nichž většina zůstává zachována i u technologie masivní MIMO.

Systém MU-MIMO se skládá ze základnové stanice BS a K aktivních uživatelů UT. Na **obr. 4** je zobrazen tento systém v režimu příjmu signálů uživatelských terminálů UT v základnové stanici BS, na **obr. 5** je naopak systém MU-MIMO v režimu vysílání stanice BS směrem k terminálům UT. Stanice BS obsahuje anténní pole s M anténami, kterých je u současných standardů 4. generace LTE/LTE-A zatím nejvýše 8, později jich bude pravděpodobně až několik desítek, u perspektivních systémů masivní MIMO pak běžně několik stovek i více. Typický terminál UT má většinou jedinou anténu a díky tomu je relativně jednoduchý a má malou spotřebu; při více anténách se ovšem zvyšuje jeho individuální přenosová rychlost. Rádiový kanál MIMO je zde popsán svoji kanálovou maticí \mathbf{H} mezi K uživateli a anténním polem stanice BS, typu $M \times K$. V tomto kanálu se většinou uplatňuje únik



Obr. 4. Lineární detekce signálů vysílaných K uživatelskými terminály a přijímaných základnovou stanicí BS, vybavenou M anténami.

ve velkém měřítku (vlivem ztrát PL a zastínění), který se však může v dalším rozboru zanedbat. Působí zde však i mnohocestný únik v malém měřítku, s nímž je naopak nutné počítat. Prvky matice H potom sledují Gaussovskou distribuci typu i.i.d., s nulovou střední hodnotou a jednotkovou variancí [4].

7.1 Lineární přijímače základnové stanice BS (trasa UL)

Na obr. 4 je znázorněn systém MU-MIMO, kde na vstupy K terminálů UT přicházejí jejich datové signály s_1, \dots, s_K a na výstupech se objevují tyto signály již v modulované podobě x_1, \dots, x_K , které postupují k základnové stanici BS. Ta je přijímá svým anténním polem obsahujícím M elementárních antén. Vysílané signály leží v typických rádiových pásmech RF (Radio Frequency), nacházejících se u současných mobilních systémů generací 3G a 4G mezi frekvencemi cca 300 MHz až 6 GHz, k nimž se ale u systémů 5G přiřadí ještě vyšší mikrovlnná pásma (6 až 30 GHz) a pásma milimetrová (30 až 300 GHz). Dále se předpokládá, že všechny terminály UT využívají stejné časově frekvenční zdroje, ačkoliv u prvních verzí této techniky s menšími počty antén, jež neumožňují realizaci věrného prostorového multiplexu, není tento předpoklad splněn.

Každý terminál UT vysílá svůj RF signál x_k , všech K vysílaných signálů vytváří v souhrnu signálový vektor \mathbf{x} . Všechny vysílané signály procházejí kanálem určeným maticí H , takže na vstupu přijímače základnové stanice BS se objevuje signálový vektor $\mathbf{y}_{UL} = \sqrt{p_{UL}} H\mathbf{x} + \mathbf{n}$, který vzniká jako kombinace všech K vysílaných signálů a aditivního šumu. Veličina p_{UL} je průměrný normovaný vysílaný výkon každého uživatele (ten lze interpretovat také jako normovaný „vysílaný“ poměr signálu k šumu γ_{UL}); tato koncepce zajišťuje omezení celkového vysílacího výkonu vysílače v BS [4]. Jak je patrné, signál v libovolné přijímací anténě stanice BS tudíž může obsahovat signál libovolného terminálu UT, což potom vede ke vzniku meziuživatelských interferencí IUI (Inter User Interference) (viz 1. díl, obr. 1c). Uvažované kombinace všech signálů v každé anténě je nutné dále zpracovat tak, aby se na výstupu přijímače objevily původní datové signály s_1, \dots, s_K , nebo alespoň jejich odhady. Jejich separace se realizuje násobením vektoru \mathbf{y}_{UL} konjugovanou (Hermitovskou) transpozicí A^H lineární detekční (transformační) matice A , která se navrhuje tak, aby optimalizovala zvolený parametr přijímaných signálů (poměr SNR apod.). Na výstupu detekční

matice se pak objevuje odhad $\tilde{\mathbf{y}}_{UL}$ kompletního přijímaného signálu [5], [7], [11]:

$$\tilde{\mathbf{y}}_{UL} = \mathbf{y}_{UL} A^H = \sqrt{p_{UL}} A^H H\mathbf{x} + A^H \mathbf{n}, \quad (12)$$

který se skládá již z K separovaných složek jednotlivých uživatelských terminálů, ležících však stále ještě v RF oblasti, a příspěvků aditivního šumu \mathbf{n} . Tyto složky se potom jednotlivě demodulují a tak přecházejí do základního pásma BB (Base Band). Určitou k -tou separovanou složku signálu (12) lze psát ve tvaru

$$\tilde{y}_{UL,k} = \sqrt{p_{UL}} \mathbf{a}_k^H \mathbf{h}_k s_k + \sqrt{p_{UL}} \sum_{k' \neq k} \mathbf{a}_k^H \mathbf{h}_{k'} s_{k'} + \mathbf{a}_k^H \mathbf{n}, \quad (13)$$

požadovaný signál meziuživatelské interference IUI šum

kde \mathbf{a}_k označuje k -tý sloupec matice A a \mathbf{h}_k je vektor kanálových koeficientů mezi K uživateli a anténním polem stanice BS. Z relace (13) vyplývá, že k -tá složka $\tilde{y}_{UL,k}$ se skládá z požadovaného signálu, k němuž se řadí nežádoucí meziuživatelské interference IUI a rušivý šum. Poslední dvě složky jsou vzájemně nekorelované a vytvářejí spolu tzv. efektivní šum. Podíl kvadrátu absolutní hodnoty požadovaného signálu ku kvadrátu efektivního šumu potom určuje poměr signálu ku interferencím plus šumu $SINR_k$ (Signal to Interference and Noise Ratio) uvažované k -té složky

$$SINR_k = \frac{p_{UL} |\mathbf{a}_k^H \mathbf{h}_k|^2}{p_{UL} \sum_{k' \neq k} |\mathbf{a}_k^H \mathbf{h}_{k'}|^2 + \|\mathbf{a}_k\|^2}, \quad (14)$$

kde $\|\mathbf{a}_k\|$ je norma vektoru \mathbf{a}_k . Předchozí vztah je východiskem dalšího početního rozboru.

Popíšme si dále některé typy lineárních mnoho-uživatelských přijímačů, resp. detektorů, lišících se právě typem detekční matice A . Prvním z nich je přijímač implementující kombinování na maximální poměr MRC (Maximum Ratio Combining), který směřuje k tomu, aby každá složka $\tilde{y}_{UL,k}$ vykazovala maximum poměru signálu k šumu SNR_k . Druhým je přijímač ZF (Zero Forcing), kompletně anulující meziuživatelské interference IUI, tj. maximalizující poměry SIR_k . Třetí typ přijímače MMSE

(Minimum Mean Square Error) zajišťuje v podstatě současně splnění obou předchozích podmínek, a to cestou minimalizace střední kvadratické chyby. Každý z uvedených tří typů přijímačů se hodí pro jiné pracovní podmínky, určené poměry signálu k šumu a signálu k interferencím, ale i aktuálním provozním zatížením v buňce apod. [11], [12].

• **Přijímač s kombinováním na maximální poměr MRC (Maximum Ratio Combining)**

Nejjednodušší lineární detekci signálu realizuje přijímač MRC, který zajišťuje dosažení co největšího poměru SNR_k přijímaného signálu každého k -tého uživatele, bez ohledu na meziuživatelské interference IUI. Tato verze se označuje též jako přijímač s přizpůsobeným filtrem MF (matched filter); připomeňme, že principy MF filtru se aplikují již desítky let v klasických digitálních rádiových přijímačích, určených k příjmu prahových signálů. Požadované funkce se dosahují koherentním sčítáním signálových složek při nekoherentním sčítání šumových složek. Při odvození detekční matice A pro kombinování MRC se vychází z relace (14) pro poměr $SINR_k$, v níž se však ignoruje složka určující interference IUI [5]. Tím se získá vztah pro samotný poměr signálu k šumu k -té složky $SNR_k = p_{UL} \|\mathbf{a}^H \mathbf{h}_k\|^2 / \|\mathbf{a}_k\|^2$. Z podmínky jeho maximalizace se odvodí po kratší úpravě k -tý sloupec lineární detekční matice A , a to ve tvaru $\mathbf{a}_{MRC,k} = \text{const.} \cdot \mathbf{h}_k$. Detekční matice A má tedy v tomto případě přímo podobu kanálové matice H . Ta se získává rutinním odhadem za pomoci tréninových sekvencí. V kanálech využívaných mobilní komunikací se tato matice neustále mění, a proto její odhad je nezbytné periodicky, v dostatečně krátkých intervalech opakovat. Násobením přijímaného signálu \mathbf{y}_{UL} její konjugovanou transpozicí $A^H = H^H$ se získá vektor odhadu přijímaného signálu $\tilde{\mathbf{y}}_{UL}$, jehož dílčí separované složky $\tilde{y}_{UL,k}$ vykazují maximální poměr SNR .

Přijímač MRC je zřejmě jednoduchý. Jeho další předností je schopnost jeho implementace v distribuované podobě. Nevýhodou je ale špatná funkce ve scénářích omezených meziuživatelskými interferencemi, které tato technika nebere vůbec v úvahu.

• **Přijímač s anulováním interferencí ZF (Zero Forcing Receiver)**

Přijímač ZF zcela zanedbává efekty způsobené šumem, avšak kompletně anuluje meziuživatelské interference IUI. Detekční matice A má v tomto případě podobu tzv. pseudo-inverze kanálové matice H , která je určena relací $A = H(H^H H)^{-1}$. Násobením přijímaného signálu \mathbf{y}_{UL} její konjugovanou transpozicí A^H se získá vektor přijímaného signálu [5]

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}_{UL} &= p_{UL} A^H \mathbf{y}_{UL} = \mathbf{y}_{UL} (H^H H)^{-1} H^H = \\ &= \sqrt{p_{UL}} \mathbf{s} + (H^H H)^{-1} H^H \mathbf{n}. \end{aligned} \quad (15)$$

Tento přístup je možný jen při splnění podmínky $M \geq K$ (kdy matice $H^H H$ je invertibilní), tedy počet K terminálů UT musí být menší nebo být shodný s počtem M antén základnové stanice BS. Potom k -tý svazek přijímaného signálu $\tilde{y}_{UL,k}$ je dán vztahem

$$\tilde{y}_{UL,k} = \sqrt{p_{UL}} s_k + \tilde{n}_k, \quad (16)$$

obsahuje tedy k -tou signálovou složku s_k . Je v něm přítomna rovněž šumová složka \tilde{n}_k , avšak meziuživatelské interference IUI jsou zcela potlačeny.

Technika ZF je vhodná pro scénáře, v nichž je systém omezen interferencemi. Naproti tomu při omezení systému šumem je její funkce špatná. Ke zhoršení dochází zejména tehdy, je-li kanál ve špatné kondici, kdy totiž pseudo-inverze nadměrně vyzdvihuje šum. Nevýhodou je i větší implementační složitost, daná náročným výpočtem pseudo-inverze kanálové matice.

• **Přijímač s minimální střední kvadratickou chybou MMSE (Minimum Mean Square Error)**

Přijímač MMSE minimalizuje střední kvadratickou chybu mezi skutečně vysílaným signálem s a jeho odhadem $A^H \mathbf{y}_{UL}$ na výstupu detekční matice. Toho se opět dosahuje periodickým násobením přijímaného signálu \mathbf{y}_{UL} konjugovanou transpozicí A^H detekční matice A , jež má v tomto případě tvar $A = H [H^H H + (1/p_{UL}) I_K]^{-1}$. Minimalizace této chyby vede současně k maximalizaci poměru signálu ku interferencím a šumu $SINR$. Z uvedených variant MRC, ZF a MMSE je zřejmě MMSE nejlepší, neboť poskytuje nejmenší chybovost BER. Přitom při velkých hodnotách SNR průběh MMSE se blíží k průběhu ZF a při malých hodnotách SNR je průběh MMSE dobře aproximován průběhem MRC (viz obr. 6).

Souhrnný přehled detekce MRC, ZF a MMSE

Při lineární detekci signálů vysílaných uživatelskými terminály UT se v základnové stanici BS vektor přijímaného signálu \mathbf{y}_{UL} rozděluje do dílčích uživatelských složek $\tilde{\mathbf{y}}_{UL,k}$. Separace se realizuje jeho násobením konjugovanou transpozicí A^H detekční matice A , takže vektor separovaných složek $\tilde{\mathbf{y}}_{UL} = \mathbf{y}_{UL} A^H$ (viz obr. 4). Detekční matice A je určena pro tři výše uvedené typy přijímačů, v závislosti na kanálové matici H mezi anténami K uživatelů a anténním polem stanice BS, vztahy [5], [11]:

$$A = \begin{cases} H & \text{pro kombinování MRC} \\ H(H^H H)^{-1} & \text{pro kombinování ZF} \\ H(H^H H + \frac{1}{p_{UL}} I_K)^{-1} & \text{pro kombinování MMSE} \end{cases} \quad (17 \text{ a, b, c})$$

přičemž I_K je matice identity o rozměru K .

Poznámka: Symbolika používaná v odborných pramenech zaměřených na techniku MIMO je nejednotná. Tak např. symbol A bývá někdy označován jako transformační matice W , symbol W je ale využíván též k označení předkódovacích matic, uváděných v čl. 7.2, což může vést k omylům.

Technika MRC (kombinování na maximum SNR) je nejjednodušší, přičemž poskytuje zesílení uživatelských signálů označované jako zisk pole (array gain), úměrné počtu antén M na stanici BS. Avšak k zajištění požadované funkce potřebuje podstatně početnější anténní pole než zbývající

varianty. Technika ZF (kombinování na maximum SIR) potlačuje mezibuňkové interference, zisk pole se ale přitom snižuje na hodnotu $M - K + 1$. Technika MMSE, tj. kombinování na minimální chybovost BER, optimálně kombinuje předchozí dvě varianty. Druhá i třetí verze však vyžadují inverzi matic, která je náročnější na výpočetní výkon příslušné techniky.

Předchozí postup předpokládá, že v přijímači stanice BS je neustále k dispozici znalost dokonalé aktuální informace CSI (tj. matice \mathbf{H}) daného kanálu. Ta se získává odhadem, s využitím trénigových sekvencí. Odhad je ale většinou zatížen chybami, které nepříznivě ovlivňují propustnost a další parametry systému.

7.2 Lineární předkodéry v základnové stanici BS (trasa DL)

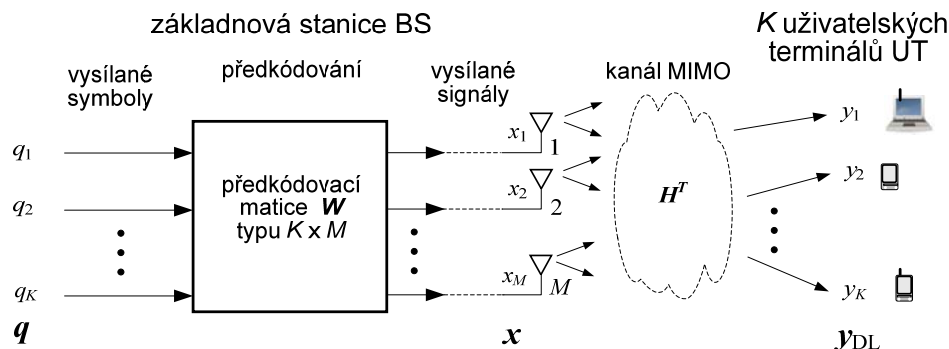
Na obr. 5 je zobrazen systém MU-MIMO v režimu vysílání stanice BS k uživatelům UT. Na vstup vysílače základnové stanice BS přicházejí informační symboly určené pro K uživatelů, které v souhrnu vytvářejí informační vektor $\mathbf{q} \triangleq [q_1 \ q_2 \ \dots \ q_K]^T$. Ten je násoben předkódovací maticí \mathbf{W} typu $K \times M$, čímž vzniká vysílaný předkódovaný signálový vektor

$$\mathbf{x} = \sqrt{\alpha} \mathbf{W} \mathbf{q}, \quad (18)$$

kde α je konstanta normování, zaručující splnění podmínky výkonového omezení vysílaného signálu. Předkódováním se upraví vysílaný signál tak, aby v signálech y_1, y_2, \dots, y_K přijímaných terminály UT bylo dosaženo dílčí optimalizace některého zvoleného parametru, jímž může být, podobně jako u detekční matice, některý z poměrů SNR resp. SIR resp. SINR.

K určení přijímaného vektoru \mathbf{y}_{DL} K uživatelů je nutné znát aktuální hodnotu matice \mathbf{H}_{DL} kanálu mezi anténním polem stanice BS a uživatelskými terminály UT, tj. na trase DL. Její určování pro trasu DL by však bylo v případě duplexu FDD komplikované a značně by zatěžovalo reverzní kanál UT \rightarrow BS. Pokud se ale v systému aplikuje časový duplex TDD, lze k určení této matice využít principu reciprocity tras UL a DL. Matice \mathbf{H}_{DL} je potom rovna transpozici \mathbf{H}^T matice \mathbf{H} kanálu UL mezi UT a BS. Matici \mathbf{H} si ale může snadno zjistit stanice BS pomocí pilotních signálů vysílaných terminály UT. Přijímaný vektor terminálů UT je tedy určen relací

$$\mathbf{y}_{DL} = \mathbf{H}^T \mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (19)$$



Obr. 5. Lineární předkódování signálů vysílaných základnovou stanicí BS.

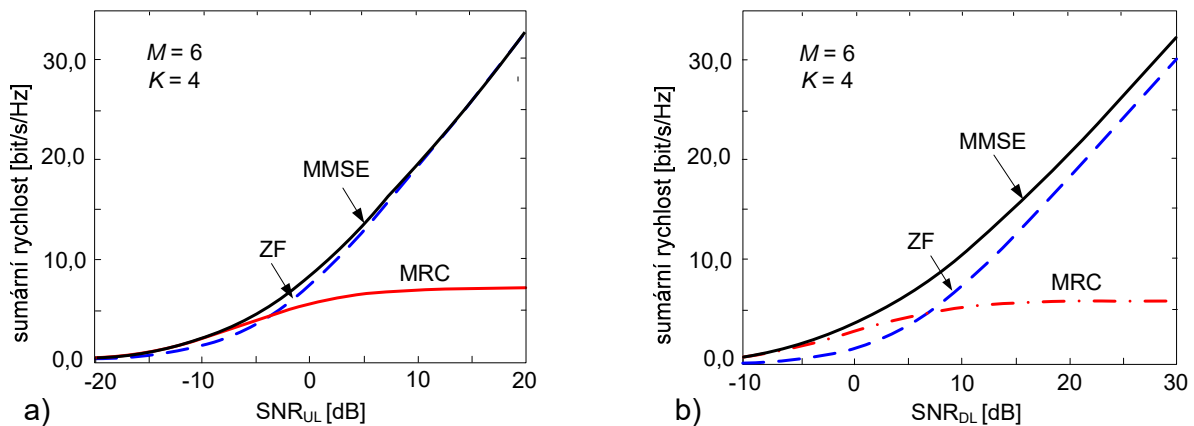
kde \mathbf{H}^T je transpozice kanálové matice \mathbf{H} mezi K uživateli a anténním polem stanice BS a \mathbf{n} je vektor aditivního šumu. Vektor (19) a tedy i každá jeho složka $y_{DL,k}$ příslušející k -tému uživateli se obecně skládá ze signálové složky, meziuživatel'ských interferencí IUI a šumové složky. Poměr kvadrátu modulu signálové složky ku kvadrátu modulu interferencí a šumu potom již udává poměr $SINR_k$ v přijímaném signálu $y_{DL,k}$ tohoto k -tého uživatele. Z podmínky maximalizace některého parametru poměru $SINR_k$ se pak odvodí příslušný tvar lineární předkódovací matice \mathbf{W} .

Podobně jako v případě lineárních přijímačů, používají se na základnové stanici BS tři konkrétní varianty lineárních předkódovacích matic (předkodérů), které potom optimalizují zvolený parametr (princip "uplink-downlink duality"). Předkodér MRT (Maximum Ratio Transmission resp. Conjugate Beamforming resp. Matched Filter Beamforming), maximalizuje poměr SNR_k v přijímaném signálu libovolného k -tého terminálu a je tedy vhodný v prostředí, kde jsou tyto signály slabé (okraje buněk apod.). Předkodér ZF je zaměřen na anulování interferencí mezi jednotlivými uživateli v téže - a případně i v sousedních buňkách, hodí se tedy pro prostředí, v němž tyto interference dominují. Předkodér MMSE minimalizuje střední kvadratickou chybu mezi skutečně přijímaným signálem a jeho odhadem, resp. maximalizuje poměr $SINR_k$ a spojuje tak v sobě přednosti prvních dvou přístupů. Příslušné předkódovací matice \mathbf{W} jsou určeny, v závislosti na kanálové matici mezi K uživateli a anténním polem stanice BS, relacemi [5], [6]:

$$\mathbf{W} = \begin{cases} \mathbf{H}^* & \text{pro předkódování MRT} \\ \mathbf{H}^*(\mathbf{H}^T \mathbf{H}^*)^{-1} & \text{pro předkódování ZF} \\ \mathbf{H}^*(\mathbf{H}^T \mathbf{H}^* + \frac{K}{P_t} \mathbf{I}_K)^{-1} & \text{pro předkódování MMSE} \end{cases} \quad (20 \text{ a, b, c})$$

přičemž \mathbf{H}^* je komplexně sdružená matice k matici \mathbf{H} , \mathbf{H}^T je transpozice matice \mathbf{H} a P_t je celkový průměrný vysílací výkon.

Poznámka: Výše popisovaná strategie předkódování signálů vysílaných základnovou stanicí BS k uživatelským terminálům UT optimalizuje jeden ze tří parametrů signálů přijímaných těmito terminály, a to SNR, nebo SIR anebo SINR. Daný problém však může řešit také strategie BF (Beam Forming), založená na formování směrového diagramu svazků vysílaných z anténního pole stanice BS k jednotlivým terminálům. Při tomto přístupu se individuální datové toky pro jednotlivé uživatele násobí před vysláním váhovými vektory (beamforming weight vector). Oba přístupy jsou vzájemně komplementární [11].



Obr. 6. Sumární rychlost: a) lineárních přijímačů na trase UL; b) lineárních předkodérů na trase DL.

7.3 Rychlosti přenosu MU-MIMO pro různé techniky detekce a předkódování

Na obr. 6 je pro určitý systém MU-MIMO zobrazena sumární přenosová rychlost (spektrální účinnost) pro trasy UL a DL s rozdílnými lineárními procesními technikami, v závislosti na poměru signálu k šumu SNR_{UL} pro UL a SNR_{DL} pro DL [5]. Sumární rychlost je definována jako součet maxima bitových rychlostí (kapacit) všech čtyřech terminálů UT, pro jejich konkrétní poměry signálu ku interferencím a šumu SINR_k . Grafy platí pro systém se šesti anténami ve stanici BS a čtyřmi uživatelskými terminály UT ($M = 6$; $K = 4$). Jak je patrné, technika MMSE je nejvyrovnanější a nejlepší v celém rozsahu poměrů SNR . Při nízkých poměrech SNR je MRC lepší než ZF, při vysokých poměrech SNR je situace opačná [5].

8 Odhad kanálu

Systémy MU-MIMO vyžadují pro svoji činnost znalost matice \mathbf{H} , představující informaci o stavu kanálu CSI, a to jak na základnové stanici BS ve formě CSIT (CSI at Transmitter), tak na uživatelských terminálech UT ve formě CSIR (CSI at Receiver). Kanálová matice je pro tentýž rádiový kanál odlišná pro trasu DL a trasu UL. Její prvky se získávají odhadem, nejčastěji založeným na vysílání tréninových (referenčních) sekvencí, vkládaných periodicky mezi vysílaná data a jejich následujícím vyhodnocení v přijímači.

V důsledku mnohocestného úniku se kanál MU-MIMO a tedy i jeho matice \mathbf{H} neustále spojitě mění. Odpovídající početní rozbor se však zjednoduší náhradou skutečného kanálu jeho modelem s blokovým únikem (block fading channel). Podle tohoto modelu matice \mathbf{H} zůstává konstantní přes koherentní blok T , určený jako součin koherentní šířky pásma B_{coh} a doby koherence T_{coh} , tedy $T = B_{\text{coh}} \cdot T_{\text{coh}}$; blok T je bezrozměrnou veličinou, určující počty symbolů, které lze v jeho rámci zpracovat. Činnost systému MU-MIMO je tedy vhodné dělit ve frekvenčně - časové oblasti právě na bloky T . Během určitého bloku se skuteční odhad kanálu CSI a také se realizuje vysílání nebo příjem příslušných signálů. V následujícím bloku se celý proces opakuje, ovšem s inovovanou informací CSI. Techniky odhadu kanálu jsou pro obě používané formy duplexu (FDD resp. TDD) odlišné, proto je nutné je zkoumat odděleně [5], [9]. Odhad by měl být co nejpřesnější, neboť dosažitelná přenosová rychlost systémů

MU-MIMO je většinou kriticky závislá právě na kvalitě informace CSI.

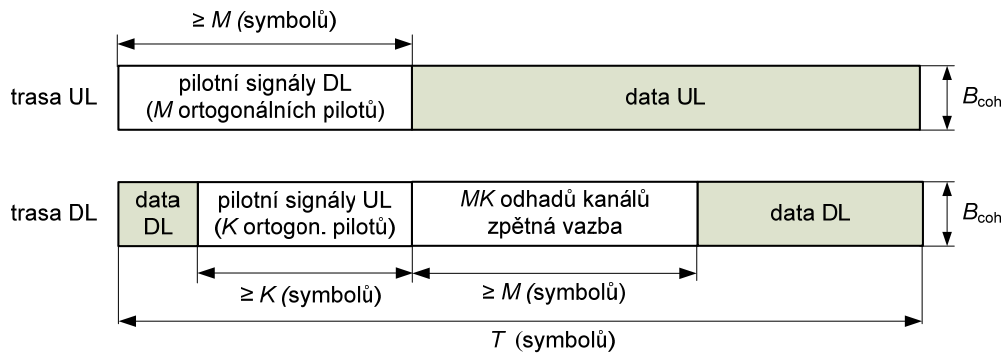
Existují také slepé (blind) metody odhadu kanálu, které provádějí odhad jen na základě statistických vlastností přijímaných signálů, bez potřeby tréninových sekvencí.

8.1 Odhad kanálu CSI v systémech s duplexem FDD

V systémech FDD jsou frekvenční pásma pro trasy UL a DL od sebe oddělena duplexním odstupem, takže ve frekvenčně závislých pozemních kanálech se jejich matice \mathbf{H} znatelně liší. Při využití metody tréninových sekvencí probíhá odhad kanálu podle následujícího schématu:

- Na trase DL stanice BS potřebuje informace CSI k předkódování datových symbolů, před jejich vysláním ke K uživatelům. Získává je tak, že nejprve vysílá na trase DL k těmto uživatelům M ortogonálních pilotních sekvencí. Pomocí nich každý uživatel odhadne „svůj“ dílčí kanál, obsahující M složek, a tento odhad potom posílá zpětným kanálem přes trasu UL ke stanici BS. Tento proces vyžaduje nejméně M kanálů na trase DL a M kanálů na trase UL.
- Na trase UL stanice BS potřebuje informace CSI k dekodování signálů přicházejících k ní od K uživatelů. Lze je získávat tak, že tito uživatelé vysílají právě K ortogonálních pilotních sekvencí, pomocí nichž BS odhadne přímo jejich dílčí kanály na UL. K tomu je zapotřebí na UL nejméně K kanálů.

V souhrnu celý proces odhadu kanálu vyžaduje nejméně $M + K$ kanálů na trase UL a M kanálů na trase DL. Odhad se ale musí uskutečnit v době znatelně kratší, než jsou příslušné intervaly koherence na obou trasách. U systémů FDD však je možné předpokládat, že tyto intervaly mají stejnou hodnotu T_{coh} . Celkově tedy musí být splněny dvě dílčí podmínky: $M < T_{\text{coh}}$ a $M + K < T_{\text{coh}}$, resp. jediná silnější podmínka $M + K < T_{\text{coh}}$. V pozemní komunikaci je doba koherence T_{coh} určena Dopplerovským rozptylem daného rádiového prostředí. Omezení velikosti výrazu $M + K$ je ve skutečnosti ještě přísnější, neboť kromě tréninových sekvencí je nutné do intervalu T_{coh} zařadit také přenos vlastních uživatelských dat. K ilustraci odhadu kanálu u duplexního systému FDD slouží obr. 7.



Obr. 7. Struktura slotů a odhad kanálu v systému MU MIMO s duplexem FDD.

Uvedenou podmínku $M + K < T_c$ je možné u duplexu FDD splnit bez problémů při malých hodnotách M a K . Pokud ale K a zejména M začnou narůstat, začne se nejprve citelně zkracovat čas vyhrazený pro přenos uživatelských dat. Potom již nelze umístit do intervalu T_{coh} ani $M + K$ kanálů přenášejících pilotní symboly, takže celý systém MU-MIMO/FDD je vyřazen ze správné funkce. Jedinou cestou k potřebnému výraznému zvyšování nejen počtu terminálů K , ale i počtu antén M na BS, je přechod od duplexu FDD na duplex TDD.

8.2 Odhad kanálu CSI v systémech TDD

Duplex TDD využívá na trasách DL i UL stejné frekvenční spektrum, avšak rozdílné časové sloty. Pokud se během jediného časového rámce uskutečňuje přenos v obou směrech v časovém intervalu kratším, než je doba koherence T_{coh} daného kanálu a v pásmu užším, než je korelační šířka B_{coh} , je možné tento kanál považovat za reciprokový. V případě reciprokého kanálu je kanálová matice na reverzní trase UL rovna konjugované transpozici kanálové matice na přímé trase DL, což značně usnadňuje celý proces odhadu. Při odhadu CSI pak lze u duplexu TDD postupovat podle obr. 8:

- Na trase UL potřebuje základnová stanice BS informaci CSI k detekci signálů, přicházejících k ní od K uživatelů. Získává ji příjemem a následujícím vyhodnocením K ortogonálních pilotních sekvencí, které k ní tito uživatelé vysílají na trase UL. K tomu je zapotřebí nejméně K kanálů.
- Na trase DL potřebuje základnová stanice BS informaci CSI k předkódování vysílaných signálů, uživatelé UT potřebují CSI nebo alespoň efektivní kanálový zisk k detekci přijímaných signálů. Díky reciprocitě kanálů DL a UL odhad kanálu prováděný v BS na trase UL může být využit k předkódování vysílaných symbolů na DL. Podrobnější rozbor totiž ukazuje, že kanálová matice H_{DL} na trase DL je rovna konjugované transpozici $(H^*)^T$ kanálové matice H na trase UL. K získání informací o efektivním kanálovém zisku může stanice BS formovat

pilotní signály a každý uživatel potom může pomocí přijímaných pilotních signálů odhadovat efektivní kanálové zisky. K tomu je zapotřebí nejméně K uživatelských kanálů.

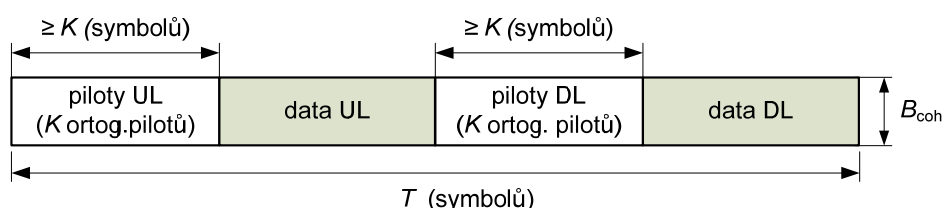
Tréningový proces vyžaduje v souhrnu minimálně $2K$ kanálů. Za předpokladu, že kanál je konstantní přes T symbolů, musí být splněna podmínka $2K < T$. Proces odhadu kanálu v duplexním systému TDD ilustruje obr. 8.

Poznámka: V uvažovaných systémech jsou dokonale reciproké jen kanály šíření ("free space channels"), rozkládající se mezi vysílacími a přijímacími anténami, a to ještě jen za předpokladu, že se přenosy UL/DL uskuteční v rámci doby koherence T_{coh} a v koherentní šířce pásma B_{coh} . Kompletní analogové rádiové kanály jsou v důsledku nedokonalosti hardwaru (koncových zesilovačů apod) nerekiprokové, avšak vhodnou kalibrací lze problém nerekiprocity eliminovat.

9 Mnohooživatelské systémy masivní MIMO

V současných buňkových systémech čtvrté generace (4G) LTE/LTE-A se již úspěšně používá technologie MU-MIMO. Její přínosy je možné shrnout do čtyř bodů [8]:

- Zvýšená datová rychlost: větší počet antén na stanici BS přináší multiplexní zisk, tj. dovoluje vysílat více nezávislých datových toků pro více terminálů UT.
- Zvětšená spolehlivost: více antén (M) vytváří paralelní odlišné cesty s nekorelovanými úniky, jimiž se šíří stejná data; tento redundandní přenos zvětšuje spolehlivost systému.
- Zdokonalená energetická účinnost (EE): více antén na BS umožňuje soustředit vyzařovanou energii výrazněji do směrů, v nichž se nacházejí cílové terminály UT.
- Redukované interference: základnová stanice může záměrně potlačit vysílání do směrů, ve kterých by způsobovalo škodlivé interference u jiných terminálů.



Obr. 8. Struktura slotů a odhad kanálu v systému MU MIMO s duplexem TDD.

S rostoucími počty antén na základnové stanici BS (a event. i u terminálů UT) se činnost daného systému MU-MIMO zlepšuje. Takže z tohoto hlediska by bylo vhodné volit počty antén M na základnové stanici BS a úměrně tomu i počty uživatelských terminálů K co nejvyšší. Jenže tento trend při aplikaci dosud stále nejrozšířenějšího frekvenčního duplexu FDD v sítích LTE naráží na velký problém datového přetížení vlivem přenosu informací CSI. Proto např. rádiový sektor současného aktuálního systému 4. generace LTE-A dovoluje při obvyklé aplikaci duplexu FDD, při ještě přijatelné složitosti, aplikaci nejvýše osmi antén na základnové stanici BS a nejvýše čtyř antén na mobilním terminálu UT. Přínosy většího počtu antén v technice MU-MIMO jsou ale tak významné, že projekt 3GPP věnuje její alternativě s většími počty antén v sítích 4G stále velkou pozornost. V rámci Release 13 je jako startovní bod standardizace vylepšených verzí volena dvojdimenzionální struktura (2D) anténního pole základnové stanice BS, do níž se umístí až 64 elementárních antén (období 3Q 2015) [8].

Radikálním řešením uvedených problémů je přechod od frekvenčního duplexu FDD na časový duplex TDD. V této technologii je možné zvýšit počty antén M na základnové stanici BS až na několik tisíc, při počtu terminálů UT řádu až několika stovek, aniž by docházelo ke zmíněnému přetížení. Konvenční systém MIMO potom přechází v novou kvalitu, označovanou jako masivní MIMO, která je posledním vývojovým stupněm mnohouživatelských technik MU-MIMO. Ta díky zcela novému rádiovému rozhraní, použití duplexu TDD a dalším technickým atributům, překonává zmíněná omezení 4G a využívá již naplno všech předností technologie masivní MIMO.

9.1 Přednosti mnohouživatelských systémů masivní MIMO

Systémy masivní MIMO mají řadu předností, jež lze shrnout do těchto bodů [7], [8], [10]:

- V sítích 5G se bude v technice masivní MIMO využívat hlavně časový duplex TDD. V tomto případě zátěž sítě při přenosu informace CSI závisí, díky využití principu reciprocity na trasách DL a UL, jen na relativně malém počtu mobilních terminálů K . Na počtu elementárních antén M na základnové stanici BS je tato zátěž zcela nezávislá, takže veličinu M lze zvětšovat bez principiálního omezení, což potom přináší zlepšení řady parametrů systému.
- Velký počet antén M anténního pole ve stanici BS umožňuje soustředit na trase DL vysílaný výkon do úzkého svazku, zaměřeného na cílový terminál UT. Díky tomu se systému zajistí velký zisk formování svazků BFG (Beam Forming Gain). Tak například pro dosažení stejné kvality služeb QoS při přenosu na trase DL vystačí anténnímu poli na BS se 100 anténami pouze 1 % výkonu, který by vyžadoval klasický systém SISO s jedinou anténou na BS. Tím se výrazně zvyšuje energetická účinnost (EE) a navíc se při úzkých vyzářovaných svazcích podstatně omezují meziuživatelské interference IUI.
- V systému masivní MIMO se mnohocestné složky signálu, vysílaného každým uživatelským terminálem UT na trase UL, v M anténách anténního pole základnové stanice koherentně kombinují, kdežto šumové složky se kombinují

nekoherentně. Tím se zvětšuje zisk tohoto pole, tj. jeho výsledný poměr SNR. Úměrně tomu je možné, při zachování kvality QoS, podstatně redukovat vysílací výkon každého uživatele UT, tedy i na trase UL se zvětšuje energetická účinnost přenosu.

- Díky aplikaci prostorového multiplexu mohou všechny terminály UT využívat stejné časově frekvenční zdroje. Tím dochází k navýšení multiplexního zisku a tedy i spektrální účinnosti systému (SE), úměrnému číslu $\min(M; K)$.
- Pro koncepci masivní MIMO jsou ideální rádiové kanály bohaté na mnohocestné šíření (NLOS), s typickým Rayleighovým únikem a co největším počtem antén M i dostatečným počtem terminálů K . Kanálové uživatelské vektory jsou v tomto případě vzájemně ortogonální (tj. jejich vnitřní součin je nula) a sumární kapacita limituje k dosažitelnému maximu. K této kapacitě se však mohou přiblížit i kanály s přímým šířením LOS, pokud většina uživatelských terminálů UT má dostatečný vzájemný úhlový odstup a zbývající menšina (v praxi méně než cca 10 %) se při ohrožených koherentních blocích vyřadí z činnosti. V reálném prostředí budou uvažované kanály ležet svými parametry nejčastěji mezi uvedenými mezními variantami (NLOS ~ LOS) a technika masivní MIMO bude tedy použitelná téměř ve všech scénářích. Situace se zlepšuje s rostoucími počty M a K , kdy se v systému začíná uplatňovat zákon velkých čísel.
- Při velkých hodnotách M a K je možné aplikovat ve stanici BS lineární procesní techniky, konkrétně lineární kombinování na UL a lineární předkódování na DL. Ty jsou relativně jednoduché a svou funkcí se za uvedených podmínek blíží technikám nelineárním, které jsou sice optimální, avšak realizačně podstatně složitější.
- Zpracování signálu v terminálech UT je rovněž poměrně jednoduché. V případě duplexu TDM nemusí terminály UT znát informaci CSI. Požadované funkce je dosaženo i při úsporné koncepci jediné antény v každém terminálu a díky prostorovému multiplexu SDM zde není např. zapotřebí žádné klasické multiplexování či demultiplexování (FDM, TDM). Problémy spojené s multiplexním provozem mnoha stanic UT se zde přesouvají do základnové stanice BS, která je prostorově i výkonově dostatečně dimenzována.
- Anténní pole ve stanicích BS mají velké počty antén M . Jejich geometrické rozměry se zmenšují s rostoucí frekvencí f , a jsou proto přirozeně nejvhodnější pro milimetrová pásma, plánovaná pro 5G. Tato pásma mohou poskytnout mobilním systémům zatím volné segmenty o šířce až jednotek gigahertzů - tedy zhruba o řád více, než poskytují dosavadní mikrovlnná pásma do cca 6 GHz. Aplikace mm pásem potom přinese mobilním systémům doslova mohutné navýšení jejich celkové propustnosti i individuální rychlosti uživatelů.
- Podmínku co největšího poměru počtu antén na BS a počtu terminálů, při splnění nerovnosti $M/K \geq 10$, však není nutné chápat jako zcela bezpodmínečnou. V závislosti na cílových parametrech daného systému (účinnostech SE, EE...), vlastnostech konkrétního rádiového kanálu, rozměrech $T_{\text{coh}} \times B_{\text{coh}}$ koherentních bloků apod., může být optimální činnost dosaženo i při poměrech $M/K < 10$. To potom otevírá technologii masivní MIMO prostor též

do nižších mikrovlnných pásem. Tak např. v určitém konkrétním případě je dosaženo maxima spektrální účinnosti SE při cca 60 terminálech UT a poměru $M/K \approx 2$ [13]. Přitom např. na frekvenci 2,6 GHz ($\lambda = 11,5$ cm) má anténní pole se 128 anténami se vzájemným odstupem 6 cm (cca $\lambda/2$), rozměry 28×29 cm, jež jsou ve vnějším i vnitřním prostředí zcela přijatelné.

9.2 Otevřené problémy systémů masivní MIMO

Na počátku roku 2016 jsou systémy masivní MIMO v pokročilém stádiu teoretického zkoumání i laboratorních experimentů. Před jejich nasazením do praxe, očekávaným ještě před rokem 2020, však bude nutné dořešit ještě několik následujících závažných problémů:

Kontaminace pilotních signálů

Na obr. 9 je znázorněna část systému masivní MIMO, který je obecně složen z L buněk. Každá buňka je vybavena anténním polem s M anténami, které komunikují s K jednoanténními uživatelskými terminály UT. Obousměrná komunikace se zde uskutečňuje formou časového duplexu TDD. Tyto terminály vysílají ke své základnové stanici BS pilotní sekvence, pomocí nichž se v BS odhadují informace CSI o stavu příslušných dílčích kanálů, tj. o jejich kanálových vektorech \mathbf{h}_{xyz} . Při aplikaci prostorového multiplexu všechny buňky systému sdílejí stejné časově frekvenční zdroje. Pilotní sekvence využívané v sousedních buňkách by však měly být vzájemně ortogonální, tak aby se nerušily. Bohužel počet ortogonálních sekvencí je následkem konečných rozměrů koherentních bloků $T_{\text{coh}} \times B_{\text{coh}}$ striktně omezen, a proto musí být určitá soustava pilotních sekvencí využívána ve více buňkách dané sítě. Potom ovšem často nastává situace, kdy dva nebo i několik uživatelů v různých buňkách pracují se stejnou pilotní sekvencí ψ_k a následkem toho dochází k interferencím, označovaným jako kontaminace.

Tento efekt pro systém s L buňkami ilustruje pro trasu UL obr. 9 [7]. Uvažovaný systém má k dispozici právě K pilotních sekvencí ψ_1, \dots, ψ_K , které se opakují ve všech buňkách. V obrázku jsou pro jednoduchost zachyceny jen tři buňky a v nich pouze uživatelé se stejnou sekvencí ψ_k . Základnová stanice BS_i v buňce i přijímá nejen svoji sekvenci vysílanou terminálem UT_i , ale i dvě nežádoucí sekvence vysílané rušivými terminály UT_j a UT_l , nacházejícími se v sousedních buňkách j a l . Potom odhad výsledného kanálového vektoru, charakterizujícího spojení s terminálem UT_i , neodpovídá pouze přenosu po trase \mathbf{h}_{iki} , ale je ovlivněn i parazitními

přenosy po trasách \mathbf{h}_{ikj} a \mathbf{h}_{ikl} . Tím vzniká v tomto odhadu chyba, která se může projevit např. chybným zaměřením svazku vysílaného stanicí BS, mimo její terminál UT_i .

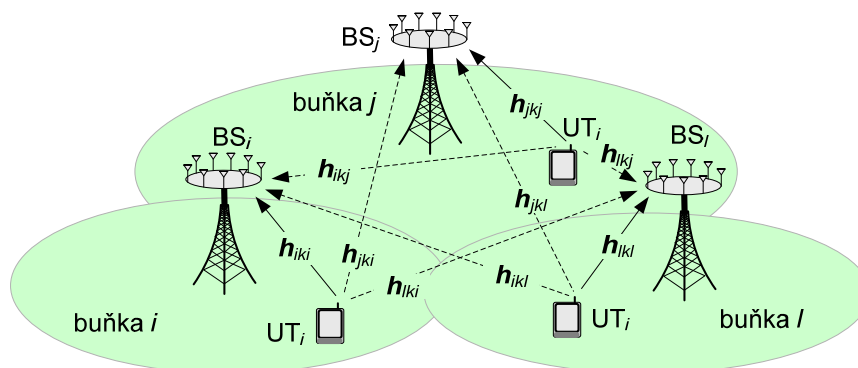
Kontaminace pilotních signálů způsobuje mezibuňkové interference, které na rozdíl od interferencí jiných typů rostou s počtem M antén základnové stanice a stávají se hlavním omezujícím faktorem technologie masivní MIMO. Tento problém se pokoušejí řešit různé techniky odhadu kanálu, speciální metody předkódování, kooperační metody apod. Skutečně efektivní metoda pro dokonalé odstranění účinku kontaminace pilotních signálů, která by byla i z hlediska technické náročnosti, provozní spolehlivosti a dalších parametrů skutečně optimální, je však zatím stále ve stadiu intenzivního vývoje (Q1 2016) [8], [10].

Nepříznivé podmínky šíření rádiových vln

Předpokladem velké spektrální účinnosti systémů SU-MIMO je jednoznačně rádiový kanál s výrazným mnohocestným šířením. Naproti tomu u systémů MU-MIMO a zejména masivní MIMO jsou požadavky na tento kanál značně zmírněny. Přesto ale i u těchto technologií právě v oblasti šíření vln zůstávají stále ještě určité otevřené problémy.

Jedním z nich je předkódování, zajišťující nasměrování signálů vysílaných z anténního pole stanice BS směrem k terminálům UT. Použije-li se např. pro předkódování algoritmus MRT, potom v prostředí, kde existuje pouze šíření LOS, vytváří toto pole paprsek směřující svým maximem přímo na cílový terminál. Naproti tomu v mnohocestném prostředí, kde převládají složky NLOS, je zaměření vysílaného svazku na určitý přijímač komplikovanější. V tomto případě je vhodné směřovat daný svazek nikoliv přesně na cílový přijímač, nýbrž do geografického bodu, v němž se přicházející mnohocestné složky kombinují tak, aby byla zajištěna požadovaná funkce, tedy maximum SNR (MRT), nebo maximum SIR (ZF) apod. Tento složitý proces uspokojivě realizují různé konkrétní techniky, příbuzné s diverzitou MISO. Jednou z nich je např. formování svazku s časovou reverzací TRBF (Time Reversal Beam Forming), stále se ale zkoumají i další možné přístupy [8], [12].

Méně vhodné pro technologii masivní MIMO jsou také rádiové kanály, v nichž je počet objektů vyvolávajících šíření po více cestách (scatterers) malý v porovnání s počtem uživatelů K . Problémy způsobují také kanály různých uživatelů, které sdílejí společné rozptylující objekty apod. Situaci pak může zlepšit například rozptýlení základnových stanic do větší plochy [10].



Obr. 9. Část systému masivní MIMO pro trasu UL, ilustrující vznik kontaminace pilotních signálů; symbol \mathbf{h}_{iki} , značí kanálový vektor mezi k -tým uživatelem v i -té buňce, směrem k i -té základnové stanici BS, obdobný význam mají i ostatní zakreslené kanálové vektory.

Slabiny současných buňkových standardů

Nejprogresivnější současné buňkové standardy LTE-A/B čtvrté generace (4G) nelze z celé řady důvodů optimálně adaptovat na technologii masivní MIMO, ač by to bylo vzhledem k jejich postupné dominanci v buňkových sítích výhodné. U těchto standardů je například využívána „zprostředkovaná“ informace o stavu kanálu. Ta se získává tak, že stanice BS vysílá směrem k terminálům UT referenční signály ve formě několika fixních anténních svazků, určitý terminál informuje zpětně BS o svazku, jež je v jeho lokalitě nejsilnější, a BS v tomto svazku začne vysílat jemu určená data.

Naproti tomu v systému masivní MIMO stanice BS musí získávat daleko přesnější odhad informace CSI, což je možné jen na základě přímého měření. S tímto pracovním módem se však ve standardu LTE nepočítalo a nelze ho ani dodatečně přímo implementovat. Nehledě na tyto problémy je možnost alespoň částečného nasazení technologie masivní MIMO v systémech 4G v současné době intenzivně studována. Důsledné zavedení technologie masivní MIMO do praxe však vyžaduje zcela nový standard pro rádiové rozhraní, který přinese až pátá generace (5G). Ten potom otevře cestu do praxe i novým anténním technologiím.

Další otevřené problémy ve vývoji systémů masivní MIMO

Aby byl využit naplno potenciál, který v sobě systémy MIMO skrývají, je nezbytné vyřešit - vedle výše uvedených problémů - ještě řadu dalších otázek. U systému LTE/4G stále ještě podstatná část terminálů využívá starší frekvenční duplex FDD, který má vůči TDD některé specifické výhody (menší latenci a jiné). Bylo by proto výhodné využít velice účinnou technologii masivní MIMO i v módu FDD, který bude určitě ještě provozován po řadu dalších let. Avšak problémy s datovým přetížením způsobeným přenosem informací CSI tomu zabraňují. Mezi další otevřené otázky také náleží například nutnost snížit nároky na výpočetní výkon některých bloků systému. Nezbytné bude také zvládnutí algoritmů s distribuovaným procesingem, otázky synchronizace anténních jednotek apod. V této oblasti mohou výzkumníci, ať již z akademické oblasti, nebo z průmyslu, najít mnoho nových témat pro svoji vědecko - výzkumnou činnost [10].

10 Závěr

Tento článek popisuje základní principy systémů s více anténami (MIMO) a jejich využití v rádiových buňkových sítích. Tyto systémy mohou, v porovnání s konvenčními systémy SISO s jedinou vysílací a jedinou přijímací anténou, podstatně zlepšit řadu parametrů. Zvětšování počtu antén u základního jednoúživatelského systému SU-MIMO a při provozu v kanálech s dobrou kondicí (s dostatečnými odstupy antén ve vysílači i v přijímači, s převládajícím mnohocestným šířením a velkém poměru SNR), zvyšuje u této techniky vůči SISO výrazně kapacitu (dosažitenou rychlost) i spolehlivost přenosu.

U mnohouživatelských systémů MU-MIMO, základnová stanice BS vybavená anténním polem s více anténami (u standardu LTE-A až osmi) může udržovat současně spojení s více uživatelskými terminály UT, z nichž každý vystačí s jedinou anténou. Při přirozeném prostorovém oddělení terminálů UT je možné vysílat z anténního pole stanice BS ke každému terminálu jeho data ve formě individuálního

směrového svazku. Potom ale mohou všechny terminály využívat stejné časově-frekvenční zdroje, tj. realizovat prostorový multiplex SDMA. To vede ke zvětšení celkové energetické i spektrální účinnosti systému a ke zvýšení spolehlivosti přenosu. Uvedené přednosti se projevují i u kanálů MU-MIMO, které nejsou v dobré kondici (obsahují složky šíření LOS apod.). Velkou předností technologie MU-MIMO je možnost aplikovat ve stanici BS jednoduché lineární procesní techniky (lineární kombinování na UL a lineární předkódování na DL). Technika MU-MIMO ale není škálovatelná, tedy neumožňuje výrazněji zvyšovat počty antén nad uvedené meze (na BS maximálně 8, na UT maximálně 4). V důsledku toho se zde realizace progresivních technik, jako jsou multiplex SDMA a další, setkává s obtížemi.

Poslední varianta systémů MU-MIMO, označovaná jako „masivní MIMO“, obsahuje v základnové stanici BS stovky až tisíce elementárních antén. Díky tomu je zde vyřešena většina problémů klasické varianty MU-MIMO. Dosahuje se zde doslova obrovského zvýšení energetické a spektrální účinnosti, robustnosti a spolehlivosti přenosu. Aplikace lineárních procesních technik je zde téměř bezproblémová, k jejich implementaci je potom možné využít v BS i v UT levné technologické vybavení.

Současné systémy masivní MIMO vykazují ovšem i určité nedostatky. Je to již výše zmíněné použití této technologie ve spojení s dosud značně rozšířeným frekvenčním duplexem FDD v sítích 4G, což je obtížné. V tomto případě totiž nezbytný přenos informace CSI způsobuje neúnosné zatížení rádiové přístupové sítě. Duplex TDD je pro masivní MIMO daleko vhodnější, i když se u něho zatím projevuje velká slabina v kontaminaci pilotních signálů. Na odstranění uvedených problémů se však intenzivně pracuje. Technologie masivní MIMO je ale zatížena také celou řadou mýtů. Je to např. přesvědčení, že je vhodná pouze pro milimetrová pásma a pro kanály s převládajícím mnohocestným šířením, že její úspěšné uplatnění vyžaduje na základnové stanici minimálně několik tisíců dílčích antén - při alespoň o řád menším počtu uživatelských terminálů apod. Všechny tyto domněnky jsou však chybné a neměly by bránit rozhodujícímu nástupu této vysoce progresivní technologie do praxe [10].

Literatura

- [1] Telatar, I. E. Capacity of the multiple antenna Gaussian channel. *European Transactions on Telecommunications*, 1999, vol. 10, no. 6, p. 585 - 595.
- [2] Tse, C., Wiswanath, P. *Fundamentals of Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [3] Marzetta, T. L. Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2010, vol. 9, no. 11, p. 3590 - 3600.
- [4] Rusek, F., Persson, D., Lau, B. K., Larsson, E. G., Marzetta, T. L., Edfors, O., Tufvesson, F. Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays. *IEEE Signal Process. Magazine*, Jan. 2013, vol. 30, no. 1, p. 40 - 46.
- [5] Ngo, H. Q. *Massive MIMO: Fundamentals and Systems Designs*. Dissertations No. 1643, Linköping University, 2015.
- [6] Pakdeejit, E., Ngo, H. Q. *Linear Precoding Performance of Massive MU-MIMO Downlink System*. M.S. thesis, Dept. Elect. Eng, Linköpings universitet, Sweden, 2013.

- [7] Lu, Lu et al. An Overview of Massive MIMO: Benefits and Challenges. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, October 2014, vol. 8, no. 5, p. 742 - 758.
- [8] Larsson, E. G., Edfors, O., Tufvesson, F., Marzetta, T. L. Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems. *IEEE Commun. Magazine*, February 2014, vol. 52, no. 2, p. 186-195.
- [9] Kobayashi, M. et al. Training and Feedback Optimization for Multiuser MIMO Downlink. *IEEE Trans. on Communication*, August 2011, vol. 59, no. 8, p. 2228 - 2240.
- [10] Björnson, E., Larsson, E. G., Marzetta, T. L. Massive MIMO: Ten Myths and One Critical Question. *IEEE Commun. Magazine*, February 2016, vol. 54, no. 2, p. 114-123.
- [11] Yang, S., Hanzo, L. Fifty Years of MIMO Detection: The Road to Large-Scale MIMOs. *IEEE Commun. Surveys & Tutorials*, September 2015, vol. 17, no. 4, p. 1941 – 1988.
- [12] Xu, G. et al., *Full-Dimension MIMO: Status and Challenges in Design and Implementation*. Samsung Electronics Co., Ltd., 2014.
- [13] Roy, S. *Two-Layer Linear Processing for Massive MIMO on the Titan MIMO Platform*. New Paper – Université de Sherbrooke, January 2015, p. 1 – 16.