

ИЗСЛЕДВАНЕ И АНАЛИЗ НА ШИРОКОЛЕНТОВИ ХИБРИДНИ БЕЗЖИЧНИ СИСТЕМИ ИЗГРАДЕНИ НА БАЗАТА НА МІМО ТЕХНОЛОГИИ

ас. д-р Росен Пасарелски – НБУ

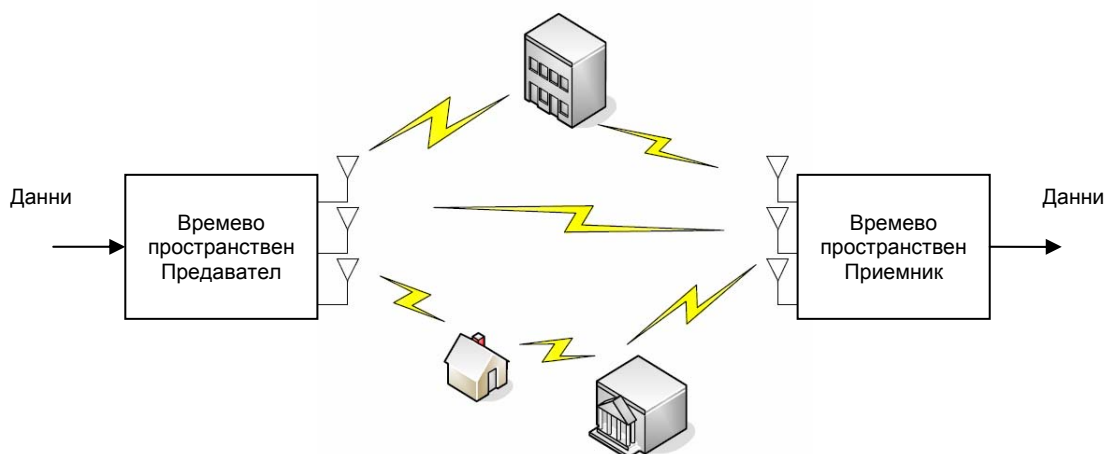
Въведение

За проектиране на хибридна радиосистема за пренос на данни ще бъде използвана технологията на адаптивните антенни системи и стандарт 802.11n на IEEE. Проектирането ще бъде предхождано от описание на многопотребителските хибридни радиосистеми, използващи технологията на адаптивните антенни системи – MIMO, ще бъдат направени анализи и обяснения защо се използва точно тази технология. Ще се засегнат нейните предимства и недостатъци. Ще бъдат направени изследвания и анализи на адаптивно ресурсното разпределение и дистрибуцията на мощност в горепосочените хибридни широколентови системи, които са пряко свързани с основните проблеми при тяхното внедряване.

1. Изследване и анализ на многопотребителски хибридни радиосистеми, използващи технологията на адаптивните антенни системи – MIMO

Антенната комуникационна система - MIMO интензивно е била изследвана в последните 10 години. Оборудвана с множество антени при предавателя и приемника, MIMO системата най-накрая започва напълно да използва пространството, с цел да се подобри предавателната сигурност и производителността на мрежата.

Нискочестотна Point-to-Point MIMO Система е показана на фиг. 4.1. В контраст с конвенционалната единична антенна система, безжичния MIMO канал, между комуникационната двойка, може да бъде представен като матрица. В среда, на която има голямо затихване и без директна видимост, всеки елемент в MIMO канала може да бъде моделиран като Гаусова случайна променлива. Това е резултат от Теоремата на Централната Граница.

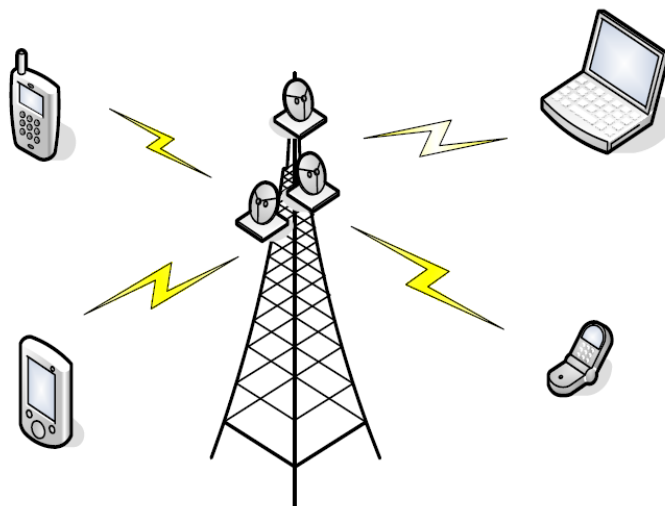


Фиг. 1 MIMO система от типа "точка до точка"

Този MIMO модел, "Лъчево-затихващ MIMO канал", е широко представян в литературата като модел за оценяване на производителността на системите.

Поради времевата променливост на безжичния канал, приемането на сигнала е възможно да е с ниско качество, когато в канала има затихване. Често използван метод за борба със затихването е употребата на разнообразие в комуникационната връзка. Беше предложена идея да се използват множество приемни антени, за да се експлоатира пространственото разнообразие. С оптимално комбиниране на приемните сигнали от множеството антени, надеждността на преноса може значително да се подобри. А с допълнителната свобода в пространствения домейн, мулти-антенна система може дори да предостави съпътстващ канален интерфейс. По-късно изследователи откриха, че ако антените са оборудвани и с приемници, и с предаватели, то броя на паралелните канали се увеличава и това води до увеличаване в спектралната производителност. Доказано е, че за Point-to-Point Лъчево затихващи канали, капацитета на MIMO каналите се променя линейно с най-малкия брой от приемно-предавателните антени с висок режим на SNR (Signal-Noise Ratio). Резултатите теоретично показват потенциала на MIMO система за подобряване на спектралната ефективност. Накратко MIMO технологиите дават възможността за разнообразие и мултиплексиране, за да се подобри надеждността на комуникацията и спектралната ефективност.

В многопотребителска широколентова MIMO радиосистема, показано на фиг. 2, базовата станция комуникира едновременно с много потребители.



Фиг. 2 Многопотребителска MIMO система

Както базовата станция така и потребителите са оборудвани с множество антени. Базовата станция се нуждае да разпредели ограничената предавателна мощност между потребителите, така че конкретната функция да може да стигне сумарния си капацитет. От теоретична гледна точка многопотребителската широколентова MIMO радиосистема е наречена MIMO излъчващ канал (BC). Въпреки че капацитетните резултати за система от вида "точка до точка" са

добре познати, съвсем наскоро беше открит капацитетния регион на многопотребителската MIMO система в Гаусен излъчвателен канал. MIMO BC капацитетния район е много труден за придобиване. Беше загатнато че MIMO BC капацитетния регион е постигнат с така нареченото Dirty paper coding (DPC) и в последствие бе доказано. Установено е, че има двойна взаимовръзка между MIMO BC капацитетен регион и MIMO с множествен достъп до канала (MAC) капацитетен регион. Общият капацитет, който е дефиниран като максималната агрегация на всички нива на пренос на данни на потребителите може да бъде получен като повтарящи се водно-пълнещи алгоритми.

Въпреки че сумарния капацитет на Гаусовата MIMO BC може да се постигне с DPC, практическата кодираща схема, която се опитва да използва сумарния капацитет на DPC, все още не може да се достигне. В последно време значителни усилия са направени в планирането на вградими алгоритми, за да се достигне сумарния капацитет на DPC. Предложените алгоритми са прекалено сложни и скъпи за имплементация. Предложена е алтернативна техника за широколентови многопотребителски MIMO системи с общото название Блокова Диагонализация (BD). С BD данните за всеки потребител са умножение с линейна прекодираща матрица преди да се предадат. Матрицата за всеки потребител лежи в нулевото пространство на всеки един потребителски канал. В последствие ако каналните стойности на всички потребители са познати в предавателя, тогава няма никаква интерференция при никой от приемниците, което създава проста приемаща структура. По този начин BD е потенциално реализируем прекодиращ метод за MIMO излъчващ канал. Тъй като сигналната ковариантна матрикуляция на BD като цяло не е оптимална за сумарния капацитет, то заслужава да бъде направено по задълбочено изследване на това колко е добро BD в сравнение с оптималния сумарен капацитет на DPC. В дисертацията аналитично ще сравня BD с DPC за даден набор от канали в Rayleigh /лъчево/ затихващи канали. В допълнение поради изискването от BD за нулев вътре-потребителски интерфейс, максималния брой на едновременно симулационно поддържани потребители е ограничен. Ще предложи два алгоритъма с ниска сложност с BD, за да се избегне оскъпяващо продължително изчисляване за оптималния потребителски набор.

2. Допускания при изследванията

- **Идеално канална информация за станцията на всички налични потребители в обсега на базовата станция.**

Статуса на потребителския канал е от изключителна важност за откриването на потребителското разнообразие в многопотребителска безжична MIMO система. В тази дисертация приемам, че потребителите идеално определят и отговарят на базовата станция с правилната им канална информация. Големината на върнатата информация увеличава големината на системната информация и най-вече в системи с множествени достъп като всеки потребителски канал е представен от матрица. Ограничено количество обратна информация или канално предсказване може да се използва, за да се предположи големината на върнатата информация. Пробивността на

многопотребителските системи с неперфектен канален статус все още интензивно се изследва.

- **Формула за продължителен канал на Шанон, като потребителска пробивна мярка**

В тази дисертация, капацитета на Шанън, който е продължителна функция се използва при пробивността на потребителите. Формулата на Шанън улеснява анализа на адаптивното ресурсно разпределяне и предлага достижима горна граница на пробивност. Съотношение между шум/сигнал може да бъде включено във формулата на Шанън, за да се моделира деградацията на нивото – сигнал/шум. Това се използва широко при стандартите за цифрови потребителски линии.

- **Установка с една клетка**

В тази дисертация се взема под внимание само ресурсното разпределение в установка с една клетка. От тук друго влияние на клетки не се моделира. За потребители в клетъчните краища, други клетъчни смущения няма да се пренебрегнат, тъй като има голям ефект върху съотношението канал-към-смущение-плюс-шум.

За да се планират потребители по краищата на клетката или при софтуерен хендвър се изисква или координатите на базовата станция или статична честота.

Няколко изследвания вече са били дискутирани - ресурсно разпределение в мулти-клетъчна среда или с вътре потребителска интерференция. Ресурсното разпределение в многоклетъчна среда е много по-сложно от тази в среда с една клетка. Алгоритмите за ресурсното разпределение дискутирано в тази дисертация може да бъде приложено за потребители, на които друго-клетъчна интерференция не надвишава сумата от количеството на допълнителния бял Гаусов шум.

- **Спектрална маскирана плътност с постоянна мощност**

Пълната предавателна мощност свободна в базовата станция обикновено е ограничена в мощността на спектрална маскирана плътност. Поради ограничената честотна лента, множество стандарти могат да съществуват едновременно в един и същ честотен диапазон. За да се намали влиянието върху други системи излъчената мощност бива ограничена от спектрална маскирана плътност дефинирана в стандартите. В тази дисертация ще използваме спектрална маскирана плътност с постоянна мощност за улеснение на анализите. Спектрална маскирана плътност с непостоянна мощност може да бъде включена в заданието, като се добавят различни мощностни ограничения на различните субканални.

- **Безкрайни остатъчни потребителски опашки**

Целта на ресурсното разпределение дискутирано в тази дисертация е да се максимизира пробивността като се вземат в предвид някои ограничения. Предполага се, че потребителските опашки са пълни с безкрайни остатъци. С други думи, когато даден потребител е записан за трансмисия той винаги има някаква информация за предаване. Въпреки, че практически предаването на информация от даден потребител е ограничено винаги има набор от потребители, които изискват възможност да комуникират. От тук алгоритмите за ресурсното разпределение представени тук може да бъдат приложени за тези активни потребители.

3. Адаптивно ресурсно преразпределение в многопотребителски OFDM системи с пропорционални ограничения в скоростта

Въведение

Ортогоналното честотно мултиплексно делене (OFDM) е обещаваща техника за следващото поколение от безжични комуникационни системи. OFDM разделя свободната честотна лента на N на брой ортогонални субканала. С добавянето на циклична представка (CP) на всеки OFDM символ, каналите изглеждат циркулярни ако дължината на CP е по-голяма от дължината на канала. По този начин всеки субканал може да бъде моделиран като времево-променлива полза плюс добавения бял Гаусов шум (AWGN). В допълнение подобро е бързото затихване допринесено от многоносещи OFDM системи. Множествен достъп също е възможен, защото субканалите са ортогонални.

Многопотребителското OFDM добавя множествен достъп до OFDM чрез разрешаване на определен брой потребители да споделят OFDM символа. Съществуват два класа разпределение на ресурсите: Фиксирано ресурсно разпределение и динамично такова. Схемите за фиксирано ресурсно разпределение, TDMA и FDMA, задават независими измерения един на друг - например времеви слот или субканал. Схемата за фиксирано ресурсно разпределение не е оптимална, тъй като е фиксирана без значение от статуса на канала. От друга страна динамичното ресурсно разпределение, разпределя адаптивно пространството между потребителите базирано на техните изгоди на канала.

Поради времево-променливата природа на безжичния канал, динамичното ресурсно разпределение използва многопотребителското разнообразие, за да достигне по-висока производителност. Два класа на оптимизационни техники са предложени в литературата за динамично многопотребителско OFDM: Гранично адаптивно (MA) и ставка адаптивно (PA). Задачата на MA е да достигне минималната цялостна предаваща мощност, като се вземе в предвид ограниченията на потребителския трансфер на данни или процентната битовата грешка (BER). Задачата на PA е да максимизира капацитета с минимално количество грешки и пълна предавателна мощност. Тези оптимизационни проблеми са нелинеарни и интензивно се търсят решения. Оптималното решение може да бъде постигнато с цялостно

програмиране. Но даже с цялостно програмиране сложността се увеличава експоненциално с броя на ограниченията и променливите.

Два РА оптимизационни проблеми са предложени в изследването. Предлагам ниво на максимизационен проблем. Доказвам, че сумарния капацитет се максимизира, когато всеки един субканал е прехвърлен на потребителя с най-добрата субканална полза и после мощността е разделена от водно-запъващия алгоритъм. Все пак равнопоставеността не се взема под внимание. Когато разликата от загубата по пътя измежду потребителите е голяма е възможно на потребители с по-големи канални ползи да бъдат разпределени повече ресурси т.е. субканални и мощност за голям период от време. Потребителите с по-ниски канални ползи може да не могат да получават информация, тъй като по голямата част от времето субканалите ще бъдат заети от потребители с по-големи канални ползи. В литературата е показано максимално-минималния проблем, където при максимизиране на най-лошия потребителски капацитет се осигурява това, че всички потребители да имат подобен трансфер на данни. Все пак максимално-минималният оптимизационен проблем може да осигури равнопоставеност между потребителите. В повечето безжични системи различните потребители имат нужда от различно предаване на информация, което може да бъде акомодирано като се разреши на потребителите да се записват за различни нива на услуги.

В различни изследвания се дискутира ресурсно разпределение с равнопоставеност чрез "глупави(статични)" антени. Те посочват, че в многопотребителски системи, каналното затихване може да бъде експонирано като източник на разнообразие т.е. многопотребителско разнообразие. Въпреки това в някои сценарии, поради ограничения в средата и бавната канална вариация, динамичния обхват от канални флукутации в интересуващата ни времева скала може да е малка.

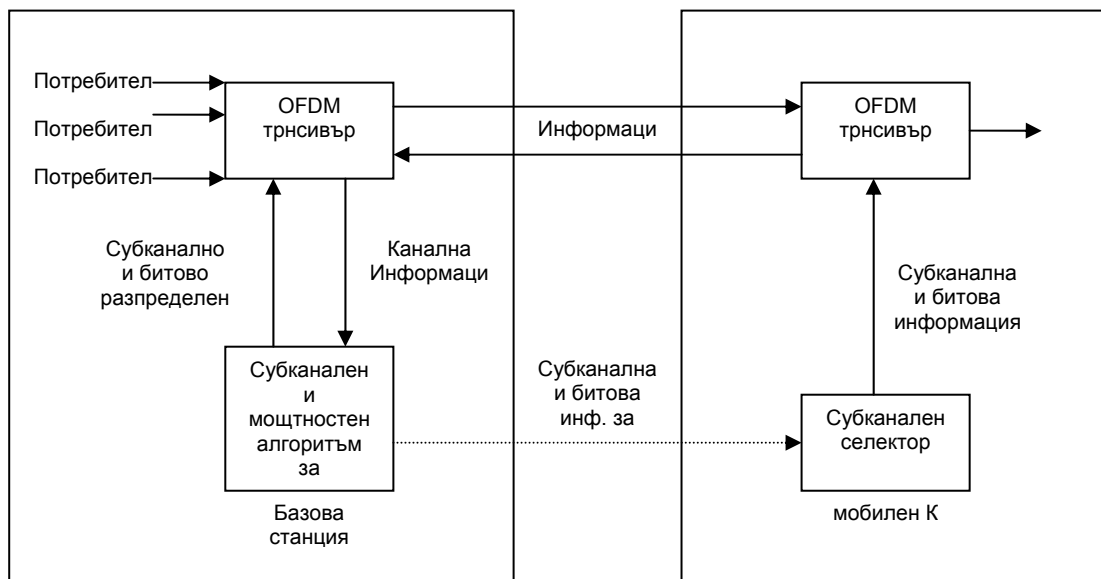
Пропорционално равнопоставените ресурси са добре изследвани в мрежовата литература. Там ресурсното разпределение обикновено се формулира като оптимизационен проблем, за да се максимизира определена допълнителна функция, като се има в предвид ограниченията на ресурсите. Счита се, че вектора на мерките е пропорционално равен ако излъчим събираемостта от пропорционалните промени между тях и всеки друг вектор на възможни мерки е не позитивен.

В част от изследването се формулира нов оптимизационен проблем, който балансира размяната между капацитет и равнопоставеност. Главната функция е все още сумарния капацитет, но пропорционално нивата на потребителска информация са осигурени, като се наложи набор от нелинеарни ограничения в оптимизационния проблем. В контраст на дефиницията от пропорционално равнопоставеност, където се сравнява сумарното на пропорционалните промени на два вектора от изпълнимите скорости аз включвам набор от системни параметри в проблема, такива че отношението на потребителските скорости стриктно следват набора от системни параметри след ресурсното разпределение. От тук пропорционалността сравнява скоростите на потребителите с набор от системни параметри, вместо с друг възможен набор от скорости на други потребители в мрежата. Този набор от системни

параметри може да бъде определен по различни начини - например чрез сервизни приложения. От тук чрез промяна на набора от пропорционални параметри могат да се достигнат различни сервизни привилегии. Но докато голям брой канални флукутации са нарочно създадени от "глупавите" антени пропорционално равенство в разпределението на ресурсите в предложението алгоритъм, задържа пропорционалните зависимости между потребителите за всяка канална реализация, което осигурява скоростите на различни потребители да бъдат пропорционални във всеки един момент.

4. Системен модел на многопотребителска OFDM система

Системен модел



Фиг. 3 Многопотребителска OFDM система - блокова диаграма

Многопотребителска OFDM система е показана на Фиг. 3. В базовата станция цялата канална информация е изпратена на субканала и алгоритъмът за разпределението на мощността е изпратен чрез канали за обратна връзка от всички потребители. Схемата за разпределението на ресурсите направена от алгоритъма се предава на OFDM трансмитера. Трансмитера избира различен брой битове от различни потребители за да формира OFDM символ. Схемата за ресурсно разпределение се опреснява, толкова бързо, колкото бързо се събира канална информация. В тази част се смята, че е налице идеална моментна канална информация в базовата станция и се разглежда само излъчващия сценарий. Също се предполага че субканалите и битовото разпределение е изпратено на всеки потребител чрез отделен канал.

В частта се предлага пълен брой потребители K в системата, които споделят N на брой субканални, с ограничена пълна предаваща мощност P_{total} . Целта е да се оптимизира субканала и разпределението на мощността по начин, по който да се достигне минимален брой грешки при пълно мощностно ограничение. Равно претегления сумарен капацитет е адаптиран като главна функция, но идеята за пропорционално равенство е представено в системата чрез добавяне на набор от нелинейни ограничения. Ползата от пропорционалното равенство е, че отношението между потребителите може да бъде изключително контролирано, за да посрещне изискванията на всеки потребител като му се предостави достатъчно предаваща мощност.

Математически оптимизационния проблем засегнат в тази част от изследването е формулиран като (4.1).

$$\max_{P_{k,n}, \rho_{k,n}} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \frac{\rho_{k,n}}{N} \log_2 \left(1 + \frac{P_{k,n} h_{k,n}^2}{N_0 \frac{B}{N}} \right) \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N P_{k,n} &\leq P_{total} \\ P_{k,n} &\geq 0 \text{ за всяко } k, n \\ \rho_{k,n} &= \{0, 1\} \text{ за всяко } k, n \\ \sum_{k=1}^K \rho_{k,n} &= 1 \text{ за всяко } n \\ R_1 : R_2 : \dots : R_K &= \gamma_1 : \gamma_2 : \dots : \gamma_K \end{aligned}$$

където K е целия брой потребители, N е пълния брой субканални N_0 е мощността на спектралната плътност с добавения Гаусов шум; B P_{total} са цялата свободна честотна лента и мощност, респективно $P_{k,n}$ е мощността разпределена за потребител k в субканал n ; $h_{k,n}$ е каналната полза за потребител k в субканал n ; $\rho_{k,n}$ може да бъде със стойност 1 или 0 което идкира дали субканала n се използва или не. Четвъртото ограничение показва, че всеки субканал може да бъде използван само от един потребител. Капацитета за потребител k означен като R_k е дефинирано като:

$$R_k = \sum_{n=1}^N \frac{\rho_{k,n}}{N} \log_2 \left(1 + \frac{P_{k,n} h_{k,n}^2}{N_0 \frac{B}{N}} \right) \quad (4.2)$$

$\{\gamma_i\}_{i=1}^K$ е набор от предварително определени стойности които са използвани, за да се осигури пропорционална равнопоставеност между потребителите -
 Равенството е дефинирано като:

$$F = \frac{\left(\sum_{k=1}^K \gamma_k \right)^2}{K \sum_{k=1}^K \gamma_k} \quad (4.3)$$

с максимална стойност от 1 да бъде най-равноправния случай, в който всички потребители ще достигнат един и същ трансфер. Когато всички γ_i са равни целта на функция 4.1 е подобна на целта във функцията на проблема минимум-максимум, тъй като максимизирайки сумарния капацитет, докато правим всички R_k равни, то е еквивалентно да се максимизира най-лошия потребителски капацитет. От тук е специален случай от предложението проблема с ограничения-равноправие.

4.1.4 Оптимално субканално разпределение и дистрибуция на мощността

Оптимизационния проблем в (4.1) е много труден за решаване. Той включва, както продължителни променливи $R_{k,n}$ така и бинарни променливи $\rho_{k,n}$. Такъв проблем с оптимизация се нарича бинарно цялостен програмен проблем. Нелинейните ограничения в (4.1) увеличават трудността с намиране на оптималното решение, защото възможния набор не е изпъкнала функция.

В системи с K потребители и N субканали има KN възможни субканални разпределения, тъй като се предполага, че нито един субканал може да бъде използван от повече от един потребител. За определени субканални разпределения оптималното дистрибутиране на мощност може да се използва да максимизира общия капацитет, докато поддържа пропорционално равноправие. Оптималния метод за разпространяване на мощност е обяснен в следващата секция. Максималния капацитет на всички KN схеми за разпределение на субканали е глобалния максимум и кореспондиращото разпределение на субканала и дистрибуцията на мощност, което е схемата за оптимално разпределение на ресурсите. Все пак е недопустимо да се намира глобален оптимизатор, само за да се намали значително сложността, докато все още може да се доставя производителност близка до глобалния оптимум.

Алтернативен подход да се направи оптимизационния проблем в (4.1) по лесен за решаване е да се намалят ограниченията за това, че каналите могат да бъдат използвани само от един потребител. По този начин $\rho_{k,n}$ се интерпретира като споделящ фактор от потребители k до субканал n , който

може да бъде всякаква стойност на полуотворен интервал от $(0,1]$. Оптимизацията в (4.1) може да бъде трансформирана в:

$$\min_{P_{k,n}, \rho_{k,n}} - \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \frac{\rho_{k,n}}{N} \log_2 \left(1 + \frac{P_{k,n} h_{k,n}^2}{\rho_{k,n} N_0 \frac{B}{N}} \right) \quad (4.4)$$

$$\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N p_{k,n} \leq P_{total}$$

$$p_{k,n} \geq 0 \text{ за всяко } k, n$$

$$\rho_{k,n} = \{0, 1\} \text{ за всяко } k, n$$

$$\sum_{k=1}^K \rho_{k,n} = 1 \text{ за всяко } n$$

$$R_1 : R_2 : \dots : R_K = \gamma_1 : \gamma_2 : \dots : \gamma_K$$

Това е оригиналният проблем с максимизирането и той се трансформира в минимизиран проблем. В третото ограничение на $\rho_{k,n}$ не се разрешава да бъде 0 тъй като основната функция не е дефинирана за $\rho_{k,n} = 0$. Въпреки това

когато $\rho_{k,n}$ е близо до 0, $\frac{\rho_{k,n}}{N} \log_2 \left(1 + \frac{P_{k,n} h_{k,n}^2}{\rho_{k,n} N_0 \frac{B}{N}} \right)$ също достига 0. Затова

естеството на главната функция остава непроменено като изключва случая $\rho_{k,n} = 0$.

Желано състояние на главната функция в (4.4) е това да бъде изпъкнала за набора дефиниран от първите две ограничения. Такава оптимизация на проблемите изисква линеаризация на нелинеарните ограничения. Процедурата по линеаризация може да доведе до решение, което е малко в страни от допустимото, дефинирано в набора от нелинеарни ограничения. Винаги има размяна между задоволяване на ограниченията и подобрение на главната функция. Все още е трудно да се намери и оптималното решение. Поради тези причини аз предлагам субоптимална техника в следващата секция.

4.1 Субоптимално субканално разпределение и мощностна дистрибуция

В идеалният случай субканалите и мощността трябва да бъдат разпределени еднакво, за да се постигне оптимално решение в (4.1). Но това съдържа

недопустим изчислителен товар в базовата станция в случая, за да се достигне оптимално разпределение. Освен това базовата станция трябва бързо да изчисли оптимален субканал и мощностно разпределение, както и промени в безжичния канал. От тук субоптималните алгоритми с по-малка комплексност и имплементация, със забавяне на чувствителността, са предпочитани. Разпръсквайки субканала и мощността е начин да се намали сложността, защото броя от променливи в главната функция е почти на половина намален. В следващата секция се дискутира схемата за субканално разпределение. Представя се оптимален начин за дистрибуция на мощност в определен субканал.

Субоптимално субканално разпределение

В тази секция е представен алгоритъма за субоптималното субканално разпределение. В алгоритъмът равната мощностна дистрибуция е преразположена по всички субканални. Зависимостта канал-шум за потребител k

в субканал n е дефинирано като $H_{k,n} = \frac{h_{k,n}^2}{N_0 \frac{B}{N}}$ и Ω_k набора от субканални

отредени за потребител k . Алгоритъмът може да бъде описан като

1. Инициализация

Определете $R_k = 0$, $\Omega_k = \emptyset$ за $k=1,2,\dots,K$ и $A = \{1,2,\dots,M\}$

2. За $k=1$ до K

(а) да се намери n удовлетворяващо $|H_{k,n}| \geq |H_{k,j}|$ всички $j \in A$

(б) нека Ω_k и да се обнови R_k според (4.2)

3. Докато A различно \emptyset

(а) намерете k удовлетворяващо $R_k |y_k| \leq R_i |y_i|$ за всички $i, 1 \leq i \leq K$

(б) за намереното k намерете n удовлетворяващо $|H_{k,n}| \geq |H_{k,j}|$ всички $j \in A$

(с) за намереното k и n нека $\Omega_k = \Omega_k \cup \{n\}$, $A = A - \{n\}$ и да се обнови R_k според (4.2)

Принципът на субоптималния субканален алгоритъм е за всеки потребител да използва субканалите с високо канал-шум отношение, колкото може повече. Във всяко повторение потребителя с най-малко пропорционален капацитет има възможността да избере кой субканал да използва. Субканалното разпределение е субоптимално, защото равната дистрибутивна мощност във всички субканални е предположена. След субканалната алокация само груба пропорционална равноправност е достигната. Целта на максимизиране на сумарния капацитет, докато поддържа пропорционално равенство достигнато от разпределение на мощността, е показано в следващата секция.

Оптимална дистрибуция на мощността за фиксирано субканално разпределение

За точно определен субканал оптимизационния проблем формулиран като:

$$\max_{P_{k,n}, \rho_{k,n}} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \frac{\rho_{k,n}}{N} \log_2 \left(1 + \frac{P_{k,n} h_{k,n}^2}{N_0 \frac{B}{N}} \right) \quad (4.5)$$

$$\sum_{k=1}^K \sum_{n \in \Omega_k} p_{k,n} \leq P_{total}$$

$$p_{k,n} \geq 0 \text{ за всяко } k, n$$

$$\Omega_k \text{ са разделени за всяко } k$$

$$\Omega_1 \cup \Omega_2 \cup \dots \cup \Omega_K \subseteq \{1, 2, \dots, N\}$$

$$R_1 : R_2 : \dots : R_K = \gamma_1 : \gamma_2 : \dots : \gamma_K$$

Където Ω_k е набора от субканални за потребител k и Ω_k и Ω_l са взаимно изключващи когато $k \neq l$.

Оптимизационния проблем в (4.5) е еквивалентен за намиране на максималното от следващите функции

$$L = \sum_{k=1}^K \sum_{n \in \Omega_k} \frac{1}{N} \log_2 (1 + p_{k,n} H_{k,n}) + \lambda_1 \left(\sum_{k=1}^K \sum_{n \in \Omega_k} p_{k,n} - P_{total} \right) + \sum_{k=2}^K \lambda_k \left(\sum_{n \in \Omega_1} \frac{1}{N} \log_2 (1 + p_{1,n} H_{1,n}) - \frac{\gamma_1}{\gamma_k} \sum_{n \in \Omega_k} \frac{1}{N} \log_2 (1 + p_{k,n} H_{k,n}) \right) \quad (4.6)$$

Където $\{\lambda_i\}_{i=1}^K$ са множества на Лагранж (Lagrangian). След диференцирането (4.6) по отношение на $p_{k,n}$ и приравняване на всеки дериват към 0 може да се достигне до

$$\frac{\partial L}{\partial p_{1,n}} = \frac{1}{N \ln 2} \frac{H_{1,n}}{1 + H_{1,n} p_{1,n}} + \lambda_1 + \sum_{k=2}^K \lambda_k \frac{1}{N \ln 2} \frac{H_{1,n}}{1 + H_{1,n} p_{1,n}} = 0 \quad (4.7)$$

$$\frac{\partial L}{\partial p_{k,n}} = \frac{1}{N \ln 2} \frac{H_{k,n}}{1 + H_{k,n} p_{k,n}} + \lambda_1 - \lambda_k \frac{\gamma_1}{\gamma_k} \frac{1}{N \ln 2} \frac{H_{k,n}}{1 + H_{k,n} p_{k,n}} = 0 \quad (4.8.)$$

Дистрибуция на мощност за един потребител

В тази секция оптималната дистрибуция на мощността за един потребител k се отклонява.

От двете 4.7. и 4.8 при известни условия може да се постигне:

$$\frac{H_{k,m}}{1 + H_{k,m} p_{k,m}} = \frac{H_{k,n}}{1 + H_{k,n} p_{k,n}} \quad (4.9)$$

За $m, n \in \Omega_k$ and $k=1, 2, \dots, K$. Без загуба на общото И предполагам, че $H_{k,1} \leq H_{k,2} \leq \dots \leq H_{k,N_k}$ за $k=1, 2, \dots, K$ и N_k е брой на субканалите в Ω_k . От тук 4.9 може да бъде записано като

$$P_{k,n} = P_{k,1} + \frac{H_{k,n} - H_{k,1}}{H_{k,n} H_{k,1}} \quad (4.10)$$

За $n = 1, 2, \dots, N_k$ and $k = 1, 2, \dots, K$. Уравнение 4.10 показва разпределението на мощността за един потребител k в субканал n . Повече мощност ще бъде сложена субканалите с по-високо съотношение канал-шум. Това е т.нар water-filling алгоритъм в честотния домейн.

Дефинирайки $P_{k,tot}$ като пълно мощностно разпределение за потребители k и използвайки 2.0 $P_{k,tot}$ може да се изрази като :

$$P_{k,tot} = \sum_{n=1}^{N_k} P_{k,n} = N_k P_{k,1} + \sum_{n=2}^{N_k} \frac{H_{k,n} - H_{k,1}}{H_{k,n} H_{k,1}} \quad (4.11)$$

За $k = 1, 2, \dots, K$

Дистрибуция на мощността между потребителите

Когато набора $\{P_{k,tot}\}_{k=1}^K$ се знае, разпределението на мощността може да се определи по формула 4.10 и 4.11. Пълното ограничение в мощността и ограниченията в капацитетно отношение в 4.5 са за да се получи $\{P_{k,tot}\}_{k=1}^K$. С

формули 4.9 и 4.11 ограниченията в капацитетно отношение могат да бъдат изразени като.

$$\begin{aligned} & \frac{1}{\gamma_1} \cdot \frac{N_1}{N} \left(\log_2 \left(1 + H_{1,1} \frac{P_{1,tot} - V_1}{N_1} \right) + \log_2 W_1 \right) \\ &= \frac{1}{\gamma_k} \cdot \frac{N_k}{N} \left(\log_2 \left(1 + H_{k,1} \frac{P_{k,tot} - V_k}{N_k} \right) + \log_2 W_k \right) \end{aligned} \quad (4.12)$$

За $k = 2, 3, \dots, K$ където V_k и W_k са дефинирани като

$$V_k = \sum_{n=2}^{N_k} \frac{H_{k,n} - H_{k,1}}{H_{k,n} H_{k,1}} \quad (4.13)$$

и

$$W_k = \left(\prod_{n=2}^{N_k} \frac{H_{k,n}}{H_{k,1}} \right) \quad (4.14)$$

За $k = 1, 2, \dots, K$

Добавяме ограниченията в капацитетно отношение

$$\sum_{k=1}^K P_{k,tot} = P_{total} \quad (4.15)$$

Решаването на набора от функции доставя схема за оптимално разпределение на мощността. Уравненията са в общия случай нелинейни. Повтарящите се методи, такива като на Нютън-Рафсон или Куаси-Нютън, може да се използват, за да се намери решение в определено количество от изчислителен метод. В метода на Нютън-Рафсон изчислителната сложност основно идва от всяка повторяемост показана като $O(K)$. При определени условия оптималното или близо оптималното решение е да се избере набор нелинейни уравнения намерени в една повторяемост. Анализират се два специални случая:

- **Линеен случай**

Ако $N_1:N_2:\dots:N_K = \gamma_1:\gamma_2:\dots:\gamma_K$ то набора от уравнения (4.12) и (4.15) може да бъде трансформиран в набор от линейни уравнения като следват:

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & a_{2,2} & \dots & 0 \\ 7 & 7 & 9 & 7 \\ 1 & 0 & \dots & a_{K,K} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{1,tot} \\ P_{2,tot} \\ 7 \\ P_{K,tot} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{total} \\ b_2 \\ 7 \\ b_K \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Където

$$a_{k,k} = -\frac{N_1 H_{k,1} W_k}{N_k H_{1,1} W_1} \quad (4.17)$$

$$b_k = \frac{N_1}{H_{1,1} W_1} (W_k - W_1 + \frac{H_{1,1} V_1 W_1}{N_1} - \frac{H_{k,1} V_k W_k}{N_k}) \quad (4.18)$$

За $k=2,3,\dots,K$. Матрицата от $\{a_{i,i}\}_{i=2}^K$ в (4.16) има само ненулеви елементи на първия ред и първа колона и основния диагонал. Замествайки решението в (4.16) може да бъде постигнато с оптимално изчислителна сложност на $O(K)$.

- **Случай на отношение Канал-Шум**

В адаптивната модулация линейните условия рядко се случат и набора от уравнения остава нелинеарен което изисква значително повече изчисления за да се реши. Ако отношението Канал-Шум е голямо приближения могат да бъдат направени, за да се намали трудността на проблема.

Първо се взема предвид (4.13), в което V_k може да бъде сравнително малко сравнено с $P_{k,tot}$ ако отношението на канал-шум е високо. Ако адаптивните субканални са използвани най-добрите от тях ще бъдат избрани и те имат сравнително малки разлики. Така първото приближение е $V_k = 0$.

Второ, приемаме че базовата станция може да достави голяма мощност и отношението канал-шум да е високо, в този случай $H_{k,1} P_{k,tot} / N_k$ е много по-голямо от 1. С уточненията 4.12 може да бъде прередено и улеснено:

С уточненията 4.12 може да бъде прередено и улеснено:

$$\left(\frac{H_{1,1} W_1}{N_1} \right)^{\frac{N_1}{\gamma_1}} (P_{1,tot})^{\frac{N_1}{\gamma_1}} = \left(\frac{H_{k,1} W_k}{N_k} \right)^{\frac{N_k}{\gamma_k}} (P_{k,tot})^{\frac{N_k}{\gamma_k}} \quad (4.19)$$

Където $k=2,3,\dots,K$.

Замествайки (4.19) в (4.15) може да бъде направено едно уравнение променлива $P_{k,tot}$ по този начин

$$\sum_{k=1}^K c_k (P_{1,tot})^{d_k} - P_{total} = 0 \quad (4.20)$$

Където

$$c_k = \begin{cases} 1 & \text{ако } k = 1 \\ \left(\frac{H_{1,1}W_1}{N_1} \right)^{\frac{N_1\gamma_k}{N_k\gamma_1}} \frac{H_{k,1}W_k}{N_k} & \text{ако } k = 2, 3, \dots, K \end{cases} \quad (4.21)$$

и

$$d_k = \begin{cases} 1 & \text{ако } k = 1 \\ \frac{N_1\gamma_k}{N_k\gamma_1} & \text{ако } k = 2, 3, \dots, K. \end{cases} \quad (4.22)$$

Нумерологичните алгоритми, такива като Нютоновият метод за намиране на корена или метода на грешната позиция може да бъдат приложени, за да се намери нулата в (4.20).

Съществуване на схемата за разделяне на мощността

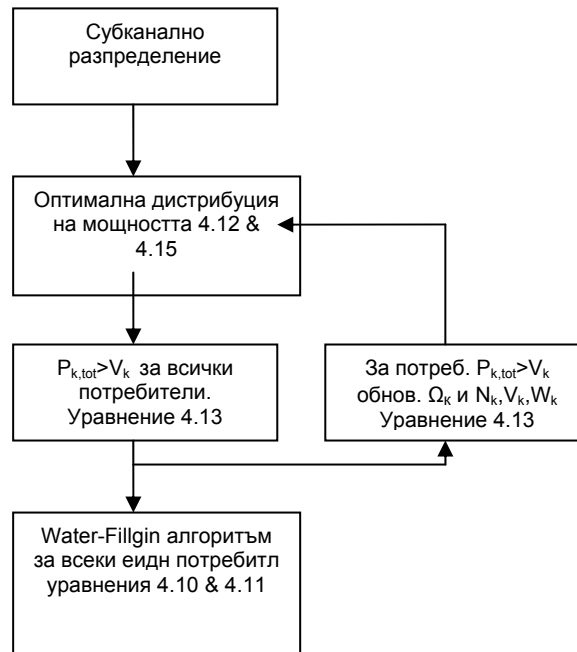
Решение за разпределение на мощността за един потребител

За определен потребител k яма нужда от разпределение на мощността ако $V_k > P_{k,tot}$. Тази ситуация може да е случи, когато един субканал е разпределен на потребител, който няма висока производителност в този субканал. Водно-запълващия алгоритъм по скоро ще спре да използва този субканал. В такъв случай набора от Ω_k , както кореспондиращите стойности на N_k , V_k и W_k трябва да се обновят и алгоритъма за мощността трябва да се стартира отново, както е показано във фигура 4.4

Решение за разпределение на мощността за повече от един потребител

В случай, че отношението канал-шум е високо има само едно решение на (4.20) тъй като всеки елемент в събирането монотонно се увеличава и 4.20 постига различни резултати в $P_{1,tot} = 0$ и $P_{1,tot} = P_{total}$.

Сложността на намиране на решение на първо място ще се разчита на избора на числен алгоритъм и точност, изисквана в резултатите.



Фиг. 4.4: Алгоритъм за разпределение на ресурсите

След като $P_{1,tot}$ е установено, $\{P_{k,tot}\}_{k=2}^K$ може да бъде изчислена като се използва (4.19). Тогава схемата за общата мощност за разпределение може да бъде определена от (4.10) и (4.11). По принцип, може да бъде доказано, че трябва да има един оптимален субканал и схема за разпределение на мощността, която отговаря на пропорционалното равенство общата мощност ограничения. Оптималната схема, трябва да използва всички налични власт. Няколко факти водят до горното заключение. Първо, за определен потребител, капацитета на потребителя е максимизиран, ако water-filling алгоритъма е приет. Капацитетната функция е непрекъсната по отношение на общата мощност на разположение на този потребител. С други думи, $RK(P_k;tot)$ е продължително $sPK;tot$. На второ място, ако схемата за оптималното разпределение не използва всички налични предавателна мощност, винаги има начин за преразпределяне на неизползваната мощност между потребителите, като същевременно се запази съотношението на ограничения капацитет, тъй като $RK(P_k;tot)$ е постоянен с $P_k;tot$ за всички K .

Така сумарния капацитет е увеличен допълнително. В Newton-Raphson метод, описан в допълнение Б констатира $Pk;tot$, без да се взема предвид ограничения за $Pk;tot$, т.е. $Pk;tot > Vk$ for $k = 1; 2; \dots; K$. Ако Newton-Raphson метода връща, неосъществимо $Pk;tot$, набора Ω_k и свързаните с тях Nk , Vk , и Wk ще трябва да бъде актуализиран. В Newton-Raphson метод трябва да се извършва, докато всички $Pk;tot > Vk$.

Комплекси анализи

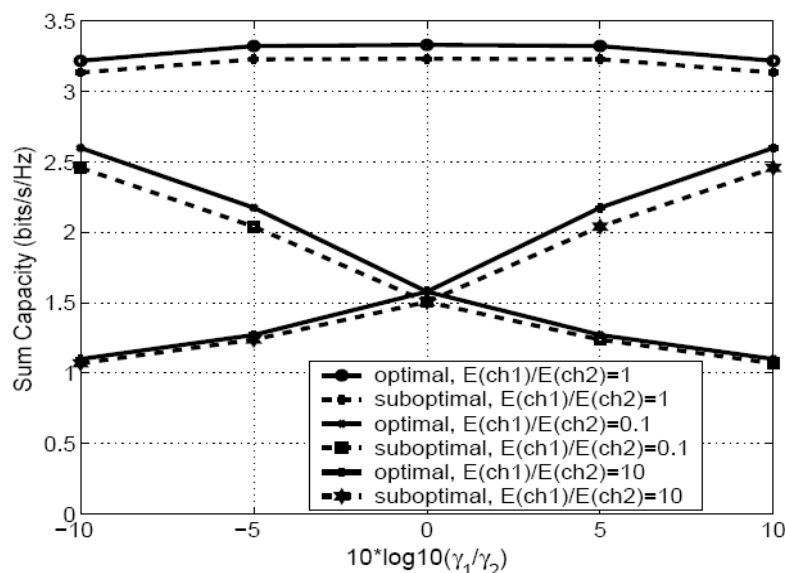
Най-добрата схема за разпределение на субканалите може да бъде намерена чрез интензивно търсене; т.е. всяко разпределение на субканалите, би противоречало на алгоритъма за оптималното мощностно разпределение показано на Фиг. 4., който има изчислителната комплексност на $O(K)$. В K-потребителска N-субканална система, е недопустимо намирането на глобална оптимална, тъй като са възможни K^N субканални разпределения. Сложността на предложеният алгоритъм се състои от две части: субканално разпределение със сложността на $O(KN)$ и разпределение на мощността на $O(K)$.

Числени резултати

В тази секция са представени резултати от симулация, която показва ефективността на предложените алгоритми за разпределение на ресурсите. Размяната на разстояние между сумарния капацитет и равенствовите ограничения също са илюстрирани.

Във всички симулации, представени в тази секция, безжичния канал е моделиран като честотно-селективен канал, състоящ се от шест независими Лъчево затихващи multipaths. Всеки multipath компонент е моделиран от flat-fading модела на Кларк. Приема се, че мощностно забавящия профил е експоненциално отпадащ с e^{-2l} , където l е индекс за multipath. Следователно, относителната сила на шестте multipath компоненти са [0; -8.69; -17.37; -26.06; -34.74; -43.43] dB. Общият наличен честотен обхват и предаващата мощност с респективно 1MHz и 1W.

Система, с двама потребители и десет субканала



Фиг.5 Оптималните срещу субоптималните адаптивно разпределени ресурси в двойно-потребителска десет-субканална система

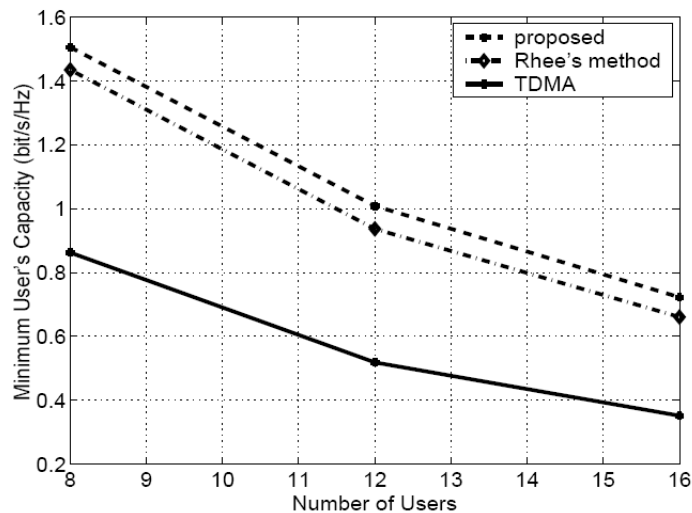
На Фиг. 5 е показана сумата на капацитета на двойно-потребителска десет-субканална система срещу γ_1/γ_2 , от които може да бъде изчислен индекса на равноправие. Плътноста на спектъра на AWGN мощността е -70 dBW / Hz. Субканалните и оптималните резултати са планувани. Малък брой потребители и субканални се използват с цел да се намали времето за намиране на оптимално решение. Суманите капацитети показани на Фиг. 4.5 са осреднени с над 200 канални реализации. Фиг. 4.5 показва, че сумарния капацитет не е особено чувствителен към отношението ограничение-равноправност γ_1/γ_2 , когато няма загуби между двама потребители. Въпреки това, когато съществува загуба, например 10 dB, сумарния капацитет варира значително относно нивото на ограничение-равноправност. Така например, когато осреднената канална мощност на потребител 1, обозначени като $E(\text{ch1})$, е 10 dB по-висока от средната стойност на каналната мощност на потребител 2, обозначени като $E(\text{ch2})$, сумарния капацитет намалява, както γ_1/γ_2 намалява. Причината за това е, че като γ_1/γ_2 намалява, то повече приоритет е възложен на потребител 2. Оттук на потребител 2 ще бъде назначена по-голямата част от наличните ресурси, т.е. мощност и честотен обхват, който впоследствие намалява сумарния капацитет, тъй като средната канална мощност на потребител 2 е с 10 dB по-ниска от тази на потребител 1.

От Фиг. 4.5 предложеният метод постига около 95% от оптималната ефективност в система, с двама потребители и десет субканала. Макар и в реално клетъчна безжична локална мрежа, броят на потребителите и субканалите да е много по-голям, все още се очаква предложеният метод да е близък до оптималния, защото субканалният алгоритъм е проектиран за използване на субканални с колкото е възможно по-голямо отношение канал-шум, и дистрибутивната мощност винаги е оптимална за всеки определен субканал.

Сравнение с максимална равнопоставеност

Целта е да се увеличи минималният потребителски капацитет. С поставяне $\gamma_1/\gamma_2 \dots : \gamma_k = 1:1 \dots :1$, целта е да се оптимизира проблема показан в предходната секция, който също така е идентичен с този, тъй като най-лошият потребителски капацитет е максимизиран, когато всички потребители имат еднакви възможности и сумарният капацитет е максимизиран. Ето защо, проблемът е специален случай на рамката, представени в тази част на дисертацията. В симулациите в тази секция, най-лошият потребителски капацитет ще се сравнява. По напред в докторската работа бе предложен един възможен алгоритъм, за да се постигне близко до оптимално използване на капацитета за адаптивно субканално разпределение, но се приема, че има равно разпределение на мощността. Когато броят на потребителите се увеличава, равното разпределение на мощността не изравнява капацитета на всеки потребител. Чрез прехвърляне на правомощия от страна на потребителите с висок капацитет на потребители с нисък, най-лошият

потребителски капацитет може даже да се увеличи. За целите на сравнението, използвам един възможен алгоритъм, който е специален случай на алгоритъма на субканално разпределение, за да се разпределят първо субканалите и тогава да се приложи схемата за разпределение на оптималната мощност, предложена в предходната секция. И двете адаптивни схеми са сравнени с TDMA схема за ресурсно разпределяне. Безжичния канал е моделиран, както преди, а цялата предавателна мощност в базовата станция е 1 W. Плътноста на спектралната мощност с добавения Гаусов бял шум е -80 dBW / Hz и общата ширина на честотната лента е от 1 MHz, разделена на 64 субканала. Максималната разлика в загуби е 40 dB, както се взема в предвид и неравномерно разпределение на потребителите. В тази част симулацията ще обхваща субканали с високо ниво на SNR.

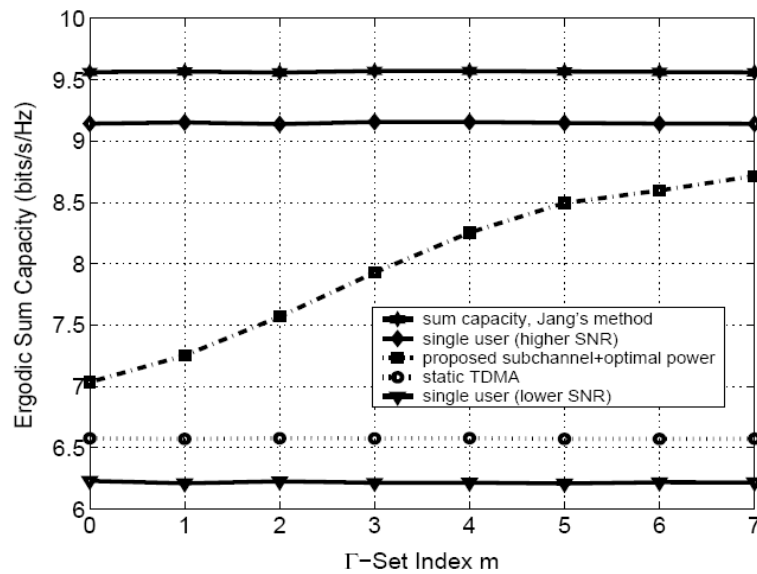


Фиг. 6 Минимален потребителски капацитет към брой потребители

Фиг. 6 показва капацитета срещу броя на потребителите в OFDM система. От Фиг. 6 адаптивното разпределяне на ресурсите може да постигне значителна капацитетна "печалба" при не адаптивни TDMA системи. Също така на адаптивната схема с оптимално разпределение на мощността се постига дори по-висок капацитет от схемата с равна дистрибуция на мощността. Забележете, че тази капацитетна "печалба" е от оптималното разпределение на мощностния алгоритъм, тъй като и двата адаптивни алгоритъма за разпределение на ресурсите приемат едно и също субканално разпределение. Освен това, Фиг. 4.5 показва, че капацитетът спечелен над TDMA се увеличава, когато броят на потребителите се увеличава. Това може да бъде обяснено с многопотребителското разнообразие: колкото повече потребители в системата, толкова по-ниска е вероятността даден субканал да изчезне за всички потребители. В една система от 16 потребители, адаптивната схема с предложеното оптимално разпределение на мощността, постига 17% повече капацитет от схемата, с равно разпределение на мощността, когато е сравнено с фиксирани TDMA.

Сравнение с общата максимална производителност

В тази секция, съм сравнил постигнатия сумарен капацитет, чрез предложения алгоритъм, с метода за разпределение на ресурсите в потребителска OFDM система. Симулационните параметри са същите като в предишната част, т.е. свободната честотна лента е 1 MHz, цялата предавателна мощност при базовата станица е 1W, AWGN плътностната мощност е -80 dBW / Hz и броя на субканалите е $N = 64$.



Фиг. 7 Ергодичен сумарен капацитет на система с OFDM с 8 потребители срещу Γ -сетове

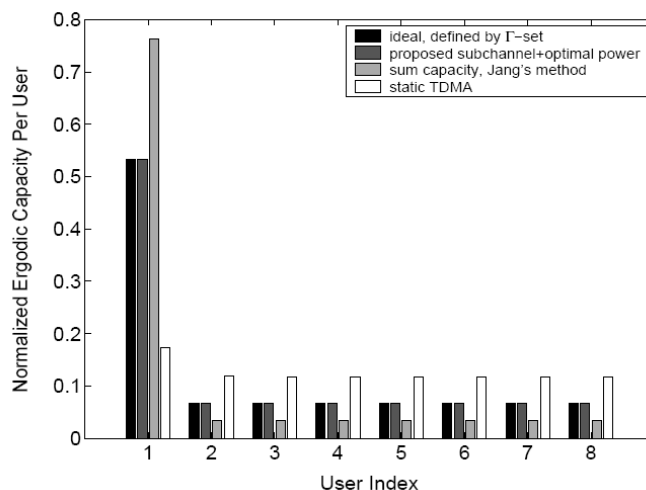
Фиг. 7 показва, че сумарния капацитет на предложеното разпределение на ресурсите в осем потребителска OFDM система към различните ограничения за равноправност, които са дефинирани в Таблица 4.1. Средната мощност на канала от потребител 2 до потребител 8 са същите, докато средната мощност на канал на потребител 1 е с 10 dB по-висока от останалите седем потребители.

Фиг. 7 също включва:

- сумарния капацитет, постигнат по метода на разпределение на ресурсите в потребителска OFDM система
- капацитета постигнат от една статична TDMA система, в която всеки потребител е разпределен с равни времеви слотове и равни предавателни мощности
- капацитета на два вида единични потребителски системи - едната за потребител с висока средна мощност на канал, а другата за тези с ниска средна мощност на канал.

Всички сумарни капацитети, показан във Фиг. 7 са осреднени капацитети над $5 \cdot 10^4$ канални реализации. Може да се види, че максимизационния метод на сумарния капацитет при разпределение на ресурсите в потребителска OFDM система, постига максималния сумарен капацитет, тъй като всички средства са разпределени за потребителите с най-добрите канални "печалби". Капацитетът постигнат от предложения алгоритъм, варира с промените на канала. Повече приоритет е разпределен на потребител 1, т. е. като Γ -наборния индекс се увеличава, се постига по висок сумарен капацитет. Това е разумно, тъй като потребител 1 има по-висока средна канална печалба и от там ресурсите могат а се изпозват по-добре.

Фиг. 8 показва нормализиране на капацитета разпределен сред потребителите на Γ -набора в Таблица 1 индекс 3, където $\gamma_1 = 8$ и $\gamma_2 = \gamma_2 = \dots = \gamma_8 = 1$. С предложените субканални и алгоритъм за празпределение на мощността, капацитета е разпределен много добре сред потребителите според нивото на ограничение. Въпреки това, за максимизация на капацитета при разпределение на ресурсите в потребителска OFDM система, потребител 1 получава по-голямата част от ресурсите и по този начин постига значителна част от сумарния капацитет. Статичните TDMA имат тенденция да се разпределят подобни капацитети на всички потребители, тъй като всички потребители трябва да могат да получат същата възможност да предават. Забележете, че капацитетното разпространение при разпределение на ресурсите в потребителска OFDM система и статичните TDMA не могат да бъдат променяни като се променят Γ -наборните ценности, защото няма механизъм за контрол на равноправието в тези системи.



Фиг. 8 Нормализиране Ergodic сумарен капацитет разпределение между 8 потребители

Тъй като формулирането на проблема е да се разпределят ресурсните ограничения стриктно за всяка канална реализация, то ще дефинирам количествено измерване за това колко добре са спазени ограниченията.

Нека $R_{k,i}$ да е капацитета на потребителя k за определен канал и реализация i , $\tilde{R}_{k,i} = \frac{R_{k,i}}{\sum_{k=1}^K R_{k,i}}$, да бъде нормализирания на капацитет за потребителя k ,

Таблица 1: Честота на ограничения (Γ -множества) и темпа на девиация на различия за Фиг. 7 и 8, $K = 8$

Γ -Set Index m	0	1	2	3	4	5	6	7
$\gamma_1 = 2^m$	2^0	2^1	2^2	2^3	2^4	2^5	2^6	2^7
$\gamma_2 = \dots = \gamma_8$	1	1	1	1	1	1	1	1
$\overline{\mathcal{D}}$, proposed algorithm	0.0026	0.0024	0.0020	0.0015	0.0012	0.0010	0.0013	0.0012
$\overline{\mathcal{D}}$, sum capacity [36]	0.8848	0.7825	0.6441	0.5004	0.3878	0.3216	0.2902	0.2751
$\overline{\mathcal{D}}$, static TDMA	0.1118	0.1114	0.2247	0.3867	0.5453	0.6633	0.7377	0.7799

Таблица 2: Честота на ограничения (Γ -множества) и темпа на девиация на различия за Фиг. 7 и 8, $K = 16$

Γ -Set Index m	0	1	2	3	4
$\gamma_1 = \dots = \gamma_4 = 2^m$	2^0	2^1	2^2	2^3	2^4
$\gamma_5 = \dots = \gamma_{16}$	1	1	1	1	1
$\overline{\mathcal{D}}$, proposed algorithm	0.0015	0.0015	0.0013	0.0012	0.0018
$\overline{\mathcal{D}}$, sum capacity [36]	0.9238	0.8361	0.7438	0.6662	0.6133
$\overline{\mathcal{D}}$, static TDMA	0.1150	0.1093	0.2548	0.4071	0.5193

и $\tilde{\gamma}_k = \frac{\gamma_k}{\sum_{k=1}^K \gamma_k}$ да бъде ограничение за нормализирането. Отклонението от нормализиране в ограничение в скоростта измерени за каналната реализация i се дефинира като

$$\mathcal{D}_i = \frac{\sum_{k=1}^K |\tilde{R}_{k,i} - \tilde{\gamma}_k|}{\max_{\tilde{R}_{k,i}} \sum_{k=1}^K |\tilde{R}_{k,i} - \tilde{\gamma}_k|}. \quad (4.23)$$

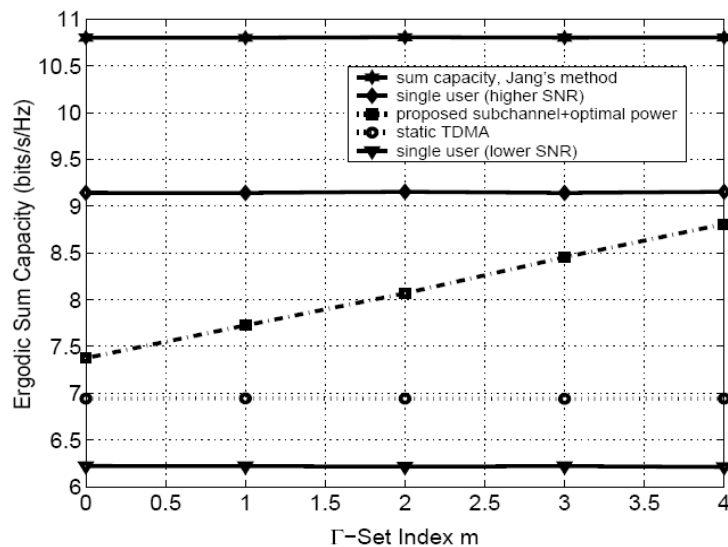
Забележете, че в знаменател (4.23) се отнасяме до максималното отклонение над всички възможни $\tilde{R}_{k,i}$ и стойности. В допълнение С е показано

$$\max_{\tilde{R}_{k,i}} \sum_{k=1}^K |\tilde{R}_{k,i} - \tilde{\gamma}_k| = 2 - 2 \min_k \tilde{\gamma}_k. \quad (4.24)$$

Таблица 1 показва, осреднена ставка за ограничените отклонения, означена като $\bar{D} = \sum_{i=1}^I D_i / I$, където I е общият брой на каналните реализации в OFDM система с осем потребители. Ставката за ограничени отклонения от предложени субканал и разпределението на мощността е в ред с магнитуд по-малък от тези, постигнати по метода за разпределение на ресурсите в потребителска OFDM система и статични TDMA. С други думи, цената на максимален ergodic капацитет е, че в краткосрочен план трансфера на данни варира широко и потребителите могат да имат слаба производителност в определен период от време.

Фиг. 9 показва ergodic сумарни капацитети в многопотребителски OFDM системи с 16 потребители. Симулационните параметри са същите като тези в предишните системи с 8 потребители. Средната мощност на канала на първите четири потребители, са 10 dB по-високи, отколкото на останалите дванадесет потребители. В Γ -задания индекс и отклоненията в ограниченията са показани в Таблица 2.

Фиг. 4.10 показва нормализирани средната стойност на сумарния капацитет разпределен между потребителите.

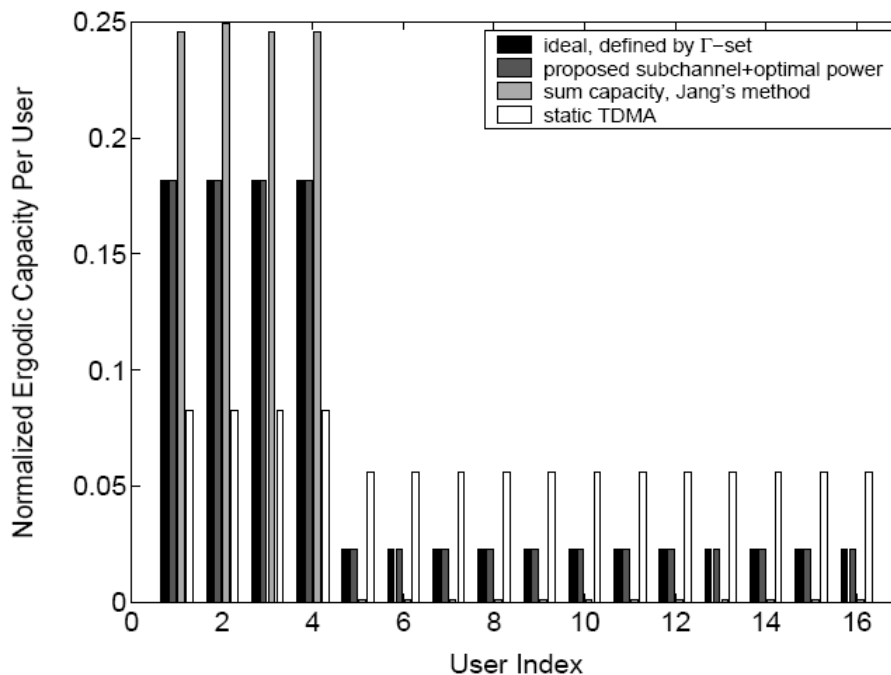


Фиг. 9: Ergodic сумарен капацитет от 16-потребители в система OFDM срещу различни Γ -набори.

Таблица 2., Фиг. 10 показва нормализирани средния сумарен капацитет на разпространение сред потребителите с $\gamma_1=6 = \gamma_4=8$ и $\gamma_{5=6} = \gamma_{16}=1$. Следва да се отбележи, че по-висок сумарен капацитет се постига в тази OFDM система с 16-потребители. Това може да се види от фиг. 4.10, че потребители с по-ниска средна мощност на канала, т.е. потребителите 5-16, получават много малки части от сумарния на капацитет, тъй като в повечето реализации на канала, субканалите и мощността са разпределени за потребителите с по-големи печалби за субканал.

Заклучение

В тази част, представих разпределението на ресурсите в рамките на многопотребителски OFDM системи за постигане на променлива пропорционална ставка с ограничения. Ставка за различни ограничения, т.е. $\{\gamma_k\}_{k=1}^K$ различни пропорционални ставки може да се постигнат сред потребителите.



Фиг. 10 Нормализирани на ergodic сумарен капацитет разпространен сред 16 потребители.

Терминът "променлива" се отнася до фактите, че процентът ограничения могат да бъдат конфигурирани в базовата станиця, а оттам разпределението между потребителите е гъвкаво. Предлаганата оптимизация на проблема смята, увеличаването на сумарния капацитет като същевременно се запазва пропорционалната равнопоставеност сред потребителите за всяка канална реализация. Алгоритъмът за намиране на оптимално решение се дискутира и по-малко комплексния алгоритъм –

субоптимален алгоритъм, който намалява сложността от $O(K^N)$ до $O(KN)$, също е предложен. В субоптималния алгоритъм, субканалите и мощността за разпределение се извършват отделно. Разработена е схема за оптимално разпределение на мощността в определен субканал. С двустепенна процедура може да се направи оптимално мощностно дистрибутиране. Първо, набор от нелинейни уравнения трябва да бъде решен, за да се получи мощностно разпространение сред потребителите. След това с конкретен потребител, water-filling алгоритъмът е приет, за да се максимализира капацитета. Наличието на енергия за разпределение също е обсъдено. Резултатите от симулациите показват, че с подоптималния алгоритъм може да се постигне над 95% от оптимална производителност в дву-потребителска система. Симулиране на резултатите показват, че в системата от 16 потребители, предложеното оптимално мощностно разпределение постига 17% повече капацитет над фиксираната TDMA и от макс-мин метод за повишаване на капацитета на многопотребителска OFDM система с динамично субканално разпределение. Също така се показва, че с предложения алгоритъм за разпределение на ресурсите, сумарния капацитет е разпределен доста по справедливо сред потребителите от сумарния капацитет при максимизационния алгоритъм в разпределението на ресурсите в потребителска OFDM система.

Сумарен капацитет на многопотребителски MIMO излъчващи /разпръсквателни/ канали с блокова диагонализация

MIMO системите са привлекли много внимание през последните десет години. Пространственото и честотно измерение, в допълнение към времето, може да бъде използвано с множество антени в приемника и предавателя.

Сумарният капацитет на Гаусов MIMO BC канал е постижим с DPC. Практическа схема за кодиране, която засяга DPC сумарния капацитет, е все още недостъпна. Няколко нелинейни и линейни алгоритъма са предложени в разработки и публикации на IEEE. Тези алгоритми обикновено са твърде сложни, за да се приложат ефективно като се вземе в предвид цената. Възможна алтернативна линейна прекодираща техника за многопотребителски MIMO системи е блоковата диагонализация (BD). Прекодиращата матрица за всеки потребител лежи в нулевото пространство на всички други потребителски канали. Следователно, с перфектен информационен статус на канала в базовата станция, всеки потребител вижда, че няма между потребителска-интерференция, като това се създава с проста структура от приемници. Това потвърждава, че BD е потенциално реализуем прекодиращ метод за MIMO разпръсквателен канал, въпреки че е субоптимален що се отнася до сумарния капацитет.

Ползата от сумарния на капацитет на DPC срещу TDMA за MIMO излъчващи канали е вече изследвана. В TDMA, само предавателя изпраща данните за потребителя с най-големия канален капацитет. Това е доказано, че за даден набор от канали, за всеки брой потребители, всеки брой на предавателни и приемни антени, както и всички SNR, съотношението на сумата DPC капацитет над TDMA може да бъде до-ограничена от минимум на броя на потребителите и броя на предаващите антени. В тази част от дисертацията, аз

съм се фокусирам върху капацитетната полза на DPC над BD. Блоково диагонализацият сумарен капацитет е определен да бъде максимална обща производителност над всички възможни набори потребители. Ето защо TDMA сумарния капацитет, когато не е зает от прекодиране, автоматично се включва в сумарния капацитет на BD. Следователно, общото обвързване на ползата от DPC срещу TDMA се отнася за ползата на DPC срещу BD.

В тази секция, аз съм анализирал капацитета на BD с приемаща антенна селекция. Ползата на сумарния капацитет на DPC над BD без приемаща антенна селекция на определен набор от дадени канали е представен. Показвам, че 1) ако потребителските канали са ортогонални помежду си, тогава BD постига една и съща сума на капацитета, както DPC; 2) ако потребителските канали лежат в едно и също подпространство, тогава ползата от DPC над BD може бъде сведена до минимум на броя на приемно предавателните антени. Това може да бъде допуснато и за BD с приемаща антена. Освен това ергодичния сумарен капацитет на DPC е сравнен с този на BD в Лъчево - затихващ канал. Предлагам обвързване на ергодичната сумарна капацитетна полза на DPC над BD. Предложеното обвързване на ползата може да бъде оценено с няколко числени интеграции.

Системен модел и фон на блоковата диагонализация

В тази секция, аз въвеждам системен модел и кратко описание на обобщения блоково диагонализацият метод за многопотребителски MIMO системи.

Считаме, че MIMO системата е с K потребители. Нека да означиме броят на предаващите антени в базовата станция с N_t , и броя на приемащите антени за j -тия на потребител като $N_{r,j}$. В тази част от дисертацията се приема че, $N_{r,j} \leq N_t$ за всички $j=1, 2, \dots, K$. Предадения символ на потребител j е отбелязан като N_j -равнинен вектор \mathbf{x}_j , което е умножено с $N_t * N_j$ прекодираща матрица \mathbf{T}_j . При приемника j е приложена матрица \mathbf{R}_j на получения сигнал от всички приемащи антени.

Целта на пост-обработка на матрици $\{\mathbf{R}_j\}_{j=1}^K$ е да се формира по-ефективен набор от потребителски канали за подобряване на сумарния капацитет. Следователно, пост-процесуалните получени сигнали \mathbf{y}_j за потребител j може да бъдат представени като:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_j &= \mathbf{R}_j \left(\mathbf{H}_j \mathbf{T}_j \mathbf{x}_j + \sum_{k=1, k \neq j}^K \mathbf{H}_j \mathbf{T}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_j \right) \\ &= \mathbf{R}_j \mathbf{H}_j \mathbf{T}_j \mathbf{x}_j + \mathbf{R}_j \sum_{k=1, k \neq j}^K \mathbf{H}_j \mathbf{T}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{R}_j \mathbf{v}_j \end{aligned} \quad (4.25)$$

когато първият елемент в дясната страна на (4.25) е желаният сигнал за потребител j ; втора позиция в дясната страна на (4.25) за потребителя j се

приема като интерференция от другите потребителски сигнали; и с v_j означаваме вектора на Добавения Гаусов Бял Шум (AWGN) за потребителите j с вариацията $E[v_j v_j^*] = \sigma^2 I$. С $H_j \in C^{N_{r,j} \times N_t}$ означаваме матрицата на каналният трансфер от базовата станция на j -тия потребител. За аналитична простота, съм на мнение, че ранга $(H_j) = \min(N_{r,j}, N_t)$ е за всички потребители. Също така приемам, че канала H_j използван от различни потребители е статистически независим, което се дължи на различните локации на потребителите. Основната идея на блоковата диагонализация е да се изградят T_j и R_j , така че:

$$\begin{aligned} T_j &\in U(N_t, N_j) \\ R_j^T &\in U(N_{r,j}, M_j) \\ R_i H_i T_j &= 0 \text{ за всяко } i \neq j \text{ и } 1 \leq i, j \leq K \end{aligned} \quad (4.26)$$

Където T означава транспонирана матрица, а $U(n, k)$ представя набора от $n \times k$ ($n \geq k$) матрици с ортогонални колони. Ограничението $T_j \in U(N_t, N_j)$ гарантира, че общата предавателна мощност остава непроменена. Следващото ограничение $R_j \in U(N_{r,j}, N_j)$ избягва увеличението на шума след прилагане на R_j на получените сигнали, а последното в (4.26) $R_i H_i T_j = 0$ елиминира вътре-потребителската интерференция. Ето защо с прекодиращата матрица T_j и пост-процесуалната матрица R_j , пост-преработеният получен сигнал за потребител j може да бъде опростен до:

$$\begin{aligned} y_j &= R_j H_j T_j x_j + R_j \sum_{k=1, k \neq j}^K H_j T_k x_k + R_j v_j \\ &= R_j H_j T_j x_j + R_j v_j. \end{aligned} \quad (4.27)$$

За определен набор $\{R_j\}_{j=1}^K$ нека

$$H_j = [(R_1 H_1) T \dots (R_{j-1} H_{j-1}) T (R_{j+1} H_{j+1}) T \dots (R_K H_K) T] T. \quad (4.28)$$

За да отговаря на ограниченията в (4.26), T_j трябва да е в нулевото пространство на H_j . Нека с N_j да означаваме ранга на H_j . Нека уникалната стойност на H_j да се разложи на

$$\tilde{H}_j = \tilde{U}_j \tilde{\Lambda}_j [\tilde{V}_{j,1} \tilde{V}_{j,0}]^* \quad (4.29)$$

Благодарение на нулевата междупотребителска интерференция, броят на потоците данни за всеки потребител е ограничен в една диагонализационна блокова система. Следната лема показва максималния брой на възможните потоци от данни за даден потребител.

Лема 1: За определен набор от $\{R_j\}_{j=1}^K$ нека $H = [(R_1H_1)^T \dots (R_KH_K)^T]^T$ и N да е ранг на H . За да отговарят на ограничението за нулева-интерференция (4.26), броят на възможно най-независими потоци от данни, потребителите j , означени с $\bar{N}_j (\bar{N}_j \leq N_j)$, трябва да отговарят на

$$\bar{N}_j \leq \min\{N - \tilde{N}_j, M_j\}. \quad (4.30)$$

Доказателство: Подробно доказателство на посоченото твърдение е представено в различни публикации на IEEE и такова в дисертацията няма да излагам.

В останалата част на тази секция, за определена и аналитична простота, считам, че всеки потребител има един и същ брой приемащи антени, т.е. $N_r; k = N_r$ за $k = 1; 2; \dots; K$. Резултатите в тази част, може лесно да бъдат продължени до случаите, когато различните потребители имат различни брой на приемащи антени.

Сумарен капацитет на блокова диагонализация с приемаща антена

Нека има даден набор от канални реализации за многопотребителски MIMO системи, където H_j означаваме канал за потребителя j . Забележете, че предкодиращата вероятност $\{T_j\}_{j=1}^K$ може да се определи въз основа на $\{N_j\}_{j=1}^K$ и $\{R_j\}_{j=1}^K$ т.е. T_j може да бъде всеки набор от базата в нулевото пространство на $H_j = [(R_1H_1)^T \dots (R_jH_j)^T \dots (R_{j+1}H_{j+1})^T \dots (R_KH_K)^T]^T$. В идеалният случай, сумарения капацитет може да бъде получен чрез съвместно оптимизиране $\{R_j\}_{j=1}^K$ и потребителските предавателни ковариращи сигнали $\{Q_j\}_{j=1}^K$ по следния проблем

$$\max_{M_j, R_j, Q_j} \sum_{j=1}^K \log \left| \mathbf{I} + \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{R}_j \mathbf{H}_j \mathbf{T}_j \mathbf{Q}_j \mathbf{T}_j^* \mathbf{H}_j^* \mathbf{R}_j^* \right|$$

предмет на $\mathbf{R}_j^T \in \mathbf{U}(N_r, M_j)$ за всяко j

$$\mathbf{R}_i \mathbf{H}_i \mathbf{T}_j = \mathbf{0} \text{ за всяко } i \neq j$$

$$0 \leq M_j \leq N_r \text{ за всяко } j$$

$$\sum_{j=1}^K \text{Tr}(\mathbf{Q}_j) \leq P$$

$$\mathbf{Q}_j \geq \mathbf{0} \text{ за всяко } j$$
(4.31)

където $\mathbf{R}_j \mathbf{H}_j \mathbf{T}_j$ означаваме ефективни канали за потребителите j , $\mathbf{Q}_j = E[x_j x_j^*]$ е на потребител j $M_j \times M_j$ вход на коварираща матрица, N е ранга на $\mathbf{H} = [(\mathbf{R}_1 \mathbf{H}_1)^T \dots (\mathbf{R}_K \mathbf{H}_K)^T]^T$, M_j е ранга на $\mathbf{e}^H j = [(\mathbf{R}_1 \mathbf{H}_1)^T \dots (\mathbf{R}_{j-1} \mathbf{H}_{j-1})^T (\mathbf{R}_{j+1} \mathbf{H}_{j+1})^T \dots (\mathbf{R}_K \mathbf{H}_K)^T]^T$, и с P ще означаваме общата предавателна мощност на разположение в базовата станция. Оптимизацията на \mathbf{Q}_j осигурява най-добрата сигнална ковариация за потребител j . В максималзация на R_j , както и неговото измерение M_j , гарантира, че общата производителност може да бъде максимализирана. Забележете, че за един потребител j , пробивността на потребителя може да се намали като се избере $M_j < N_r$. Общата производителност, обаче, може да бъде увеличена, тъй като потребителят спестява допълнителните дименсии за други потребители. Забелязва се, че благодарение на изискването за нулево въздействие, т.е. третото ограничение в (4.31), не всички K потребители могат да бъдат поддържани едновременно с блоковата диагонализация, т.е. $M_j = 0$ за онези потребители, които не са насрочени за предаване. Оптимизационния проблем в (4.31) е труден да се реши, особено максималзация при $\{R_j\}_{j=1}^K$.

Трудността идва от нулевата междупотребителска интерференция, т.е. третото ограничение в (4.31). В някои публикации в IEEE, чрез един повтарящ се алгоритъм е предложено да се оптимизира $\{R_j\}_{j=1}^K$ и $\{T_j\}_{j=1}^K$, така че общият ефективен канал на енергия да се максимализира. Сумарния капацитет, не е оптимизиран директно. В тази секция, ще използвам набор от специални $M_j \times N_r$ вероятности R_j (за $j = 1; 2; \dots; K$), които са формирани като се вземат M_j редове от \mathbf{I}_{N_r} [41]. Например ако $M_j = 2$, $N_r = 3$ тогава R_j трябва да бъде представено по този начин:

$$\mathcal{R}^{(2,3)} = \left\{ \left[\begin{array}{ccc} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{array} \right], \left[\begin{array}{ccc} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{array} \right], \left[\begin{array}{ccc} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{array} \right] \right\}$$
(4.32)

където с $\mathcal{R}^{(m;n)}$ означаваме множеството на вероятностите, съставен от M на брой редове от \mathbf{I}_n . Мотивацията на изследването на тези специални R_j е:

1. Тъй като вероятностите $\{R_j\}_{j=1}^K$ и $\{T_j\}_{j=1}^K$ са разработени в базовата станиця, пост-процесуалната матрица $\{R_j\}_{j=1}^K$ трябва да се изпрати до потребителите, което е системна контролна информация и трябва да е в ниски граници. За успешното пренасяне на пост-процесуалните матрици към потребителите, много по-малко претоварване (в брой битове) е необходимо, поради което има специално оформени R_j от общо $M_j \times N_r$ матрици. Например $\log_2 \left(\sum_{M_j=0}^{N_r} |\mathcal{R}^{(M_j, N_r)}| \right) = N_r$ битове са достатъчни за да пренесат R_j потребител j където $|\mathcal{R}^{(M_j, N_r)}|$ е означен като главен набор $\mathcal{R}^{(M_j, N_r)}$

2. С този специален R_j , потребителят j може да избере кои M_j примащни антени да използва. Следователно, потребителската селекция и изборът на приемащи антени може да се комбинират, за оптимизиране на общата производителност на всички потребители. Ако $R_j = \mathbf{I}_{N_r}$ за онези потребители, насрочени за предаване и $R_j = \emptyset$ (т.е. $M_j = 0$) за тези непланирани потребители, тогава обобщената блокова диагонализация се свежда до BD алгоритъм, без да е необходима пост-обработка.

3. С допълнителни ограничения, при които $R_j \in 2^{\mathcal{R}^{(M_j, N_r)}}$ за $j = 1, 2, \dots, K$, оптимизационния проблем в (4.31) е решим, чрез търсене на всички възможни набори от $\{R_j\}_{j=1}^K$. За всеки набор от $\{R_j\}_{j=1}^K$, съответните $\{T_j\}_{j=1}^K$ могат да бъдат намерени в зависимост от уникалната стойност на разлагане, описани в предходната секция. Благодарение на условието за нулево-форсиране, ефективните канали за всички потребители, не си интерферират. Следователно, оптималните $\{Q_j\}_{j=1}^K$ могат да бъдат получени от water-filling алгоритъма с обща предавателна мощност.

Сравнение на BD и DPC: сумарен капацитет за даден набор от канали

В тази секция, сравнявам сумарния капацитет, постигнат от блоковата диагонализация, без селекция за приемаща антена със сумарния капацитет постигнат от dirty paper кодирането. В BD сумарният капацитет се определя въз основа на water-filling алгоритъм, т.е. $R_j = \mathbf{I}_{N_r}$ за всички планивани потребители. С това предположение, всеки потребител ще се възползва от всички N_r приемащи антени при условие, че той е насрочен за предаване. Симулационните резултати показват, че сумарния капацитет на BD, без селекция за приемаща антена е много близък до този със селекция за приемаща антена в Лъчево-затихващи канали.

Определяме даден набор от канални реализации за многопотребителска MIMO система, където с H_j означаваме канал за потребителя j . С $K = \{1, 2, \dots, K\}$ означаваме множеството на потребителските индекси. Предполага се, че всички потребителски набори са подредени и $A_i \in K$ е i -тия поред в набора. С $\bar{H}_j = H_j T_j$ се означава ефективния канал след прекодирането за потребител $j \in A_i$. Тогава общата производителност постигната с BD приложена за определен потребителски набор A_i с обща мощност P може да бъде представена като:

$$C_{BD|A_i}(\mathbf{H}_{A_i}, P, \sigma^2) = \max_{\{\mathbf{Q}_j: \mathbf{Q}_j \geq 0, \sum_{j \in A_i} \text{Tr}(\mathbf{Q}_j) \leq P\}} \sum_{j \in A_i} \log \left| \mathbf{I} + \frac{1}{\sigma^2} \overline{\mathbf{H}}_j \mathbf{Q}_j \overline{\mathbf{H}}_j^* \right| \quad (4.33)$$

където $Q_i = E[x_j x_j^*]$ е потребителската j въвеждаща ковариационна матрица с размер $N_j \times N_j$. Нека A е набора съдържащ всички възможни потребителски набори, т.е. $A = \{A_1, A_2, \dots\}$. Сумарният капацитет на BD се определя като общата максимална производителност на BD, както следва:

$$C_{BD}(\mathbf{H}_{1, \dots, K}, P, \sigma^2) = \max_{A_i \in A} C_{BD|A_i}(\mathbf{H}_{A_i}, P, \sigma^2). \quad (4.34)$$

Доказано е, че сумарният капацитет на многопотребителски Гаусово излъчващ канал се постига с dirty paper кодиране (DPC). В резултатите в DPC, сумарният капацитет може да бъде изразен като:

$$C_{DPC}(\mathbf{H}_{1, \dots, K}, P, \sigma^2) = \max_{\{\mathbf{S}_j: \mathbf{S}_j \geq 0, \sum_{j=1}^K \text{Tr}(\mathbf{S}_j) \leq P\}} \log \left| \mathbf{I} + \frac{1}{\sigma^2} \sum_{j=1}^K \mathbf{H}_j^* \mathbf{S}_j \mathbf{H}_j \right| \quad (4.35)$$

където \mathbf{S}_j като големина $N_r \times N_r$ е сигнална ковариантна матрица за потребител j в двойния множествен достъп до канала.

В тази секция, съм заинтересован и разглеждам усилването от DPC спрямо BD по отношение на сумарния капацитет. Аналогично определям съотношението на DPC към BD, като:

$$G(\mathbf{H}_{1, \dots, K}, P, \sigma^2) \triangleq \frac{C_{DPC}(\mathbf{H}_{1, \dots, K}, P, \sigma^2)}{C_{BD}(\mathbf{H}_{1, \dots, K}, P, \sigma^2)}. \quad (4.36)$$

Ползата (усилването) очевидно е зависима от каналните реализации $\{\mathbf{H}_k\}_{k=1}^K$ общата мощност и дисперсията на шума. Следващата теорема показва $G(\mathbf{H}_{1, \dots, K}; P; \sigma^2)$, която е валидна за всички $\{\mathbf{H}_k\}_{k=1}^K$, P и σ^2 .

Теорема 1: Ползата от сумарният капацитет при DPC над BD е ограничена от долу под 1 и горната ѝ граница е граничи с минимума N_t и K , т.е.

$$1 \leq G(\mathbf{H}_{1, \dots, K}, P, \sigma^2) \leq \min\{N_t, K\} \quad (4.37)$$

Доказателство: Теорема 3 е доказана в една от използваните от мен публикации на IEEE и казва, че:

$$\frac{C_{DPC}(\mathbf{H}_1, 5_{\text{K}}, P, \sigma^2)}{C_{TDMA}(\mathbf{H}_1, 5_{\text{K}}, P, \sigma^2)} \leq \min\{N_t, K\} \quad (4.38)$$

Където

$$C_{TDMA}(\mathbf{H}_1, \dots, K, P, \sigma^2) \triangleq \max_{k \in \mathcal{K}} C(\mathbf{H}_k, P, \sigma^2) \quad (4.39)$$

$$= \max_{k \in \mathcal{K}} \max_{\{\mathbf{Q}_k: \mathbf{Q}_k \geq 0, \text{Tr}(\mathbf{Q}_k) \leq P\}} \log \left| \mathbf{I} + \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{H}_k \mathbf{Q}_k \mathbf{H}_k^* \right| \quad (4.40)$$

Ясно е показано че:

$$C_{BD}(\mathbf{H}_1, \dots, K, P, \sigma^2) \geq C_{TDMA}(\mathbf{H}_1, \dots, K, P, \sigma^2). \quad (4.41)$$

Следователно, от Теорема 3, може да бъде заключено , че

$$\frac{C_{DPC}(\mathbf{H}_1, \dots, K, P, \sigma^2)}{C_{BD}(\mathbf{H}_1, \dots, K, P, \sigma^2)} \leq \frac{C_{DPC}(\mathbf{H}_1, \dots, K, P, \sigma^2)}{C_{TDMA}(\mathbf{H}_1, \dots, K, P, \sigma^2)} \leq \min\{N_t, K\}. \quad (4.42)$$

също е вярно, че:

$$C_{DPC}(\mathbf{H}_1, 5_{\text{K}}, P, \sigma^2) \geq C_{BD}(\mathbf{H}_1, 5_{\text{K}}, P, \sigma^2) \quad (4.43)$$

Комбинирайки (4.42) и (4.43) стигаме до доказателството.

Макар връзката в Теорема 1 да се съдържа за всички $N_t, N_r, K, \{H_i\}_{i=1}^K, P$, и σ^2 е обикновено не много обвързана. В следващите няколко случая, когато е представена връзката на $G(\mathbf{H}_1, 5_{\text{K}}, P, \sigma^2)$, тогава може да бъде укрепена. Първо показвах достатъчно условие, което $C_{DPC}(\mathbf{H}_1, 5_{\text{K}}, P, \sigma^2) = C_{BD}(\mathbf{H}_1, 5_{\text{K}}, P, \sigma^2)$

Лема 2: Да предположим, че $N_r \geq N_t$ и $K \leq \left\lfloor \frac{N_t}{N_r} \right\rfloor$. Ако $\{H_k\}_{k=1}^K$ винаги са ортогонални т.е. $H_i H_j^* = 0$ за $i \neq j$ тогава

$$C_{DPC}(\mathbf{H}_1, 5_{\text{K}}, P, \sigma^2) = C_{BD}(\mathbf{H}_1, 5_{\text{K}}, P, \sigma^2) \quad (4.44)$$

Доказателство: Подробно доказателство е представено в материали на IEEE и аз не считам за нужно да излагам такова.

Лема 2 показва, че когато потребителските канали са взаимно ортогонални, BD постига същия капацитет, както DPC. Това е много различно от положението, където се сравнява DPC срещу TDMA. За TDMA, макар че потребителите са взаимно ортогонални, не е възможно да се постигне една и съща сума на капацитета, както при DPC. В действителност, ползата на DPC над TDMA все още може да бъде максимална, т.е. $\min\{N_t, K\}$, когато потребителските канали са взаимно ортогонални, т.е. , когато всеки потребител има една приемащата антена и потребителските канали имат същата енергия.

Докато Лема 2 показва, че DPC и BD по същество са еднакви, когато потребителските канали са ортогонални помежду си, в следващата лема, аз ще покажа, че когато всички потребителски канали са в едно и също векторно подпространство, за обвързване на ползата от DPC над BD в Теорема 1, могат да бъдат опънати до мин. $\{N_r, K\}$ за $N_r \leq N_t$.

Лема 3: Приемаме че $N_r \leq N_t$. Ако редовото векторно пространство на всички потребителски канали са едни и същи, т.е. диапазон $(H_1) =$ диапазон $(H_2) = \dots =$ диапазон (H_K) , което е означено като W :

$$G(H_{1\dots K}, P, \sigma^2) \leq \min\{N_r, K\} \quad (4.45)$$

Доказателство: Подробно доказателство е представено в материали на IEEE.

Забелязва се, че Лема 2 и Лема 3 са два екстремни случая, където канала $\{H_k\}_{k=1}^K$ са или взаимно ортогонални или в едно и също подпространство. Когато потребителските канали са взаимно ортогонални, BD е същото като DPC. От друга страна, когато потребителските канали са в едно и също подпространство, BD е същото като TDMA. За общия случай, когато потребителските канали са частично застъпени, BD може да е по-добро от TDMA, тъй като много потребители могат да бъдат подържани по едно същото време. Въпреки това, една добра връзка на сумарния капацитет на ползата от DPC над BD за общия случай, е много трудно да се получи.

За BD с приемаща антена, ако е получен оптималния набор от приемачи антени за всеки потребител чрез пълно търсене, тогава сумарния капацитет може да бъде увеличен в сравнение с BD без селекция за приемащата антена. От BD без селекция за приемащата антена е специален случай на BD със селекция за приемащата антена, т.е. $R_j = \mathbf{I}_{N_r}$ за $j = 1, 2; \dots; K$, резултатите в Теорема 1, Лема 2 и 3 също се съдържат за BD със селекция за приемащата антена.

VD по отношение на DPC: Ергодичен сумарен капацитет в Лъчево-затихващи канали

В тази секция анализирам ергодичния капацитет на многопотребителска MIMO система в лъчево-затихващи канали за блокова диагонализация, без селекция за приемаща антена срещу DPC. Нека $\bar{H}_j = H_j T_j$ е еквивалентният канал за потребител j , след предкодиране. С предположения, че $\{H_j\}_{j=1}^K$ са статистически независими и за различните j елементи в H_j са i.i.d. слжни Гаусови произволни променливи, следната теорема на вероятностната функцията на плътността се съдържа в \bar{H}_j .

Теорема 2: В една система с MIMO блокова диагонализация, приложена на определен фиксиран набор от потребители, ако MIMO канала за всеки потребител е моделиран както Гаусов комплекс, тогава ефективните канали след предкодиране са също матрица на Гаусов комплекс.

Доказателство: Тъй като $\bar{H}_j = H_j T_j$ и H_j е Гаусовия комплекс, тогава \bar{H}_j обусловано от T_j също е Гаусов комплекс. В отговор на това за VD без селекция на приемаща антена, T_j е набор от базата в нулевото пространство на $\tilde{H}_j = [H_1^T \dots H_{i-1}^T H_{i+1}^T \dots H_K^T]^T$, оттам \bar{H}_j е независим от T_j . Следователно, теоремата се доказва.

Теорема 2 показва, че ако VD се прилага към фиксиран набор от потребители, ефективният канал за всеки потребител все още следва разпространение на Гаусовия комплекс, ако оригиналните канали са Гаусов комплекс. Ето защо ергодическият капацитет на потребителите j може лесно да бъде оценяван със скаларната стойност на разпределение на $H_j H_j^*$, когато $H_j H_j^*$ следва Wishart (мултивариантна статистическа теория) разпространение.

По-малка връзка на ергодичния сумарен капацитет с VD

Нека $A_i = \{1; 2; \dots; i\}$ бъдат набора на първите i потребители, за $i=1,2,\dots,I$ където $I = \min\left\{K, \left\lceil \frac{N_t}{N_r} \right\rceil\right\}$. Забележете, че за $i = \min\left\{K, \left\lceil \frac{N_t}{N_r} \right\rceil\right\}$, когато елементите в $\{H\}_{k=1}^K$ са генерирани в съответствие с дистрибуция на Гаусов комплекс, пониската обвързаност на ергодичния сумарен капацитет с VD може да бъде получени като:

$$E [C_{BD}(\mathbf{H}_{A_i}, P, \sigma^2)] \stackrel{(a)}{\geq} E \left[\sum_{j=1}^i \log \left| I + \frac{1}{\sigma^2} \bar{\mathbf{H}}_j \mathbf{Q}_j \bar{\mathbf{H}}_j^* \right| \right] \quad (4.46)$$

$$= \sum_{j=1}^i E \left[\sum_{n=1}^{N_r} \log \left| 1 + \frac{P_{j,n}}{\sigma^2} \bar{\lambda}_{j,n}^2 \right| \right] \quad (4.47)$$

$$\stackrel{(b)}{\geq} \sum_{j=1}^i E \left[\sum_{n=1}^{N_r} \log \left| 1 + \frac{P}{i N_r \sigma^2} \bar{\lambda}_{j,n}^2 \right| \right] \quad (4.48)$$

$$= \sum_{j=1}^i N_r E \left[\log \left| 1 + \frac{P}{i N_r \sigma^2} \bar{\lambda}_{j,1}^2 \right| \right] \quad (4.49)$$

$$\stackrel{(c)}{=} i N_r E \left[\log \left| 1 + \frac{P}{i N_r \sigma^2} \bar{\lambda}_{i,1}^2 \right| \right] \quad (4.50)$$

$$\triangleq \bar{C}_{BD}(\mathbf{H}_{A_i}, P, \sigma^2) \quad (4.51)$$

където $\bar{\lambda}_{j,n}^2$ са n -тите неопоменани стойности на $\bar{\mathbf{H}}_j \bar{\mathbf{H}}_j^*$ и \bar{N}_j е размера $N_r * (N_t - (j - 1)N_r)$. Неравенство (а) издържа, защото в дясната страна на (4.46) се приема, че всички i потребители едновременно предават за всички канални реализации. Неравенство (b) издържа, защото в дясната страна на (4.48) се приема, че равна мощност се разпределя на всеки не-нулев "eigenmode". Равенство (c) издържа, защото $\bar{\lambda}_{j,1}^2$ има същото разпределение за $j=1,2,\dots,i$.

За улеснение означаваме $a_i = \bar{\lambda}_{i,1}^2$ и $\bar{N}_i = N_t - (i-1)N_r$. По Теорема 2, разпределението на a_i може да бъде изразена като

$$p_{\bar{N}_i, N_r}(\alpha_i) = \frac{1}{N_r} \sum_{m=1}^{N_r} \varphi_m(\alpha_i)^2 \alpha_i^{\bar{N}_i - N_r} e^{-\alpha_i} \quad (4.52)$$

Където

$$\varphi_{k+1}(\alpha_i) = \left[\frac{k!}{(k + \bar{N}_i - N_r)!} \right]^{1/2} L_k^{\bar{N}_i - N_r}(\alpha_i) \quad (4.53)$$

За $k=0,1,\dots,m-1$, и

$$L_k^{n-m}(x) = \frac{1}{k!} e^x x^{m-n} \frac{d^k}{dx^k} \left(e^{-x} x^{n-m+k} \right). \quad (4.54)$$

Оттук (4.55) може лесно да бъде оценено с числена интеграция. Следователно, ергодичния сумарен капацитет с BD може да бъде по-ниско обвързан от

$$E [C_{BD}(\mathbf{H}_{1,\dots,K}, P, \sigma^2)] \geq \max_{i \in \{1,2,\dots,I\}} \bar{C}_{BD}(\mathbf{H}_{\mathcal{A}_i}, P, \sigma^2). \quad (4.55)$$

Важно е да се отбележи, че за да направи оценка на долната граница, до

$$I = \min \left\{ K, \left\lfloor \frac{N_t}{N_r} \right\rfloor \right\}$$

числените интеграции трябва да бъдат извършени, заради Максимализация в дясната страна на (4.55).

Горна граница на ергодическия сумарен капацитет на DPC

Известно е, че сумарния капацитет на излъчващия канал от потребител K с DPC е ограничен отгоре, ако приемниците могат да си сътрудничат. Нека

$H = [H_1^T H_2^T \dots H_K^T]^T$ и $N = \max \{N_b, KN_r\}$ и $M = \min \{N_b, KN_r\}$, тогава

$$E [C_{DPC}(\mathbf{H}_{1,\dots,K}, P, \sigma^2)] \leq E \left[\log \left| \mathbf{I} + \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{H} \mathbf{Q} \mathbf{H}^* \right| \right] \quad (4.56)$$

$$= \sum_{m=1}^M E \left[\log \left(1 + \frac{P_m}{\sigma^2} \lambda_m^2 \right) \right] \quad (4.57)$$

$$= ME \left[\log \left(1 + \frac{P_1}{\sigma^2} \alpha_1 \right) \right] \quad (4.58)$$

$$\leq M \int_{\sigma^2/\Gamma_0}^{\infty} \log \left(\frac{\Gamma_0 \alpha_1}{\sigma^2} \right) p_{N,M}(\alpha_1) d\alpha_1 \quad (4.59)$$

$$\triangleq \bar{C}_{coop}(\mathbf{H}_{1,\dots,K}, P, \sigma^2) \quad (4.60)$$

където λ_m^2 е m-тата неопределена стойност на $\mathbf{H}^* \mathbf{H}$ и $a_1 = \lambda_1^2$; $p_{n,m}(a_1)$ е разпределението за a_1 , която се получава от (4.52) с N_r и M респективно заменено с M и N . Параметърът Γ_0 е оптимизиран, така че ергодическия сумарен капацитет е максимизиран с органична средна мощност

Подробности за неравенството (4.59) може да бъде намерено в публикации на IEEE.

Горна граница на ергодически капацитет на DPC с m,s;f BD

От представените две секции, горната граница на усилването от ергодическия сумарен капацитет на DPC спрямо BD може да бъде получено като

$$\frac{E [C_{DPC}(\mathbf{H}_{1,\dots,K}, P, \sigma^2)]}{E [C_{BD}(\mathbf{H}_{1,\dots,K}, P, \sigma^2)]} \leq \frac{\bar{C}_{coop}(\mathbf{H}_{1,\dots,K}, P, \sigma^2)}{\max_{i \in \{1,2,\dots,I\}} \bar{C}_{BD}(\mathbf{H}_{A_i}, P, \sigma^2)}. \quad (4.61)$$

Обърнете внимание, че горната граница в (4.61) е функция на N_t , N_r , K , P и σ^2 . Освен това, $\min \left\{ K, \left\lceil \frac{N_t}{N_r} \right\rceil \right\} + 1$ числените интеграции са необходими за оценка на границата в (4.61). Ограничението на границата е показано в раздела с числени резултати.

Числени резултати

В тази секция се представят някои числени демонстрации за ползата от DPC над BD. Сравнява се сумарния капацитет постигнат от:

- DPC осъществен с повтарящ се water-filling алгоритъм
- блокова диагонализация със селективна приемаща антена (BD с RxAS)
- блокова диагонализация без селективна приемаща антена (BD без RxAS).

Представен е ергодическия сумарен капацитет на DPC и BD от „Монте Карло“ симулации и е сравнена ползата с границата от (4.61) за различните параметри на системата. В Лъчево-затихващи канали, BD постига значителна част от сумарния капацитет на DPC в повечето случаи. И границата в (4.61) е плътно за средно или високо SNRs когато $K \leq \left\lceil \frac{N_t}{N_r} \right\rceil$

Приноси елементи към изследването

Първият принос към изследването е оптимизационна рамка за многопотребителски OFDM системи, в които размяната между общата производителност и равнопоставеността на потребителите може лесно да бъде оценена. В тези системи, потоците данни от много потребители са мултиплексирани във всеки OFDM символ. Следователно, базовите станции могат да служат на много потребители едновременно, докато каналните условия са различни, поради различното разположение на отделните потребители. Многопотребителската OFDM система може да се възползва от многопотребителското разнообразие, за да се подобри ефективността на системата. В дисертационния труд предлагам максимална производителност на системата, като същевременно се запазва пропорционално скоростта на обмена на данни. С помощта на параметъра - равнопоставеност между потребителите, горепосоченото предложение може да бъде много лесно направено. Освен това, общата системна производителност също е регулируема.

Формулираният оптимизационен проблем за адаптивно разпределение на ресурсите в многопотребителска OFDM система е труден за решаване. За намаляване на изчислителната сложност, предлагам субоптимален алгоритъм, чрез отделяне на субканалите и електрическата енергия за разпределение между потребителите. Освен това, с предложения алгоритъм за

разпределение на ресурсите, сумарният капацитет е разпределен доста по-гъвкаво сред потребителите, отколкото алгоритъма за сумарен капацитет представен в публикация на IEEE.

Предлагат се техники и алгоритми за решаване на важни проблеми при проектиране и изграждане на многопотребителска хибридна радиосистема за пренос на данни от вида – MIMO.

Бъдещи изследвания

В тази секция, ще предложи няколко теми за бъдещи изследвания на многоносеци и / или мулти-антенни безжични системи, евентуално за други заинтересовани изследователи в тази област.

- **прилагане на адаптивно разпределение на ресурсите с пропорционална ставка на ограничения на данни в Многопотребителски OFDM системи**

Някои аспекти на предложения алгоритъм за разпределение на ресурсите трябва да бъде проучен, преди практическото изпълнение. Така например, множеството от параметрите на системата $\{\gamma_k\}_{k=1}^K$, следва да се определи въз основа потребителски целеви приложения. Прост пример е да се позволи на потребителите сами да избират своя γ_k набор от предварително определени дискретни стойности, които представляват техните приоритети.

- **Адаптивно разпределение на ресурсите в многопотребителски MIMO-OFDM системи**

Следващото поколение мобилни системи могат да бъдат OFDM базирани с много антени. Разпределянето на ресурсите в многопотребителски MIMO-OFDM системи е вероятно да бъде още по-трудно, поради ограничените ресурси – оптимизацията може да бъде изследвана в няколко измерения.

Ако блоковата диагонализация се използва във всеки честотен субканал, тогава алгоритъмът за селекция на потребители, предложени в Глава 4, може да бъде потенциално използван за пред-субканално основание да се избере добър потребител, с което да се оптимизира общата производителност. Мощностното разпределение трябва да бъде проектирано внимателно, тъй като то включва:

- мощностно разпределение между различните честотни субканални;
- мощностно разпределение между потребителите във всеки един честотен субканал;
- мощностно разпределение в многопотребителския пространствен домейн за всеки потребител.

За равнопоставеност на трафика сред потребителите се изисква допълнително проучване на адаптивно ресурсното разпределение в многопотребителски MIMO-OFDM системи.

- **Влияние на несъвършеният статус на каналната информация за адаптивното разпределение на ресурсите**

Потребителската информация за състояние на канала (CSI) се изисква от базовата станция за адаптивно разпределение на ресурсите в двете многопотребителски OFDM и MIMO системи. В тази дисертация, се предполага, че информацията за състоянието на канала се знае от базовата станция чрез отделен канал за обратна връзка. При CSI обикновено се прави оценка в приемниците, следователно има възможност за допускане на грешки.

Нещо повече, забавяния в обратната връзка, може да причини закъснения в CSI, които да се използват от алгоритъма за адаптивно ресурсно разпределяне. Въздействието на несъвършен CSI за ефективност на системата с адаптивно разпределение на ресурсите се нуждае от допълнително проучване.