 **Нов Български Университет**  
Департамент “Телекомуникации”

**РОСЕН ИВАНОВ ПАСАРЕЛСКИ**

**“ШИРОКОЛЕНТОВИ РАДИОСИСТЕМИ И ТЕХНОЛОГИИ ЗА  
ПРЕНОС НА ДАННИ. ПРОЕКТИРАНЕ НА ХИБРИДНА  
РАДИОСИСТЕМА. ЕФЕКТИВНОСТ ПРИ ЕКСПЛОАТАЦИЯ И  
ПРОБЛЕМИ НА ВНЕДРЯВАНЕ”**

**АВТОРЕФЕРАТ**  
на  
**ДИСЕРТАЦИОНЕН ТРУД**  
за получаване на образователна и научна степен  
“Доктор”  
по професионално направление:  
**5.3 “Комуникационна и компютърна техника”**

**Научен ръководител:**

/доц. д-р Бончо Христов Балабанов/  
Владков/

**Рецензенти:**

/проф. д.т.н. Емил Пенчев

/доц. д-р Камен Владимир  
Рангелов/

## **ВЪВЕДЕНИЕ**

Ширококоловите радиосистеми за пренос на данни са една обширна област от телекомуникациите, която се развива с невероятни темпове. Постоянно се появяват нови технологии и стандарти свързани с подобряване на качеството на предлаганите услуги, повишаване сигурността и надеждността на мрежите.

Дисертационният труд обхваща част от ширококоловите системи за пренос на данни, които са актуални за днешния ден. При стартирането на докторската работа са поставени следните основни цели и задачи в условията на Р. България:

### **ЦЕЛИ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯТ ТРУД:**

1. Да се анализират основните технически и икономически характеристики на ширококоловите радиосистеми и технологии за пренос на данни – UMTS и WiMAX.
2. Да се изготвят методики за изследване на работните параметри и характеристики на ширококоловите радиосистеми за пренос на данни - UMTS и WiMAX, с цел да се анализира и представи ефективността на различните видове технологии. Да се реализират постановки за изследване на различните работни радиопараметри – изходна мощност на предавателя, ниво на сигнала в произволна точка от зоната на покритие, спектрална маска на излъчване, странични излъчвания, нестабилност на честотата на предавателя, чувствителност на приемника, устойчивост към смущения по еднакъв и съседен канал, странични излъчвания на приемника, коефициент на цифрова грешка (Bit Error Ratio, BER) като функция на входния сигнал и др.
3. Да се систематизират всички проблеми свързани с качествена експлоатация и внедряването на ширококолови радиосистеми:
  - решаване на стратегически проблеми по проектирането и изграждането на радиомрежата
  - проблеми свързани с капацитета и ефективността на мрежите
  - оптимизационни и ресурсни проблеми
  - сигурност и надеждност
4. Да се разработят алгоритми и да се представят основните съображения за съставянето на методика за изследване на работните параметри и характеристики на радиосистемите, инструкция за изпробване на мрежата и технология за включване в действие на хибридна радиосистема за пренос на данни.
5. Да се анализират и предложат алгоритми за решаване на ресурсните проблеми при първоначално изграждане на хибридна ширококолова радиосистема за пренос на данни, използваща многопотребителски антенни системи - MIMO. Да се представи адаптивно ресурсното преразпределение в многопотребителски OFDM системи с пропорционални ограничения в скоростта. Да бъдат изследвани оптималното и субоптималното субканално разпределение и дистрибуцията на мощността. Да се определи сумарният капацитет на

многопотребителски хибридни MIMO радиосистеми с блокова диагонализация. Да се направи потребителска селекция на алгоритми с ниска сложност за многопотребителски MIMO системи с блокова диагонализация.

6. Да се изследват и анализират етапите на честотното и електрическото планиране при широколентовите WCDMA радиосистеми, с което се покриват изискванията за тяхното първоначално проектиране.
7. Да се направи изследване на радиопокритието и капацитета на системите с цел намаляване на риска от бъдещи проблеми при внедряване и ефективна експлоатация на мрежовото оборудване.
8. Да се изготвят изчислителни постановки, представящи реални възможности за проектиране на широколентова WCDMA радиосистема.
9. Да се дефинира проблема за баланс между необходимия брой райони за покритие и капацитет на широколентовите WCDMA радиомрежи.
10. Да се изчисли балансираното натоварване на широколентова WCDMA радиосистема, когато има изравняване на необходимия брой райони едновременно за покритие и капацитет по предварително зададени системни данни.
11. Да се изготвят изводи и заключения относно широколентовите радиосистеми за пренос на данни и основните проблеми свързани с тяхното внедряване, експлоатация и поддръжка.

В изпълнение на горепосочените цели настоящият дисертационен труд систематизира и анализира основните проблеми, свързани с избора и внедряването на широколентови хибридни радиосистеми и технологии за пренос на данни. Определя научно-методически постановки и алгоритми, избира подходящи методи и обосновава подходите на решаването на конкретните проблеми. Основното му предназначение е да послужи като научно-методическо ръководство при решаване на практическите проблеми при начално изграждане на широколентова радиомрежа за пренос на данни.

## **МЕТОДОЛОГИЯ НА ДОКТОРСКАТА РАБОТА**

В дисертационният труд методично се следва следният план за действие:

1. Представя се аналитично описание на широколентовите радиосистеми за пренос на данни - UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) и WiMAX (Worldwide Interoperability Microwave Access) като се разглеждат детайлно тяхната архитектура и основните радиотехнически параметри и характеристики. Акцентира се на методите за достъп до мрежата, модулационните схеми и техники за пренос на информацията. Представят се общите изисквания за сигурност и надеждност на системите, принципите на проектиране и изграждане на мрежите, тяхната ефективност при експлоатация.

2. Съставят се постановки за експериментално изследване на работните параметри и характеристики на горепосочените широколентови радиосистеми.
3. Анализират се основните съображения за съставянето на методики за изследване на работните параметри и характеристики на радиосистемите, да се оформи инструкция за изпробване на мрежата и технология за включване в действие на хибридна радиосистема за пренос на данни.
4. Анализират се и се предлагат алгоритми за решаване на ресурсните проблеми при първоначално изграждане на хибридна широколентова радиосистема за пренос на данни, използваща многопотребителски антенни системи - MIMO. Задълбочено се изследва адаптивното ресурсното преразпределение в многопотребителски OFDM системи с пропорционални ограничения в скоростта. Определя се оптималното и субоптималното субканално разпределение и дистрибуцията на мощността, с цел да се представят основните проблеми при проектирането и внедряването на хибридни радиосистеми за пренос на данни. Изследва се и се анализира сумарният капацитет на многопотребителски хибридни MIMO радиосистеми с блокова диагонализация. Изготвя се потребителска селекция на алгоритми с ниска сложност за многопотребителски MIMO системи с блокова диагонализация.
5. Изследват се и се анализират етапите на честотното и електрическото планиране при широколентовите WCDMA радиосистеми, с което се покриват изискванията за тяхното първоначално проектиране.
6. Изготвя се изследване на радиопокритието и капацитета на системите с цел намаляване на риска от бъдещи проблеми при внедряване и ефективна експлоатация на мрежовото оборудване.
7. Разработват се изчислителни постановки, представящи реални възможности за проектиране на широколентова WCDMA радиосистема.
8. Дефинира се проблема за баланс между необходимия брой райони за покритие и капацитет на широколентовите WCDMA радиомрежи.
9. Изчислява се балансираното натоварване на широколентова WCDMA радиосистема, когато има изравняване на необходимия брой райони едновременно за покритие и капацитет по предварително зададени системни данни.

Методологията включва обобщаването на анализиранияте проблеми и направените изследвания в разширено заключение, което представя постигнатите резултати и ползите от дисертационният труд.

## **ПРИЛОЖИМОСТ И ПОЛЕЗНОСТ**

С изготвянето на дисертационният труд са постигнати важни полезни резултати, които могат да намерят бъдещо приложение, както следва:

1. Направените методики за изследване на работните параметри и характеристики на широколентовите радиосистеми за пренос на данни – UMTS и WiMAX, могат да се използват, както от различни фирми и организации в областта на широколентовите радиокомуникации, така

и в бакалавърска програма „Телекомуникации” и лаборатория „Телекомуникации” при провеждане на стажове и практики на територията на НБУ.

2. Могат да се извършват външни поръчки на телекомуникационни фирми и организации, да се участва в договорни задачи към Държавната Агенция за Информационни технологии и съобщения (ДАИТС) и Европейския съюз, с което да се финансира развитието на лабораторията и програмите по телекомуникации на НБУ.
3. Анализират се и предложени алгоритми за решаване на ресурсните проблеми и мощностното разпределение на радиотехниката са приложими при първоначално изграждане на хибридна широколентова радиосистема за пренос на данни, използваща многопотребителски антенни системи - ММО. Това са нови и много мощни радиосистеми, които при правилно ресурсно и енергийно планиране и проектиране ще се превърнат във водещи и голяма част от вече съществуващите телекомуникационни оператори ще ориентират мрежите си към тази технология.
4. Разработените изчислителни постановки дават реални възможности за проектиране на широколентова WCDMA радиосистема за корпоративни или вътрешни нужди.

## **ОБЩ ОБЕМ И СТРУКТУРА**

Дисертационният труд е в общ обем от 221 страници /текст и илюстрации/. Състои се от 5 основни глави включително и заключение. В края на докторската работа са представени – списък на използвана библиография и източници на информация /общо 88 литературни източника/, таблица на използвани съкращения и дефиниции, препоръки на ITU-R, серия М.

## **СЪДЪРЖАНИЕ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯТ ТРУД**

### **ГЛАВА ПЪРВА**

#### **ВЪВЕДЕНИЕ**

**Глава първа** от дисертацията е въвеждаща в темата. Тя е разделена на две части и е посветена на общ преглед на широколентовите радиосистеми за пренос на данни.

**В част първа** е разгледана широколентовата мобилна система за пренос на данни – UMTS (Universal Mobile Telecommunication System). Представени са последователно основните етапи в процеса на стандартизация и концепция за развитие на UMTS системите - общи изисквания към мобилните системи от трето поколение, работни групи по хармонизация на стандартите и др. Пояснява се основната идея

обединяваща участниците в тях - усъвършенстването на двете най-широко разпространени в САЩ технологии за клетъчни мобилни комуникации от 2-ро поколение – cdmaOne (IS-95) и TDMA (IS-136) в посока към превръщането им в системи от 3-то поколение, което се изразява и в представените в ITU проекти за радиоинтерфейс на IMT-2000.

Разгледана е структурата и функционалността на UMTS технологията. Представени са основните характеристики на възможните типове клетки, които може да се изградят при UMTS системите. В отделна точка от глава първа-част първа е разгледана общата структура и функционалните елементи на UMTS. Показана е обобщена схема на мрежата, интерфейсите между мобилните станции и мрежата за радиодостъп (Uu интерфейс) и между мрежата за радиодостъп и опорната мрежа (Iu интерфейс), което осигурява съвместимост между радиосъоръженията от различни производители. Представена е също и интелигентната мрежа в състава на UMTS, която е отговорна за операции по таксуване, локализиране на абоната, роуминг и прехвърляне на връзката. Мрежата за радиодостъп (UTRAN), базовите станции и управляващите ги контролери, които осъществяват радиопеноса до мобилните крайни абонатни устройства (User Equipment, UE). Опорната преносна мрежа мрежа (Core Network, CN), с която базовите станции се свързват вътрешно помежду си и по която се осъществява пренасяне на информация с високи скорости. Опорната мрежа на UMTS включва същите компоненти като мрежите от второ поколение (GSM), като поддържа едновременно мрежите за достъп на GSM и UMTS. Тъй като при третата генерация мобилни системи обаче е въведен един напълно нов мрежов интерфейс (Iu) към мрежата за радиодостъп UTRAN, са разгледани двете различни физически изпълнения: Iucs към тази част от опорната мрежа, която поддържа предаване на данни с комутация на канали и Iups – към частта от опорната мрежа, поддържаща предаване на данни с пакетна комутация.

Представени са функциите на радио субсистемите (RNS), и на техните съставни – радиомрежов контролер (Radio Network Controller, RNC) и базова станция (Node B).

**Като отделна точка към глава първа-част първа** са представени честотните обхвати за UMTS, методите за множествен достъп и режимите за разделяне на дуплексните канали.

Спецификациите на 3GPP дефинират два основни режима на UMTS радиоинтерфейса – UTRA FDD и UTRA TDD, чрез които разделянето на дуплексните канали се реализира по два начина – по честота и по време. При режим FDD за радиоканалите в права и обратна посока (Uplink и Downlink) се използват двойка честотни канали (с ширина по 5 MHz и отстояние 190 MHz), а при режим TDD един и същ радиоканал с ширина 5 MHz се използва алтернативно при предаване в двете посоки в различни времеинтервали (timeslots).

И при двата режима се използва множествен достъп с кодово разделяне на каналите (CDMA), който при UTRA TDD е съчетан и с разделяне на каналите по време.

Според решение на ETSI, UTRA-TDD режимът на работа трябва да бъде базиран на TD/CDMA технология. Параметрите на този режим са напълно хармонизирани с режима FDD, който е базиран на WCDMA.

**В глава първа-част първа** съществено внимание е обърнато на протоколния модел на наземните интерфейси в мрежата за радиодостъп – UTRAN.

Референтния OSI протоколен модел определя принципите, които са използвани при специфицирането на протоколите на наземните интерфейси в мрежата за достъп - UTRAN. Представен е обобщен модел на 3GPP за наземните интерфейси в мрежата за достъп – UTRAN, в които е подчертано разграничението между радио-мрежовия слой (RNL – Radio Network Layer) и транспортно-мрежовия слой (TNL – Transport Network Layer). Също така са разграничени контролната равнина и абонатната равнина (с потребителските данни). Цялата функционалност свързана с UTRAN е видима само в RNL, а TNL представлява стандартна транспортна технология, която е избрана да се използва за UTRAN, но без никакви специфични промени. Представят се вертикалните слоеве като:

- Control Plane – контролната равнина се използва за всички видове сигнализация специфични за UMTS – RANAP (Radio Access Network Application Part) за Iu, RNSAP (Radio Network Subsystem Application Part) за Iur и NBAP (Node B Application Part) за Iub.

- User Plane – през абонатната равнина се пренася цялата информация предадена или приета от потребителя (глас, видео или данни).

- TN Control Plane – тази равнина се използва за необходимата сигнализация в рамките на TNL. Тя не съдържа никаква информация по отношение на RNL.

**Като отделна точка** е разгледан протоколния модел в радио интерфейса на мрежата за достъп – UTRAN. Протоколите в WCDMA радиоинтерфейса се описват с използването на трислоен протоколен модел. Най-ниският слой е физическия. Протоколните нива над физическото се наричат канално ниво и мрежово. В радио интерфейса на UTRAN, каналното ниво се разделя на подслоеве. В контролната равнина това са MAC (Medium Access Control) и RLC (Radio Link Control). В потребителската равнина в допълнение към тях се дефинират и PDCP (Packet Data Convergence Protocol) and BMC (Broadcast/Multicast Control Protocol). Мрежовото ниво се състои от един протокол - RRC (Radio Resource Control), който принадлежи към контролната равнина. Представена е обща протоколна архитектура на UTRAN.

Физическото ниво предлага услуги на MAC подслоя посредством транспортни канали, които описват как и с какви характеристики се пренасят данните.

Подслоят - MAC от своя страна предлага услуги на RLC нивото чрез логически канали. Логическите канали се характеризират според това какъв тип данни се предават.

Подслоят - RLC предлага услуги на по-високите нива чрез т.нар. Service Access Points (SAPs), които описват как RLC подслоя обработва пакетите с данни и например дали функцията ARQ (Automatic Repeat Request) се използва. От страна на контролната равнина услугите на RLC се използват от RRC за транспорт на сигнализационна информация. От страната на абонатната равнина услугите на RLC се използват или от специфичните за дадена услуга протоколи като PDCP и BMC или от други функции от

по-високо ниво на потребителската равнина като например гласовия кодек. Услугите на RLC подслоя се наричат радионосещи на сигнализация в контролната равнина и съответно радио носещи в абонатната равнина (за услуги, които не използват PDCP или BMC).

Протоколът PDCP (Packet Data Convergence Protocol) съществува само за услуги от PS (Packet Switched) частта. Негова основна функция е компресирането на хедъра на пакетите. Услугите, които той предлага се наричат Radio Bearers.

Протоколът BMC (Broadcast Multicast Control protocol) се използва, за да предаде по радиоинтерфейса съобщенията, идващи от центъра за клетъчно разпръскване на съобщения. Във Версия 99 на 3GPP единствената такава разпръсквателна услуга е SMS Cell Broadcast. Услугите на този протокол отново се наричат радио носещи.

Нивото - RRC предлага услуги на по-високи нива извън мрежата за радиодостъп чрез Service Access Points (SAPs), които се използват от протоколи от по-високи нива от страна на крайните абонатни терминали и от RANAP от страна на UTRAN. Цялата сигнализация от по-високо ниво терминираща се в крайните потребителски устройства и опорната мрежа (управление на мобилността, контрол на връзките, управление на сесиите и т.н.) се помества в RRC съобщения и се предава по радиоинтерфейса.

**В глава първа-част втора** е представен аналитичен преглед на широколентовите радиосистеми за пренос на данни – WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access).

Разгледани са препоръките и техническите спецификации за системите „точка към много точки” в обхвата 3.5/3.7 GHz и 5.8 GHz. Стандарти и технически спецификации за безжичните системи за достъп тип „точка към много точки” се разработват от четири международни организации – ETSI, IEEE, ITU-R и CEPT/ERC/ECC.

Като подточка към препоръките и техническите спецификации са разгледани честотните разпределения за WiMAX системите в обхвата 3.5/3.7 GHz и 5.8 GHz.

Според препоръка 14-03 на CEPT/ERC мрежите за безжичен достъп в обхвата 3.7 GHz могат да използват обхватите 3600 ÷ 3700 MHz и 3700 ÷ 3800 MHz. Според условията на лицензията, когато се използват двойка спрегнати дуплексни канали (FDD режим на работа), разстоянието между долните краища на каналите трябва да бъде 100 MHz.

За обхвата 5725÷5875 MHz съгласно стандарт EN 302 502 „Broadband Radio Access Networks (BRAN); 5,8 GHz fixed broadband data transmitting systems; Harmonized EN covering essential requirements of article 3.2 of the R&TTE Directive” на ETSI, се използват до 56 честотни канала, които се пресмятат по следната формула:

$$5\,725 + (n * 2,5) \text{ MHz},$$

където  $n = 2$  to 58 за ширина на канала 10 MHz

където  $n = 4$  to 56 за ширина на канала 20 MHz.

**Като отделна точка от главата** е разгледана архитектурата на мрежите от типа WiMAX. Представена е обща конфигурация на WiMAX система за безжичен достъп като са засегнати:

- Безжичен достъп при наличие на пряка видимост (Line-of-Sight, LOS) между базовата станция и крайната станция – първа Френелова зона между БС и



която и да е от крайните станции е свободна и двете антени са добре видими една от друга. В този случай загубите при разпространение на радиовълните се определят от затихване в свободно пространство, в атмосферните газове и в дъжд, но във всички случаи приемното ниво се определя от енергията на директния сигнал. В този случай е налице значителен радиус на покритие и голяма зона на обслужване, които са свързани както с малките загуби при разпространение на сигнала, така и с възможността за използване на насочена антена от абоната.

- Безжичен достъп при отсъствие на пряка видимост (Non-Line-of-Sight, NLOS) – тук първата френелова зона е заета от препятствия (сгради, дървета), вследствие на което загубите при разпространение на радиовълните силно нарастват. При липса на пряка видимост приемното ниво се определя от енергията на множество отразени сигнали, често закъснели във времето, разместени по фаза и с намалена амплитуда. Крайната станция в този случай представлява абонатно устройство с ненасочена антена, вследствие на което скоростта на обмен на полезната информация силно намалява, поради обстоятелството, че за компенсиране на загубите и на затихването при предаване на данните се използва значителен информационен излишък за корекция на грешки в цифровия поток.

Представени са дуплексните режими на работа на системата. При дуплексния режим с разделяне по честота FDD за правия и обратния канал (Uplink и Downlink) се използват двойка честотни канали, с определена широчина и честотно отстояние помежду им. При дуплексния режим с разделяне по време TDD един и същ радиоканал със зададена широчина се използва алтернативно при предаване в двете посоки в различни времеинтервали. И двете дуплексни техники имат своите предимства и недостатъци. FDD се предпочита в случаите, когато:

- трафикът в двата канала на предаване е равномерно разпределен, симетричен и лесно предсказуем;
- цената на апаратурата не е определящ фактор;
- трябва да се покрие по-голяма площ.

TDD е по-добрият избор, когато:

- трафикът е неравномерен и несиметричен, преобладаващ в едната посока;
- цената на апаратурата е определящ фактор;
- трябва да се покрие по-малка площ, евентуално с висока концентрация на абонати.

В тази част от дисертацията са засегнати методите за множествен достъп до WiMAX системата и модулационните схеми.

Представени са алгоритми за управление на мощността на базовите станции. Те се използват за подобряване на общите параметри и характеристики на системата.

Акцентирано е на методите за кодиране на информацията с добавяне на излишък към предавания сигнал с цел откриване на грешки при неговото приемане. Методите за кодиране, използвани в системите „точка към много точки“ включват блокови, конволуционни и пространствено-времеви кодове. Блоковите и конволуционните кодове прибавят излишък във времевата област с добавяне на допълнителни битове към времевата поредица от информационни битове. Пространствено-времевите кодове използват наличието на некорелирани импулсни характеристики, когато се използва множество от предаващи и приемащи антенни елементи. Тези кодове се използват в комбинация с описаните по-долу ММО антенни системи, и добавят излишък както във времевата, така и в пространствената област. При технологията „точка към много точки“ използването на OFDM-модулиран сигнал с антени тип ММО, в съчетание с пространствено-времеви кодове, е най-ефективния начин за подобряване на възможностите за предоставяне на услугата в отсъствие на пряка видимост.

Особено внимание е обърнато на антенната техника за системи от вида WiMAX. При далекосъобщителните системи за фиксиран широколентов безжичен достъп параметрите на избраните антени – работен честотен обхват, честотна лента и насочени свойства – оказват голямо влияние върху капацитета (максималният брой абонати) и покритието на мрежата.

В базовата станция обикновено се предпочита секторизирана антена пред насочената, тъй като това увеличава капацитета на системата и намалява възможността от смущения между отделните базови станции. Секторизираната антена представлява „разделяне“ на антенната система с насочена диаграма на излъчване на няколко антени, всяка от която е с насочена диаграма на излъчване. По този начин излъчената електромагнитна енергия се съсредоточава в определен сектор с доста по-малка площ.

Разгледани са характеристиките и капацитетът на безжичните далекосъобщителни системи, които се ограничават от три главни фактора – фединг, закъснение на сигнала и смущения. Усъвършенстваните антенни системи, в това число системите с пространствено разнесено приемане, адаптивните антенни системи и ММО антенните системи, могат да се приложат в мрежите за безжичен достъп за намаляване на влиянието на посочените неблагоприятни фактори.

## ГЛАВА ВТОРА

**В глава втора** от дисертационният труд е изготвена методика за изследване и анализ на параметрите и радиотехническите характеристики на мобилна система от трето поколение – UMTS. Основната цел е да бъде оформено научно-методическо ръководство, което да послужи на заинтересовани изследователи в областта на широколентовите системи за пренос на данни при анализиране и отчитане на ефективността на различните видове технологии. Предлага се подходяща постановка за определяне на изходните характеристики.

Методиката е с обект на изследване на основните параметри и радиотехнически характеристики на работеща мобилна система – UMTS, а именно:

В предавателната част –

- Изходна мощност на базовата станция

- Максимална изходна мощност;
- Прецизност на нивото на CPICH пилотния сигнал.
- Честотна грешка;
- Динамика на изходната мощност:
  - Стъпки при контрола на мощността;
  - Динамичен обхват на контрола на мощността;
  - Динамичен обхват на общата мощност.
- Мощност в изключено състояние (само за TDD)
- Излъчвания в генерирания радиочестотен спектър:
  - Заета честотна лента;
  - Извънлентови излъчвания;
  - Маска на спектралните излъчвания;
  - Коефициент на пропускане по мощност в съседен канал;
  - Странични излъчвания.
- Интермодуляция в предавателя;
- Модуляция в предавателя:
  - Размер на вектора на грешката (EVM);
  - Пик на грешката в кодовата област,

В приемната част –

- Опорно ниво на чувствителност;
- Динамичен обхват;
- Избирателност по съседен канал;
- Блокиращи характеристики;
- Интермодуляционни характеристики;
- Странични излъчвания.

Експлоатационни характеристики -

- Демодуляция в статични условия на разпространение;
- Демодуляция в условия на многолъчев фадинг;
- Демодуляция при движеща се среда;
- Демодуляция при фадинг със случайни и силно променливи характеристики (т. нар. условия на раждане/умиране).

Цел на изследването:

- да се представят реални изследователски постановки за параметрите и радиотехническите характеристики на UMTS система. Да предложат коректни начини за контрол и наблюдение на мобилната система;
- да се цитират актуални спецификации, норми и директиви, с които да се сравняват резултатите от изследването;
- да се предложат съответни процедури за изследване, като заедно с това се посочат особеностите при всяка една от тях и изискванията към апаратурата и материалната база. За улеснение, са представени фигури с примерни резултати от изследванията за всеки параметър;

В методиката са представени следните видове измервания:

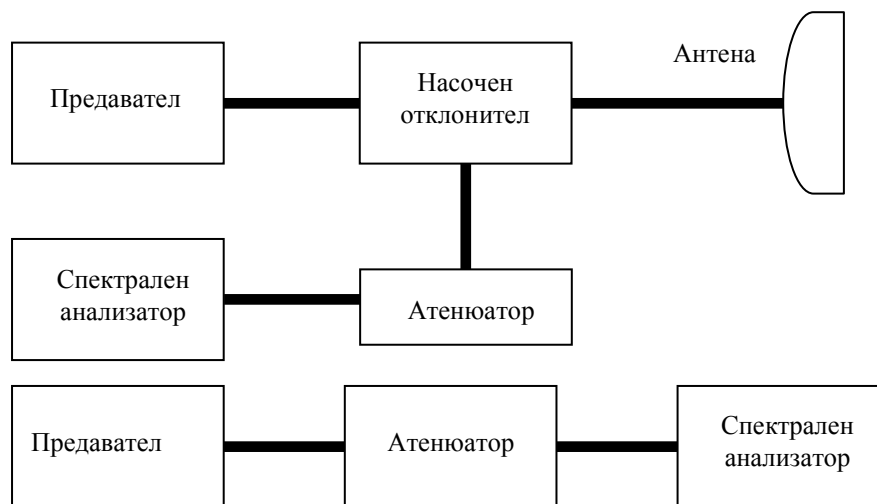
### **В т. 2.1.1.Скорост на цифровия поток на предаваните данни**

**Определение:** Скорост на потока от данни в произволен кодов канал – служебен или трафичен.

**Минимални изисквания:** Необходимо е измервателният уред да притежава сигнален режим (signaling mode) на работа. Този режим позволява както генерирането, така и анализирането на сигнали, при условия максимално близки до ситуацията в реална UMTS мрежа.

**Цел на изследването:** да се установи скоростта на цифровия поток от данни за даден кодов канал.

**Изследователска постановка:**



**Забележка:** Горепесочената изследователска постановка се използва няколко пъти в глава 2 и 3 от докторската работа и за улеснение е наричана ИПП.

- 1) Приемникът се установява в режим на приемане на съответната носеща честота (в права или обратна посока);
- 2) С анализатора се наблюдават характеристиките на приемания сигнал – тип на канала, приемно ниво, брой на анализирания цифрови блокове за 1 секунда, скорост на цифровия поток, ниво на цифровата грешка.

### В 2.1.2. Вероятност за успешно установяване на връзка в район с покритие на UMTS мрежата.

**Определение:** Вероятността за успешно установяване на връзка е броят на успешно осъществените повиквания от мобилната станция за даден период от време, отнесен към общия брой опити за повикване.

**Минимални изисквания:** И тук е необходимо използваните измервателни уреди да притежават сигнален режим (signaling mode) на работа.

**Цел на изследването:** Да се генерират определен брой повиквания за даден период от време и да се отчете статистиката от тях, като се пресметне вероятността за успешно установяване на връзка в район с покритие на UMTS мрежата.

**Изследователска постановка:**



**Процедура на изследването:** Изследванията се извършват върху мобилната станция, която е работеща и регистрирана в мрежата. Задават се параметри на самото измерване, които включват период на генериране на повикванията, време между отделните опити за повикване, време на изчакване, инициатор на прекъсване на връзката. Могат да се включат и допълнителни незадължителни възможности за подобряване на качеството като активиране на режим с адаптиране на скоростите на гласовия поток (Adaptive Multi Rate, AMR), когато количеството на допълнителни битове за корекция на грешките се определя от характеристиките на радиоканала и може да се променя.

### 2.1.3. Максимална изходна мощност

**Определение:** Ниво на мощността, измерено за дадена носеща честота на изхода на предавателя и съответно на входа на антената на базовата станция.

**Минимални изисквания:** Дефинира се т.нар. ниво PRAT – изходна мощност, заявена от производителя. Съществуват следните комбинации между класа на базовата станция и мощността PRAT:

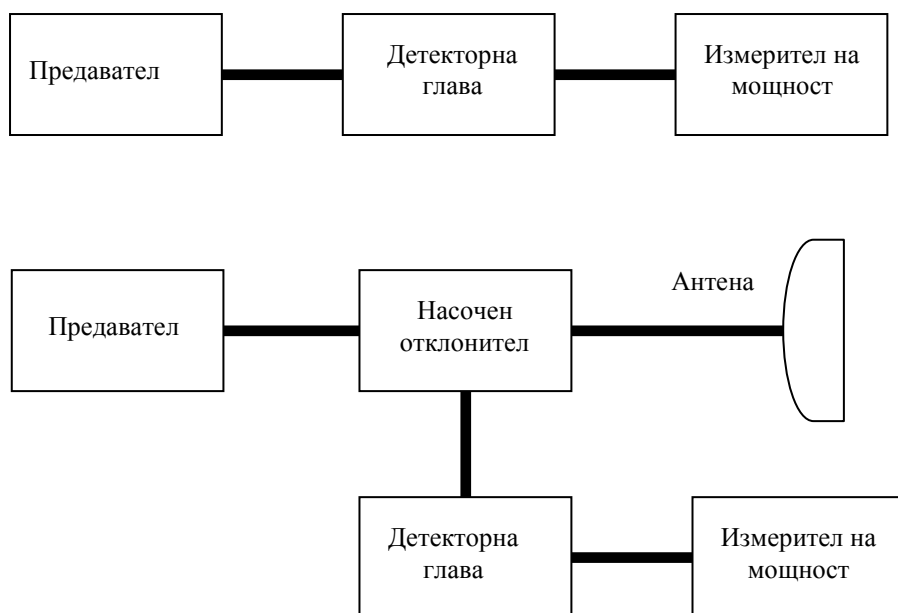
Таблица 8

Клас на базовата станция	PRAT
С широк обхват на покритие	Не е дефинирано
Със среден обхват на покритие	$\leq 38$ dBm
С локален обхват на покритие	$\leq 24$ dBm

**Цел на изследването:** Да се установи, че при нормални външни условия на измерване максималната изходна мощност е в границите на PRAT, при допустимо отклонение  $\pm 0.7$  dB според табл.8.

**Норма при изследването:** При нормални външни условия измерваната максимална мощност трябва да бъде в границите на декларираната PRAT с отклонение от  $\pm 2.7$  dB.

**Изследователска постановка:**



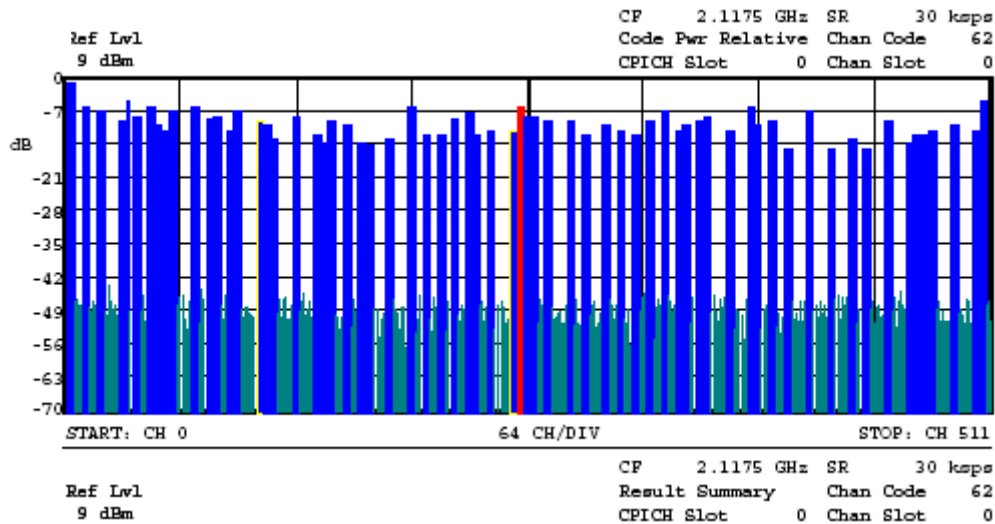
### Процедура на изследването:

Изследват се горни, долни и средни канали от честотния обхват, предоставен на съответния UMTS оператор.

1) Базовата станция трябва да се установи в режим на максимална мощност при WCDMA модулиран сигнал.

2) Атенюаторът се установява на стойност на затихването според изискванията за максимално допустимо ниво на входния сигнал за измервателния уред.

Примерен резултат от изследването е показан на фиг. 20



Фиг. 20 Примерен резултат от изследването на мощност

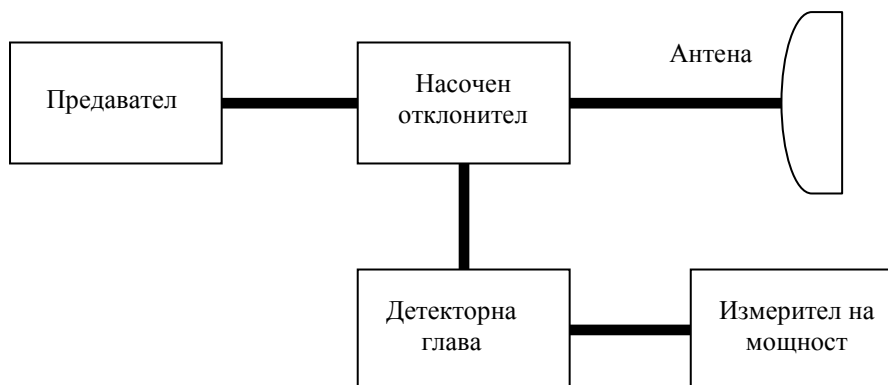
### 2.1.4. Мощност в изключено състояние (за режим UMTS TDD)

**Определение:** Стойността на RRC-филтрираната средна мощност, измерена върху един чип-символ, когато предавателят на базовата станция не излъчва носеща честота.

**Цел на изследването:** Да се провери способността на базовата станция да задържа излъчената мощност в изключено състояние под зададена стойност.

**Норма при изследването:** Излъчената мощност от БС в изключено състояние в режим TDD трябва да бъде не по-голяма от  $-79$  dBm.

**Изследователска постановка:**





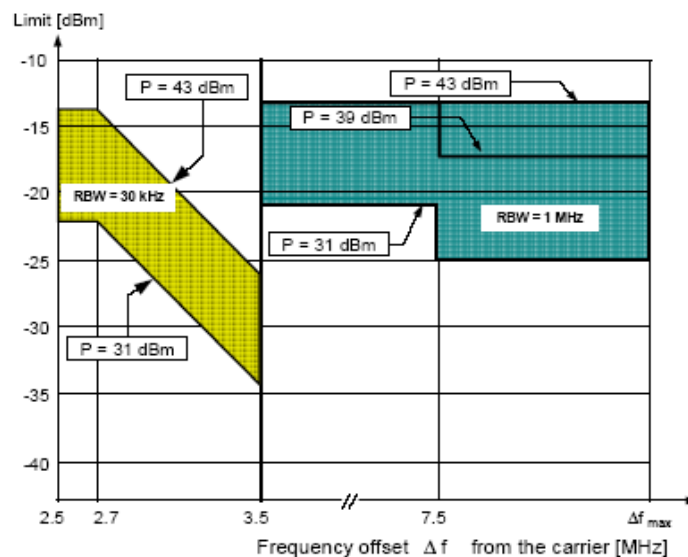
**Процедура при изследването:** С помощта на измерителя на мощност се изследва RRC-филтрираната средна мощност във времеинтервалите, които се съдържат в един чип-символ.

### 2.1.5. Маска на спектрално излъчване

**Определение:** Маската на спектрално излъчване представлява нивата на излъчване, които са извънлентови (out-of-band), а честотите им са разположени от двете страни на носещата честота, като отстоят на не повече от  $\pm 250\%$  от нея.

**Цел на изследването:** Да се изследват излъчванията на базовата станция в близост до лентата на желанния WCDMA сигнал при работещ предавател и да се сравнят с нормите, дефинирани от TS.25 141.

**Норми при изследването:** За UMTS честотният обхват на извънлентовите излъчвания е 12.5 MHz като лентата на тяхното измерване не е с една и съща ширина. Изискванията към нивата на сигнала извън излъчвания канал са представени в таблици 9÷12 в зависимост от максималната изходна мощност на базовата станция.



Фиг 21 Ограничения при изследването на маската на спектрално излъчване

**Таблица 9** Стойности на спектралната маска при изходна мощност  $P \geq 43$  dBm

Централна честота на измервателния филтър, $f_{offset}$	Допустимо ниво на сигнала	Лента на измерване
$2.515\text{MHz} \leq f_{offset} < 2.715\text{MHz}$	-14 dBm	30 kHz
$2.715\text{MHz} \leq f_{offset} < 3.515\text{MHz}$	$-14\text{dBm} - 15 \cdot \left( \frac{f_{offset}}{\text{MHz}} - 2.715 \right) \text{dB}$	30 kHz
$3.515\text{MHz} \leq f_{offset} < 4.0\text{MHz}$	-26 dBm	30 kHz
$4.0\text{MHz} \leq f_{offset} < f_{offset_{max}}$	-13 dBm	1 MHz

**Таблица 10** Стойности на спектралната маска при изходна мощност  $39 \leq P < 43$  dBm

Централна честота на измервателния филтър, $f_{offset}$	Допустимо ниво на сигнала	Лента на измерване
$2.515\text{MHz} \leq f_{offset} < 2.715\text{MHz}$	-14 dBm	30 kHz
$2.715\text{MHz} \leq f_{offset} < 3.515\text{MHz}$	$-14\text{dBm} - 15 \cdot \left( \frac{f_{offset}}{\text{MHz}} - 2.715 \right) \text{dB}$	30 kHz
$3.515\text{MHz} \leq f_{offset} < 4.0\text{MHz}$	-26 dBm	30 kHz
$4.0\text{MHz} \leq f_{offset} < 8.0\text{MHz}$	-13 dBm	1 MHz
$8.0\text{MHz} \leq f_{offset} < f_{offset_{max}}$	$P - 56$ dB	1 MHz

**Таблица 11** Стойности на спектралната маска при изходна мощност  $31 \leq P < 39$  dBm

Централна честота на измервателния филтър, $f_{offset}$	Допустимо ниво на сигнала	Лента на измерване
$2.515\text{MHz} \leq f_{offset} < 2.715\text{MHz}$	$P - 53$ dB	30 kHz
$2.715\text{MHz} \leq f_{offset} < 3.515\text{MHz}$	$P - 53\text{dB} - 15 \cdot \left( \frac{f_{offset}}{\text{MHz}} - 2.715 \right) \text{dB}$	30 kHz
$3.515\text{MHz} \leq f_{offset} < 4.0\text{MHz}$	$P - 65$ dB	30 kHz
$4.0\text{MHz} \leq f_{offset} < 8.0\text{MHz}$	$P - 52$ dB	1 MHz
$8.0\text{MHz} \leq f_{offset} < f_{offset_{max}}$	$P - 56$ dB	1 MHz

**Таблица 12** Стойности на спектралната маска при изходна мощност  $P < 31$  dBm

Централна честота на измервателния филтър, $f_{offset}$	Допустимо ниво на сигнала	Лента на измерване
$2.515\text{MHz} \leq f_{offset} < 2.715\text{MHz}$	-22 dBm	30 kHz
$2.715\text{MHz} \leq f_{offset} < 3.515\text{MHz}$	$-22\text{dBm} - 15 \cdot \left( \frac{f_{offset}}{\text{MHz}} - 2.715 \right) \text{dB}$	30 kHz
$3.515\text{MHz} \leq f_{offset} < 4.0\text{MHz}$	-34 dBm	30 kHz
$4.0\text{MHz} \leq f_{offset} < 8.0\text{MHz}$	-21 dBm	1 MHz
$8.0\text{MHz} \leq f_{offset} < f_{offset_{max}}$	-25 dBm	1 MHz

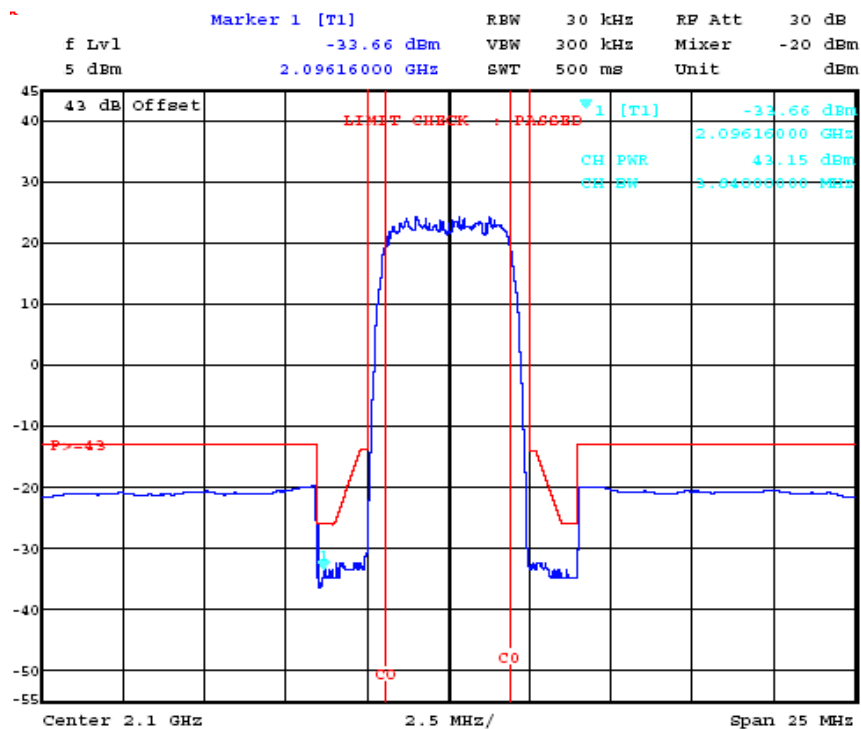


**Изследователска постановка:** ИП1. /виж забележка от стр. 11/

**Процедура при изследването:**

- 1) Изследват се горни, долни и средни канали от честотния обхват, предоставен на съответния оператор за UMTS услуга. Разделителната способност по честота на спектроанализатора не трябва да е по-голяма от измерваната честотна лента.
- 2) При честота на измерване, отстояща в границите между 2.515 MHz и 4 MHz от носещата честота, измерването се извършва в лента от 30 kHz; ако това отместване е по-голямо, но не повече от  $\pm 250\%$  от носещата честота, измервателната лента трябва да е 1 MHz.
- 3) Маската на спектрално излъчване се задава предварително в настройките на спектралния анализатор. Това може да стане или като уредът се свърже към програмируем контролер, или като се включи в локална компютърна мрежа (LAN) и с помощта на персонален компютър се извърши необходимото програмиране на стойностите съгласно изискванията на TS 25.141
- 4) Базовата станция се установява на максимална мощност.
- 5) При стъпковидно изменение на честотата на измервателния филтър се отчита излъчването в лентата, ограничена от носещата честота на канала и честотата, отстояща на  $\pm 12.5$  MHz от нея.

Примерен резултат от изследването е показан на фиг. 22.



Фиг. 22 Маска на спектрално излъчване, снета чрез спектроанализатор

### 2.1.6. Коефициент на мощността в съседен канал

**Определение:** Отношението на мощността на излъчения сигнал за дадена носеща честота към мощността на филтрирания сигнал, измерена в съседен канал.

**Цел на изследването:** Да се установи дали измереното отношение е в границите, зададени от нормите в TS.25 141.

**Норми при изследването:**

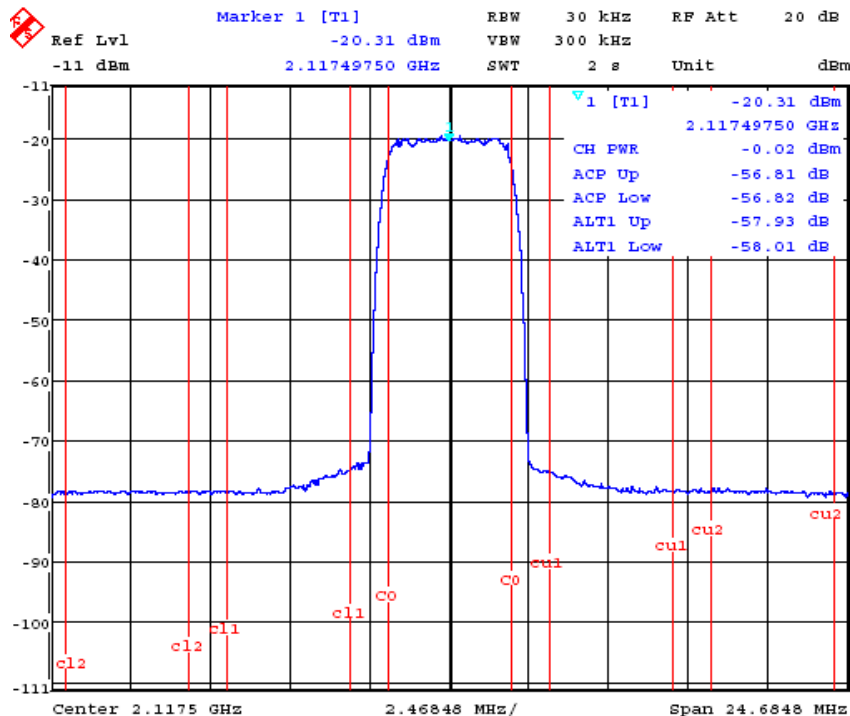
Таблица 13

Честотно отстояние на носещата на съседния канал спрямо носещата честота на изследвания канал	Норма за ACLR
$\pm 5$ MHz	45 dB
$\pm 10$ MHz	50 dB

**Изследователска постановка:** ИП1.

**Процедура при изследването:** Както излъчената, така и приетата в съседен канал мощност се измерват с RRC филтър, който има коефициент на спадане на характеристиката  $\alpha = 0.22$  и лента на пропускане, равна на скоростта на чипсимволите. Според TS.25 141 е допустимо да се сравняват както отношения на нива (мощности), така и на напрежения. Измерват се горни, долни и средни канали от честотния обхват, предоставен на съответния оператор за UMTS услуга.

- 1) Изходната мощност на базовата станция се установява на максимално допустимата, зададена от производителя.
- 2) Носещата честота се установява в границите на работния честотен обхват за UMTS.
- 3) Минималното отстояние между две съседни носещи е 5 MHz, а измерването се прави от двете страни на носещата честота. Примерен резултат от измерването е показан на фиг. 23



Фиг. 23 Изследване на коефициента на мощността в съседен канал

### 2.1.7. Странични излъчвания

**Определение:** Според CEPT/ERC 74-01 и SM.329 странични (spurious) са излъчванията, които се наблюдават на честотно отстояние повече от  $\pm 250\%$  от носещата честота, което за UMTS означава отстояние от  $\pm 12.5$  MHz.

**Цел на изследването:** Да се измерят стойностите на страничните излъчвания и се установи дали са в зададените от TS. 25 141 норми.

**Минимални изисквания:** Честотите, в които се измерват странични излъчвания са от 9 kHz до 12.75 GHz. Нормите за страничните излъчвания в TS. 25 141 са зададени съгласно категория В, описана в Препоръка SM.329 на ITU-R. Категория В е предпочетена пред категория А, тъй като тя налага по-строги ограничения (с около 23 dB) в сравнение с категория А (при която за всички честоти максималното допустимо ниво на излъчванията е -13 dBm), а от друга страна тези ограничения са основани на норми за нивата на страничните излъчвания, дефинирани и утвърдени в Европа.

**Норми при изследването:** Задължителните изисквания съгласно категория В според SM.329 по отношение на нивото на страничните излъчвания са представени в табл. 14.

**Табл. 14** Задължителни ограничения за странични излъчвания на БС, категория В

Честотен обхват	Максимално ниво	Лента на измерване
9kHz ↔ 150kHz	-36 dBm	1 kHz
150kHz ↔ 30MHz	- 36 dBm	10 kHz
30MHz ↔ 1GHz	-36 dBm	100 kHz
1GHz ÷ Fc1 - 60 MHz или 2100 MHz <i>по-високата от двете честоти</i>	-30 dBm	1 MHz
Fc1 - 60 MHz или 2100 MHz <i>по-високата от двете честоти</i> ÷ Fc1 - 50 MHz или 2100 MHz <i>по-високата от двете честоти</i>	-25 dBm	1 MHz
Fc1 - 50 MHz или 2100 MHz <i>по-високата от двете честоти</i> ÷ Fc2 + 50 MHz или 2180 MHz <i>по-ниската от двете честоти</i>	-15 dBm	1 MHz
Fc2 + 50 MHz или 2180 MHz <i>по-ниската от двете честоти</i> ÷ Fc2 + 60 MHz или 2180 MHz <i>по-ниската от двете честоти</i>	-25 dBm	1 MHz
Fc2 + 60 MHz или 2180 MHz ÷ 12.75 GHz <i>по-ниската от двете честоти</i>	-30 dBm	1 MHz

В таблица 14 са използвани означенията:

Fc1: Централна честота на излъчване на първата носеща, излъчена от БС

Fc2: Централна честота на излъчване на последната носеща, излъчена от БС

Дефинират се още и регионални изисквания спрямо други радиоуслуги, където освен според честотите на излъчване, допустимите нива се класифицират и според:

- Наличие на други базови станции от UMTS-, или не-UMTS технология в същата географска област (табл. 14);

- Наличие на базови станции, разположени в съседство с изследваната (колокирани), като се отчита и техния обхват (табл. 15 ÷ 18).

**Таблица 15** Ограничения за допълнителни странични излъчвания от подвижни далекосъобщителни системи в същата географска област

Вид на системата, излъчваща в същата географска област	Честотен обхват	Максимално ниво	Лента на измерване
GSM900	876 – 915 MHz	-61 dBm	100 kHz
	921 - 960 MHz	-57 dBm	100 kHz
DCS1800	1805 - 1880 MHz	-47 dBm	100 kHz
	1710 – 1785 MHz	-61 dBm	100 kHz
PCS1900	1930 - 1990 MHz	-47 dBm	100 kHz
	1850 - 1910 MHz	-61 dBm	100 kHz
UMTS FDD	2110 – 2170 MHz	-52 dBm	1 MHz
	1920 – 1980 MHz	-49 dBm	1 MHz
UMTS TDD	2010 - 2025 MHz	-52 dBm	1 MHz

**Таблица 16** Ограничения за странични излъчвания за БС с широк обхват на покритие, разположена в съседство (колокирана) с друга БС

Вид на колокираната БС	Честотен обхват	Максимално ниво	Лента на измерване
Макроклетка на GSM900	876-915 MHz	-98 dBm	100 kHz
Макроклетка на DCS1800	1710 - 1785 MHz	-98 dBm	100 kHz
Макроклетка на PCS1900	1850 – 1910 MHz	-98 dBm	100 kHz
UTRA FDD с широк обхват на покритие	1920 - 1980 MHz	-96 dBm	100 kHz
UTRA TDD с широк обхват на покритие	2010 - 2025 MHz	-86 dBm	1 MHz

**Таблица 17** Ограничения за странични излъчвания за БС със среден обхват на покритие, разположена в съседство (колокирана) с друга БС

Вид на колокираната БС	Честотен обхват	Максимално ниво	Лента на измерване
Микроклетка на GSM900	876-915 MHz	-91 dBm	100 kHz
Микроклетка на DCS1800	1710 - 1785 MHz	-96 dBm	100 kHz
Микроклетка на PCS1900	1850 – 1910 MHz	-96 dBm	100 kHz
UTRA FDD със среден обхват на покритие	1920 - 1980 MHz	-86 dBm	100 kHz

**Таблица 18** Ограничения за странични излъчвания за БС с локален обхват на покритие, разположена в съседство (колокирана) с друга БС

Вид на колокираната БС	Честотен обхват	Максимално ниво	Лента на измерване
Пикоклетка на GSM900	876-915 MHz	-70 dBm	100 kHz
Пикоклетка на DCS1800	1710 - 1785 MHz	-80 dBm	100 kHz

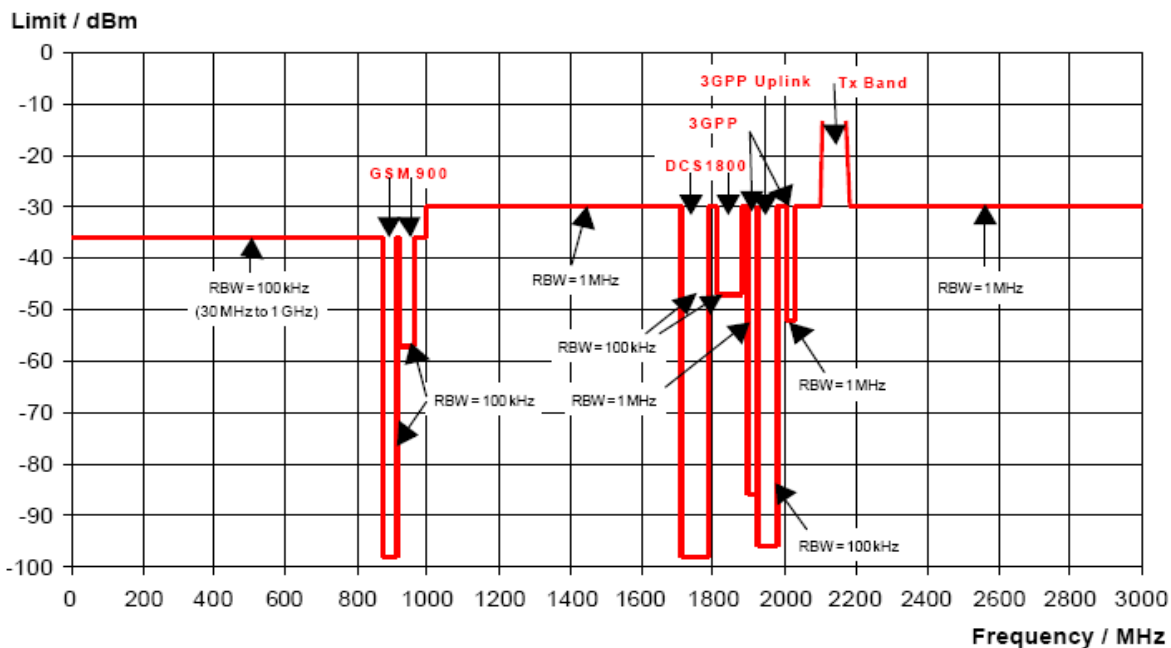
Пикоклетка на PCS1900	1850 – 1910 MHz	-80 dBm	100 kHz
UTRA FDD с локален обхват на покритие	1920 - 1980 MHz	-82 dBm	100 kHz
UTRA TDD с локален обхват на покритие	2010 - 2025 MHz	-55 dBm	1 MHz

**Изследователска постановка:** ИП1.

**Процедура при изследването:**

Измерването на страничните излъчвания при базови станции е по принцип отговорна задача, независимо от използваната технология. Необходим е спектроанализатор с изключително висок динамичен обхват, обикновено в комбинация с допълнителни устройства, като лентов филтър и предусилвател. При WCDMA задачата се усложнява допълнително от шумоподобния характер на сигнала, в комбинация с високите коефициенти на разширение на спектъра.

- 1) Чрез спектроанализатора се измерва нивото на страничните излъчвания, като лентата на измервателния филтър се задава съгласно табл. 15 ÷ 18) Спектралният анализатор трябва бъде подбран така, че от една страна да покрива необходимите честотни обхвати за измерване и анализиране, а от друга – да има достатъчно широк обхват за запомняне и анализиране на честотите (span).



**Фиг. 24** Ограничение за страничните излъчвания за честоти до 3 GHz

### 2.1.8. Интермодуляционни излъчвания

**Определение:** Измерването на интермодуляционните излъчвания оценява способността на предавателя да потиска генерирането на сигнали в неговите нелинейни елементи, което може да бъде следствие от присъствието на полезен сигнал и смущаващ сигнал, достигащ до приемника през антената. Нивото на интермодуляция в предавателя е нивото на интермодуляционните продукти, когато WCDMA модулирания сигнал се приема през антената и има ниво, с поне 30 dB по-ниско от нивото на полезния сигнал.

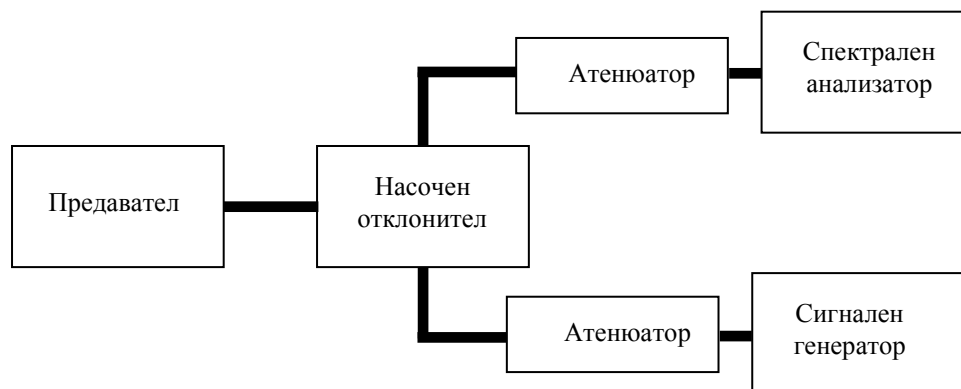
**Минимални изисквания:** Нивото на интермодуляция не трябва да превишава нивото на извънлентовите или странични излъчвания в присъствие на WCDMA модулиращ

смушаващ сигнал с ниво, 30 dB по-ниско от нивото на полезния сигнал. Честотата на смушаващия сигнал може да бъде отместена с 5 MHz, 10 MHz и 15 MHz от носещата честота на полезния сигнал, с изключение на смушаващите честоти извън обхвата, предоставен на съответния оператор за UMTS услуга.

**Цел на изследването:** Да се установи способността на предавателя на базовата станция да ограничи генерирането на интермодуляционни продукти в нелинейните си елементи, вследствие присъствие на полезен и смушаващ сигнал, който достига до предавателя през антената.

**Норми при изследването:** Нивата на интермодуляционните продукти не трябва да превишават нормите за извънлентови и странични излъчвания, дефинирани в спецификациите на ETSI.

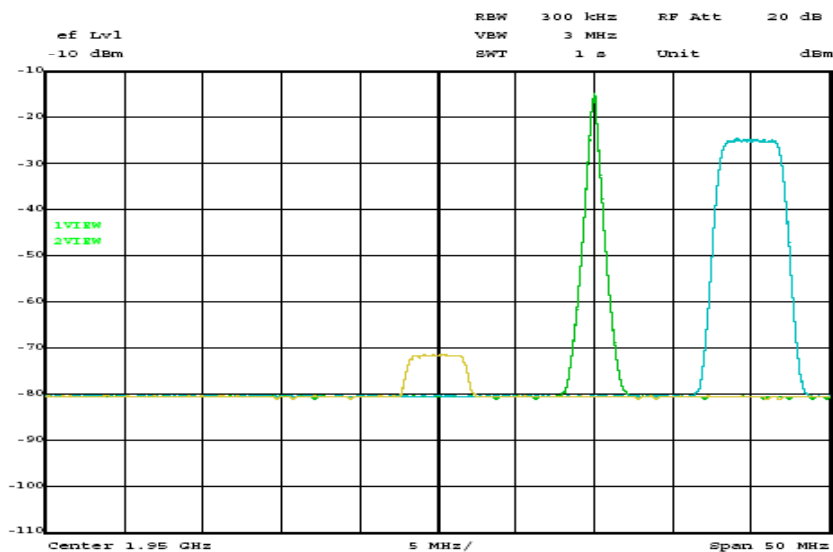
**Изследователска постановка:** Изследват се горни, долни и средни канали от честотния обхват, предоставен на съответния оператор за UMTS услуга.



**Процедура при изследването:**

- 1) Със сигналния генератор се генерира смушаващ сигнал според ИМ1, отстоящ на честота  $\pm 5$  MHz от полезния сигнал. Носещата честота на смушаващия сигнал не трябва да е извън назначения честотен обхват на UMTS оператора;
- 2) Атенюаторът се установява така, че нивото на смушаващия сигнал да бъде с 30 dB по-ниско от нивото на полезния сигнал;
- 3) Със спектралния анализатор се извършват измервания на извънлентовите излъчвания за всички интермодуляционни продукти от трети и пети ред, като се проверява дали нивото на излъчванията не превишава нормата, с изключение на честотата на смушаващия сигнал. Необходимо е да се отчете ширината на интермодуляционните продукти;
- 4) Със спектралния анализатор се извършват измервания на страничните излъчвания на интермодуляционните продукти от трети и пети ред, като се проверява дали нивото на излъчванията не превишава нормите. Тук също е необходимо да се отчете ширината на интермодуляционните продукти;
- 5) Да се повторят същия вид измервания за смушаваща честота, която е разположена на  $\pm 10$  MHz и  $\pm 15$  MHz от носещата честота на полезния сигнал. Отново трябва да се внимава да не се излезе извън назначения честотен обхват на съответния UMTS оператор.

Интермодуляционните продукти от трети ред са с честота:  $F_1 \pm 2F_2$  и  $2F_1 \pm F_2$ , от пети ред са с честота:  $2F_1 \pm 3F_2$ ,  $3F_1 \pm 2F_2$ ,  $4F_1 \pm F_2$  и  $4F_1 \pm F_2$ , където  $F_1$  е честотата на полезния сигнал с ширина на спектъра 5 MHz, а  $F_2$  е честотата на смушаващия сигнал, също с лента 5 MHz. Ширината на интермодуляционните продукти при ширина на лентата на полезен и смушаващ сигнал 5 MHz, е съответно: 15 MHz за продукти от трети и 25 MHz за продукти от пети ред.



**Фиг. 25** Интермодуляционни характеристики – полезен сигнал (вляво) и WCDMA смущаващи сигнали

**Към глава втора** от дисертацията са направени следните основни изводи и заключение:

С направеното изследване на параметрите и радиотехническите характеристики на мобилна система от трето поколение - UMTS се дава пълна и ясна картина за реални изследователски постановки, норми и процедури при изследвания и др. Предлагат се коректни начини за контрол и наблюдение на мобилната система. Правят се сравнения с актуални спецификации, норми и директиви на Европейския съюз, с които се постигат цялостни и коректни резултати от изследването. Представят се особеностите при всяка една процедура на изследване на мобилна система – UMTS и изискванията към апаратурата и материалната база.

Постигнатите резултати от изследването могат да се използват, както от различни фирми и организации така и пълноценно в бакалавърска програма „Телекомуникации” и лаборатория „Телекомуникации” при провеждане на стажове и практики на територията на НБУ.

Със закупуването на съответната измервателна апаратура и обогатяване на материалната база на лабораторията могат да се извършват външни поръчки на телекомуникационни фирми и организации, да се участва в договорни задачи към Държавната Агенция за Информационни технологии и съобщения (ДАИТС) и Европейския съюз, с което да се финансира развитието на лабораторията и програмите по „Телекомуникации” на НБУ.

## Приносни елементи към глава втора

Основният принос в глава втора е разработването на методика за изследване и анализ на параметрите и радиотехническите характеристики на мобилни системи от трето поколение – UMTS.

Чрез методиката се описват правила, норми и процедури за изследване на най-важните параметри и характеристики на горепосочената широколентова радиосистема. Нагледно се представят измервателни постановки, които при наличието на подходяща измервателна апаратура биха могли да бъдат обект на реално изследване и анализ от страна на преподаватели и студенти на НБУ, както и на специалисти от различни организации с обект на дейност – сферата на мобилните системи.

### **ГЛАВА ТРЕТА**

**В глава трета** от докторската работа е изготвена втора методика за изследване и анализ на параметрите и радиотехническите характеристики на системи от вида “Точка към много точки” /WiMAX/.

Целта на методиката е:

- да се предложат параметрите, които ще се контролират;
- да се цитират актуални норми и ограничения, с които ще се сравняват резултатите от измерванията;
- да съставят измервателни постановки съгласно стандартите за този тип мрежи;
- да се предложат съответни процедури за измерване, като заедно с това се посочат особеностите при всяка една от тях и изискванията към измервателните уреди.
- да се систематизират и изложат в практичен вид всички формули, необходими при междинните изчисления на стойностите на някои важни параметри, като при това се приведат подходящи примери за илюстрация на алгоритъма на пресмятане.

В Секция 1 от методиката са дадени основни параметри за оценка на техническото състояние на обществената радиомрежа от вида „точка към много точки”.

В Секция 2 са описани Методи за измерване параметрите на мрежата.

В Секция 3 са представени технически параметри на необходимата измервателна апаратура за проверка съответствието на параметрите на мрежата с изискванията в индивидуалните лицензии и техническия проект.

Основните параметри за оценка на техническото състояние на обществената радиомрежа от вида „точка към много точки” и измерванията на приемопредавателната апаратура при първоначално включване се разделят на два вида:

#### *А) Измервания в предавателната част*

- Изходна мощност на предавателя;
- Ниво на сигнала в произволна точка от зоната на покритие;
- Спектрална маска на излъчване;
- Странични излъчвания;
- Нестабилност на честотата на предавателя;
- Автоматично управление на мощността на предавателя (АУМП);
- Дистанционно управление на мощността на предавателя (ДУМП);
- Автоматично управление на честотата на предавателя (АУЧП).



### *Б) Измервания в приемната част*

- Чувствителност на приемника;
- Устойчивост към смущения по еднакъв и съседен канал;
- Странични излъчвания на приемника;
- Коефициент на цифрова грешка (Bit Error Ratio, BER) като функция на входния сигнал.

В настоящата Методика се извършват два типа измервания – *кондуктивни измервания и измервания при излъчване*. Кондуктивните измервания се извършват директно върху мрежовата апаратура, като при измервания в предавателната част измервателният уред, или система от уреди се свързва в точка на измерване. Кондуктивните измервания могат да се извършват при два случая – с използване на насочен отклонител, при което не се прекъсва работата на предавателната апаратура и без използване на насочен отклонител, когато вместо антената се включва измервателния уред и работата на мрежовото оборудване се прекъсва за кратък период от време. Измерванията при излъчване се извършват чрез измервателна антена и приемник на разстояние от излъчващата станция. Всички точки на измерване, разстояния и особености при измервателните процедури са описани в методиката. Тези измервания могат да включват, както измерване на напрегнатост на електромагнитно поле, така и анализ на излъчения спектър в произволна точка от зоната на покритие на излъчващата станция, който може да включва измерване на извънлентови излъчвания и спектрална маска, странични излъчвания и нестабилност на честотата.

### **В т. 3.1.5 Параметри за измерване**

За всяка базова станция производителят обявява максималната номинална изходна мощност. Обявяват се и броят на носещите честоти  $N$  (съответно приемопредавателни устройства) на базовата станция, всяка от които може да бъде модулирана с максимално възможната скорост на цифровия поток при една и съща модулационна схема. Изброените параметри трябва да се измерват при пълно (съгласувано) натоварване на предавателя. Всяка носеща, модулирана с определена модулация, трябва да излъчва сигнал с мощност, равна на  $1/N$  от максималната номинална мощност, декларирана от производителя. Предавателният капацитет на базовата станция трябва да е разпределен по равно между отделните носещи честоти.

#### **Изходна мощност на предавателя**

**Определение:** Средната стойност на мощността, измерена когато изходът на предавателя се свързва към съгласуван поглъщащ товар или антена (с насочен отклонител – ако има достъп до изхода), като измерването става с измерител на мощност или спектрален анализатор.

**Цел на измерването:** Да се установи, че максималната изходна мощност на предавателя е в границите на декларираната от производителя стойност  $\pm$  определен толеранс (зададен от EN/ETS) и не превишава максимално допустимите стойности, зададени от EN/ETS.

**Норма при измерването:** Измерената максимална стойност на мощността в точка не трябва да превишава 35 dBm според стандарти EN 301 021 и EN 301 080 на ETSI. Допустимото отклонение от тази стойност за системи от вида „точка към много точки”, работещи при честоти под 11 GHz е  $\pm 2$  dB според стандарт EN 302 326-2.

**Измервателна постановка:**



### **Измервателна процедура:**

#### **а) режим FDD:**

- 1) Носещата на предавателя се модулира със сигнал, представящ нормална трафична ситуация, съгласно условията за трафично натоварване и услуги.
- 2) Нивото на мощността на предавателя се установява на максимално възможната стойност (с включено автоматично управление на излъчената мощност АТРС)
- 3) Измерва се средната стойност на мощността.

#### **б) режим TDD:**

- 1) Чрез атенюатор изходната мощност на предавателя се подава към диоден детектор (измерителната сонда), който представлява измервателната сензорна глава на измерителя на мощност.
- 2) Комбинацията от детекторна измервателна глава и измерител на мощност трябва да може да възпроизведе достоверно коефициент на запълване (*duty cycle*) на сигнала, който представлява периода от време  $Tx_{on}$ , в което предавателят излъчва към общия период от време  $Tx_{on} / (Tx_{on} + Tx_{off})$ , който включва и периодът, в който не се излъчва сигнал. Наблюдаваният отрязък от работния цикъл се отбелязва с  $x$ , като  $0 < x \leq 1$ .
- 3) Максималната изходна мощност на предавателя се определя, като се използва широколентов комбиниран измерител на мощност със съгласуван детектор с термодвойка. Измерената стойност се означава с  $A$ .
- 4) Максималната еквивалентна изотропно излъчена мощност EIRP се изчислява като се използват  $x$  и  $A$  според формулата:

$$(3.1) \quad EIRP [dBm] = A [dBm] + 10 \lg (1/x),$$

а когато е необходимо да се получи EIRP след предавателната антена с усилване  $G$ , се работи по формулата:

$$(3.2) \quad EIRP [dBm] = A [dBm] + G [dBi] + 10 \lg (1/x).$$

### **Спектрална плътност на мощността (Power Spectral Density, PSD)**

Спектралната плътност на мощността е параметър, който позволява да се сравняват нива на мощности при различна ширина на честотния канал на излъчване.

**Определение:** Нивото на мощността в дадена точка, нормирано към канал с определена единична ширина на честотната лента. Тъй като при „точка към много точки”

ширината на каналите на излъчване се измерва в MHz, то спектралната плътност на мощността се нормира към честотна лента от 1 MHz.

**Цел на измерването:** Да се измери и/или изчисли спектралната плътност на мощността за излъчената мощност в честотен канал с определена ширина.

**Норма при измерването:** За системите „точка към много точки” в 3.5 GHz нормите за спектралната плътност на мощността са представени в Приложение 2 към индивидуалната Лицензия за „точка към много точки”. За системите, които ползват нелицензирания честотен обхват 5.8 GHz, Обща лицензия № 220 дефинира следните технически характеристики като норми за мощността EIRP и спектралната ѝ плътност:

Таблица 20

Ширина на канала	Максимална средна мощност на входа на антената, dBm	Максимална ефективна изотропна излъчена мощност, dBm	Максимална средна спектрална плътност на EIRP, dBm/MHz
10 MHz	27	33	23
20 MHz	30	36	23

**Измервателна постановка:** ИП1.

- 1) Предавателят се свързва към измервателната апаратура чрез атенюатор към спектрален анализатор.
- 2) В обвивката на сигнала трябва да се намери честотата с най-високо ниво. Настройките на спектралния анализатор трябва да бъдат както следва:

Разделителна способност	0.3 kHz
Видео лента	0.3 kHz
Честотен обхват на запомняне и анализиране ( <i>span</i> )	1.5 пъти по-голям от ширината на излъчения спектър

- 3) Записва се намерената честота с най-високо ниво.
- 4) Централната честота на спектралния анализатор се установява на записаната честота, честотният обхват на запомняне и анализиране се намалява до 1 MHz и се намира честотата с най-високо ниво.
- 5) Ако тази честота е различна от вече записаната, трябва да се запише новата честота.
- 6) Централната честота на спектралния анализатор се установява на намерената честота и се превключва на нулев обхват на запомняне и анализиране (*span*), т.е. сигналите се разглеждат в оригиналния си вид. Индикаторът на мощността на спектроанализатора показва измерената плътност на мощността  $D$ .

7) При TDD апаратура средната спектрална плътност  $PSD$  на EIRP се изчислява от измерената плътност  $D$  и наблюдавания коефициент на запълване  $x$  на сигнала

$$(3.3) \quad PSD [dBm/ MHz] = D [dBm/1 MHz] + 10 \lg (1/x).$$

Когато е необходимо да се получи средната спектрална плътност на EIRP на изхода (апертурата) на предавателната антена с усилване  $G_t$ , се работи по формулата:

$$(3.4) \quad PSD [dBm/ MHz] = D [dBm/1 MHz] - L_a [dB] + G_t [dBi] + 10 \lg (1/x),$$

С  $L_f$  е означено общото затихване в атенюатора, насочения отклонител и фидера.

Възможно е измерването на спектралната плътност на мощността да се извършва с уред, който да не притежава опция за измерване този параметър – например с обикновен измервател на мощност. Тогава стойността на PSD се получава от измереното ниво на мощността по следната формула:

$$(3.5) \quad PSD [dBm/MHz] = P_r [dBm] - 10 \lg \{BW [MHz]\} - L_a [dB] + G_t [dBi],$$

където  $P_r$  е показанието на уреда,  $BW$  е честотната лента на канала, а при преминаване от [dBW] към [dBm] и обратно, се ползва зависимостта:

$$(3.6) \quad P [dBW] = P [dBm] - 30.$$

Честотната лента на канала е стандартна и може да бъде една от следните стойности (тя е избрана при планирането на мрежата от оператора според това колко абонати се обслужват в дадения сектор и услуги с каква цифрова скорост им се предлагат): 1.75 MHz; 3.5 MHz; 7 MHz; 14 MHz.

### **Измерване на нивото на сигнала в произволна точка от зоната на покритие**

Докато при мрежите за радио и телевизионно разпръскване е възприето сигналът в произволна точка от зоната на покритие да се изразява в  $dB\mu V/m$ , поради простата причина, че в общия случай не е известно усилването на приемната антена, то при мрежите в обхвата над 1 GHz се работи с мощност (ниво), тъй като стойността на усилването на приемната антена е известно. По принцип винаги може да се прави преобразуване на ниво в напрегатост и обратно, но в Лицензията за „точка към много точки” нормата за сигнала е спектралната плътност на неговото ниво.

**Определение:** Нивото на сигнала на входа на измервателния приемник с отчитане на усилването на приемната измервателна антена.

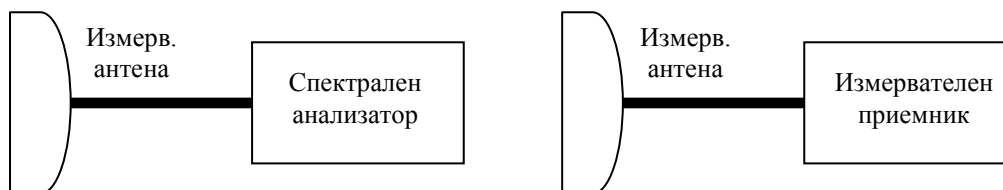
**Цел на измерването:** Да се измери номиналното приемно ниво на входа на измервателен приемник, разположен в произволна точка от зоната на покритие, полученото ниво на сигнала да се превърне в спектрална плътност на потока на мощността и да се сравни с установените норми в лицензията.

**Норма при измерването:** Зададени са от Приложение 2 към Индивидуалната лицензия за „точка към много точки”. Нормата за нивото на сигнала е представена като норма за спектрална плътност на еквивалентна изотропно излъчена мощност, която трябва да бъде не повече от:

- а) -64 dBW/MHz за рядконаселени области при минимално отстояние между две централни станции приблизително 350 m;
- б) -73 dBW/MHz за урбанизирани райони при минимално отстояние между две централни станции приблизително 100 m.

В случаите, когато стойността на нивото се контролира в пограничните райони за изследване на трансгранични смущения, спектралната плътност на мощността се превръща в спектрална плътност на потока на мощността и максимално допустимата ѝ стойност според Лицензията за „точка към много точки” е  $-122.5 \text{ dBW/MHz/m}^2$ .

### ***Измервателна постановка:***



**Измервателна процедура:** За честота над 1 GHz се извършват измервания при излъчване на произволни разстояния от предавателната станция, като стандарт EN 301 893 на ETSI постановява, че общите размери на измервателната система (с изключение на антената за измерване) трябва да бъдат на не повече от 20% от разстоянието между точката на измерване и излъчващата станция, а височината на измервателната антена трябва да бъде между 1 и 4 m.

**За да се намали до максимум влиянието на околните предмети върху резултатите от измерването е необходимо да се вземат следните допълнителни предпазни мерки:**

- В непосредствена близост до точката на измерване да не се допуска наличието на предмети от проводящ материал, с размери по-големи от една четвърт от дължината на вълната на най-високата измервана честота;
- Всички кабели трябва да бъдат колкото е възможно по-къси и да бъдат поставени на земята.

Антената, с която се извършват измерванията, трябва да бъде прикрепена на височина, достатъчна за да позволи извършването на измерване и анализ на сигнали както с хоризонтална, така и с вертикална поляризация в определения честотен обхват. По подразбиране, освен ако не е посочено друго, първоначалното положение на антената и съответните измервания се извършват при вертикално поляризиран сигнал. Общите размери на антената по оста на измерването не трябва да превишават 20 % от разстоянието до обекта на измерване. Когато е възможно, измервателната антена се завърта в обхват от  $360^0$  около вертикалната си ос до получаване на максимална стойност на приемания сигнал в измервателния приемник или спектроанализатора.

1) Измервателната антена се издига или сваля (в рамките на допустимата височина), отново до получаване на максимум на сигнала.

2) Измерването се прави на работната поляризация, а измереното ниво се записва. Ако работната поляризация не е известна, първо се прави измерване при измервателна антена в позиция за приемане на сигнал с хоризонтална поляризация, след това се завърта за приемане на сигнал с вертикална поляризация, след което се взема под внимание по-силният сигнал от двете измервания.

Нивото на сигнала в произволна точка от зоната на покритие е нивото на входа (апертурата) на приемната измервателна антена. Неговата стойност  $P_o$  може да се получи ако са известни показанието на измервателния уред  $P_r$ , усилването на антената  $G_r$ , и загубите във фидера  $L_f$ :

$$(3.7) \quad P_o [dBm] = P_r [dBm] + L_f [dB] - G_r [dBi].$$

Спектралната плътност на мощността PSD се получава по формулата

$$(3.8) \quad PSD [dBm/MHz] = P_o [dBm] - 10 \lg \{BW [MHz]\},$$

а стойността на PSD<sub>0</sub> в dBW/MHz е

$$(3.9) \quad PSD [dBW/MHz] = P_o [dBm] - 10 \lg \{BW [MHz]\} - 30.$$

В пограничните райони се регламентира плътността на мощността да се контролира не чрез параметъра PSD, а с неговата модификация PFSD – спектрална плътност на потока на мощността (*Power Flux Spectral Density*), който представлява стойността на PSD върху единица площ на приемане:

$$(3.10) \quad PFSD [dBm/MHz/m^2] = PSD [dBm/MHz] - G_r [dBi] - 10 \lg \{\lambda^2 [m] / (4\pi)\},$$

а след извършване на практически преобразувания за PFSD се получава

$$(3.11) \quad PFSD [dBm/MHz/m^2] = PSD [dBm/MHz] - G_r [dBi] + 20 \lg (f [GHz]) + 21.46,$$

което, превърнато в dBW/MHz/m<sup>2</sup>, е:

$$(3.12) \quad PFSD [dBW/MHz/m^2] = PSD [dBm/MHz] - G_r [dBi] + 20 \lg (f [GHz]) - 8.54,$$

Изчислението на PFSD е част от анализа на трансграничните смущения, които могат да възникнат между мрежите.

## Маска на спектрално излъчване

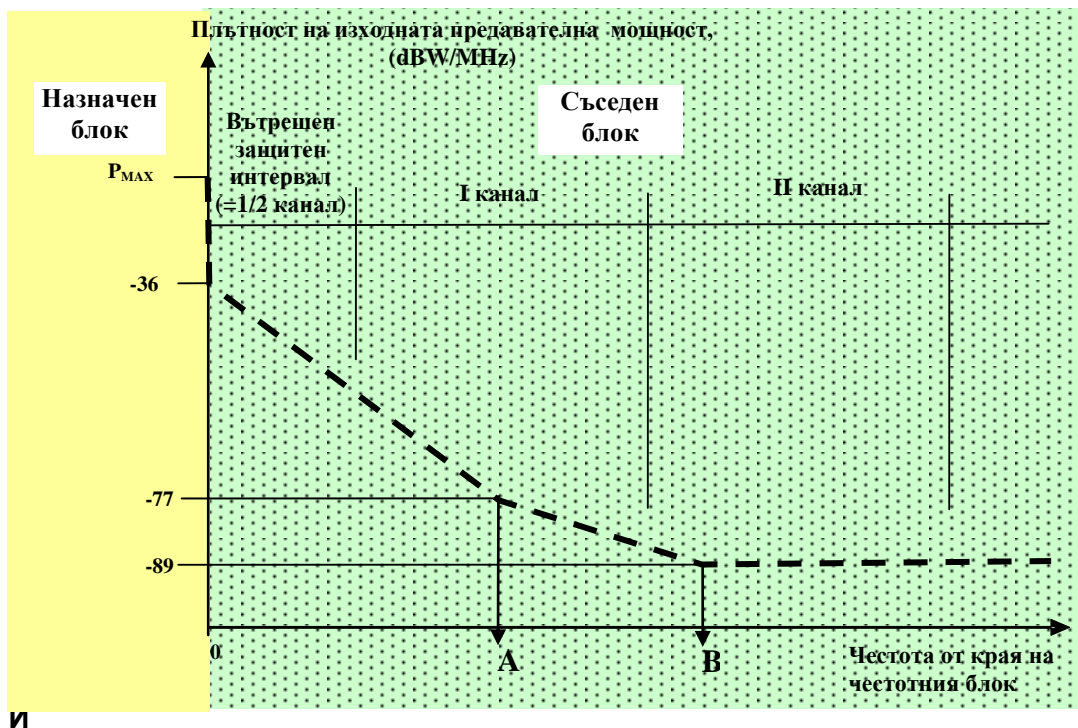
**Определение:** Съвкупност от стойности на мощността за канала на излъчване, която служи за количествена оценка на излъчванията в съседен канал.

**Особености:** Маската на спектрално излъчване спада към извънлентовите (*out-of-band*) излъчвания и дефинира стойностите на затихването на сигнала по съседен канал. Дефинираната от Индивидуалната лицензия маска на спектрално излъчване за системи за безжичен достъп в обхвата 3.5 GHz, е съставена съгласно модела, представен в Препоръка 04-05 на ECC. Маската на спектрално излъчване за системи „точка към много точки“ в обхвата на 5.8 GHz е дефинирана в стандарт EN 302 502 на ETSI.

**Цел на измерването:** Да се провери дали излъченият спектър е в регламентираните граници на маските, зададени за мрежи от вида „точка към много точки“ и в ETSI EN 302 502.

**Норми при измерването:**

**А) за системи в обхвата 3.5 GHz**



Фиг. 26 Спектрална маска за „точка към много точки“ за обхвата 3.5 GHz

Плътност на мощността съгласно спектралната маска на излъчване в краищата на честотните блокове на базовата станция:

Таблица 21

Характерни точки на честотното отместване за маската на излъчване на базовата станция	Част от размера на назначения блок
A	20%
B	30%

Таблично описание на плътността на мощността в краищата на честотните блокове в спектралната маска на излъчване на базовата станция:

Таблица 22

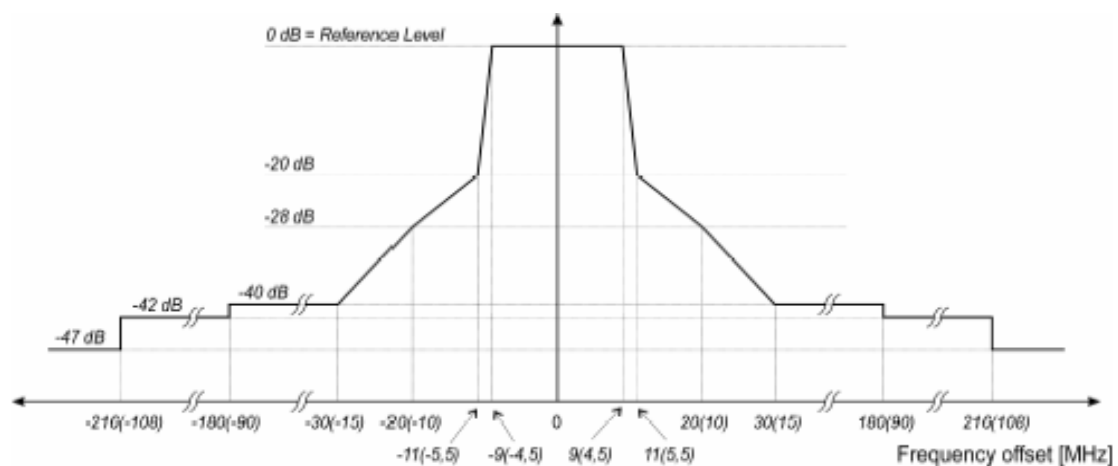
Честотно отместване $\Delta F$	Ограничение за плътността на изходната мощност на предавателя, dBW/MHz
$\Delta F=0$	-36
$0<\Delta F<A$	$-36 - 44*(\Delta F/A)$
A	-77
$A<\Delta F<B$	$-77 - 12*[(\Delta F-A)/(B-A)]$
$\Delta F \geq B$	-89

Б) за системи в обхвата 5.8 GHz

а) Нежелани излъчвания на предавателя извън обхвата 5 725 ÷ 5 875 MHz

Таблица 23

Честотен обхват, MHz	Максимална EIRP, dBm	Честотна лента на измерване, kHz
30 ÷ 47	-36	100
47 ÷ 74	-54	100
74 ÷ 87.5	-36	100
87.5 ÷ 118	-54	100
118 ÷ 174	-36	100
174 ÷ 230	-54	100
230 ÷ 470	-36	100
470 ÷ 862	-54	100
862 ÷ 1000	-36	100
1000 ÷ 5725	-30	1 000
5.875 ÷ 26 500	-30	1 000



Фиг. 27 Маска на спектрално излъчване в обхвата 5.725 ÷ 5.875 GHz\*

\*Забележка: dBc е спектралната плътност на мощността спрямо максималната спектрална плътност на излъчения сигнал.

### **Измервателна процедура: ИП1.**

#### **А) За системи в обхвата 3.5 GHz**

- 1) Маската на спектрално излъчване се задава предварително в настройките на спектралния анализатор.
- 2) Изходът на предавателя се свързва към спектрален анализатор чрез атенюатор.
- 3) Спектралният анализатор трябва да има възможност за цифрово запомняне на изображението, при различни стойности на времето за суипиране.
- 4) Разделителната способност, обхватът на запомняне и анализиране на честотата (*span*), времето за сканиране, както и настройките на филтъра на изображението трябва да бъдат в съответствие с препоръчаните от ETSI в стандарти EN 301 126-2-2 и EN 301 126-2-3:

**Таблица 24**

Ширина на честотен канал $\Delta$	1.75 ÷ 20 MHz
Централна честота	честотата на измервания канал
Лента на суипиране SW ( <i>span</i> )	$5\Delta < SW < 7\Delta$
Време за сканиране	автоматично
Ширина на лентата на филтъра на изображението	0.3 kHz
Лента на междинночестотния филтър	30 kHz

- 5) При режим на генериране на модулиран сигнал от предавателя чрез спектралния анализатор се измерва спектралната плътност на потока на мощността. Измерването трябва да се прави за честотни канали, разположени в горната, средната и долната част на обхвата, предоставен на съответния оператор.
- 6) Изпълнението на спектралната маска да се проверява за определен канал, при работещи всички канали и при максимална изходна мощност на предавателя.

#### **Б) за системи в обхвата 5.8 GHz (според EN 302 502)**

##### **Нежелани излъчвания на предавателя извън обхвата 5 725 ÷ 5 875 MHz**

1) Измерваното устройство се свързва към спектрален анализатор. Настройките на спектралния анализатор са както следва:

- чувствителност: поне 6 dB под нивото
- видеолента: 1 MHz;
- включен режим на усредняване на видеосигнала (*video averaging*) или максимално задържане (*peak hold*).

2) Първоначално нивото се измерва в следните обхвати:

- от 47 до 74 MHz;
- от 87.5 до 118 MHz;
- от 174 до 230 MHz;
- от 470 до 862 MHz;

с разделителна способност от 1 MHz и режим на честотно сканиране (*frequency scan*).

3) Ако при измерването измереното ниво е по-високо от -54 dBm, тогава измерванията се провеждат с разделителна способност по честота 100 kHz, нулево сканиране на честотата, за 11 честоти, разположени на 100 kHz една от друга, в честотна лента от 0.5 MHz от двете страни на честотата, за която нивото е по-високо от -54 dBm.

4) Нивото се измерва в следните обхвати:



- от 25 до 47 MHz;
- от 74 до 87.5 MHz;
- от 118 до 174 MHz;
- от 230 до 470 MHz;
- от 862 до 1 GHz;

с разделителна способност от 1 MHz и режим на честотно сканиране (*frequency scan*).

5) Ако при измерването в 4) измереното ниво е по-високо от -36 dBm, тогава измерванията се провеждат с разделителна способност по честота 100kHz, нулево сканиране на честотата, за 11 честоти, разположени на 100 kHz една от друга, в честотна лента от 0.5 MHz от двете страни на честотата, за която нивото е по-високо от -36 dBm.

6) Нивото се измерва в обхватите:

- от 1 до 5.15 GHz;
- от 5.725 до 26.5 GHz;

с разделителна способност от 1 MHz и режим на честотно сканиране.

7) Нивото се измерва в обхвата от 5.35 до 5.47 GHz, с разделителна способност от 1 MHz и режим на нулево сканиране по честота.

### ***Нежелани излъчвания на предавателя в обхвата 5 725 ÷ 5 875 MHz***

Както се вижда от фиг. 3.5, нивата в маската са дадени в относителни стойности спрямо определено опорно ниво за всяка характерна точка.

1) Измерването устройство се свързва към спектрален анализатор. Настройките на спектралния анализатор са както следва:

- чувствителност: поне 6 dB под нивото
- видеолента: 1 MHz;
- включен режим на усредняване на видеосигнала (*video averaging*) или максимално задържане (*peak hold*).

2) Определяне на средното опорно ниво

Спектралният анализатор се настройва за измерване на честоти през интервал от 1 MHz в честотен обхват от  $f_c - 9$  (-4,5) MHz до  $f_c + 9$  (4,5) MHz, с нулево сканиране по честота. Максималната средна мощност в интервала от  $f_c - 9$  (-4,5) MHz до  $f_c + 9$  (4,5) MHz (с изключение на централната честота на канала  $f_c$ ) е опорното ниво на относително измерване на мощността в канала, разположен около  $f_c$  и трябва да се запише, за да се използва при пресмятане на относителните нива на мощността в 3).

3) Определяне на относителните нива на мощността

Нивото трябва да се измерва в обхвата от 5 725 MHz до 5 875 MHz, с изключение на интервала от  $f_c - 9$  (-4,5) MHz до  $f_c + 9$  (4,5) MHz, с честотна лента на измерване 1 MHz и режим на сканиране по честота. Отбелязва се относителната стойност на мощността спрямо опорната стойност на нивото за съответния канал.

### **Странични излъчвания**

**Определение:** Според CEPT/ERC 74-01 и ITU-R SM.329 странични са излъчванията, които се наблюдават на честотно отстояние повече от  $\pm 250\%$  от носещата честота.

**Цел на измерването:** Да се установи, че всякакви странични излъчвания, генерирани от предавателя, са в нормите, установени от препоръка 74-01 на CEPT/ERC и стандарт EN 301 390 на ETSI.

**Норми при измерването:**

**А) За 3.5 GHz**

Препоръка CEPT/ERC 74-01, заедно с препоръка SM.329 на ITU-R, специфицират дефиниции и норми за странични излъчвания при всички видове радиослуги. Стандарт EN 301 390 на ETSI се отнася до странични излъчвания при радиослуги от вида „точка към много точки”. Табл. 25 и табл. 26 задават общите норми за странични излъчвания за базова и крайна станция при честоти, съответно под и над 21.2 GHz.

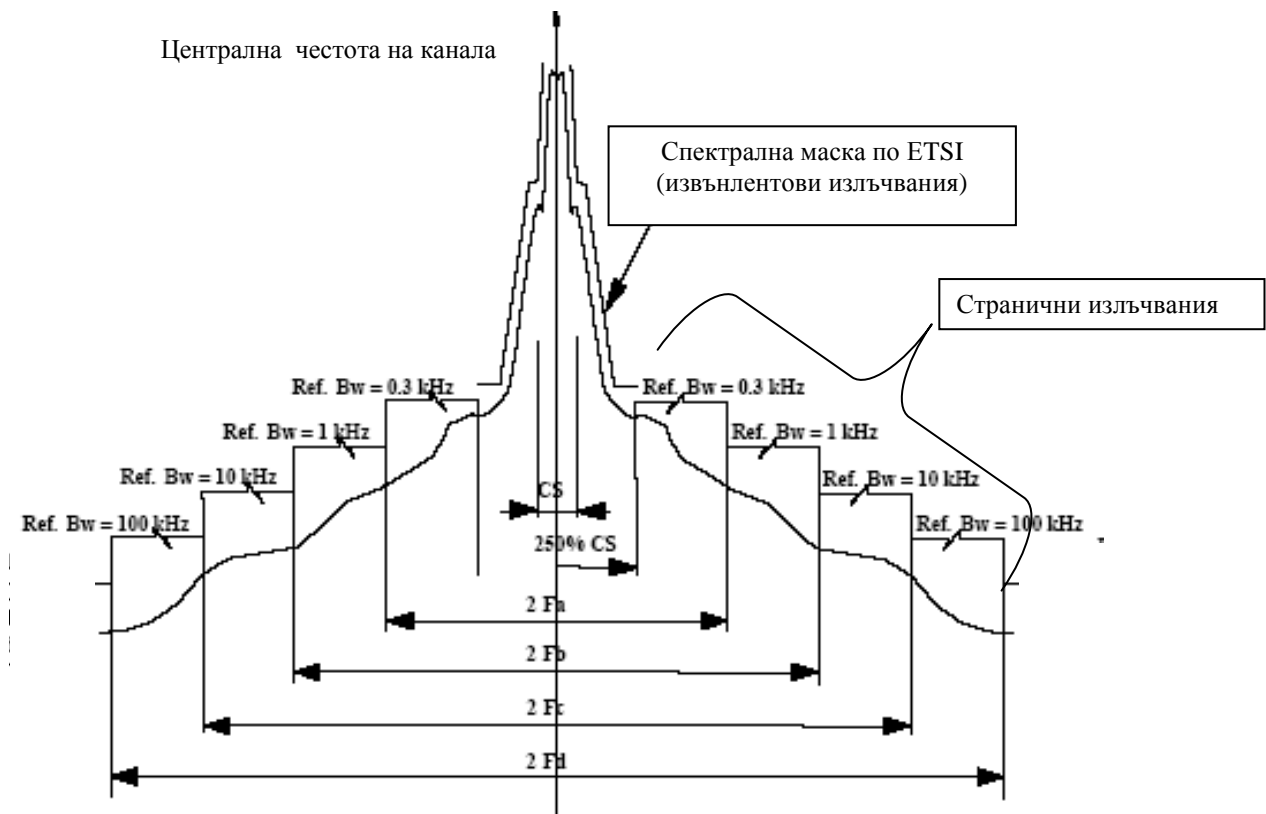
**Табл. 25** Ограничения за стр.излъчвания за честота  $f: 9 \text{ kHz} \leq f \leq 21.2 \text{ GHz}$

Вид на станцията	Норма според CEPT/ERC 74-01
Базова станция	-50 dBm
Абонатна станция	-40dBm

**Табл. 26** Ограничения за стр.излъчвания за честота  $f: f > 21.2 \text{ GHz}$

Вид на станцията	Норма според CEPT/ERC 74-01
Базова станция	-30 dBm
Абонатна станция	-30 dBm

На фигура 28 е представена маска на областите на странични излъчвания, заедно с лентата на измерване при всяка една от тях. Вижда се, че извън честотите, обхващащи 250% от ширината на канала от двете страни, се дефинират четири честотни ленти – Fa, Fb, Fc и Fd, които могат да бъдат с различни ширина в зависимост от вида на станцията, за която се извършва измерването и от ширината на работния канал CS.



**Фиг. 28** Маска за странични излъчвания и честотни ленти на измерване

**Таблица 27** Стойност на честотните ленти Fa, Fb, Fc и Fd

Виднастанцията	Ширинанаканала	Лента на измерване 0.3 kHz	Лента на измерване 1 kHz	Лента на измерване 10 kHz	Лента на измерване 100 kHz
		Fa, MHz	Fb, MHz	Fc, MHz	Fd, MHz
Базовастанция	$0.01 \leq CS < 1$	3.5	7	14	70
	$1 \leq CS < 10$	-	14	28	70
	$CS \geq 10$	-	-	49	70
Крайнастанция	$0.01 \leq CS < 1$	-	-	14	70
	$1 \leq CS < 10$	-	-	28	70
	$CS \geq 10$	-	-	49	70

### А) За 5.8 GHz

**Таблица 28** Норми за страничните излъчвания при системи в обхвата 5.8 GHz

Честотен обхват	Максимална EIRP	Лента на измерване
30 MHz to 1 GHz	-57 dBm	100 kHz
1 GHz to 26,5 GHz	-47 dBm	1 MHz

**Измервателна постановка:** ИП1.

**Измервателна процедура:**

- 1) Изходът на предавателя се свързва към спектрален анализатор посредством атенуатор за ограничаване на мощността върху измервателния уред. В някои случаи, когато горната честота от обхвата на странични излъчвания превишава работния честотен обхват на спектралния анализатор, е необходимо използването на подходящ вълноводно-коаксиален трансформатор на съпротивление.
- 2) Предавателят се установява на максимална изходна честота, като преди това трябва да е ясно в кои обхвати съгласно нормите ще се извършва измерването. Препоръчва се всяко честотно сканиране за честоти под 21.2 GHz да се извършва при стъпка от 5 GHz, а за честоти, по-големи от 21.2 GHz стъпката на сканиране да е 10 GHz.

**Технически параметри на необходимата измервателна апаратура за проверка съответствието на параметрите на мрежата с изискванията в индивидуалните лицензии и техническия проект**

От техническите параметри на необходимата измервателна апаратура ще бъдат посочени само най-важните, основните за всеки уред, които се използват за съответни измервания според:

- Стандартите и препоръките, свързани с извършване на измервания в мрежи за достъп по технологията „точка към много точки”, които от една страна дефинират характеристики и параметри със зададени стойности, а от друга – още там се поставят някои от изискванията към използваната апаратура за измерване;
- Обстоятелството, че на практика идентични измервателни процедури ще бъдат дефинирани и за безжичен достъп в по-висок честотен обхват (26 GHz), е удачно при това да е възможно да се използват наличните в Контролна дирекция на КРС уреди за измерване.

Според описаните процедури за измерване на определените параметри на далекосъобщителна мрежа за безжичен достъп са необходими следните измервателни уреди:

**Измерител на мощност** – при измерване на: *изходна мощност на предавателя и спектрална плътност на мощността;*

**Измервателен приемник + измервателна антена** – при измерване на *нивото на сигнала в произволна точка от зоната на покритие и спектралната плътност на мощността;*

**Спектрален анализатор** – при измерване на: *спектралната плътност на мощността, спектралната маска на излъчване на границите на честотните блокове на спектъра на даден оператор и страничните излъчвания.*

Трябва да се отбележи, че предложените измервателните постановки в т. 2 отговарят напълно на указанията на стандартите за измерване, разработени от ETSI, където всеки измервателен уред се разглежда самостоятелно, независимо и несвързан с другите уреди. Основните изисквания, на които трябва да отговаря измервателните уреди са:

**А) За измерители на мощност:**

- Честотен обхват	до 26.5 GHz
- Максимална измервана мощност	2 W
- Допустима неточност при измерване	< 0.5 dB

**Б) За измервателни приемници:**

- Честотен обхват	до 26.5 GHz
- Разделителна способност по честота	0.1 Hz
- Време за измерване	0.1 ms ÷ 10 s
- Ниво на шума (чувствителност)	< -145 dBm
- Допустима неточност при измерване	< 0.1 dB

**В) За спектрални анализатори:**

- Честотен обхват	20 kHz ÷ 40 GHz
- Разделителна способност по честота	0.1 Hz ÷ 10 kHz
- Време за анализ и запамятаване на спектъра	5 ÷ 10 000 ms
- Обхват на входното ниво	до 2 W
- Средно ниво на шума (чувствителност)	< □ 110 dBm
- Допустима неточност при измерване	< 0.5 dB

**В края на глава трета** са направени следните основни изводи и заключение:

С направеното изследване на параметрите и радиотехническите характеристики на широколентовите радиосистеми от вида “точка до много точки” - WiMAX се дава пълна и ясна картина за реални изследователски постановки, норми и процедури при изследвания и др. Предлагат се коректни начини за контрол и наблюдение на радиосистемата. Правят се сравнения с актуални спецификации, норми и директиви на Европейския съюз, с които се постигат цялостни и коректни резултати от изследването. Представят се особеностите при всяка една процедура на изследване на WiMAX системата и изискванията към апаратурата и материалната база.

## Приносни елементи към глава трета

Основният принос в глава трета е разработването на методика за изследване и анализ на параметрите и радиотехническите характеристики на широколентови радиосистеми от вида “точка до много точки” - WiMAX.

Чрез методиката се описват правила, норми и процедури за изследване на най-важните параметри и характеристики на горепосочената радиосистема. Нагледно се представят измервателни постановки, които при наличието на подходяща измервателна апаратура биха могли да бъдат обект на реално изследване и анализ от страна на преподаватели и студенти на НБУ, както и на специалисти от различни организации с обект на дейност – сферата на мобилните системи.

## ГЛАВА ЧЕТВЪРТА

**Глава четвърта** от дисертацията е посветена на начално проектиране на хибридна радиосистема за пренос на данни.

Проектирането е предхождано от изследване и анализ на многопотребителските хибридни радиосистеми, използващи технологията на адаптивните антенни системи – ММО. Засегнати са предимствата и недостатъците на системите. Направени са изследвания и анализи на изключително важни проблеми свързани с адаптивно ресурсното разпределение и дистрибуцията на мощност в горепосочените хибридни широколентови системи, които са пряко свързани с основните проблеми при тяхното проектиране и внедряване.

В началото на изследванията в глава четвърта е направен анализ на адаптивно ресурсното преразпределение в многопотребителски OFDM системи с пропорционални ограничения в скоростта.

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 интервал 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.

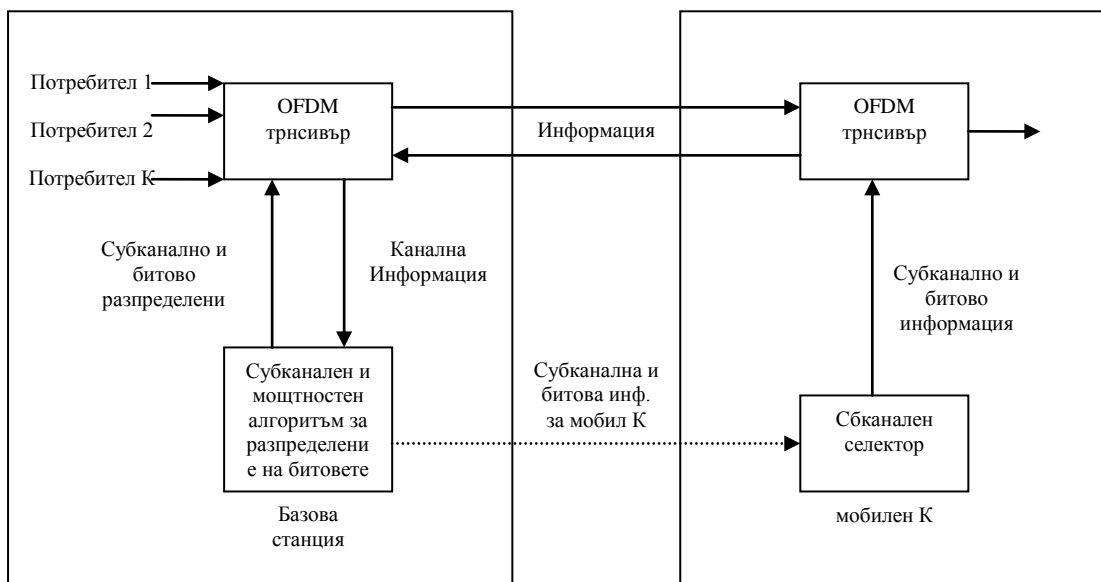
Поради времево-променливата същност на безжичния канал, динамичното ресурсно разпределение използва многопотребителското разнообразие, за да достигне по-висока производителност. Два класа на оптимизационни техники са анализирани за динамично многопотребителско OFDM - Гранично адаптивно (MA) и ставка адаптивно (PA). Задачата на MA е да достигне минималната цялостна предаваща мощност, като се вземат 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 нелинейни 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 оптимизационни проблеми са анализирани и предложени в изследването. Предлага се ниво на максимизационен проблем. Анализира се твърдението, 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-запълващия

алгоритъм. Все пак равнопоставеността не се взема под внимание. Когато разликата от загубата по пътя между 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. Максимално-минималният оптимизационен проблем може да осигури равнопоставеност между потребителите.

В тази част от дисертацията се изследва и анализира оптимизационен проблем, който балансира съотношението между капацитет и равнопоставеност в безжична система. Разглежданата главна функция е сумарния капацитет. Пропорционално нивата на потребителска информация са осигурени, като се изложи набор от нелинейни ограничения в оптимизационния проблем. В контраст на дефиницията от пропорционално равнопоставяне, където се сравнява сумарното на пропорционалните промени на два вектора от изпълнимите скорости, се включва и 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 опционален набор от скорости на други потребители в мрежата. Този набор от системни параметри може да бъде определен по различни начини - например чрез сервисни приложения. От това следва, че чрез промяна на набора от пропорционални параметри могат да се достигнат различни сервисни привилегии (привилегии на услуги). При системите със статични антени, чрез анализирания алгоритъм, голям брой канални флукутации са преднамерено създадени от пропорционално равенство в разпределението на ресурсите, задържат се пропорционалните зависимости между потребителите за всяка канална реализация, което осигурява скоростите на различни потребители да бъдат пропорционални във всеки един момент.

### Системен модел



Фиг. 31 Блокова диаграма на многопотребителска OFDM система

Многopotребителска OFDM система е показана на фигура 31. В базовата станция цялата канална информация е отредена на субканала и алгоритъмът за разпределението на мощността е изпратен чрез канали за обратна връзка от всички потребители. Схемата за разпределението на ресурсите реализирана от алгоритъма се насочва към OFDM трансмитера. Трансмитера определя 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 приема, че е налице идеална моментна канална информация в базовата станция и се разглежда само сценарий при излъчване. Предполага се, че субканалите и битовото разпределение е изпратено на всеки потребител чрез отделен канал.

Представя се пълен брой потребители  $K$  в системата, които споделят  $N$  на брой субканалите, 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 отразения 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 контролирано, за да се постигнат изискванията на всеки потребител за предоставяне на достатъчно предавателна мощност.

Математически оптимизационният проблем засегнат в тази част от дисертацията е представен като (4.1).

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

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

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

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

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

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

където  $K$  е целия брой потребители,  $N$  е пълния брой субканалите  $N_0$  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 идикира дали субканала  $n$  се използва или не. Четвъртото ограничение показва, че всеки субканал може да бъде използван само от един потребител. Капацитетът за потребител  $k$  означено като  $R_k$  е дефиниран като:

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

$\{\gamma_i\}_{i=1}^K$  е набор от предварително определени стойности които са използвани, за да се осигури пропорционална равност 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  $\gamma_i$  са равни, целта на функция 4.1 е подобна на целта във функцията на проблема минимум-максимум, тъй като максимизирането на сумарния капацитет (докато правим всички  $R_k$  равни) е еквивалентно на максимизирането на най-лошия потребителски капацитет.

**Вторият проблем**, който е засегнат в тази глава от дисертацията е свързан с оптималното субканално разпределение и дистрибуцията на мощността. Оптимизационния проблем в (4.1) е много труден за решаване. Той включва, както продължителни променливи  $P_{k,n}$  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.

Алтернативен подход да се направи оптимизационния проблем в (4.1) по-лесен за решаване е да се намалят ограниченията заради 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:

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



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

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

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

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

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

Това е първоначалният 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 нелинейна функция за набора дефиниран от първите две ограничения. Такава оптимизация на проблемите изисква линейност на нелинейните ограничения. Процедурата по линейност може да доведе до решение, което е малко в страни от допустимото, дефинирано в набора от нелинейни ограничения. Винаги има съотношение между постигане или задоволяване на ограниченията и подобрене на главната функция.

С представените в тази секция подходи може да се направи заключението, че е трудно да се намери оптималното решение на проблема, поради тази причина в следващия раздел се изследва и анализира субоптимална техника.

### 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). Това от своя страна отнежда недопустим изчислителен товар в базовата станция, за да се достигне оптимално разпределение, като се има предвид, че базовата станция трябва много бързо да изчисли и следните параметри:

- оптимален субканал
- оптимално мощностно разпределение
- настъпили промени в безжичния канал.

От това следва изводът, че за предпочитание са субоптималните алгоритми с малка комплексност, имплементация и забавяне на чувствителността. В следващата секция се изследва и анализира схемата за субоптимално субканално разпределение. Представа се оптимален начин за дистрибуция на мощност в определен субканал.

## Субоптимално субканално разпределение

В тази секция е представен алгоритъмът за субоптималното субканално разпределение. В него - равната мощностна дистрибуция е разположена по всички субканални. Зависимостта канал-шум за потребител  $k$  в субканал  $n$  е дефинирана като

$$H_{k,n} = \frac{h_{k,n}^2}{N_{0N}}$$

и  $\Omega_k$  е набора от субканални отредени за потребител  $k$ .

Алгоритъмът може да бъде описан като:

1/ Инициализация

Определяне на  $R_k = 0$ ,  $\Omega_k = \emptyset$  за  $k=1,2,\dots,K$  и  $A = \{1,2,\dots,N\}$

2/ За  $k=1$  до  $K$

(а) намиране на  $n$  удовлетворяващо  $|H_{k,n}| \geq |H_{k,j}|$  всички  $j \in A$

(б) нека  $\Omega_k$  и да се обнови  $R_k$  според (4.2)

3/ Докато  $A$  различно  $\emptyset$

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

(б) за намереното  $k$  намиране на  $n$  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 се отнася за всеки потребител с цел да използва, колкото може повече субканалите с високо отношение канал/шум. Във всяко повторение потребителят с най-малък пропорционален капацитет има възможността да избере кой субканал да използва. Субканалното разпределение е субоптимално, защото равната дистрибутивна мощност във всички субканални е допусната. След субканалната алокация е достигната само груба пропорционална равноправност. Целта за максимизиране на сумарният 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 може да бъде представен като:

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

$$\begin{aligned}
& \sum_{k=1}^K \sum_{n \in \Omega_k} p_{k,n} \leq P_{total} \\
& p_{k,n} \geq 0 \text{ за всяко } k, n \\
& \Omega_k \text{ са разделени за всяко } k \\
& \Omega_1 \cup \Omega_2 \cup \dots \cup \Omega_K \subseteq \{1, 2, \dots, N\} \\
& R_1 : R_2 : \dots : R_K = \gamma_1 : \gamma_2 : \dots : \gamma_K
\end{aligned}$$

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

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

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

Където  $\{\lambda_i\}_{i=1}^K$  са множества на Лагранж. След диференцирането (4.6) в отношение с  $p_{k,n}$  и определяне 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  $N$  се допуска, че  $N_{k,1} \leq N_{k,2} \leq \dots \leq N_{k,N_k}$  за  $k = 1, 2, \dots, K$  и  $N_k$  е брой на субканалите в  $\Omega_k$ . 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 се отрежда на субканалите с по-високо съотношение канал/шум. Това представлява т. нар. водно-запълващ алгоритъм в честотния домейн.

Дефинирайки  $P_{k,tot}$  като пълно мощностно разпределение за потребители  $k$ , то 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, както следва:

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

Решаването на набора от функции предоставя схема за оптимално разпределение на мощността, като уравненията в общия случай са нелинейни. За намиране на решение могат да бъдат използвани и методи като тези на Нютън-Рафсон и др. 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 повторяема поредица. 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, както следват:

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

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  $\{a_{ij}\}_{i=2}^K$  в (4.16) има само ненулеви елементи на първия ред и първа колона и основния диагонал. Като извършим заместване, то 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 случват и набора от уравнения остава нелинеен, което изисква значително повече изчисления, за да бъде решен. Ако отношението канал/шум е голямо, то могат да бъдат направени различни допускания, за да се намали трудността на проблема.

Първо се взема предвид (4.13), в което  $V_k$  може да бъде сравнително малко по отношение на  $P_{k,tot}$ , ако отношението на канал/шум е високо.

Така първото допускане 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 представено като:

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

Където  $k=2,3,\dots,K$ .

Ако заместим (4.19) в (4.15) може да бъде направено едно уравнение, както следва:

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

където

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

и

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

## Съществуване на схемата за разделяне на мощността

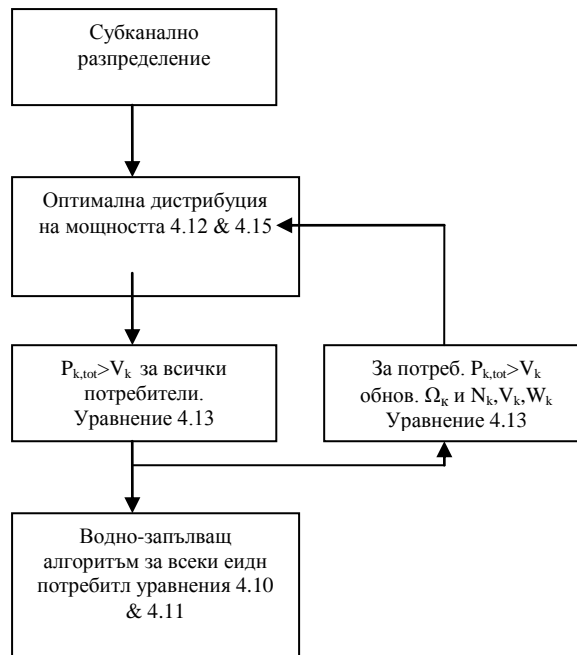
### Решение за разпределение на мощността за един потребител

За определен потребител  $k$  има нужда от разпределение на мощността ако  $V_k > P_{k;tot}$ . Тази ситуация може да се случи, когато един субканал е разпределен на потребител, който няма висока производителност в този субканал. В този случай водно-запълващия алгоритъм ще спре да използва този субканал. Тогава набора от  $\Omega_k$ , както кореспондиращите стойности на  $N_k$ ,  $V_k$  и  $W_k$ , е необходимо 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  $P_{1;tot} = P_{total}$ .

На фигура 32 се представя алгоритъм за разпределение на ресурсите. Сложността на намиране на решение на първо място разчита на избора на числен алгоритъм и прецизност на резултатите.



**Фиг. 32 Алгоритъм за разпределение на ресурсите**

След като  $P_{1;tot}$  е установено,  $\{P_{k,tot}\}_{k=1}^K$  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 и общите мощностни ограничения. Оптималната схема, трябва да използва всички налични мощности. Няколко факти водят до горното заключение. Първо, за определен потребител, капацитета на потребителя е максимизиран, ако водно-запълващия алгоритъм е приет. Капацитетната функция е непрекъсната по отношение на общата разпределена мощност на този потребител. С други думи,  $Rk(Pk;tot)$  е продължително с  $Pk;tot$ . На второ място, ако схемата за оптималното разпределение не използва всичката налична предавателна мощност, винаги има начин за преразпределяне на неизползваната мощност между потребителите, като същевременно се запази съотношението на ограничения капацитет, тъй като  $Rk(Pk;tot)$  е постоянен с  $Pk;tot$  за всички  $K$ . Така сумарния капацитет е увеличен допълнително. В Нютон-Рафсон метода, описан по-горе в анализите, се констатира  $Pk;tot$ , без да се вземат предвид ограничения за  $Pk;tot$ , т.е.  $Pk;tot > Vk$  for  $k = 1; 2; \dots; K$ . Ако Нютон-Рафсон метода определя за неосъществимо  $Pk;tot$ , набора  $\Omega_k$  и свързаните с тях  $Nk$ ,  $Vk$ , и  $Wk$ , то е необходимо да бъде прегледан и актуализиран. В Нютон-Рафсон метода трябва да се извършват операциите, докато всички  $Pk;tot > Vk$ .

### Комплексни анализи и изводи

Най-добрата схема за разпределение на субканалите може да бъде намерена чрез интензивно търсене. Аналитично представено всяко разпределение на субканалите, би



противоречало на алгоритъма за оптималното мощностно разпределение илюстриран на фигура 32, който има изчислителната комплексност на  $O(K)$ . В  $K$ -потребителска  $N$ -субканална система, е недопустимо намирането на обща 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  $O(K)$ .

Резултатите от изследванията и анализите показват ефективността на представените алгоритми за разпределение на ресурсите.

**В глава четвърта** е акцентирано също на сумарният капацитет на многопотребителски ММО разпръсквателни канали с блокова диагонализация.

### Системен модел и фон на блоковата диагонализация

В тази секция се представя системен модел и кратко описание на обобщения блоково диагонализационен метод за многопотребителски ММО системи.

Приема се ММО системата да бъде с  $K$  потребители. В този случай означаваме броят на предаващите антени в базовата станция с  $N_t$ , и броя на приемащите антени за  $j$ -тия потребител като  $N_{r,j}$ . Представя се 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  $x_j$ , което е умножено с  $N_t \times N_j$  кодираща матрица  $T_j$ . При приемника  $j$  е приложена  $M_j \times N_{r,j}$  ( $M_j \leq N_{r,j}$ ) матрица  $R_j$  на получения сигнал от всички приемащи антени. Целта

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

$$\begin{aligned} y_j &= R_j \left( H_j T_j x_j + \sum_{k=1, k \neq j}^K H_j T_k x_k + v_j \right) \\ &= R_j H_j T_j x_j + R_j \sum_{k=1, k \neq j}^K H_j T_k x_k + R_j v_j \end{aligned} \quad (4.25)$$

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  $H_j \in C^{N_{r,j} \times N_t}$  се представя матрицата на каналният трансфер от базовата станция на  $j$ -тия потребител. За аналитична простота се приема, че ранга  $(H_j) = \min(N_{r,j}, N_t)$  е за всички потребители. Също така се определя, 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:

$$\begin{aligned}
\mathbf{T}_j &\in U(N_t, N_j) \\
\mathbf{R}_j^T &\in U(N_{r,j}, M_j) \\
\mathbf{R}_i \mathbf{H}_i \mathbf{T}_j &= 0 \text{ за всяко } i \neq j \text{ и } 1 \leq i, j \leq K
\end{aligned}
\tag{4.26}$$

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 кодиращата матрица  $T_j$  и пост-процесуалната матрица  $R_j$ , пост-преработеният получен сигнал за потребител  $j$  може да бъде опростен до:

$$\begin{aligned}
y_j &= \mathbf{R}_j \mathbf{H}_j \mathbf{T}_j x_j + \mathbf{R}_j \sum_{k=1, k \neq j}^K \mathbf{H}_j \mathbf{T}_k x_k + \mathbf{R}_j \mathbf{v}_j \\
&= \mathbf{R}_j \mathbf{H}_j \mathbf{T}_j x_j + \mathbf{R}_j \mathbf{v}_j.
\end{aligned}
\tag{4.27}$$

За определен набор  $\{R_j\}_{j=1}^K$  се приема:

$$\mathbf{H}_j = [(\mathbf{R}_1 \mathbf{H}_1) \mathbf{T} \dots (\mathbf{R}_j \mathbf{H}_j \mathbf{T}_j) \mathbf{T} (\mathbf{R}_{j+1} \mathbf{H}_{j+1}) \mathbf{T} \dots (\mathbf{R}_K \mathbf{H}_K) \mathbf{T}] \mathbf{T}.
\tag{4.28}$$

За да отговаря на ограниченията в (4.26),  $T_j$  трябва да е в нулевото пространство на  $H_j$ . Означаваме с  $N_j$  ранга на  $H_j$ .

Разлагаме уникалната стойност на  $H_j$  по следния начин:

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

Благодарение на нулевата междупотребителска интерференция, броят на потоците данни за всеки потребител е ограничен в една диагонализация на 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  $\mathbf{H} = [(\mathbf{R}_1 \mathbf{H}_1) \mathbf{T} \dots (\mathbf{R}_K \mathbf{H}_K) \mathbf{T}] \mathbf{T}$  и  $N$  да е ранг на  $\mathbf{H}$ . 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

$$\bar{N}_j \leq \min\{N - \tilde{N}_j, M_j\}.
\tag{4.30}$$

Доказателство: Подробно доказателство на посоченото твърдение е представено в различни публикации на IEEE и такова в дисертацията не се излага .

В останалата част на тази секция, за определена и аналитична простота, се приема че всеки потребител има един и същ брой приемащи антени, т.е  $N_r; k = N_r$  за  $k = 1; 2; \dots ; K$ .

Получените резултати може лесно да бъдат продължени до случаите, когато различните потребители имат различни брой на приемащи антени.

### Сумарен капацитет на блокова диагонализация с приемаща антена

Представен е определен набор от канални реализации за многопотребителски MIMO системи, където  $H_j$  се означава канал за потребителя  $j$ . Веднага може да се отбележи, че кодиращата 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  $H_j = [(R_1 H_1)^T \dots (R_{j-1} H_{j-1})^T (R_{j+1} H_{j+1})^T \dots (R_K H_K)^T]^T$ .

В идеалният случай, сумарания 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:

$$\begin{aligned} & \max_{M_j, R_j, Q_j} \sum_{j=1}^K \log \left| \mathbf{I} + \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{R}_j \mathbf{H}_j \mathbf{T}_j \mathbf{Q}_j \mathbf{T}_j^* \mathbf{H}_j^* \mathbf{R}_j^* \right| \\ & \text{предмет на } \mathbf{R}_j^T \in \mathbf{U}(N_r, M_j) \text{ за всяко } j \\ & \mathbf{R}_i \mathbf{H}_i \mathbf{T}_j = 0 \text{ за всяко } i \neq j \\ & 0 \leq M_j \leq N_r \text{ за всяко } j \\ & \sum_{j=1}^K \text{Tr}(\mathbf{Q}_j) \leq P \\ & \mathbf{Q}_j \geq 0 \text{ за всяко } j \end{aligned} \tag{4.31}$$

където  $R_j H_j T_j$  се означават ефективните канали за потребителите  $j$ ,  $Q_j = E[x_j x_j^*]$  е на потребител  $j$   $N_j \times N_j$  вход на коварираща матрица,  $N$  е ранга на  $H = [(R_1 H_1)^T \dots (R_K H_K)^T]^T$ ,  $N_j$  е ранга на  $eH_j = [(R_1 H_1)^T \dots (R_{j-1} H_{j-1})^T (R_{j+1} H_{j+1})^T \dots (R_K H_K)^T]^T$ , и с  $P$  се означава общата предавателна мощност на разположение в базовата станция.

Оптимизацията на  $Q_j$  осигурява най-добрата сигнална ковариация за потребител  $j$ . Максимизирането на  $R_j$ , както и неговото измерение  $M_j$ , гарантира, че общата производителност може да бъде максимизирана. Може да се отбележи, 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. Отчита 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 за решаване, особено при процес на максимизиране 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 максимизира. Сумарния капацитет не е оптимизиран директно.

В тази секция се анализират 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:

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

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 отразени за базовата станция, 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  $M_j$  примашни 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 VD-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 водно-запълващия алгоритъм с обща предавателна мощност.

## Сравнение на Блоквата диагонализация и DPC – кодирането. Сумарен капацитет за даден набор от канали

В тази секция се изследва и анализира сумарният капацитет, постигнат от блоквата диагонализация, без селекция за приемаща антена със сумарния капацитет постигнат от DPC - кодирането.

В BD сумарният капацитет се определя въз основа на водно-запълващия алгоритъм, т.е.  $\mathbf{R}_j = \mathbf{I}_{N_r}$  за всички планивани потребители. С това дефиниране всеки потребител се възползва от всички  $N_r$  приемащи антени при условие, че той е насрочен за предаване. Симулационните резултати показват, че сумарният капацитет на блоквата диагонализация, 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  $K = \{1, 2, \dots, K\}$  приемаме множеството на потребителските индекси. Предполага се, че всички потребителски набори са подредени и  $A_i \in K$  е  $i$ -тият набор в реда. 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:

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

където  $Q_j = E[x_j x_j^*]$  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 блоквата диагонализация се определя като общата максимална производителност на BD, както следва:

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

Сумарният капацитет на многопотребителски Гаусово излъчващ канал се постига с DPC - кодиране. В резултатите получени чрез DPC - кодиране, 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 се разглежда и анализира усилването от DPC - кодирането в съпоставка с блоквата диагонализация по отношение на сумарния капацитет. Аналогично се определя съотношението на DPC - кодирането към това на 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  $\{H_k\}_{k=1}^K$  общата мощност и дисперсията на шума. Следващата теорема показва  $G(\mathbf{H}_{1,\dots,K}; P; \sigma^2)$ , която е валидна за всички  $\{H_k\}_{k=1}^K$ ,  $P$  и  $\sigma^2$ .

**Теорема 1:** Ползата от сумарният капацитет при DPC - кодирането в сравнение с блоковата диагонализация е ограничена от долу под 1 и горната ѝ граница граничи с минимума  $Nt$  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 публикация на IEEE и дефинира, че:

$$\frac{C_{DPC}(\mathbf{H}_{1,\dots,K}, P, \sigma^2)}{C_{TDMA}(\mathbf{H}_{1,\dots,K}, P, \sigma^2)} \leq \min\{N_t, K\} \quad (4.38)$$

Където

$$C_{TDMA}(\mathbf{H}_{1,\dots,K}, P, \sigma^2) \triangleq \max_{k \in \mathcal{K}} C(\mathbf{H}_k, P, \sigma^2) \quad (4.39)$$

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

Много 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:

$$C_{DPC}(\mathbf{H}_{1,\dots,K}, P, \sigma^2) \geq C_{BD}(\mathbf{H}_{1,\dots,K}, P, \sigma^2) \quad (4.43)$$

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  $\sigma^2$  е обикновено не много обвързана.

В следващите няколко случая, когато е представена връзката на  $G(H_1, \dots, H_K, P, \sigma^2)$ , тогава може да бъде укрепена. Като първо се определя достатъчно условие, което е:  $C_{DPC}(H_1, \dots, H_K, P, \sigma^2) = C_{BD}(H_1, \dots, H_K, P, \sigma^2)$ .

Лема 2: Предполага се, 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

$$C_{DPC}(H_1, \dots, H_K, P, \sigma^2) = C_{BD}(H_1, \dots, H_K, P, \sigma^2) \quad (4.44)$$

Доказателство: Подробно доказателство е представено в материали на IEEE и в дисертацията не се излага такава.

Лема 2 показва, че когато потребителските канали са взаимно ортогонални, блоковата диагонализация постига същия капацитет, както DPC - кодирането. Това е много различно от положението, в което се сравнява DPC - кодирането с TDMA - метода. За TDMA- методът, макар че потребителите са взаимно ортогонални, не е възможно да се постигне една и съща сума на капацитета, както при DPC - кодирането. В действителност, ползата на DPC в съпоставка с TDMA все още може да бъде максимална, т.е. минимално  $\{N_t, K\}$ , 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 - кодирането и BD по същество са еднакви, когато потребителските канали са ортогонални помежду си, в следващата лема, се представя, това че когато всички потребителски канали са в едно и също векторно пространство, за обвързване на ползата от DPC – кодирането в съпоставка с BD в Теорема 1, могат да бъдат разгърнати до мин.  $\{N_r, K\}$  за  $N_r \leq N_t$ .

Лема 3: Приемаме се, 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  $W$ :

$$G(H_1 \dots H_K, P, \sigma^2) \leq \min\{N_r, K\} \quad (4.45)$$

Доказателство: Подробно доказателство е представено в материали на IEEE.

Може да се отбележи, 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 - кодирането. От друга страна, когато потребителските канали са в едно и също пространство, блоковата диагонализация е съпоставима с TDMA - метода. За общия случай, когато потребителските канали са частично застъпени, BD може да е по-добро от TDMA, тъй като много потребители могат да бъдат поддържани по едно същото време. Въпреки това, една добра връзка на сумарния капацитет на ползата от DPC – кодирането в съпоставка с BD за общия случай, е много трудно да се получи.

За блокова диагонализация 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  $i = 1, 2; \dots; K$ , резултатите в Теорема 1, Лема 2 и 3 също се съдържат за BD със селекция за приемащата антена.

### **Блокова диагонализация по отношение на DPC- кодиране. Общ сумарен капацитет в лъчево-затихващи канали**

В тази секция се анализира общият капацитет на многопотребителска MIMO система в лъчево-затихващи канали за блокова диагонализация, без селекция за приемаща антена в съпоставка с DPC - кодиране. Приема се, че  $\bar{H}_j = H_j T_j$  е еквивалентният канал за потребител  $j$ , след кодиране. С допускания, че  $\{H_j\}_{j=1}^K$  са статистически независими и за различните  $j$  елементи в  $H_j$  са сложни Гаусови произволни променливи, следната теорема на вероятностната функция на плътността се съдържа в  $\bar{H}_j$ :

Теорема 2: В една MIMO система с блокова диагонализация, приложена на определен фиксиран набор от потребители, ако MIMO канала за всеки потребител е моделиран както Гаусов комплекс, тогава ефективните канали след кодиране 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 BD 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 BD 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 общият 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 Уишърт - мултивариантна статистическа теория разпространение.

### **Връзка на общият сумарен капацитет с блоковата диагонализация**

Определя се  $A_i = \{1; 2; \dots; i\}$  да бъде набора на първите  $i$  потребители, за  $i=1,2,\dots,I$  където  $I = \min\left\{K, \left\lfloor \frac{N_t}{N_r} \right\rfloor\right\}$ . Отчита се, че за  $i = \min\left\{K, \left\lfloor \frac{N_t}{N_r} \right\rfloor\right\}$ , когато елементите в  $\{H\}_{k=1}^K$  са генерирани в съответствие с дистрибуция на Гаусов комплекс, по-ниската обвързаност на общия сумарен капацитет с BD може да бъде получено като:



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

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

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

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

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

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

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  $N_r * (N_t - (i - 1)N_r)$ . Неравенство (а) издържа, защото в дясната страна на (4.46) се приема, че всички  $i$  потребители едновременно предават за всички канални реализации. Неравенство (б) издържа, защото в дясната страна на (4.48) се приема, че равна мощност се разпределя на всеки не-нулев канал. Равенство (с) издържа, защото  $\bar{\lambda}_{j,1}^2$  има същото разпределение за  $=1,2,\dots,i$ .

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

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

където

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

За  $k=0,1,\dots,m-1$ , и

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

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

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

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 максимизиране в дясната страна на (4.55).

### Горна граница на общия сумарен капацитет на DPC - кодирането

Сумарният капацитет на излъчващ канал от потребител  $K$  с DPC - кодиране е ограничен отгоре, ако приемниците могат да си сътрудничат. Нека  $H = [H_1^T H_2^T \dots H_K^T]^T$  и  $N = \max \{N_b, KNr\}$  и  $M = \min \{N_b, KNr\}$ , тогава

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

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

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

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

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

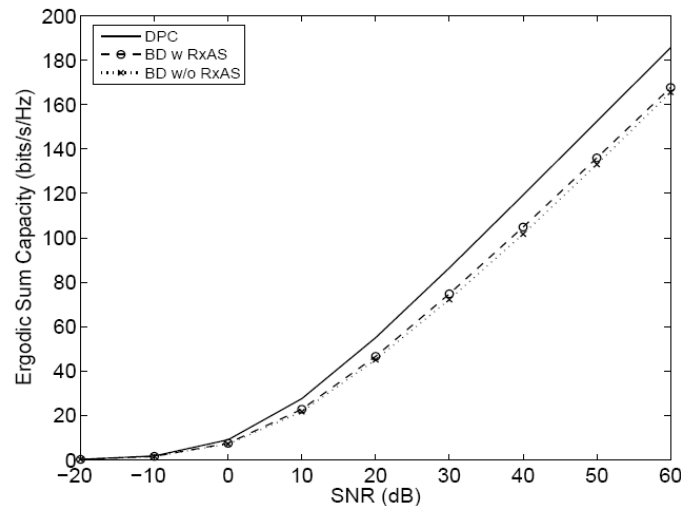
където  $\lambda_m^2$  е  $m$ -тата неопределена стойност на  $\mathbf{H}^* \mathbf{H}$  и  $\alpha_1 = \lambda_1^2$ ;  $p_{n,m}(a_1)$  е разпределението за  $a_1$ , която се получава от (4.52) с  $N_r$  и  $N_i$  респективно заменено с  $M$  и  $N$ . Параметърът  $\Gamma_0$  е оптимизиран, така че общия сумарен капацитет е максимизиран с органична средна мощност.

## Горна граница на общия капацитет на DPC - кодиране в съпоставка с блокова диагонализация

От представените две секции, горната граница на усилването от общия сумарен капацитет на DPC - кодирането в съпоставка с блоковата диагонализация може да бъде получено като:

$$\frac{E [C_{DPC}(\mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{H}_K, P, \sigma^2)]}{E [C_{BD}(\mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{H}_K, P, \sigma^2)]} \leq \frac{\bar{C}_{coop}(\mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{H}_K, P, \sigma^2)}{\max_{i \in \{1, 2, \dots, I\}} \bar{C}_{BD}(\mathbf{H}_{A_i}, P, \sigma^2)}. \quad (4.61)$$

Акцентираща се на това, че горната граница в (4.61) е функция на  $N_t$ ,  $N_r$ ,  $K$ ,  $P$  и  $\sigma^2$ . 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.



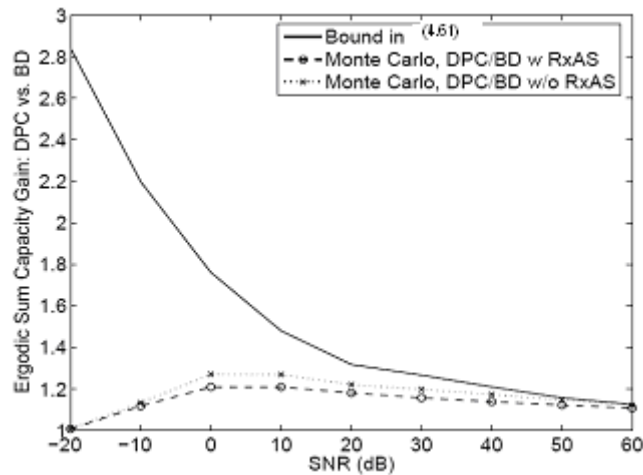
**Фиг. 33** Общ сумарен капацитет на DPC - кодиране в съпоставка с блокова диагонализация с параметри -  $N_t = 10$ ,  $N_r = 2$ ,  $K = 5$ .

## Числени резултати

В тази секция се представят някои числени резултати за ползата от DPC – кодирането в съпоставка с блоковата диагонализация. Аналитично се сравнява сумарния капацитет, постигнат от:

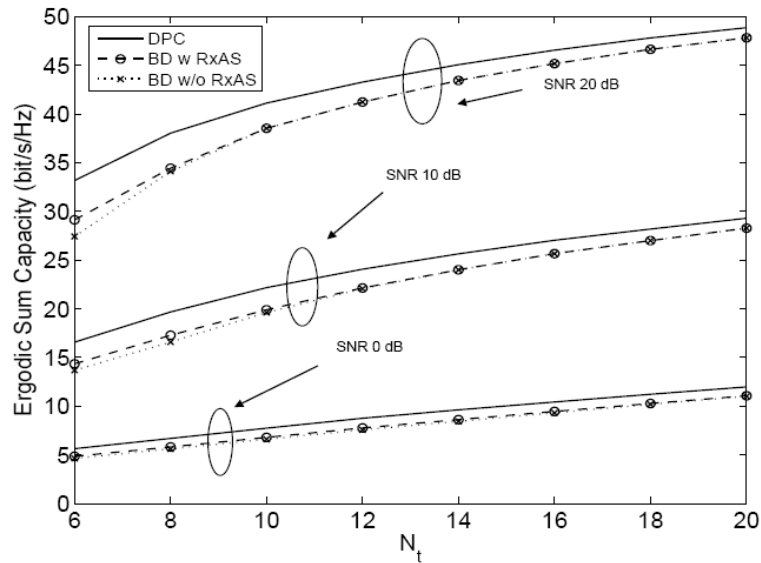
- DPC – кодиране, осъществено с повтарящ се водно-запълващ алгоритъм
- блокова диагонализация със селективна приемаща антена (BD с RxAS)
- блокова диагонализация без селективна приемаща антена (BD без RxAS).

Представя се общият сумарен капацитет на DPC - кодирането и блокова диагонализация от „Монте Карло“ симулации и се сравнява ползата с границата от (4.61) за различните параметри на системата. В Лъчево-затихващи канали, BD постига значителна част от сумарния капацитет на DPC - кодирането. И границата в (4.61) е плътно за средно или високо отношение на нивото сигнал/шум (SNR), когато  $K \leq \left\lfloor \frac{N_t}{N_r} \right\rfloor$



**Фиг. 34** Усилване на общия капацитет от DPC - кодиране в съпоставка с блокова диагонализация в лъчево-затихващи канали с параметри -  $N_t = 10$ ,  $N_r = 2$ ,  $K = 5$ .

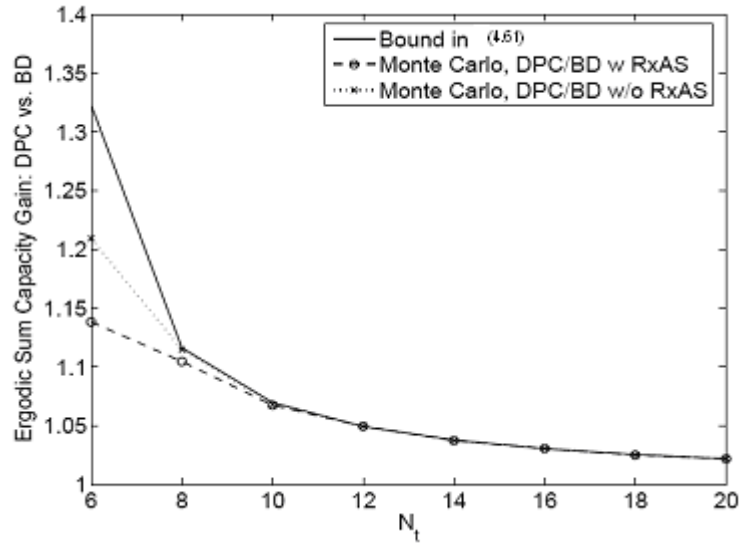
На фигура 33 се показва общия сумарен капацитет на DPC - кодиране в съпоставка с блокова диагонализация при различни отношения на нивото сигнал/шум, с  $N_t = 10$ ,  $N_r = 2$  и  $K = 5$ . В нисък SNR режим, BD постига почти същата сума на капацитета, както DPC - кодирането. Когато SNR клони към безкрайност, сумарния капацитет на двете DPC – кодирането и BD се увеличава със същото клонене. Съотношението на сумарния капацитет на BD и DPC - кодирането клони асимптотично 1 в слаб и силен SNR режими. На фигура 34 се илюстрира ползата или усилването на DPC - кодирането в съпоставка с BD от кривите на фигура 33, както и границата на ползата, оценена в (4.61). Тъй като SNR се увеличава, границата от (4.61) става по-стегната. За ниско SNR, границата в (4.61) губи главно, защото 1) по-ниската граница на BD приема еднакво разпределение на мощност за всички не-нулеви стойности; 2) горната граница на DPC – кодирането също се губи в ниските SNR.



**Фиг. 35** Общ сумарен капацитет на DPC - кодиране в съпоставка с блокова диагонализация в лъчево-затихващи канали с параметри -  $N_r = 2$ ,  $K = 3$ .

На фигура 35 се показва общият сумарен капацитет на DPC - кодирането по отношение на блоковата диагонализация за различни  $N_t$  с  $N_r = 2$  и  $K = 3$ . С нарастване броят на предаващите антени, сумарния капацитет на BD се доближава до сумарния капацитет на DPC - кодирането. На фиг. 34 се илюстрира усилването от DPC - кодирането по отношение на BD от кривите на фиг. 33 с  $SNR = 20$  dB. Наблюдава се, че границата от (4.61) е доста плътна за  $N_t > KN_r$ .

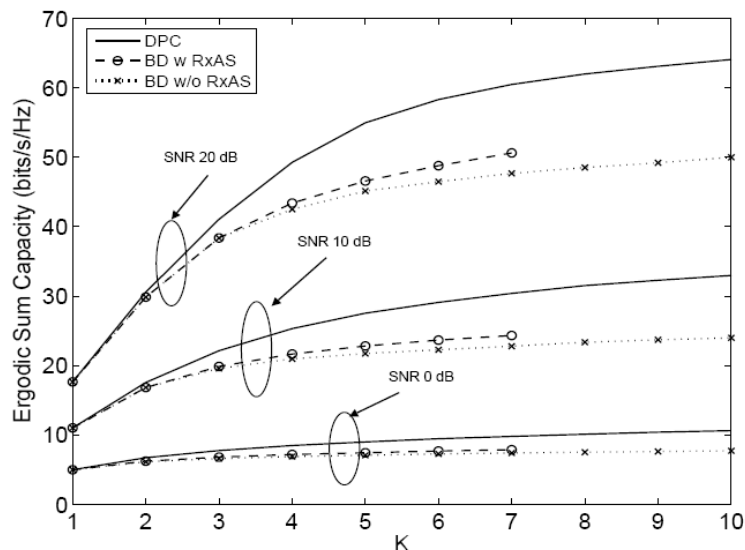
На фиг. 35 се показва общият сумарен капацитет на DPC - кодирането в съпоставка с BD за различен брой потребители, с  $N_t = 10$  и  $N_r = 2$ . За малък брой потребители, BD постига почти същия сумарен капацитет, като DPC - кодирането. С увеличаване броят на потребителите, DPC - кодирането показва по голяма ефективност от BD. На фигура 36 се представя ползата от DPC - кодирането спрямо тази на BD с криви от фиг. 35, с ниво  $SNR = 20$  dB. За малък брой потребители границата от (4.61) е много стегната. За по-голям брой потребители, границата от (4.61) се оппуска. Основната причина е, че за  $N_t = 10$  и  $N_r = 2$ , BD е без селекция за приемащи антени и може да поддържа най-много 5 потребителя едновременно. Увеличението в общият сумарен капацитет на BD, при увеличение на  $K$  е главно, поради многопотребителското разнообразие.



**Фиг. 36** Полза от общият сумарен капацитет от DPC - кодиране в съпоставка с блокова диагонализация в лъчево-затихващи канали с параметри -  $N_r = 2$ ,  $K = 3$ ,  $SNR = 20$  dB

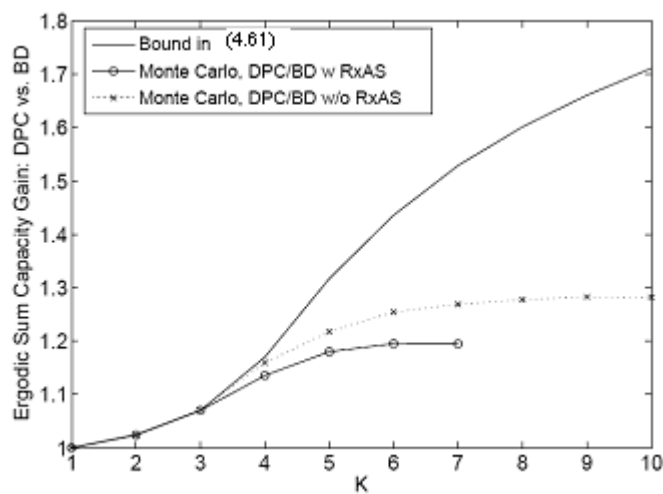
Въпреки това, по-ниската граница на сумарния капацитет на BD е (4.55) не взема под внимание многопотребителското разнообразие, което означава по-ниски граници на BD за един и същ  $k = 5, 6, \dots, 10$ .

Отчита се, че в рамките на симулациите, BD със селекция за приемаща антена (RxAS) постига по-висок сумарен капацитет от BD без селекция за приемаща антена. От друга страна, за да се намерят оптималните потребители / или преимащи антени за сумарния капацитет, търсенето за BD с RxAS, е много по-висока в сравнение с BD без RxAS.



**Фиг. 37** Общ сумарен капацитет от DPC - кодиране в съпоставка с блокова диагонализация в лъчево-затихващи канали с параметри  $N_t = 10$ ,  $N_r = 2$ .

В тази част от дисертацията аналитично се сравняват възможностите на ВД със и без селекция на приемаща антена с DPC - кодирането. За постигането на определен набор от канални реализации, ползата от сумарния капацитет на DPC - кодирането в сравнение с ВД общо може да бъде в границата от  $\min\{N_t, K\}$ , където  $N_t$  и  $K$  е броят на предаващите антени и броя на потребителите. Ползата може да бъде обобщена в два специални случая: 1) ако потребителските канали са ортогонални един към друг, ВД постига една и съща сума в сравнение с капацитет постигнат чрез DPC - кодиране; 2) ако потребителските канали са в едно и също векторно пространство, ползата може да бъде сведена до  $\min\{N_r, K\}$  където  $N_r$  е броят на приемащите антени на всеки потребител с  $N_r \leq N_t$ . Ползата от общият сумарен капацитет от DPC - кодирането в сравнение с ВД също е изследван в лъчево-затихващ канал. Симулациите показват, че ВД може да постигне значителна част от общата пробивност на DPC - кодирането.



**Фиг. 38** Полза от общият сумарен капацитет от DPC - кодиране в съпоставка с блокова диагонализация в лъчево-затихващи канали с параметри -  $N_t = 10$ ,  $N_r = 2$ ,  $SNR = 20$  dB.

**В края на тази секция** обстойно е изследван и анализиран проблема за потребителска селекция на алгоритми с ниска сложност за многопотребителски MIMO системи с блокова диагонализация.

В тази част от дисертацията се анализират и предлагат два субоптимални потребителски алгоритъма за избор на блокова диагонализация с цел оптимизиране на общата производителност, докато се поддържа ниска комплексност. И двата алгоритъма повтарят потребителската селекция, докато се достигне максималния брой на едновременно поддържаните потребители. Първият алгоритъм за селекция на потребители увеличава много общата производителност. Във всяка стъпка, алгоритъмът избира такива потребители, които предлагат максимална производителност, заедно с тези които вече са избрани. Докато първият алгоритъм налага чести единични стойности за разлагане (SVD) на каналните матрици, вторият предложен алгоритъм избира потребители въз основа на енергийните канали, като по този начин намалява изчислителната сложност. Аналитично се представя концепцията, че предложените алгоритми постигат около 95% от общата производителност на

потребителския набор, както и че сложността на предложените алгоритми е линейна в общия брой на потребителите  $K$ .

### Модел и фон на системата

Системният модел и BD - алгоритъмът се представя в предходните секции на дисертацията.

В многопотребителска MIMO система с  $K$  потребители, броя на предаващите антени в базовата станция се означава  $N_t$ , както и броя на приемащите антени за  $j$ -тия потребител - като  $N_{r,j}$ .

В останалата част на тази секция, се приема, че всеки потребител е използвал същия брой приемащи антени, т.е.  $N_{r,j} = N_r$  за  $j = 1, 2, \dots, K$  за простота, където  $K$  е общият брой на потребителите в системата. С допускането, че всеки елемент в матрицата на потребителския MIMO канал  $H_j$  се генерира от дистрибуцията на Гаусовия комплекс, може да се заключи, че максималният брой на едновременни потребители е  $\left\lceil \frac{N_t}{N_r} \right\rceil$ , където символът  $\lceil \cdot \rceil$  е таванът на операцията.

### Алгоритми с ниска сложност за потребителски подбор

В този раздел сумарният капацитет (т.е. общата максимална производителност) на блоковата диагонализация се повтаря. Два субоптимални алгоритъма за потребителски подбор са представени, за да се намали сложността за намиране на оптимален потребител в набора.

Взимаме набор от канали  $\{H_j\}_{j=1}^K$  за многопотребителска MIMO система. Определяме с  $K = \{1; 2; \dots; K\}$  множеството на всички потребители и  $A_i$  да е подмножество на  $K$ . Означаваме с  $H_j = H_j T_j$  ефективните канали след предкодиране за потребителя  $j \in A_i$ , след което общата производителност, постигната с BD, се прилага за определен потребителски набор  $A_i$  с обща мощност  $P$ , което като цяло може да бъде изразено така:

$$C_{BD|A_i}(H_{A_i}, P, \sigma^2) = \max_{\{Q_j: Q_j \geq 0, \sum_{j \in A_i} \text{Tr}(Q_j) \leq P\}} \sum_{j \in A_i} \log \left| \mathbf{I} + \frac{1}{\sigma^2} \overline{H}_j Q_j \overline{H}_j^* \right| \quad (4.62)$$

Отразява се, че решението на дясната страна на уравнението в (4.62) може да бъде получено от водно-запълващия алгоритъм над стойности на  $\{\overline{H}_j \overline{H}_j^*\}_{j \in A_i}$  с обща мощност  $P$ , както бе анализирало по-напред в дисертацията.

Нека  $A$  е набора съдържащ всички възможни, т.е.  $A_i$ , т.е.  $A = \{A_1; A_2; \dots\}$ , тогава сумарният капацитет (максималната обща производителност) с блокова диагонализация може да се определи като:

$$C_{BD}(H_1, H_2, \dots, H_K, P, \sigma^2) = \max_{A_i \in A} C_{BD|A_i}(H_{A_i}, P, \sigma^2). \quad (4.63)$$



Означаваме с  $\hat{K} = \left\lceil \frac{N_t}{N_r} \right\rceil$  максималния брой едновременни потребители, както и кардиналността на  $A$  като  $|A| = \sum_{i=1}^{\hat{K}} kC_i$ , където с  ${}_nC_m$  е означена комбинацията от  $n$  избиращо  $m$ . От тук става ясно, че едно търсене с груба сила за  $A$  е недопустимо ако  $K \gg K^{\wedge}$ .

### Капацитетно базиран субоптимален алгоритъм за подбор на потребители

Методът на „изморително“ търсене трябва да се разгледа приблизително като  $O(K^{\hat{K}})$  възможни потребителски набори. В тази секция, аналитично представям субоптимален алгоритъм, чиято сложност е  $O(\hat{K}K)$ . Нека с  $s_i$ , означим потребителя избран в  $i$ -тата итерация т.е. ако  $s_i \in \{1, 2, \dots, K\}$  и  $1 \leq i \leq \hat{K}$ . Нека с  $\Omega$  означаваме набора от неизбрани потребители и с  $\gamma$  означаваме множеството от избраните потребители.

Алгоритъмът първо избира един потребител с най-голям капацитет. След това от останалите неселектирани потребители намира този, който предоставя най-високата обща производителност. Алгоритъмът се прекратява, когато  $\hat{K}$  потребители са избрани или общата производителност пропада. При селекция на повече потребители общата производителност може да се понижи, тъй като размерът на нулевото пространство за всеки потребител намалява, за да отговоря на изискването за нулева вътрепотребителска интерференция. Разбира се представеният алгоритъм няма нужда да търси повече в потребителските набори,  $(K\hat{K})$ , което значително намалява сложността в сравнение с „изморителния“ метод за търсене. Тъй като критерият за избор на потребители е основан на сумарния капацитет се назовава – капацитетно-базиран субоптимален алгоритъм за селекция на потребители. Неговата производителност е показана методично нататък в дисертацията.

### Нормо-базиран субоптимален алгоритъм на Фробениус за подбор на потребители

Въпреки, че капацитетно-базираният субоптимален алгоритъм за подбор на потребители значително намалява размера на търсенето в набора, все още може да не бъде рентабилен за изпълнение в реално време, тъй като единствено стойността на разлагане, която е изчислително интензивна, е необходима за всеки потребител във всяка итерация, за да се намери общия поток. В тази секция аналитично се представя друг субоптимален алгоритъм, който се основава на каналната Фробениус -норма. Мотивацията е, че капацитетът е тясно свързан със стойността на ефективния канал след предкодирането. Макар каналната Фробениус -норма не може да характеризира капацитетът напълно, тя е свързана с капацитета, защото посочва общата енергия на канал т.е. сумата от стойностите на  $XX^*$  равни на  $\|H\|_F^2$ .

Нека с  $s_i$ , да означим потребителски индекс на разглеждане в  $i$ -тата итерация, т.е.  $s_i \in \{1, 2, \dots, K\}$  и . Нека с  $\Omega$  означаваме набора от неизбрани потребители и с  $\gamma$  означаваме множеството от избраните потребители. Нека  $V_k$  бъде основа за редовото векторно пространство от основаването на  $N_k$  след прилагане на Грам-Шмид ортогонализационната процедура за реда на  $N_k$ . Концепцията на нормо-базираният алгоритъм за потребителски избор, е да се избере набор от потребителите, така че сумата на енергията на ефективните канали на избраните потребители е колкото може

по-голяма. Отчита се, че стъпки 1 и 2 в нормо-базирания алгоритъм с SNR са независими. След като  $\hat{K}$  потребители са избрани, стъпка 3 прави окончателния избор на потребителя (евентуално подмножество на  $\hat{K}$  потребители, избрани от стъпки 1 и 2), с капацитетно базиран алгоритъм, където SNR се взема под внимание. Очевидно е, че нормо-базирания алгоритъм изисква по-малко единични операции на разлагане от капацитетно базирания алгоритъм. Подробна изчислителна сложност, ще бъде анализирана методично понататък в дисертацията.

### Нормо-базиран субоптимален алгоритъм на Фробениус за подбор на потребители

1. Първоначално се приема, че  $\Omega = \{1, 2, \dots, K\}$  и  $\gamma = \emptyset$ . Определя се  $s_i = \arg \max_{k \in \Omega} \|H_k\|_F^2$ . Нека  $V = V_{s_i}$ . Нека  $\Omega = \Omega - \{s_i\}$  и  $\gamma = \gamma + \{s_i\}$ .
2. За  $i=2: \hat{K}$ 
  - (a) За всяко  $k \in \Omega$  нека  $\underline{H}k = H_k - H_k V^* V$ . Тогава  $\underline{H}k$  е нулевото пространство на  $V$  за  $j=1:i-1$ 
    - Приема се, че 
$$\hat{H}_{s_j, k} = [H_{s_1}^T \cdots H_{s_{j-1}}^T \quad H_{s_{j+1}}^T \cdots H_{s_{i-1}}^T \quad H_k^T]^T$$
    - Дефинира се, че  $W_{s_j, k}$  е базовия ред за  $H_{s_j, k}$  след Грам-Шмит ортогонализацията
  - (b) За всяко  $s \in \gamma$  нека  $\tilde{H}_s = H_s - H_s W_{s, k}^* W_{s, k}$ . Тогава  $\tilde{H}_s$  е в нулевото пространство на  $\tilde{H}_{s, k}$ . Нека 
$$s_i = \arg \max_{k \in \Omega} \left( \sum_{s \in \gamma} \|\tilde{H}_s\|_F^2 + \|\tilde{H}_k\|_F^2 \right)$$
  - (c) Приема се, че  $\Omega = \Omega - \{s_i\}$  и  $\gamma = \gamma + \{s_i\}$ . Прилагаме Грам-Шмит ортогонализацията на  $\tilde{H}_s$  и получаваме  $V = [V^T \tilde{V}_{s_i}^T]^T$
3. Прилагаме капацитетно базирания субоптимален алгоритъм за подбор на потребители до набора  $\gamma$  и получаваме крайната потребителска селекция и производителност.

### **Анализ на изчислителния комплекс**

Тъй като основната мотивация за двата аналитично представени субоптимални алгоритъма е тяхната намалена изчислителна сложност, се квантува тяхната сложност и се прави сравнение с подхода за търсене с груба сила. Сложността се отчита, като броят на флопания (операции с плаваща запетая в секунда), означен като  $\Psi$ . Едно истинско добавяне, умножаване или разделяне се отчита като един флоп. Респективно комплексното добавяне и размножаване имат два флопа и шест флопа. Въпреки че флоп преброяването не може да характеризира истинската компютърна сложност, то

улавя за изчисляване товара, така че е достатъчно за целите на анализа на сложността в тази секция.

### Сложност на операциите в Характерна Матрица

За една  $m \times n$  матрица с комплексна стойност  $H \in C^{m \times n}$ , се представя флоп броенето на няколко матрични операции, които се използват често в алгоритъма за субоптимален потребителски подбор. Приема се, че  $K \gg \hat{K}$ ,  $\hat{K} N_r \sim N_t$  и  $m \leq n$ .

- Нормата на Фробениус  $\|H\|_F^2$  отнема  $2mn$  реално умножаване и  $2mn$  реални допълнения, следователно се разчита на флоп -  $4mn$ .

- Грам-Шмид ортогонализацията GSO (**H**) отнема  $4m^2n$  -  $2mn$  реално умножаване;  $4m^2n$  -  $2mn$  реално допълнения; и  $2mn$  разделяне. Флоп броенето за GSO е  $8m^2n$  -  $2mn$ .

- Водно-запъващият алгоритъм може да поеме  $1/2(n^2 + 3n)$  умножаване;  $n^2 + 3n$  реално допълнения; и  $1/2(n^2 + 3n)$  реално разделяне. Флоп броенето за водно-запъващият алгоритъм е  $2n^2 + 6n$ .

- Във флоп броенето за единично разлагане (SVD) на реални стойности  $m \times n$  ( $m \geq n$ ) вероятностите са  $4m^2n + 8mn^2 + 9n^3$  [28]. За комплексната стойност  $m \times n$  ( $m \leq n$ ) матрици, флоп броенето е приблизително  $24mn^2 + 48m^2n + 54m^3$ , третирайки всяка операцията като сложно умножаване.

### Субоптимален алгоритъм за потребителски подбор I: капацитетно-базиран подход

1. При  $i=1$ : SVD от  $H_k$  има  $48N_r^2N_t + 24N_rN_t^2 + 54N_r^3$  флопа, водно-запъващият алгоритъм се нуждае от  $2N_r^2 + 6N_r$  флопа и калкулацията за пълната производителност се нуждае от  $2N_r$  флопа.

Стъпка 1 е:

$$K (48N_r^2N_t + 24N_rN_t^2 + 54N_r^3 + 2N_r^2 + 8N_r)$$

2.  $i \geq 2$

За всяко  $k \in \Omega$  да се достигне  $T_k$  от SVD се нуждае от  $48(i-1)^2N_r^2N_t + 24(i-1)N_rN_t^2 + 54(i-1)^3N_r^3$  флопа. За да изчисли  $\bar{H}_k = H_k T_k$  сложността на тази мултипликация е  $8N_tN_r (N_t - (i-1)N_r)$ . Като SVD от  $\bar{H}_k$  представя  $48N_r^2 (N_t - (i-1)N_r) + 24N_r (N_t - (i-1)N_r)^2 + 54N_r^3$  флопа. Водно-запъващият алгоритъм се нуждае от  $2iN_r (iN_r + 3)$  флопа, където цялата производителност има сложност от  $2iN_r$ .

От това за алгоритъмът може да се запише:

$$\begin{aligned}
\psi_c &\stackrel{(a)}{<} \sum_{i=2}^{\left\lfloor \frac{N_t}{N_r} \right\rfloor} \{ [48i(i-1)^2 + 48i] N_r^2 N_t \\
&\quad + [24i(i-1) + 32i] N_r N_t^2 + (54i(i-1)^3 + 54i) N_r^3 \\
&\quad + 2i^2 N_r^2 + 8i N_r \} \times (K - i + 1) \\
&\quad + K (48 N_r^2 N_t + 24 N_r N_t^2 + 54 N_r^3 + 2 N_r^2 + 8 N_r) \\
&\approx \mathcal{O} \left( K \left[ \frac{N_t}{N_r} \right]^5 N_r^3 \right) \approx \mathcal{O} \left( K \left[ \frac{N_t}{N_r} \right]^2 N_t^3 \right),
\end{aligned} \tag{4.64}$$

където неравенство в (а) се дължи на горната граница  $(N_t - (i - 1)N_r)$  от  $N_t$  при изчисляването на  $\bar{H}_k$  и SVD от  $\bar{H}_k$ .

### Субоптимален алгоритъм за потребителски подбор II: капацитетно-базиран подход

Всички флопове, от които този алгоритъм за селекция на потребители има нужда са:

$$\begin{aligned}
\psi_n &\approx \sum_{i=2}^{\left\lfloor \frac{N_t}{N_r} \right\rfloor} \{ [8(i-1)^3 + 18(i-1)^2 + 18(i-1)] N_r^2 N_t + \\
&\quad [2(i-1)^2 + 4(i-1)] N_r N_t \} \times (K - i + 1) + 4K N_r N_t \\
&\approx \mathcal{O} \left( K \left[ \frac{N_t}{N_r} \right]^4 N_r^2 N_t \right) \approx \mathcal{O} \left( K \left[ \frac{N_t}{N_r} \right]^2 N_t^3 \right).
\end{aligned} \tag{4.65}$$

### Оптимален алгоритъм за потребителски подбор. Пълно търсене

В оптималния алгоритъм за избор на потребители, базовата станция провежда изчерпателно търсене чрез  $\sum_{i=1}^{\left\lfloor \frac{N_t}{N_r} \right\rfloor} k C_i$  възможните потребители от набора.

Сложността на целия алгоритъм може да се представи по следния начин:

$$\begin{aligned}
\psi_{cs} &\stackrel{(a)}{\geq} KC_{\lfloor \frac{N_t}{N_r} \rfloor} \left\lfloor \frac{N_t}{N_r} \right\rfloor \left[ \left( 48 \left( \left\lfloor \frac{N_t}{N_r} \right\rfloor - 1 \right)^2 + 8 \right) N_r^2 N_t + 24 \left( \left\lfloor \frac{N_t}{N_r} \right\rfloor - 1 \right) N_r N_t^2 \right. \\
&\quad \left. + \left( 54 \left( \left\lfloor \frac{N_t}{N_r} \right\rfloor - 1 \right)^3 + 2 \left\lfloor \frac{N_t}{N_r} \right\rfloor^2 + 126 \right) N_r^3 + 8 \left\lfloor \frac{N_t}{N_r} \right\rfloor N_r \right] \\
&\approx \mathcal{O} \left( KC_{\lfloor \frac{N_t}{N_r} \rfloor} \left\lfloor \frac{N_t}{N_r} \right\rfloor N_t^3 \right)
\end{aligned} \tag{4.66}$$

където неравенство в (а) издържа, само защото при  $\hat{K} = \left\lfloor \frac{N_t}{N_r} \right\rfloor$  от  $K$  потребители се

счита, че това води до опростяване на сложността на анализа.

В обобщение, предложените два субоптимални алгоритъма са само част от сложността на метод за търсене, който е равен на:

$$\eta \approx \frac{K \left\lfloor \frac{N_t}{N_r} \right\rfloor}{KC_{\lfloor \frac{N_t}{N_r} \rfloor}}. \tag{4.67}$$

И двата алгоритъма, капацитетно-базираният и Фробениус – нормо-базираният, имат линейна сложност с  $K$ , защото не повече от  $\hat{K}$   $K$  потребителски набора трябва да бъдат претърсвани. Нормо-базираният алгоритъм е малко по-лесен от капацитетно-базираният, защото SVD е по-малко използван.

Чрез прилагане на софтуерния продукт Matlab 7.0, при изпълнението на двата предложени субоптимални алгоритъма, се наблюдава следното:

- и на двата алгоритъма отнема частици от милисекунда време – от 14ms до 150ms (на компютър от среден клас с тактова честота на процесора 2GHz), за да избера даден потребител от набора.
- нормо-базираният алгоритъм е приблизително два пъти по-бърз от капацитетно-базираният алгоритъм за системи с голям брой потребители.

## Комплексен анализ

В тази част от дисертацията са предложени два субоптимални алгоритъма за потребителски подбор при многопотребителски хибридни ММО радиосистеми с блокова диагонализация. Целта е да се избере подмножество на потребителите, за да максимизира общата производителност, докато сложността се държи ниска. В метода за търсене с груба сила се дават оптимални потребителски набори, но сложността е приблизително  $O\{K^{\hat{K}}\}$ , където  $K$  е общият брой на потребителите и  $\hat{K}$  е максималният брой на едновременно избрани потребители. Изчисленията и анализите показват, че капацитетно-базираните и нормо-базираните алгоритми за потребителска селекция постигат около 95% от сумарния капацитет, като се има предвид, че тяхната сложност е  $O\{K\}$ .

**В отделна точка от глава четвърта** е представено проектирането на широколентови радиосистеми за пренос на данни.

В процеса на начално проектиране на широколентови радиосистеми за пренос на данни се обхващат следните етапи – честотно планиране, електрическо планиране, технически мрежови схеми, бизнеспланиране и др.

При широколентовите WCDMA системи за пренос на данни е необходимо събиране и обработка на подробна информация относно очаквания трафик и капацитета на мрежата. Това се дефинира като честотно оразмеряване на системата. В процеса на честотното планиране при широколентовите WCDMA системи за пренос на данни се отделя важно значение на баланса между капацитет и покритие на радиомрежата с цел висока ефективност на системата и снижаване на проблемите при внедряване.

С приемането на клетъчният модел мобилните мрежи географски се обособяват на клетки, с което се постига възможността за използването на едни и същи честоти в различни клетки, достатъчно отдалечени едни от други. По този начин се увеличава капацитетът, който мрежата може да предостави. Преизползването на честоти трябва да се прави много внимателно, за да не се достига до ситуации, при които качеството на обслужване е под допустимото ниво. Необходимо е да се вземе в предвид правилото, че едни и същи честоти не могат да бъдат използвани в съседни клетки, защото това би довело до много високо ниво на интерференция. На местата, в които клетките се препокриват комуникацията би била почти невъзможна.

При широколентовите WCDMA системи за пренос на данни, големината на клетките не е фиксирана, а е в пряка зависимост от генерирания трафик, т.е. размерът не е постоянен във времето. Тази особеност се проявява в така наречения ефект на дишане на клетката. Тук трябва да се направи оценка на местоположението на абонатите, защото ако даден абонат е далеч от базовата станция, това налага използването на по-големи терминални мощности. Това на практика означава, че тези два параметъра трябва да се оценят комплексно при проектирането на мрежата. При нужда от допълнителен капацитет в широколентовите WCDMA системи за пренос на данни, добавянето на нови елементи към базовите станции не може да се определя като решение на проблема, защото този тип мрежи разполагат с ограничен набор от носещи честоти. В подобни ситуации се налага поставянето на нови базови станции в мрежата, което от своя страна може да доведе до влияние дори и на базовите станции, разположени на значително разстояние. Това налага параметрите на най-близко разположените базови станции да бъдат променени до голяма степен и изчисленията да бъдат строги и коректни.

В етапът на електрическото планиране се извършват процесите свързани с радиопокритието на широколентовите WCDMA системи за пренос на данни. Последователно се извършват, следните процедури:

*1/ Определяне на загубите от разпространение*

При разпространението на вълните от предавателя до приемника, те претърпяват поглъщане, рефракция, отражение, дифракция и интерференция, вследствие на което се получават загуби от разпространението. При свободно разпространение на разстояние  $d$  на вълни от изотропен излъчвател, излъчената мощност  $P_t$  е еднаква във всички посоки, а плътността на мощността  $S_r$  (мощност за единица площ), намалява с отдалечаване от излъчвателя:

$$(4.68) \quad S_r = \frac{P_t}{4\pi d^2}$$

Ако излъчващата антена притежава усилване  $G_t$ , то плътността на мощността в приемната антена се получава:

$$(4.69) \quad S_r = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2}$$

Мощността  $P_r$ , която достига до приемната антена, е пропорционална на ефективната ѝ площ  $A_r$ :

$$(4.70) \quad P_r = S_r \cdot A_r$$

Ефективната площ на антената е пропорционална на нейното усилване и на квадрата на дължината на вълната:

$$(4.71) \quad P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{4\pi}$$

Загубите от разпространението на радиовълните могат да се получат като отношение между излъчената и приетата мощност:

$$(4.72) \quad \text{Загуби} = \frac{P_t}{P_r} = \frac{(4\pi d)^2}{G_t G_r \lambda^2},$$

като в логаритмичен вид приемат вида:

$$(4.73) \quad L = 10 \lg(\text{Загуби}) = 10 \lg\left(\frac{(4\pi d)^2}{G_t G_r \lambda^2}\right) = 20 \lg\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right) - 10 \lg G_r - 10 \lg G_t$$

Усилванията на антените се разглеждат самостоятелно, така че загубите от разпространение в свободното пространство накрая изглеждат така:

$$(4.74) \quad L_{path} = 20 \lg \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)$$

но трябва да се има в предвид, че зависимостта от дължината на вълната е в следствие единствено на крайните размери на ефективната площ на антената.

За изготвянето на по-точни прогнози е необходимо да се използват методи, отчитащи по-точно загубите от разпространението. Най-добри за използване са полу-емпиричните модели, т.е тези, които са направени на базата на измервания, даващи точно стойности, като след това може да се използват директно за терени от дадения тип. Изчисленията се основават на модела на Окумура-Хата.

$$(4.75) \quad L_p = A - 13,82 \cdot \log H_b + (44,9 - 6,55 \cdot \log H_b) \cdot \log R - a(H_m), [dB], \text{ където:}$$

A-коригиращ коефициент с различни стойности, в зависимост от средата на разпространение. Този коефициент може да приема следните стойности:

- A=155,1 за градски условия
- A=147,9 за предградия и полуоткрити пространства
- A=135,8 за области със селски тип застрояване
- A=125,4 за открити местности

$H_b$  е височината на базовата станция в метри;

$$(4.76) \quad a(H_m) = 3,2(\log(11,75 \cdot H_m))^2 - 4,97 \quad \text{или за } H_m = 1,5 \Rightarrow a(1,5) = 0$$

Когато височините на антените са съответно  $H_b = 30m$  и  $H_m = 1,5m$ , то загубите по трасето изглеждат така:

$$(4.77) \quad L_p = (A - 20,41) + 35,22 \cdot \log R, [dB]$$

Отчитат се следните загуби:

- Загуби в човешкото тяло -  $L_{BL}$ , то отчита поглъщането на енергията. Стойността за този тип загуби, препоръчвана от ETSI е 3 dB за 1900 MHz. Тези загуби не се отчитат при пренос на данни, тъй като се предполага, че тогава абоната не държи мобилната станция непосредствено до главата си.
- Загуби във връзка с абонат в автомобил, т.е, когато абонатът се намира в кола и не използва външна антена, се отчита и  $L_{CPL}$ , препоръчителна стойност 6 dB.
- Загуби за връзка с абонат в сграда -  $L_{BPL}$ . Това е разликата между нивото непосредствено извън сградата и това вътре в нея за приземния етаж.



Използваните характеристики за различни градски, предградски и други зони на различни за различните градове. Приблизително за гъсто населени/гъсто застроени територии се взема стойност от 18 dB, а за предградски, т.е със по-редхаво и ниско застрояване - 12 dB.

- Загуби в контролера на антенната система, включително и тези в нискошумящия усилвател, който се поставя в приемника на базовата станция – в случаите, когато се използва такъв контролер като част от конфигурацията на базовата станция се отчита и  $L_{ASC} = 0,2dB$  за правата връзка.
- Загуби в джъмпера  $L_J$ . Когато се използва ASC – е необходимо да се отчетат и загубите между него и антената. Стойността за  $L_J = 0,2dB$ .
- Загуби в джъмпера (съединителен фидер) и кабела за връзка  $L_{J+C}$ . Не се използва при изчисленията за обратния канал при наличен контролер на антенната система. В противен случай  $L_{J+C} = 1dB$ .
- Загуби във фидерната система -  $L_F$ . Тези загуби зависят от вида и дължината на фидера, който се използва. Когато се използва контролер на антенната система, тези загуби не се отчитат за оразмеряване в обратна посока.

## 2/ Определяне на общото ниво на радиовръзката

Това са всички компоненти на сигнала при преминаването му през средата за разпространение до приемника.

Най-важните параметри са следните:

- Запас за смущенията или интерференцията - този запас е необходим при определянето на покритието, защото натоварването на клетката има пряко въздействие върху покритието. Колкото по-голям е трафикът, отчитаме свиването на клетката и по този начин намалява нейното покритие. Ако има ограничение от страна на покритието се предлага използването на по-малки стойности от този запас. По-малката големина означава, че при някои мобилни абонати (тези, намиращи се в периферията на клетката) връзката ще отпадне, като по този начин интерференцията постепенно ще намалее. Намаляването на интерференцията от своя страна води до увеличаване големината на клетката и нейното покритие отново се разширява. Типичните стойности за запас на влиянието е от 1dB до 3dB, което е равносилно на 20-50 % от натоварването.
- Запас от бърз фадинг - този запас се използва за бавноподвижни потребители (пешеходци), където бързото контролиране на мощността позволява реално компенсиране на бързия фадинг. Типичните стойности на този запас са от 2 dB до 5 dB, но те са само за бавнодвожешките се мобилни устройства.
- Ползата или усилването от „мек хендоувър“ – процесът хендоувър - дали имаме предвид мек или твърд такъв, има своите ползи в съпоставка с бавния фадинг, чрез намаляване на задължителната норма от запас от фадинг. Това е така, защото бавният фадинг не се корелира напълно между базовите станции и чрез

хендоувъра може да се избере по-добра позиция на базова станция, с по-добро радиопокрытие. Мекият хендоувър предоставя допълнителни макро подобрения, като чрез него се намаляват необходимите отношения сигнал/шум  $E_b/N_0$ . Предимството свързано със софт хендоувъра е от 2 dB до 3 dB.

При определянето на общо ниво на радиовръзката (НВР) се отчитат и стойностите на запаса от бърз фадинг. При големи скорости на абоната (около и над 120 km/h) е безмислено да има такъв запас, защото няма да е възможно да се компенсират по достатъчно добър начин измененията на нивото на сигнала. Задължителното отношение  $E_b/N_0$  е прието да бъде 5 dB.  $E_b/N_0$  зависи от скоростта на предаване, вида на услугата, вида на средата на разпространение, скоростта на абоната, алгоритми заложи в приемника и структурата на антенната базова станция. При малка мобилна скорост изискването за стойността на  $E_b/N_0$  е ниско, но за сметка на това бързият фадинг е задължителен. Обикновено ниската мобилна скорост е ограничаващ фактор при оразмеряването на обхвата, защото се изисква бърз фадинг. Когато абонатът се движи бавно (с около 3 km/h), е необходим запас за бърз контрол на мощността от 4 dB. Това е причината този тип абонати да са ограничаващи за зоната на покритие на дадена клетка.

### 3/ Изчисления за мобилната станция

- Еквивалентна изотропно излъчена мощност

$$(4.78) \quad \text{EIRP [dBm]} = P_{\text{max,tx [dBm]} + G_{\text{a,tx [dBi]} - L_{\text{cable [dB]}}$$
, където

$G_{\text{a,tx}}$  - усилване на предавателната антената [dBi]

$L_{\text{cable}}$  - загуби в кабела [dB]

### 4/ Изчисления за базовата станция

- Плътност на шума в приемника

$$(4.79) \quad N_{\text{density [dBm/Hz]} = N_{\text{th [dBm/Hz]} + NF [dB]$$
, където

$N_{\text{th}}$  - плътност на термичния шум [dBm/Hz]

$NF$  - коефициент на шума в приемника (Noise figure) [dB]

- Мощност на шума в приемника

$$(4.80) \quad PN [dBm] = N_{\text{density [dBm/Hz]} + 10 * \log(3\ 840\ 000)$$

- Шум със смущения

$$(4.81) \quad N + IM [dBm] = PN [dBm] + IM [dB]$$
, където

$IM$  - запас на смущенията [dB]

- Чувствителност на приемника

$$(4.82) \quad P_{\text{rxmin [dBm]} = PN [dBm] + IM [dB] + E_b/N_0 [dB] - G_p [dB]$$
, където

Изискано ниво  $E_b/N_0$  [dB]

$G_p$  - коефициент на разширение (processing gain) [dB]

- Максимални загуби в клетката

$$(4.83) \quad L_{path} \text{ [dB]} = EIRP[\text{dBm}] - Pr_{x\min} \text{ [dBm]} + G_{a,rx} \text{ [dBi]} - L_{c,rx} \text{ [dB]} - M_f \text{ [dB]} - M_{sf} \text{ [dB]} - L_{extra} \text{ [dB]} + G_{SHO} \text{ [dB]}, \text{ където}$$

$G_{a,rx}$  - усилване на приемната антена [dBi]

$L_{c,rx}$  - загуби във фидера и конекторите [dB]

$Pr_{x\min}$  - чувствителност на приемника [dBm]

$M_f$  - запас за бърз фадинг [dB]

$M_{sf}$  - запас за бавен фадинг [dB]

$L_{extra}$  - допълнителни загуби [dB]

$G_{SHO}$  - усилване от мек хендоувър [dB]

#### 4/ Изчисляване радиуса на клетката

С определяне на усилването, загубите и запасите се получават - максималните загуби от разпространението.

Тъй като за всяка услуга се получава различна стойност за чувствителността, то това е равносилно и на различни загуби в канала. При планиране се приема, че всички абонати в градска зона отговарят на модела за канал на 3GPP – TU, 3 км/час. Получената най-ниска стойност за  $L_{path}$  отговаря на услугата, определяща радиуса на обслужване за права връзка – R. За приблизително пресмятане на размера на макро-клетки без да се отчитат особеностите на терена се получава следното решение за радиуса на клетката:

$$(4.84) \quad R_{path} = 10^\alpha, \text{ където } \alpha = (L_{path} - a) / b = (L_{path} - 126.42) / 35.23$$

Окончателно площта на покритата зона може да се намери взимайки се предвид конфигурацията на района.

$$(4.85) \quad Area = \frac{9}{8} \sqrt{3} R^2$$

За определения радиус, поставящ ограничението за зоната на покритие на клетката, има два възможни случая:

1.  $R_{UL} > R_{DL}$
2.  $R_{UL} < R_{DL}$

В първият случай системата е ограничена в права посока (DL) т.е. от общата мощност на излъчване от базовата станция към всички потребители. Вторият случай е по-интересен от гледна точка на това, че е по-често срещан в практиката, а както показва анализа и тук факторът, който е ограничаващ, е мощността на излъчване на потребителските терминали. Това означава, че базовата станция може да предава с необходимата мощност, за да изпълни изискванията за качество на обслужване –  $E_b/N_0$ , но предаването с максимална мощност би повишило нивото на външни смущения в съседните клетки. Затова трябва да се намери минималната предавателна мощност на базовата станция, така че същевременно да са изпълнени условията за качество. За целта се използва по-долу описаният алгоритъм. В такъв случай можем да съставим общо ниво на радиовръзката само за обратна посока и да направим проверка дали мощността на излъчване на базовата станция се разпределя правилно между съответните логически, физически и транспортни канали за определения -  $R_{UL}$ . Необходимо е да се направят проверки за това дали съответстващите мощности не надхвърлят следните препоръчителни стойности:

1.  $P_{CPICH,ref} \leq 0.1 P_{nom,ref}$
2.  $P_{tot,ref} \leq 0.75 P_{nom,ref}$
3.  $P_{DCH,ref} \leq 0.3 P_{nom,ref}$ ,

където

$P_{CPICH,ref}$  - Мощността, която е заделена за предаване на CPICH канала

$P_{nom,ref}$  - Мощността на базовата станция

$P_{tot,ref}$  - Общата изходна мощност

$P_{DCH,ref}$  - Мощността, заделена за един абонат

ref - Показва, че използваната стойност се отнася за фазата на оразмеряване

### Проверка за $P_{CPICH,ref}$

*Стъпка 1*-Пресмятане на чувствителността на UE-  $S_{UE}$  към CPICH

$$(4.86) \quad S_{UE} = N_{th} + N_f + 10 \lg R_{chip} + \frac{E_c}{N_0},$$

където  $E_c/N_0$  е енергията за елемент от кода (чип) към спектралната плътност на шума (за CPICH  $E_c/N_0 = -16$  dB);

*Стъпка 2*- Пресмятане на загубите от разпространение  $L_{path}$ , за  $R_{UL}$ . Според използвания модел на затихване;

*Стъпка 3* - Пресмятане на затихването на сигнала по трасето  $L_{SA}$

$$(4.87) \quad L_{SA} = L_{path} + M_{LNF} + M_{PC} + L_B + L_{CP} + L_{BP} + L_{C,RX} - (G_{A,RX} + G_{A,TX})$$

$M_{PC}$  е границата на контрола на мощността.

*Стъпка 4-* Пресмятане на границата на смущаващите въздействия в DL посока  $B_{IDL}$

$$(4.88) \quad B_{IDL} = 10 \lg \left\{ 1 + \left[ \left( \frac{\alpha + F}{N_{th} \cdot NF \cdot R_{chip}} \right) \cdot \left( \frac{P_{tot,ref}}{L_{sa}} \right) \right] \right\}$$

където:

$\alpha$  - коефициент на неортогоналност, като при CPICH е 1;

F - средна стойност на отношението на получените между-клетъчни и вътрешно-клетъчни смущения (за границата на клетката F=2,1);

$$P_{tot,ref} = 0.75 P_{non,ref} [W]$$

*Стъпка 5 -* Пресмятане на  $P_{CPICH,ref}$

$$(4.89) \quad P_{CPICH,ref} = L_{sa} + S_{UE,CPICH} + B_{IDL}$$

На края проверяваме дали е изпълнено:

$$P_{CPICH,ref} \leq 0.1 P_{nom,ref} [W]$$

### Проверка за $P_{CPICH,ref}$

*Стъпка 1-* Пресмятаме  $P_{CCH,ref} = 2.5 P_{CPICH,ref} [W]$

*Стъпка 2 -* Пресмятаме затихването на сигнала по трасето  $L_{sa}$

$$(4.90) \quad L_{sa} = L_{path} + M_{LNF} + G_{SHO} + M_{PC} + L_B + L_{CP} + L_{BP} + L_{C,RX} - (G_{A,RX} + G_{A,TX})$$

Единствената разлика е, че тук в  $L_{sa}$  се включва и усиляването от SHO.

*Стъпка 3-* За  $P_{tot,ref}$  се получава:

$$(4.91) \quad P_{tot,ref} = \frac{P_{CCH} + (H \cdot L_{sa})}{1 - \eta_{DL}} [W]$$

В горната формула  $H$  е коефициент, свързан със загубите при разпространение в клетката и се намира по:

$$(4.92) \quad H = \rho \gamma N \sum_{b=1}^{n_{as}} \frac{b}{1 + \alpha \gamma + G_{SHO}(b)} \Phi$$

където:

$\rho$  - Гъстота на населението на клетката;

$\gamma$  - Отношението  $C/I$  в права посока;

$b$  - Брой връзки за настоящото повикване (за състояние на SHO  $b > 1$ );

$\alpha$  - Коефициент на неортогоналност на използваните разширяващи спектъра кодове;

$\Phi$  - Интеграл, зависещ от конфигурацията на сайта (за 3 секторен сайт  $\Phi = 1.103$ )

*Стъпка 4* - Проверяваме дали е изпълнено условието:

$$P_{\text{tot,ref}} \leq 0.75 P_{\text{nom,ref}}$$

### Проверка за $P_{\text{DCH,ref}}$

*Стъпка 1* - Пресмятаме чувствителността на UE  $S_{\text{UE}}$  към DCH

$$S_{\text{UE}} = N_{\text{th}} + N_{\text{f}} + 10 \lg R_{\text{information}} + \frac{E_C}{N_0}$$

*Стъпка 2* - Пресмятане на затихването на сигнала по трасето  $L_{\text{SA}}$

*Стъпка 3* - Пресмятаме  $V_{\text{IDL}}$ , но за DCH  $\alpha = 0.64$  и  $F = 0.72$

*Стъпка 4* -  $P_{\text{DCH,ref}} = L_{\text{sa}} + S_{\text{UE,DCH}} + V_{\text{IDL}}$  [dBm]

*Стъпка 5* - Проверяваме дали е изпълнено условието:

$$P_{\text{DCH,ref}} \leq 0.3 P_{\text{nom,ref}}$$

В етапът на електрическото планиране се извършва и процесът за определяне на капацитета на широколентовата WCDMA радиосистема, който аналитично се представя отделно в дисертацията. Този процес при определени системи може да бъде разглеждан и в етапа на честотното планиране.

### Определяне на капацитетът на широколентовата WCDMA система

*1/ Метод за изчисляване на капацитета в права посока (downlink):*

Капацитетът в права посока за дадена WCDMA клетка зависи от типа на използваната услуга. Може да се изведе зависимостта на отношението сигнал / шум –  $E_b/N_0$ , преди свиване на сигнала ( $\gamma$ ). За цифров сигнал това отношение се дефинира така:

- $E_b/N_0$  е отношението сигнал/шум за един бит, където  $E_b$  е енергията на сигнала за един бит, а  $N_0$  е енергията на шума за един херц от лентата на шума. Оттук следва:
- $E_b = \frac{S}{R_{info}}$ , където  $S$  е енергията на сигнала, а  $R_{info}$  - скоростта на цифровия поток.
- $N_0 = \frac{N}{B}$ , където  $N$  е енергията на шума, а  $B$  е честотната лента на сигнала,

откъдето :

$$(4.93) \quad \frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{R_{info}} \cdot \frac{B}{N} = \frac{S}{N} \cdot \frac{B}{R_{info}}$$

Тъй като  $B=R_c$ , където  $R_c$  е скоростта на кода, то:

$$(4.94) \quad \frac{B}{R_{info}} = \frac{R_c}{R_{info}} - \text{усилване от свиване на сигнала (УСС)}$$

В правия канал за връзка,  $N$  е в най-голяма степен смущения от другите мобилни апарати, а  $S$  е мощността на сигнала в приемника. Следователно:

$$(4.95) \quad \frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{I} \cdot \text{УСС} = \gamma \cdot \text{УСС},$$

Но тъй като е по-удобно да се работи в децибели:

$$(4.96) \quad E_b/N_0 = \gamma + 10 \log(\text{УСС}), [\text{dB}]$$

2/ Определяне на максимален брой канали в права посока / $M_{\text{POLE-DL}}$ /

Граничният капацитет в права посока  $M_{\text{POLE}}$ , представлява теоретичното ограничение на броя абонати, които може да поеме една базова станция в дадена клетка. Тази стойност може да се разглежда като функция на типа на използваната услуга и при достигането ѝ, нивото на смущения е безкрайно голямо, откъдето следва, че зоната на покритие е безкрайно малка. Параметърът -  $M_{\text{POLE}}$  се изчислява чрез следната зависимост:

$$(4.97) \quad M_{\text{POLE}} = \left( \frac{1}{1+F} \right) \left( 1 + \frac{1}{\gamma} \right) (1 + G_{\text{DTX}})$$

където:

$\gamma = 10^{\gamma/10}$  в линейни единици;

$F$  - коефициент на смущения в правия канал, който представлява отношението на смущенията от други клетки ( $I_{\text{други}}$ ) и тези от собствената клетка ( $I_{\text{собств}}$ ). Стойността на това отношение зависи от начина на планиране на мрежата, фадинг на сигнала и ДНД на използваните антени.

$G_{\text{DTX}}$  - усилване от използване на непостоянно излъчване. Изчислява се като се отчита намаляването на скоростта на цифровия поток.

С дадените зависимости може да се изчисли стойността на  $M_{\text{POLE}}$  за клетка от трисекторен район, според типа на използваните услуги. Изчислените примерни стойности са дадени в Таблица 29.

**Таблица 29 Примерни стойности на  $M_{\text{POLE}}$**

Тип услуга	$M_{\text{POLE}}$
Разговор/реч 12,2 kbit/s	69
Разговор 64 kbit/s - комутация на канали	16
Разговор 64 kbit/s - пакетна комутация	16
Разговор/реч +64 kbit/s пакетна комутация	13
Разговор/64 kbit/s +8 kbit/s пакетна комутация	14



### 3/ Метод за изчисляване на капацитета в обратна посока (uplink)

Изчисленията за обратната посока са по-сложни от тези за правата. Трудно е поотделно да се разглеждат капацитета и покритието по посока на предаване от базовата към мобилната станация. Основната разлика тук е, че мобилните единици в обратна посока използват общ източник на сигнал (мощност) и по този начин зоната на покритие не зависи само от броя на абонатите в дадена клетка, но и от тяхното разпределение в зоната на тази клетка.

Въпреки използването на ортогонални кодове, каналите в обратна посока не могат да бъдат разпределени идеално, което се дължи на факта, че има многолъчево разпространение. Следователно част от енергията на сигнала, излъчван от базовата станция ще представлява смущение. Също така до каква степен ще има смущения от съседни базови станции с канали, които не са ортогонални на обслужващата базова станция, зависи от мястото на абоната.

### 4/ Определяне на максималният брой канали в обратна посока -/M<sub>POLE-UL</sub>/

Връзката за изчислението на M<sub>POLE</sub> в обратна посока е следната:

$$(4.98) \quad M_{POLE} = \frac{(1 + \alpha \cdot \gamma) \cdot (1 + G_2)}{\gamma \cdot (\alpha + F_{DL}) \cdot \left[ 1 + \sum_{b=2}^{n_{as}} \frac{k(b) \cdot ((1 + \alpha \cdot \gamma) \cdot b - 1) - G_{SHO}(b)}{1 + \alpha \cdot \gamma + G_{SHO}(b)} \right]},$$

където:

$\gamma$  – в линейни единици е желаното отношение носеща към интерферираща (C/I);

$\alpha$  – коефициент на неортогоналност на клетката;

$F_{DL}$  – коефициент на смущения в обратния канал;

$k$  – част от абонати в мек/по-мек хендовър;

$n_{as}$  – брой активни връзки, типична стойност;

$b$  – брой активни връзки (за  $b \geq 2$  – мек хендовър);

$G_{SHO}$  – средна стойност за усилване от хендовър;

$G_{DTX}$  – усилване от използване на непостоянно излъчване в обратна посока.

За да се отчете ефектът от бързия фединг към желаното отношение  $\gamma$  е необходимо да се добави компенсираща стойност  $\epsilon$ . Стойности за този параметър, са представени в таблица 30. Скоростта на абоната за всички изчисления при планирането се приема да бъде - 3км/ч.

**Таблица 30 Стойности на  $\epsilon$**

Среда	$\epsilon$ , dB
TU, 3 км/ч	0,5
TU, 50 км/ч	0,4
RA, 3 км/ч	2
RA, 50 км/ч	1,6
RA, 120 км/ч	0

\*TU - за градски тип застрояване

\*RA - за области със селски тип застрояване

Коефициентът на неортогоналност  $\alpha$  се определя от неидеалното разделяне на каналите, вследствие на многолъчевото разпространение. Препоръчаните стойности за този параметър са  $\alpha=0,15$  за области със селски тип застрояване и  $\alpha=64$  за области с градски тип застрояване.

Стойността за  $F_{DL}$  зависи от избора на конфигурация на съответния район, като за трисекторен е  $F_{DL}=0,72$ . Ако се отчете и електрическият тилт на ДНД на антената, то  $F_{DL}$  се пресмята от таблица 31. В случая се приема стойност  $F_{DL}=0,59$ , която съответства на  $5^\circ$  наклон за радиус на клетката -1 км.

**Таблица 31 Стойности на  $F_{DL}$**

Радиус на клетката, м	500	1000	1500	2000	2500
Ел. Наклон, градуси	7	5	4	2	1
F, трисекторен район	0,39	0,59	0,7	0,89	1,23

Параметрите на мекия хендовър в обратния канал ( $k$  и  $G_{SHO}$ ) зависят от конфигурацията на определения район и броя активни връзки ( $b$ ). Ако се приеме, че прага за извършване на хендовър е 3dB и  $n_{as}=2$ , препоръчаните стойности за трисекторен район са  $G_{SHO}=0,67$  и  $k=6\%$ .

**Таблица 32 Стойности за  $G_{DTX}$**

Конфигурация на канала	$G_{DTX}$ , %
Разговор/реч 12,2 kbit/s	102
Разговор 64 kbit/s - комутация на канали	5

64 kbit/s - комутация на пакети	5
128 kbit/s - комутация на пакети	2
384 kbit/s - комутация на пакети	1
57,6 kbit/s - комутация на канали	6
64 kbit/s + 8 kbit/s -комутация на пакети	6

Като вземем предвид стойностите на параметрите от уравнението за  $M_{POLE}$ , отговарящи за зона с градски тип застрояване, 3 км/ч модел, се получават стойностите, дадени в таблица 33 за даден тип услуга и съответстваща скорост на полезната информация.

**Таблица 33 Стойности за  $M_{POLE}$  при различни видове услуги**

Вид услуга	M
Разговор/реч 12,2 kbit/s	60
Разговор 64 kbit/s - комутация на канали	7,8
64 kbit/s - комутация на пакети	8,9
128 kbit/s - комутация на пакети	5,4
384 kbit/s - комутация на пакети	1,9
57,6 kbit/s - комутация на канали	11
Поток 64 kbit/s - комутация на пакети	10
Поток 64 kbit/s +8 kbit/s - комутация на пакети	6,3
Поток 128 kbit/s + 8 kbit/s - комутация на пакети	6,2
Разговор/реч 12,2 kbit/s + 0 kbit/s -комутация на пакети	60
Разговор/реч 12 kbit/s + 64 kbit/s - комутация на пакети	7,4

5/ *Определяне на максималното натоварване в клетката -  $Q_{max}$ .*

В случаи, когато в една широколентова WCDMA клетка се предоставят услуги с комутация на канали и услуги с оптимално качество, то натоварването в тази клетка се получава именно от това - разговори  $Q_{CS}$  (комутация на канали) и услуги с оптимално качество  $Q_{BE}$  (пакетна комутация).

Максималното натоварване се намира като сума от горните две:

$$(4.99) \quad Q_{max} = \text{Брой\_абонати}(Q_{CS} + Q_{BE}),$$

където:

$$(4.100) \quad Q_{CS} =$$

трафик\_за\_абонат\_CS/Максимален\_брой\_разговорни\_каналы

$$(4.101) \quad Q_{BE} = BE_{заявки}/Максимален_брой_каналы_за_пакетна_комутиция$$

Тъй като максималните стойности за разговорни канали и канали за пакетна комутиция се дават от  $M_{POLE-CS}$  и  $M_{POLE-PS}$ , то за  $BE_{заявки}$  се получава:

$$(4.102)$$

$$BE_{заявки} = \frac{PS_{за_абонат} \cdot 1024 \cdot 8 \cdot Макс\_коэффициент\_на\_натоварване}{3600 \cdot скорост\_цифров\_поток}$$

За пиковия час максималното натоварване е:

$$(4.103)$$

$$Q_{MAX} = Брой\_абонати \left[ \left( \frac{трафик\_абонат\_CS}{M_{POLE-CS}} \right) + \left( \frac{PS\_абонат \cdot 1024 \cdot 80 \cdot Коеф\_натоварване}{3600 \cdot скорост\_ц\_поток \cdot M_{POLE}} \right) \right]$$

WCDMA системата не може да бъде натоварена на 100%. За да е работоспособна мрежата, се взимат горни граници за тези параметри съответно: 70% за обратна посока и 75% за натоварване в права посока. По препоръки тези стойности се приемат като:

$Q_{max\_UL}=70\%$  и  $Q_{max\_DL}=76\%$ , а при първоначално проектиране мрежата трябва да се оразмери за натоварване от около 30%.

### **Числени резултати**

В края на тази секция се преставят числени резултати при проектиране на широколентова WCDMA радиосистема, с приети изходни системни данни, както следва:

- Широколентова WCDMA радиосистема, оперираща на честота - 2100 MHz
- Радиопокрытие - 95%
- Общ брой потребители - 76136
- Обща обхват : 37,3 км<sup>2</sup>
- Използване на пакетна комутиция (ПК) - 13 % от потребителите
- Натовареност – по-малко от 70%

- Ефективна височина на антените -  $H_{eff} = 30 \text{ m}$
- Максимална мощност на потребителските терминали (МС) -  $PUE = 24 \text{ dB}$
- Усилване на антената на базовата станция -  $18 \text{ dB}$
- Загуби във фидера на базовата станция -  $2 \text{ dB}$
- Откази или блокировки на системата -  $2 \%$

### *1/ Изчисления за трафично натоварване*

От зададените стойности за поведението на потребителите, се изчислява генерирания от един абонат трафик за използване на услугите гласова и видео връзка (комутация на пакети):

$$\text{Трафик}(A) = \text{ВНСА} \cdot \text{МНТ},$$

$$\text{ВНСА}_{\text{глас}} = 0,5 \text{ и } \text{МНТ}_{\text{глас}} = 3 \text{ мин.} = 3/60 \text{ часа}$$

$$\text{ВНСА}_{\text{видео}} = 0,8 \text{ и } \text{МНТ}_{\text{видео}} = 6,5 \text{ мин.} = 6,5/60 \text{ часа}$$

Следователно:

$$\text{Трафик}(A)_{\text{глас}} = \text{ВНСА}_{\text{глас}} \cdot \text{МНТ}_{\text{глас}} = 0,5 \cdot (3/60) = 25 \text{ мЕ}$$

$$\text{Трафик}(A)_{\text{видео}} = \text{ВНСА}_{\text{видео}} \cdot \text{МНТ}_{\text{видео}} = 0,8 \cdot (6,5/60) = 87 \text{ мЕ}$$

Стойностите се нормират спрямо общия брой абонати. Тъй като всички използват гласова услуга:

$$\text{Трафик}(A)_{\text{глас}} = 25(76136/76136) = 25 \text{ мЕ}$$

По изходни данни 13% от потребителите използват услуги с пакетна комутация, от което следва:

$$\text{Трафик}(A)_{\text{пк}} = 87 \cdot 0,13 = 11,31 \text{ мЕ}$$

За измеряване при пакетна комутация, натоварването се отчита след като първо се превърнат избраните 6000 кбита/абонат в килобайти:  $6000 \text{ кбита} = 750 \text{ кбайта}$  и от приетото съотношение за трафика  $UL/DL = 1/10$ , т.е. трафика по правия канал се отнася към трафика по обратния канал така както 1 към 10, получаваме:

$$\text{Трафик}_{UL} = 68 \text{ кбайта} - \text{трафик по обратния канал}$$

$$\text{Трафик}_{DL} = 682 \text{ кбайта} - \text{трафик по правия канал}$$

Тъй като 13% от абонатите използват пакетна комутация:

Трафик\_UL=68.0,13=8,9 кбайта

Трафик\_DL=682.0,13=89 кбайта

В таблица 34 са обобщени резултатите за трафика на абонат в пиков час:

**Таблица 34 Трафик на абонат в пиков час**

Услуга	Изискване за пиков час
Реч	25 мЕ
Комутация на пакети	11.31 мЕ
Пакетна комутация - права посока	8,9 кбайта
Пакетна комутация - обратна посока	89 кбайта

*2/ Числови резултати по алгоритъма за пресмятане на балансирано натоварване*

За изчисление на натоварване от „смесен” тип на трафика, генериран от потребителите на мрежата, е необходим общия брой достъпни канали. Изчислява се по формулата:

$$M_{POLE,глас+видео} = Q_C \frac{1}{L_{глас} + L_{видео,норм}}$$

Балансираното натоварване е това, за което има изравняване на необходимия брой райони едновременно за покритие и капацитет. Началната стойност, която се избира е 40%.

За  $L_{глас}$  и  $L_{видео}$  се получава съответно:

$$L_{глас} = \frac{1}{M_{POLE,глас}} = \frac{1}{69} = 0,0145$$

$$L_{видео} = \frac{1}{M_{POLE,видео}} = \frac{1}{16} = 0,0625$$

$$L_{видео,норм} = L_{видео} \cdot \frac{\text{Трафик, видео}}{\text{Трафик, глас}} = 0,0625 \cdot \frac{11,31}{25} = 0,028$$

$$M_{POLE,глас+видео} = Q_C \cdot \frac{1}{0,0145 + 0,028} = Q_C \cdot \frac{1}{0,0425} = 23,53Q_C$$

С тези данни се изчислява балансираното натоварване по представения по-напред в дисертацията алгоритъм. Получените резултати са отразени в таблица 35.

Формулите за изчисление за всяко от полетата на таблица 35 са следните:

**Поле 1 :** Коефициент на натоварване  $Q$  - задава се

**Поле 2 :** Брой абонати - 76136

**Поле 3 :** Площ на покритие,  $\text{km}^2$  - 37,3  $\text{km}^2$

**Поле 4 :** Скорост на предаване  $R$ ,  $\text{kbit/s}$  - избира се (12,2/64/128)

**Поле 5 :**  $E_b/N_0$ ,  $\text{dB}$  – избира се

**Поле 6 :** Мощност на потребителските терминали,  $\text{dB}$  - 24  $\text{dBm}$

**Поле 7 :** Чувствителност на БС:

$$S = N_t + N_f + 10 \lg R + E_b/N_0$$

$$S = -174 + 2,3 + 10 \lg(64 \cdot 1000 + 3400) + 3,3 = -120,11 \text{ dBm}$$

**Поле 8 :** Запас за смущения:

$$3C = -10 \lg(1-Q)$$

$$3C_1 = -10 \lg(1-0,5) = 3,01 \text{ dB}$$

$$3C_2 = -10 \lg(1-0,53) = 3,27 \text{ dB}$$

$$3C_3 = -10 \lg(1-0,7) = 5,23 \text{ dB}$$

**Поле 9 :** Запас за бавен фединг (95%) = 7,3  $\text{dB}$

**Поле 10 :** Запас за контрол на мощността = 0.7  $\text{dB}$

**Поле 11 :**  $L_{BL} = 3 \text{ dB}$

**Поле 12 :**  $L_{BPL} + L_J = 18,2 \text{ dB}$

**Поле 13 :** Усилване на антената на базовата станция  $G_a = 18 \text{ dB}$

**Поле 14 :**  $L_{pmax}$ ,  $\text{dB}$

$$L_{pmax} = P_6 + P_7 - P_8_i - P_9 - P_{10} - P_{11} - P_{12} + P_{13}$$

$$L_{pmax1} = 24 - (-120,11) - 3,01 - 7,3 - 0,7 - 3 - 18,2 + 18 = 129,9 \text{ dB}$$

$$L_{pmax2} = 24 - (-120,11) - 3,27 - 7,3 - 0,7 - 3 - 18,2 + 18 = 129,64 \text{ dB}$$

$$L_{pmax3} = 24 - (-120,11) - 5,23 - 7,3 - 0,7 - 3 - 18,2 + 18 = 127,68 \text{ dB}$$

**Поле 15 :** Определящи  $L_{pmax}$  - Поле 15 т.е. избраната ограничаваща стойност

$$L_{pmax1} = 129,9\text{dB} \quad L_{pmax2} = 125,64\text{dB} \quad L_{pmax3} = 127,68\text{dB}$$

**Поле 16 :** Радиус на клетката  $R$ ,  $km$

$$R = 10^{(L_{p \max} - 134,69) / 35,22}$$

$$R_1 = 10^{(129,9 - 134,69) / 35,22} = 10^{-0,136} = 0,73\text{km}$$

$$R_2 = 10^{(129,64 - 134,69) / 35,22} = 10^{-0,143} = 0,71\text{km}$$

$$R_3 = 10^{(127,68 - 134,69) / 35,22} = 10^{-0,199} = 0,63\text{km}$$

**Поле 17 :** Площ на клетката  $A$ ,  $km^2$

$$A = R^2 \frac{9}{8} \sqrt{3}$$

$$A_1 = 1,95 \cdot R^2 = 1,95 \cdot (0,73)^2 = 1,03 \text{ км}^2$$

$$A_2 = 1,95 \cdot R^2 = 1,95 \cdot (0,71)^2 = 0,98 \text{ км}^2$$

$$A_3 = 1,95 \cdot R^2 = 1,95 \cdot (0,63)^2 = 0,77 \text{ км}^2$$

**Поле 18 :** Необходим брой райони

Необходим брой райони = Обслужвана територия / площ на клетката

$$НБС_1 = 37,3 / 1,03 = 35$$

$$НБС_2 = 37,3 / 0,98 = 38$$

$$НБС_3 = 37,3 / 0,77 = 42$$

**Поле 19 :** Брой канали  $M$  - за 53 възможни канала (смесен трафик)

$$(4.17) \quad M = Q \cdot M_{POLE}$$

$$M_1 = Q_1 \cdot M_{POLE} = 0,5 \cdot 69 = 34 \quad M_2 = Q_2 \cdot M_{POLE} = 0,8 \cdot 69 = 36$$

$$M_3 = Q_3 \cdot M_{POLE} = 0,7 \cdot 69 = 48$$

**Поле 20 :** Съответен трафик

**Поле 21 :** Брой абонати за сектор

$$(4.18) \quad \text{Брой абонати за сектор} = \text{трафик за един сектор} / \text{трафик на абонат}$$



$$БАС_1=25.53/0,03631=703$$

$$БАС_2=27.34/0,03631=752$$

$$БАС_3=38,39/0,03631=1057$$

*Поле 22* : Брой абонати за трисекторен район = П21\*3

*Поле 23* : Необходим брой райони = Брой абонати / П22

**Таблица 35 Последователност на изчисленията за намиране на балансираното натоварване**

<b>Брой райони за покритие, ТУ 3км/ч</b>			
1.Коефициент на натоварване	0.5	0.53	0.7
2.Брой абонати	76136	76136	76136
3.Площ на покритие, км <sup>2</sup>	37.3	37.3	37.3
4.Скорост на предаване R,kbit/s	64	64	64
5.Eb/N <sub>0</sub> , dB	3.3	3.3	3.3
6.Мощност на МС = 0,125W=dBm	24	24	24
7.Чувствителност на БС S=Nt+Nf+10log(R)+Eb/N <sub>0</sub> ,dBm	-120.11	-120.11	-120.11
8.Запас за смущения=-10log(1-Q),dB	3.01	3.27	5.23
9.Запас за бавен фадинг(95%), dB	7.3	7.3	7.3
10.Запас за контрол на мощността, dB	0.7	0.7	0.7
11.L <sub>BL</sub> ,dB	3	3	3
12.L <sub>BPL</sub> + L <sub>J</sub> ,dB	18.2	18.2	18.2
13.G <sub>a</sub> ,dBi	18	18	18
14.L <sub>pmax</sub> ,dB	129,9	129,64	127,68
15.Определящи L <sub>pmax</sub> ,dB	129,9	129,64	127,68
16.Радиус на клетката -10(L <sub>pmax</sub> -134,69)/35,2, км	0.73	0.71	0,63
17.Площ на клетката A, км <sup>2</sup>	1.039	0.98	0.77
<b>18.Необходим брой райони</b>	36	38	48
19.Брой канали M=Q.M <sub>pole</sub>	34	36	48

20.Съответстващ трафик от табл.на Ерланг, Erl	25.53	27.34	38.39
21.Абонати/сектор=трафик/трафик на абонат	703	752	1057
22.Абонати/трисекторен сайт	2109	2256	3171
<b>23.Необходим брой райони</b>	36	34	24

Баланс между необходимият брой райони за покритие и капацитет се постига при натоварване от 50% и при изчисленията се използват резултатите получени в Таблица 13 за коефициент на натоварване 0.5. Необходимият брой райони в такъв случай е 36, които са равни на броят райони, осигуряващи достатъчно капацитет на WCDMA - мрежата.

### 3/ Проверка за превишено допустимо натоварване в обратна посока на връзка

Необходимо е да се провери дали не е надвишено натоварването от 70%, след като се отчете и пакетната комутиация. За максималното натоварване имаме:

$$Q_{MAX} = \text{Брой}_{\text{абонати}} \cdot \left[ \left( \frac{\text{трафик} / \text{абонат}_{CS}}{M_{POLE\_CS}} \right) + \left( \frac{PS / \text{абонат} \cdot 1024 \cdot 8 \cdot \text{Коеф}_{\text{натоварването}}}{3600 \cdot \text{скорост}_{\text{ц}} \cdot \text{поток} \cdot M_{POLE}} \right) \right]$$

За получените 36 района, което съответства на 108 сектора, при общ брой абонати 76136, то броя на абонатите за приетото равномерно разпределение е 76136/108=705 абоната на сектор. Тогава за приетите 64 кбит/сек скорост на цифровия поток и данните за трафик за двете посоки, се получава:

- обратна посока -

$$Q_{MAX} = 705 \cdot \left[ \left( \frac{0,03631}{69} \right) + \left( \frac{6 \cdot 1024 \cdot 8 \cdot 1}{3600 \cdot 64 \cdot 1000 \cdot 16} \right) \right] = 0,38$$

или 38%, което е напълно допустимо натоварване, защото не надхвърля 70% и следователно не е необходимо добавянето на нови райони.

- Права посока -

$$Q_{MAX} = 705 \cdot \left[ \left( \frac{0,03631}{69} \right) + \left( \frac{60.1024.8.1}{3600.64.1000.16} \right) \right] = 0,47$$

или 47%, отново не е надхвърлено допустимото натоварване от 70%. Следователно няма нужда от добавянето на нови райони.

#### 4/ Проверка за покритието в права посока

За 36 района територията на обслужване от една базова станция (A) е:

$$A = \frac{37,3 \text{ км}^2}{36} = 1,03 \text{ км}^2$$

$$A = \frac{9}{8} (\sqrt{3}) \cdot R^2 = 1,95 \cdot R^2 \Rightarrow R = \sqrt{\frac{1,03}{1,95}} = 0,53 \text{ км}$$

Номиналната мощност се изчислява с помощта на следните данни:

- $P_{nom,RBS} = 17,4 \text{ W} = 42,4 \text{ dBm}$
- $L_{J+C} = 1 \text{ dB}$
- $L_F = 30 \text{ m} (6,3 \text{ dB}/100 \text{ m}) = 1,89 \text{ dB}$
- $L_{ASC} = 0,2 \text{ dB}$

$$P_{nom,ref} = P_{nom,RBS} - L_{J+C} - L_F - L_{ASC} = 39,31 \text{ dBm} = 8,5 \text{ W}$$

**Проверка 1:**  $P_{CPICH,ref} \leq 0,1 P_{nom,ref}$

**Стъпка 1:** Изчислява се чувствителността за CPICH

$$S_{UE,CPICH} = N_t + N_f + 10 \log R_{chip} + \frac{E_b}{N_0}, [\text{dBm}]$$

$$S_{UE,CPICH} = N_t + N_f + 10 \log R_{chip} + \frac{E_c}{N_0} = -174 + 7 + 10 \log(3,84 \cdot 10^6) - 16 = -117,2 \text{ dBm}$$

**Стъпка 2:** Изчисляване се  $L_{path}$  от уравнение 2.34.

$$L_{path} = (A - 20,41) + 35,22 \cdot \log R, [dB]$$

$$L_{path} = (155,1 - 20,41) + 35,22 \cdot \lg 0,73 = 125,9 dB$$

*A- коригиращ коефициент, за градска зона е на 155,1*

**Стъпка 3:** Намиране затихването на сигнала ( $L_{sa}$ ):

$$L_{sa} = L_{path} + B_{LNF} + B_{PC} + L_{BL} + L_{CPL} + L_{BPL} + L_j - G_a$$

$$L_{SA} = L_{PATH} + B_{LNF} + B_{PC} + L_{BL} + L_{CPL} + L_{BPL} + L_j - G_a = 125,9 + 8,4 + 0 + 3 + 0 + 18 + 0,2 - 18 = 137,5 dB$$

$$L_{SA, \text{min}} = 10^{137,5/10} = 5,6 \cdot 10^{13}$$

**Стъпка 4:** Изчислява се  $B_{DL}$ , като за CPICH се измерва за границата на клетката, а  $L_{sa}$  се замества от стъпка 3.

$$P_{tot,ref} = 0,75 P_{nom,ref} = 0,75 \cdot 8,5 = 6,375 W$$

$$B_{IDL} = 10 \log(1 + (4,05 \cdot 10^{13})(6,375 / 5,6 \cdot 10^{13})) = 7,49 dB$$

**Стъпка 5:** Намира се  $P_{CPICH,ref}$

$$P_{CPICH,ref} = L_{SA} + S_{UE,CPICH} - B_{IDL}, [dBm] = 137,5 - 117,2 - 7,49 = 12,81 dBm$$

$$P_{CPICH,ref} = 10^{(12,81-30)/10} = 0,02 W$$

**Стъпка 6:** Проверява се дали е изпълнено условието  $P_{CPICH,ref} \leq 0,1 P_{nom,ref}$ .

$$0,02 \leq 0,1 \cdot 8,5$$

Както се вижда, проверка 1:  $P_{CPICH,ref} \leq 0,1 P_{nom,ref}$  е изпълнена.

**Проверка 2:**  $P_{tot,ref} \leq 0,75 P_{nom,ref}$

**Стъпка 1:** Намира се мощността за общите канали за точката на отчитане ( $P_{CCH,ref}$ ), използвайки получената стойност за  $P_{CPICH,ref}$

$$P_{CCH,ref} = 2,5 P_{CPICH,ref} = 2,5 \cdot 0,02 = 0,05 W$$

**Стъпка 2:** Изчислява се затихването на сигнала за DCH:

$$L_{SA} = L_{PATH} + B_{LNF} + B_{PC} + L_{BL} + L_{CPL} + L_{BPL} + L_j - G_a = 125,9 + 7 + 0,7 + 3 + 0 + 18 + 0,2 - 18 = 136,48 dB$$

$$L_{SA, \text{min}} = 10^{136,8/10} = 4,78 \cdot 10^{13}$$

**Стъпка 3:** Намиране на  $P_{\text{tot,ref}}$

$$P_{\text{tot,ref}} = \frac{P_{CCH,ref} + (H \cdot L_{SA})}{1 - Q} = \frac{0,5 + (0,928 \cdot 10^{-15})(4,78 \cdot 10^{14})}{1 - 0,5} = \frac{0,55}{1 - 0,5} = 1,09W$$

**Стъпка 4:** Проверява се дали е изпълнено  $P_{\text{tot,ref}} \leq 0,75P_{\text{nom,ref}}$

$$1,09 \leq 0,75 \cdot 8,5$$

$P_{\text{tot,ref}} \leq 0,75P_{\text{nom,ref}}$  е изпълнено за 36 района и не е необходимо добавянето на още базови станции.

**Проверка 3:**  $P_{DCH,ref} \leq 0,3P_{\text{nom,ref}}$

**Стъпка 1:** Изчислява се чувствителността за DCH:

$$S_{UE,CPICH} = N_t + N_f + 10 \log R_{\text{info}} + \frac{E_b}{N_0} = -174 + 7 + 10 \log(64000) + 3,3 = -115,64 \text{ dBm}$$

**Стъпка 2:** Намира се стойността за  $L_{sa}$ , както в формула 4.42  $\Rightarrow L_{sa} = 136,8 \text{ dB}$

**Стъпка 3:** Намира се  $B_{IDL}$ , като  $\alpha=0,64$ ,  $F=0,72$ .

$$B_{IDL} = 10 \log \left( 1 + \frac{0,64 + 0,72}{3,98 \cdot 10^{-21} \text{ W / Hz} \cdot 5,01 \cdot 3,84 \cdot 10^6} \right) \left( \frac{6,32 \text{ W}}{4,7 \cdot 10^{13}} \right) = 10 \log(1 + 1,78 \cdot 10^{13} \cdot 10^{13} \cdot 3,11 \cdot 10^{-13}) = 5,16 \text{ dB}$$

**Стъпка 4:** Намира се  $P_{DCH,ref}$

$$P_{DCH,ref} = L_{SA} + S_{UE} + B_{IDL}, \text{ dBm}$$

$$P_{DCH} = 136,8 - 115,64 + 5,16 = 26,32 \text{ dBm}$$

$$P_{DCH} = 10^{((26,32-30)/10)} = 0,42 \text{ W}$$

**Стъпка 5:**

$$0,42 \text{ W} \leq 0,3P_{\text{nom,ref}} = 2,55 \Rightarrow \text{Изпълнена е и проверка 3.}$$

Крайният брой необходими базови станции за осигуряване на покритие и капацитет е 36 базови станции, разположени равномерно на избраната площ.

**В глава четвърта** са направени следните изводи и заключение:

С нарастване на изискванията за скорост на предаване на мултимедийна информация, адаптивното разпределяне на ресурсите става все по-критична точка при работата на системите. Това е от изключително важно значение при проектирането, внедряването и експлоатирането на хибридна многопотребителска радиосистема. Множество канали могат да бъдат създавани в честотната или във времевата област чрез използването на модулация на повече от една носеща честота и антена. В сравнение със системите, които използват един единствен канал, разпределянето на ресурсите в система с повече от един потребители и канали е по-голямо предизвикателство, поради допълнителната степен на свобода на ресурсите. В настоящият дисертационен труд обект на изследване и анализ е работата на адаптивното разпределяне на ресурсите в безжични комуникационни системи с повече от един потребители и канали. Адаптивното разпределяне на ресурсите обикновено се дефинира като оптимизационен проблем. Оптималното решение определено много трудно се постига, поради голям брой причини - променливи. Освен това радиоканалът варира във времето. Поради необходимостта от адаптиране на каналите в реално време за всяко практическо приложение на разпределянето на ресурсите е задължително използването на алгоритми с малка сложност. Изследвани и анализирани са алгоритми на разпределяне на ресурсите с малка сложност за OFDM системи и MIMO системи с повече от един потребители.

Анализирани са етапите на честотното и електрическото планиране при ширококолентовите WCDMA радиосистеми, с което се покриват изискванията за тяхното първоначално проектиране. Изследването на радиопокритието и капацитета на системите води до решаване на бъдещи проблеми при внедряване и ефективна експлоатация на мрежовото оборудване. С числените резултати реално се представя възможност за проектиране на ширококолентова WCDMA радиосистема като математически се смятат и анализират нейните основни параметри и характеристики – трафично натоварване на мрежата, краен брой потребители, затихване в системата и др. Балансирано натоварване на ширококолентова WCDMA радиосистема се постига тогава, когато има изравняване на необходимия брой райони едновременно за покритие и капацитет, съответно по предварително зададени системни данни. Баланс между необходимият брой райони за покритие и капацитет се постига при натоварване от 50% и коефициент на натоварване 0.5. В този случай необходимият брой райони е 36, които са равни на броя райони, осигуряващи достатъчно капацитет на WCDMA - мрежата. Допустимото максимално натоварване на мрежата е 75% за права и 70% за обратна посока.

#### **Приносни елементи към глава четвърта**

Първият принос към тази глава от дисертацията 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.

Анализира се максималната производителност на системата, като същевременно се приема, че скоростта на обмена на данни пропорционално се запазва. С помощта на параметъра - равнопоставеност между потребителите, анализът се опостява драстично и може да бъде много лесно направен. Освен това, общата системна производителност е регулируема.

Оптимизационният проблем за адаптивно разпределение на ресурсите в многопотребителска OFDM система е труден за решаване. За намаляване на изчислителната сложност се изследва и анализира субоптимален алгоритъм, чрез отделяне на субканалите и електрическата енергия за разпределение между потребителите. С помощта на този алгоритъм за разпределение на ресурсите, сумарният капацитет е разпределен изключително гъвкаво сред потребителите.

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

Направен е обстоен анализ на метода за блокова диагонализация при MIMO излъчващите канали, който е линеен кодиращ метод в многопотребителските хибридни MIMO радиосистеми.

В тази глава се изследва проблем за блокова оптимизация с две схеми за предавателно предкодиране и пост-обработка, за да се увеличи общата системна производителност. Също така аналитично се сравнява блоковата диагонализация с DPC - кодирането. Това показва, че за набор от фиксирани канали: 1) ако потребителските канали са ортогонални помежду си, тогава блоковата диагонализация постига един и същ сумарен капацитет като DPC - кодирането; 2) ако потребителските канали лежат в едно и също подпространство, тогава ползата от DPC - кодирането в съпоставка с блоковата диагонализация може да бъде ограничена отгоре с минималния брой на приемо-предавателни антени.

Общият сумарен капацитет на блоковата диагонализация в лъчево-затихващ канал също е изследван.

Задълбочено се изследват и анализират два алгоритъма с ниска сложност в многопотребителски MIMO системи с блокова диагонализация.

Предлагат се два субоптимални алгоритъма за потребителски подбор, които имат за цел да изберат подмножество на потребителите, така че общата производителност на системата да е почти максимална.

Обстойно се анализират етапите на честотното и електрическото планиране при широколентовите WCDMA радиосистеми, с което се покриват изискванията за тяхното първоначално проектиране.

Направено е задълбочено изследване на радиопокритието и капацитета на системите, което намалява риска от бъдещи проблеми при внедряване и ефективна експлоатация на мрежовото оборудване.

Извършени са изчислителни постановки, с които реално се представя възможност за проектиране на широколентова WCDMA радиосистема. Задълбочено се изследват и анализират основните параметри и характеристики на системите.

Направени са изчисления за балансирано натоварване на широколентова WCDMA радиосистема, което се постига тогава, когато има изравняване на необходимия брой райони едновременно за покритие и капацитет съответно по предварително зададени системни данни.

Решен е проблема за баланс между необходимият брой райони за покритие и капацитет на широколентовите WCDMA радиомрежи.

**В края на глава четвърта** са систематизирани теми за възможни бъдещи изследвания в областта на ширококолентовите радиосистеми за пренос на данни, както следва:

- *Адаптивно разпределение на ресурсите в многопотребителски OFDMA мрежи с интелигентни антенни системи*
- *Мощностно разпределение между различни типове потребители и логически канали при OFDMA мрежи*
- *Изследване и анализ на слоевете и каналите в радиоинтерфейса на универсалните мобилни клетъчни системи (UMTS)*
- *Анализиране на кодирането в радиоинтерфейса на UMTS*
- *Радиопланиране за многопотребителски ширококолентови IP - базирани безжични системи за пренос на данни*
- *Допустими нива на излъчвателни мощности при ширококолентови клетъчни радиосистеми и енергиен баланс*
- *Влияние на базовите станции и крайните потребителски устройства върху здравето на човека*
- *Риск за замърсяване на средата от вредни електромагнитни полета излъчвани от ширококолентови радиосистеми за пренос на данни*

и др.

## **ГЛАВА ПЕТА**

**Глава пета** е последната от дисертационният труд и в нея е направено заключение обобщаващо постигнатите резултати и приноси, полезността и приложимостта на докторската работа, а именно:

1. Разгледани и анализирани са основните технически и икономически параметри и характеристики на ширококолентовите радиосистеми и технологии за пренос на данни от вида - UMTS и WiMAX. Представена е тяхната архитектура и основни положения при проектиране и изграждане на радиомрежите. Разгледани са основни методи за модулиране на радиосигнала, техники за достъп до мрежата и др. Акцентирано е на принципите за сигурност и инадежданост на системите.
2. Изготвени са методики за изследване на работните параметри и характеристики на горепосочените ширококолентови радиосистеми за пренос на данни с цел да се анализира и представи ефективността на различните видове технологии. Представени са постановки за измерване на работните радиопараметри като – изходна мощност на предавателя, нивото на сигнала в произволна точка от зоната на покритие, спектрална маска на излъчване, странични излъчвания, нестабилност на честотата на предавателя, чувствителност на приемника,



устойчивост към смущения по еднакъв и съседен канал, странични излъчвания на приемника, коефициент на цифрова грешка (Bit Error Ratio, BER) като функция на входния сигнал и др.

3. Систематизирани са всички проблеми свързани с качествена експлоатация и внедряването на ширококолентови радиосистеми:
  - решаване на стратегически проблеми по проектирането и изграждането на радиомрежата
  - проблеми свързани с капацитета и ефективността на мрежите
  - оптимизационни и ресурсни проблеми
  - сигурност и надеждност
4. Изготвени са алгоритми и се анализират основните съображения за съставянето на методика за изследване на работните параметри и характеристики на радиосистемите, инструкция за изпробване на мрежата и технология за включване в действие на хибридна радиосистема за пренос на данни.
5. Изследвани и анализирани са алгоритми за решаване на ресурсните проблеми и мощностното разпределение на радиотехниката при първоначално изграждане на хибридна ширококолентова радиосистема за пренос на данни, използваща адаптивни антенни системи - MIMO. Анализира се адаптивно ресурсното преразпределение в многопотребителски OFDM системи с пропорционални ограничения в скоростта. Изследвани са оптималното субканално разпределение и дистрибуция на мощността и субоптималното субканално разпределение и мощностната дистрибуция. Обстойно е анализирана дистрибуцията на мощността между потребителите и е изведено решение за разпределение на мощността за един потребител и решение за разпределение на мощността за повече от един потребител. Изследван е сумарният капацитет на многопотребителски хибридни MIMO радиосистеми с блокова диагонализация. Представен е системен модел и фон на блоковата диагонализация и сумарен капацитет на блокова диагонализация с приемаща антена. Направена е потребителска селекция на алгоритми с ниска сложност за многопотребителски MIMO системи с блокова диагонализация.
6. Изследвани и анализирани са етапите на честотното и електрическото планиране при ширококолентовите WCDMA радиосистеми, с което се покриват изискванията за тяхното първоначално проектиране.
7. Направено е задълбочено изследване на радиопокритието и капацитета на системите, което намалява риска от бъдещи проблеми при внедряване и ефективна експлоатация на мрежовото оборудване.
8. Изготвени са изчислителни постановки, с които реално се представя възможност за проектиране на ширококолентова WCDMA радиосистема. Задълбочено се изследват и анализират основните параметри и характеристики на системите.
9. Направени са изчисления за балансирано натоварване на ширококолентова WCDMA радиосистема, което се постига тогава, когато има изравняване на необходимия брой райони едновременно за покритие и капацитет съответно по предварително зададени системни данни.

10. Решен е проблема за баланс между необходимият брой райони за покритие и капацитет на широколентовите WCDMA радиомрежи.

11. Направени са много изводи и заключения относно широколентовите радиосистеми за пренос на данни и основните проблеми свързани с тяхното внедряване, експлоатация и поддръжка.

В изпълнение на горепосочените цели настоящият дисертационен труд систематизира и анализира основните проблеми, свързани с избора и внедряването на широколентови хибридни радиосистеми и технологии за пренос на данни, като определя научно-методически постановки и алгоритми, избира подходящи методи и обосновава подходите на решаването на конкретните проблеми. Основните му предназначения е да послужи като научно-методическо ръководство при решаване на практическите проблеми при начално изграждане на широколентова радиомрежа за пренос на данни.

*В края на докторската работа има приложения: списък на използвана библиография и източници на информация /общо 88 литературни източника/, таблица на използвани съкращения и дефиниции, препоръки на ITU-R, серия М.*

## **ПРИНОСНИ ЕЛЕМЕНТИ КЪМ ДИСЕРТАЦИОННИЯТ ТРУД**

1. Изготвяне на методика за изследване и анализ на параметрите и радиотехническите характеристики на мобилни системи от трето поколение – UMTS. Чрез методиката се описват правила, норми и процедури за изследване на най-важните параметри и характеристики на горепосочената широколентова радиосистема.
2. Разработаване на методика за изследване и анализ на параметрите и радиотехническите характеристики на широколентови радиосистеми от вида “От точка до много точки” - WiMAX. Чрез методиката се описват правила, норми и процедури за изследване на най-важните параметри и характеристики на горепосочената радиосистема.
3. Систематизиране на всички проблеми свързани с качествена експлоатация и внедряването на широколентови радиосистеми за пренос на данни:
  - решаване на стратегически проблеми по проектирането и изграждането на радиомрежата
  - проблеми свързани с капацитета и ефективността на мрежите
  - оптимизационни и ресурсни проблеми
  - сигурност и надеждност
4. Изследване и анализиране на алгоритми за решаване на ресурсните проблеми и мощностното разпределение на радиотехниката при първоначално изграждане на хибридна широколентова радиосистема за пренос на данни, използваща адаптивни антенни системи - MIMO. Представя се адаптивно ресурсното разпределение в многопотребителски OFDM системи с пропорционални ограничения в скоростта. Разгледани са оптималното субканално разпределение и дистрибуция на мощността и субоптималното субканално разпределение и мощностната дистрибуция.
5. Анализиране на субоптимален алгоритъм за разпределение на ресурсите, чрез отделяне на субканалите и електрическата енергия за разпределение между потребителите.
6. Изследване и анализиране на метод за блокова диагонализация при MIMO излъчващите канали. Това е линеен кодиращ метод в многопотребителските MIMO системи.
7. Анализиране на проблем за блокова оптимизация с две схеми за предавателно предкодиране и пост-обработка, за да се увеличи общата системна производителност.
8. Аналитично сравнение на Блоквата диагонализация с DPC - кодиране при широколентови MIMO радиосистеми.
9. Изследване /с продукт MatLab7.0/ и графично представяне на общият сумарен капацитет на блоквата диагонализация в лъчево-затихващ канал.

- 10.Анализиране на алгоритми с ниска сложност за ресурсно разпределение в многопотребителски MIMO системи с блокова диагонализация.
- 11.Анализиране и предложение на субоптимални алгоритми за потребителски подбор, които имат за цел да изберат подмножество на потребителите, така че общата производителност на системата да е почти максимална.
- 12.Изследване и анализиране на етапите на честотно и електрическо планиране при широколентовите WCDMA радиосистеми, с което се покриват изискванията за тяхното първоначално проектиране.
- 13.Изследване на радиопокритието и капацитета на системите, което намалява риска от бъдещи проблеми при внедряване и ефективна експлоатация на мрежовото оборудване.
- 14.Разработване на изчислителни постановки, с които реално се представя възможност за проектиране на широколентова WCDMA радиосистема.
- 15.Изготвяне на изчисления за балансирано натоварване на широколентова WCDMA радиосистема, което се постига тогава, когато има изравняване на необходимия брой райони едновременно за покритие и капацитет съответно по предварително зададени системни данни.
16. Решаване на проблем за баланс между необходимият брой райони за покритие и капацитет на широколентовите WCDMA радиомрежи.

## **ПУБЛИКАЦИИ И ПРОЯВИ СВЪРЗАНИ С ДИСЕРТАЦИОНИЯТ ТРУД**

- 1) Доклад на тема “Гласови комуникации по широколентови безжични мрежи”, изнесен на международна научна конференция “Телеком 2007” в гр. Варна – 6 стр. (публикацията е отпечатана в специален годишник на конференцията)
- 2) Доклад на тема “Оптични системи с въздушен интерфейс”, изнесен на международна научна конференция “Телеком 2007” в гр. Варна – 6 стр. (публикацията е отпечатана в специален годишник на конференцията)
- 3) Цифрово телевизионно разпръскване. Перспективи за Triple play - научна публикация отпечатана в седмично специализирано списание „Компютри”, брой 33 \*17 – 23 септември 2007\* - 1 стр.
- 4) Изследване на радиотехническите характеристики на мобилни системи от вида точка до много точки - 30 стр. (изследването е отпечатано в годишника на департамент “Телекомуникации”, НБУ)
- 5) Семинар "Проектиране на телекомуникационни системи" - доклад на тема "Изготвяне на технически проекти за изграждане на кабелни телекомуникационни системи", НБУ
- 6) Семинар "Проектиране на телекомуникационни системи" - доклад на тема "Изготвяне на технически проекти за изграждане на безжични системи", НБУ
- 7) Семинар ”Модулът – важна част от обучението на студентите в НБУ” - доклад "Образователни методики и подходи за мотивация при студентите в НБУ", НБУ
- 8) Семинар "Широколентови радиосистеми и технологии за пренос на данни" - доклад "Хибридни радиосистеми за пренос на данни - взаимосвързаност между UMTS и WiMAX", НБУ
- 9) Семинар "Безжични мрежи за пренос на данни", доклад "Ефективност на WiFi радиомрежите - капацитет или скорост", НБУ
- 10) Семинар "Локални компютърни мрежи" - доклад "Хибридни компютърни мрежи - кабелни и безжични", НБУ
- 11) Доклад на тема “Безжични локални мрежи за пренос на данни – Wireless LAN”, изнесен на международна научна конференция “Телеком 2006” в гр. Варна – 6 стр. (публикацията е отпечатана в специален годишник на конференцията)
- 12) Мобилни системи от трето поколение – UMTS. Функционална структура и архитектура на мрежата за достъп – 32 стр. (публикацията е отпечатана в годишника на департамент “Телекомуникации”)
- 13) Мобилни системи от трето поколение – UMTS. Концепция за развитие и основни етапи на процеса на стандартизация – 17 стр. (публикацията е отпечатана в годишника на департамент “Телекомуникации”)
- 14) Изследване и анализ на параметрите и радиотехническите характеристики на мобилна система от трето поколение – UMTS – 22 стр. (публикацията е отпечатана в годишника на департамент “Телекомуникации”)
- 15) Семинар на тема “Студентът в НБУ – мотивация да бъдеш лидер и движеща сила”, НБУ
- 16) Семинар на тема “Проектиране на телекомуникационни мрежи и системи”, НБУ
- 17) Семинар на тема “Широколентови радиосистеми и технологии за пренос на данни Хибридни радиосистеми за пренос на данни – взаимосвързаност между UMTS и WiMAX”, НБУ

- 18) Семинар на тема “Модулът – важна част от обучението на студентите в НБУ. Образователни методики и подходи за мотивация при студентите в НБУ”, НБУ
- 19) Бакалавърски семинар на тема “Телекомуникационни системи и технологии”, НБУ