

В.М. Безрук, В.В. Ємельянов,
Д.В. Чеботарьова, Ю.В. Скорик,
В.А. Тихонов, С.А. Іваненко

ПЛАНУВАННЯ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ СИСТЕМ СТІЛЬНИКОВОГО МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

Харків 2024



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

В.М. Безрук, В.В. Ємельянов, Д.В. Чеботарьова,
Ю.В. Скорик, В.А. Тихонов, С.А. Іваненко

ПЛАНУВАННЯ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ СИСТЕМ СТІЛЬНИКОВОГО МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

Навчальний посібник

Електронне видання

Харків 2024

УДК 621.395

*Рекомендовано до друку рішенням Вченої ради
Харківського національного університету радіоелектроніки
(Протокол № 3/9 від 30.03.2023)*

Безрук В.М. та ін.

Планування та оптимізація систем стільникового мобільного зв'язку:
Навчальний посібник [Електронний ресурс] / В.М. Безрук,
В.В. Ємельянов, Д.В. Чеботарьова, Ю.В. Скорик, В.А. Тихонов,
С.А. Іваненко. За заг. ред. В.М. Безрука. – Електронне видання. – Харків:
ХНУРЕ, 2024. – 337 с. – pdf 8,16 Мб

ISBN 978-966-659-362-0

У навчальному посібнику викладаються принципи побудови та технології систем стільникового мобільного зв'язку другого, третього, четвертого і п'ятого поколінь. Розглядаються основні етапи та задачі проєктування систем стільникового мобільного зв'язку. Наводяться приклади вирішення деяких задач планування та оптимізації систем стільникового мобільного зв'язку з використанням різних математичних методів. Розглядаються особливості вибору оптимальних проєктних варіантів систем мобільного зв'язку методами багатокритеріальної оптимізації, особливості прогнозування трафіку системи мобільного зв'язку на основі моделі лінійного передбачення. Розглядаються особливості вибору незайнятих частотних каналів у системі мобільного зв'язку методами виявлення невідомих сигналів. У додатках наводяться основні теоретичні положення багатокритеріальної оптимізації систем, а також особливості програмних комплексів планування та оптимізації систем стільникового мобільного зв'язку.

Рецензенти:

М.М. Климаш – д-р техн. наук, проф., завідувач кафедри «Телекомунікації»
Національного університету «Львівська політехніка»;

О.В. Лемешко – д-р техн. наук, проф., завідувач кафедри «Інфокомунікаційна
інженерія» Харківського національного університету радіоелектроніки.

ISBN 978-966-659-362-0

© В.М. Безрук, В.В. Ємельянов, Д.В. Чеботарьова,
Ю.В. Скорик, В.А. Тихонов, С.А. Іваненко, 2024
© ХНУРЕ, 2024

ЗМІСТ

Перелік скорочень	9
Вступ	13
1 Принципи побудови та функціонування систем стільникового мобільного зв'язку	15
1.1 Архітектура мережі стільникового мобільного зв'язку	15
1.2 Алгоритми функціонування систем стільникового мобільного зв'язку	17
1.3 Організація множинного доступу.....	20
1.3.1 Множинний доступ з частотним розподілом (FDMA)	21
1.3.2 Множинний доступ з часовим розподілом (TDMA).....	22
1.3.3 Метод множинного доступу з кодовим розподілом (CDMA)	23
1.4 Способи покриття території зонами обслуговування	24
1.4.1 Статистичний спосіб покриття.....	25
1.4.2 Детермінований спосіб покриття.....	28
1.5 Розподіл каналів між базовими станціями	28
1.6 Повторне використання частот	30
1.7 Завади у системах стільникового мобільного зв'язку	32
2 Системи стільникового мобільного зв'язку другого покоління 2G	37
2.1 Системи стільникового зв'язку стандарту GSM	37
2.1.1 Загальні характеристики та параметри стандарту GSM.....	37
2.1.2 Структурна схема та склад обладнання мережі.....	39
2.1.3 Мережні та радіоінтерфейси.....	43
2.1.4 Структура TDMA-кадрів і формування сигналів у стандарті GSM	45
2.1.5 Перетворення мовних сигналів	50
2.1.6 Методи покращення якості передачі сигналів.....	55
2.1.7 Безпека та захист інформації	58
2.2 Системи стільникового зв'язку технології CDMA	60
2.2.1 Якості широкосмугових мереж.....	60
2.2.2 Пряме розширення спектра за допомогою псевдовипадкових послідовностей.....	62
2.2.3 Створення послідовностей розширення.....	67

2.3 Цифрова стільникова система	
з кодовим розподілом каналів стандарту IS-95	75
2.3.1 Загальні характеристики й структурна схема системи.....	76
2.3.2 Функції, які використовують у системі стандарту IS-95	79
2.3.3 Канали в системі стандарту IS-95	80
2.3.4 Стисла характеристика прямих каналів	81
2.3.5 Стисла характеристика зворотних каналів	84
2.3.6 Естафетна передача	87
2.3.7 Аспекти безпеки у стандарті IS-95.....	88
2.4 Розрахунок основних параметрів	
мереж стільникового мобільного зв'язку	89
2.4.1 Розрахунок параметрів мереж стільникового мобільного зв'язку	
з кодовим розподілом	89
2.4.2 Розрахунок числа абонентів, які водночас працюють	
в одному секторі кожного стільника	89
2.4.3 Розрахунок припустимого телефонного навантаження	
в одному секторі кожного стільника	91
2.4.4 Розрахунок числа абонентів, що обслуговуються однією BTS	91
2.4.5 Розрахунок кількості базових станцій	91
2.4.6 Розрахунок радіуса стільника	91
2.4.7 Розрахунок потужності передавача базової стації,	
що припадає на одного абонента	92
2.4.8 Розрахунок параметрів мережі стільникового зв'язку	
з часовим розподілом	92
2.4.9 Розрахунок числа частотних каналів	93
2.4.10 Визначення розмірності кластера	93
2.4.11 Розрахунок числа частотних каналів,	
що використовуються однією BTS.....	95
2.4.12 Розрахунок допустимого телефонного навантаження	95
2.4.13 Розрахунок кількості абонентів,	
що обслуговуються однією BTS	95
2.4.14 Розрахунок кількості базових станцій	95
2.4.15 Розрахунок величини радіуса стільника.....	95
2.4.16 Розрахунок потужності передавача BTS	96
2.4.17 Розподіл каналів між BTS	96
2.4.18 Про кількість абонентів, які водночас працюють	
в одному стільнику ССМЗ з кодовим розподілом каналів	97

3 Системи стільникового мобільного зв'язку	
третього покоління 3G	102
3.1 Еволюція систем мобільного зв'язку третього покоління	104
3.1.1 Еволюція систем стандарту GSM.....	104
3.1.2 Високошвидкісна передача даних з комутацією каналів (HSCSD).....	105
3.1.3 Радіослужба пакетної передачі GPRS.....	106
3.1.4 Система радіодоступу EDGE.....	109
3.1.5 Еволюція від IS-136.....	112
3.1.6 Еволюція стандарту IS-95.....	114
3.1.7 Типи систем третього покоління	116
3.1.8 Системи стандарту W-CDMA	118
3.2 Універсальна система мобільного зв'язку UMTS.....	120
3.2.1 Архітектура системи стандарту UMTS	122
3.2.2 Абонентське устаткування	123
3.3 Принципи побудови каналів управління і передачі даних	
у мережі радіодоступу UTRAN.....	129
3.4 Особливості послуг Internet-протоколів	140
3.5 Послуги мережі Інтернет на основі протоколів WAP	141
3.6 Послуги передачі потокового аудіо і відео	142
4 Системи стільникового мобільного зв'язку	
четвертого покоління 4G	146
4.1 Що таке 4G?	146
4.2 Безпроводові локальні мережі.....	150
4.3 OFDM-модуляція	156
4.4 Технологія безпроводового широкосмугового доступу	157
4.5 Технологія HSPA	164
4.5.1 Загальні дані про HSPA.....	164
4.5.2 Базові елементи та основні методи технології HSPA	166
4.5.2.1 Адаптація параметрів передачі даних	
до характеристик радіоканалу. Адаптація модуляції та кодування.....	166
4.5.2.2 Введення загального низхідного каналу даних (HS-DSCH).....	168
4.5.2.3 Принцип динамічного виділення каналних (кодових) ресурсів ..	168
4.5.2.4 «Інтелектуалізація» функцій базової станції (Node B)	169
4.5.2.5 Механізм обробки автоматичного запиту	
на повторну передачу.....	169
4.6 Радіотехнологія LTE.....	169
4.6.1 Загальна характеристика технології LTE	170

4.6.2 Послуги LTE	171
4.6.3 Особливості радіоінтерфейсу LTE	171
4.6.4 Архітектура мережі LTE	172
5 Системи стільникового мобільного зв'язку	
п'ятого покоління 5G	178
5.1 Загальна характеристика покоління 5G	178
5.2 Практичні переваги 5G	184
5.3 Архітектура мереж 5G	185
5.4 Особливості технології мереж 5G	191
6 Основні задачі планування та оптимізації	
систем стільникового мобільного зв'язку	196
6.1 Процес проєктування систем стільникового мобільного зв'язку	196
6.2 Оптимізація і розвиток систем стільникового мобільного зв'язку	202
6.3 Аналіз методів планування	
систем стільникового мобільного зв'язку	205
6.4 Особливості розрахунку бюджету радіоліній	
у системах стільникового мобільного зв'язку	207
6.5 Використання програмних комплексів під час планування ССМЗ	212
7 Вибір оптимальних проєктних варіантів систем мобільного зв'язку	
методами багатокритеріальної оптимізації	215
7.1 Постановка задачі проєктування	
оптимальної системи мобільного зв'язку	
з урахуванням сукупності показників якості	215
7.2 Вибір показників якості системи мобільного зв'язку	217
7.3 Вибір критерію оптимальності проєктних варіантів	219
7.4 Особливості застосування методів багатокритеріальної оптимізації	
під час планування СМЗ	223
7.5 Приклад оптимізації радіомережі СМЗ 2-го покоління	
з урахуванням сукупності показників якості	229
7.6 Приклад багатокритеріального вибору оптимальних варіантів	
СМЗ 3-го покоління на етапі номінального планування	232
7.7 Приклад вибору оптимальної топології транспортної мережі СМЗ	
з урахуванням сукупності показників якості	234
7.8 Програма для вибору оптимальних проєктних варіантів	
з урахуванням сукупності показників якості	242

8 Багатокритеріальний вибір	
переважного варіанта засобів мобільного зв'язку	
на основі методу аналізу ієрархій	245
8.1 Математичні особливості методу аналізу ієрархій	245
8.2 Вибір переважного варіанта	
системи мобільного зв'язку 3-го покоління	248
8.3 Вибір переважної технології мобільного зв'язку 4-го покоління	250
8.4 Вибір переважного типу мобільного телефону	253
9 Прогнозування трафіку системи мобільного зв'язку	
на основі моделі лінійного передбачення	257
9.1 Особливості математичної моделі трафіку транспортної мережі	
системи мобільного зв'язку.....	257
9.2 Аналіз реальних даних, що характеризують	
трафік системи мобільного зв'язку	262
9.3 Особливості короткострокового прогнозування мережного трафіку	264
9.4 Особливості довгострокового прогнозування мережного трафіку	267
10 Оптимізація використання частотного ресурсу	
в системах мобільного зв'язку	
з використанням технології когнітивних радіо	272
10.1 Особливості технології когнітивного радіо	272
10.2 Аналіз методів виявлення незайнятих частотних каналів	
у когнітивних радіомережах	275
10.2.1 Методи виявлення первинних радіопередавачів	277
10.2.2 Енергетичний метод виявлення сигналів	280
10.2.3 Метод узгодженої фільтрації сигналів.....	281
10.2.4 Метод виявлення властивостей циклостаціонарності сигналів	281
10.2.5 Кореляційний метод виявлення сигналів	282
10.2.6 Параметричні методи виявлення сигналів	282
10.2.7 Непараметричні методи виявлення сигналів.....	283
10.2.8 Методи виявлення сигналів	
на основі виявлення зміни імовірнісних властивостей сигналів.....	285
10.3 Дослідження спектральних методів	
виявлення невідомих сигналів на фоні шуму в частотному каналі	286
10.3.1 Особливості спектральних методів	
виявлення невідомих сигналів	286

10.3.2 Робочі характеристики спектральних алгоритмів виявлення невідомих сигналів на фоні шуму.....	287
Додаток А. Особливості методів багатокритеріальної оптимізації систем	292
Додаток Б. Програмні комплекси планування та оптимізації систем стільникового мобільного зв'язку	14
Рекомендована література	331

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

- ADC (Analog-to-digital converter) – аналогово-цифровий перетворювач;
- AR (Augmented Reality) – доповнена реальність;
- AUC (Authentication Centre) – центр автентифікації;
- AP (Access Point) – точка доступу;
- BCCN (Broadcast Control Channels) – канали управління трансляцією;
- BER (Bit Error Rate) – частота бітової помилки;
- BSC (Base Station Controller) – контролер базових станцій;
- BSS (Base Station Subsystem) – підсистема базових станцій;
- BTS (Base Transceiver Station) – базова прийомо-передавальна станція;
- CCH (Control Channels) – канали керування;
- ССК (Complementary Code Keying) – додатковий кодовий ключ;
- CDMA (Code Division Multiple Access) – багатостанційний доступ з кодовим розподілом каналів;
- CEPT (Conference of European Postal and Telecommunications Operators) – Європейська конференція адміністрацій пошт і зв'язку;
- CMC (Ciphering Mode Command) – команда на перехід у режим шифрування;
- CPU (Center Processing Unit) – логічний блок;
- CSMA (Carrier Sense Multiple Access) – система множинного доступу з розширеним спектром та контролем несучої;
- DB (Data Base) – база даних про абонентів та обладнання;
- DMWL (Digital Microwave Link) – цифрова мікрохвильова лінія;
- DSL (Digital Subscriber Line) – цифрова абонентська лінія;
- DSSS (Direct sequence spread spectrum) – пряме розширення спектра на основі псевдовипадкових послідовностей;
- DTE (Data Terminal Equipment) – база даних термінального обладнання;
- DTX (Discontinuous Transmission) – система переривчастого передавання мови;
- EC (Echo Cancellor) – ехосупресор (ехопридушувач);
- EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution) – технологія передачі даних, що забезпечує передачу інформації в мережі мобільного зв'язку;
- EIR (Equipment Identification Register) – реєстр ідентифікації обладнання;
- FDMA (Frequency Division Multiple Access) – багатостанційний доступ з частотним розподілом каналів;
- G (Generation) – покоління;

GMSC (Gateway Mobile Services Switching Center) – міжмережний центр комутації рухомого зв'язку;

GPRS (General Packet Radio Service) – впровадження послуг пакетного передавання;

GSM (Global System for Mobile Communications) – Глобальна система мобільного зв'язку;

GSMK (Gaussian Minimum Shift Keying) – гауссівська частотна маніпуляція без розривання фази;

GW (Gateway) – мережний шлюз;

HRL (Home Location Register) – реєстр місцезнаходження домашніх абонентів;

HSDPA (High-Speed Downlink Packet Access) – високошвидкісна пакетна передача даних від базової станції до мобільної;

HS-DPCCH (High-Speed Dedicated Physical Control Channel) – канал сигналізації для передачі керуючої інформації висхідною лінією;

HS-DSCH (High Speed Downlink Shared Channel) – транспортний спадний канал передачі даних;

HSPA (High-Speed Packet Access) – високошвидкісна пакетна передача даних;

HS-SCCH (High-Speed Shared Control Channel) – канал сигналізації для передачі керуючої інформації низхідною лінією;

HSUPA (High Speed Uplink Packet Access) – високошвидкісна пакетна передача даних від мобільного телефону до базової станції;

IMEI (International Mobile Equipment Identity) – міжнародний опізнавальний код мобільної станції;

IMSI (International Mobile Subscriber Identity) – міжнародний ідентифікаційний номер абонента;

ISDN (Integrated Services Digital Network) – цифрова мережа з інтеграцією служб;

ITU (International Telecommunication Union) – Міжнародний союз електрозв'язку;

IWF (Interworking Function) – міжмережний функціональний стик;

IoT (Internet of Things) – Інтернет речей;

LPC (Linear Predictive Code) – лінійне кодування з передбаченням;

LTE (Long Term Evolution) – стандарт безпроводової високошвидкісної передачі даних;

LTR (Long Term Prediction) – довготривале передбачення;

MBWA (Mobile Broadband Wireless Access) – мобільний безпроводовий широкопasmовий доступ;

MS (Mobile Station) – рухома (мобільна) станція;

MSC (Mobile Switching Center) – центр комутації рухомого зв'язку;

MSRN (Mobile Station Roaming Number) – номер «блукаючої» рухомої станції;

MSS (Mobile Station Subsystem) – підсистема мобільних станцій;

MSTP (Multiservice. Transport Platform) – мультисервісна транспортна платформа;

MTP (Message Transfer Part) – підсистеми передачі повідомлень;

MIMO (Multiple Input/Multiple Output) – системи зв'язку з рознесеними передавальними і приймальними антенами;

MME (Mobility Management Entity) – блок управління мобільністю;

NMC (Network Management Centre) – центр керування мережею;

NCH/H (Half Rate Traffic Channel) – канал передачі повідомлень з половинною швидкістю 11,4 кбіт/с (інше позначення Lm);

OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) – технологія ортогонального частотного ущільнення;

OMC (Operation and Maintenance Center) – центр управління та обслуговування;

PBCC (Packet Binary Convolution Coding) – двійкове згорткове кодування пакетів;

PCB (Power control bits) – біти регулювання потужності;

PDMA (Polarization Multiple Access) – багатостанційний доступ з поляризованим розподілом каналів;

PDN (Packet Data Network) – мережа пакетного передавання даних;

P-GW (Packet Data Network Gateway) – шлюз пакетної мережі;

PSK (Phase-shift keying) – фазова маніпуляція;

PSTN (Public Switched telephone Network) – телефонна мережа загального користування;

PIN (Personal Identification Number) – персональний ідентифікаційний номер;

RLC (Radio Link Control) – радіолінійний контроль;

RNC (Radio Network Controller) – контролер радіомережі;

RNL (Radio Network Layer) – рівень радіомережі;

RPE (Regular Pulse Excitation) – регулярне імпульсне збудження;

RSA (Rivest, Shamir, Adleman) – алгоритм шифрування з відкритим ключем;

SCCP (Signalling Connection Control Part) – підсистема управління з'єднуванням сигналізації;

SD (Infrastructure Domain) – область мережної інфраструктури;

SDMA (Space Division Multiple Access) – багатостанційний доступ з просторовим розподілом каналів;

S-GW (Serving Gateway) – обслуговуючий шлюз;

SIM (Subscriber Identity Module) – модуль ідентифікації абонента;

SMS (Short Message Service) – повідомлення;

SS (subscriber station) – абонентська станція,

SSS (Switching Subsystem) – підсистема комутації;
SU (Selector Unit) – пристрій вибору кадру;
TCE (Transcoding Equipment) – транскодер;
TCH (Traffic Channel) – канал навантаження;
TCH/F (Full Rate Traffic Channel) – канал передачі повідомлень з повною швидкістю 22,8 кбіт/с (інше позначення VT);
TDMA (Time Division Multiply Access) – багатостанційний доступ з часовим розподілом каналів;
TMSI (Temporary Mobile Subscriber Identity) – тимчасовий опізнавальний код (ідентифікаційний номер) мобільної станції;
TNL (Transport Network Layer) – рівень транспортної мережі;
TRAU (Transcoder and Rate Adaptation Unit) – Транскодер і блок адаптації швидкості;
TUP (Telephone User Part) – підсистема користувачів телефонною мережею;
UED (User Equipment Domain) – область користувацького обладнання;
VAD (Voice Activity Detection) – детектор активності мови;
VLR (Visited Location Register) – реєстр місцезнаходження гостей абонентів;
VR (Virtual Reality) – віртуальна реальність;
Wi-Fi (Wireless Fidelity) – загальноживана назва для стандарту IEEE 802.11 передавання цифрових потоків даних радіоканалами;
WLAN (Wireless Local Area Network) – безпроводова локальна мережа;
WS (Work Station) – робоча станція.

ВОЛЗ – волоконно-оптична лінія зв'язку;
ЕОМ – електронно-обчислювальна машина;
ПВП – псевдовипадкова послідовність;
PI – радіоінтерфейс;
ССМЗ – системи стільникового мобільного зв'язку;
ШСС – ширококутовий сигнал;
ШІ (AI/Artificial Intelligence) – штучний інтелект.

ВСТУП

Сьогодні спостерігається бурхливий розвиток систем мобільного зв'язку. Ця галузь зв'язку активно розвивається, пропонуючи нові інформаційні послуги. Зараз, крім забезпечення телефонних розмов, мобільний зв'язок надає мультимедійні та інші послуги своїм абонентам. Чисельність користувачів мобільного зв'язку постійно зростає та в більшості країн починає перевищувати кількість абонентів стаціонарної мережі. Подібна ситуація створює зростаючу потребу в кваліфікованих спеціалістах, які знають принципи функціонування та можливості новітніх технологій мобільного зв'язку, а також вміють застосовувати їх під час проєктування нових мереж мобільного зв'язку. Тому постає задача підготовки таких спеціалістів, що неможливо без забезпечення навчального процесу сучасною літературою з питань планування та оптимізації систем стільникового мобільного зв'язку.

Автори даного навчального посібника ставили своєю метою узагальнити та систематизувати матеріали з питань планування та оптимізації систем стільникового мобільного зв'язку на основі сучасної вітчизняної та зарубіжної літератури у даній галузі. При цьому використано багаторічний досвід викладання відповідних навчальних дисциплін у Харківському національному університеті радіоелектроніки.

У навчальному посібнику викладаються принципи побудови й технології систем стільникового мобільного зв'язку другого, третього, четвертого і п'ятого поколінь. Розглядаються основні задачі планування та оптимізації систем стільникового мобільного зв'язку з використанням різних математичних методів. Наводяться особливості вибору оптимальних проєктних варіантів систем мобільного зв'язку методами багатокритеріальної оптимізації. Розглядаються особливості прогнозування трафіку системи мобільного зв'язку на основі моделі лінійного передбачення. Також розглядаються особливості вибору незайнятих частотних каналів у системі мобільного зв'язку методами виявлення невідомих сигналів в умовах апріорної невизначеності. У додатках наводяться основні теоретичні положення багатокритеріальної оптимізації систем, а також особливості програмних комплексів планування та оптимізації систем стільникового мобільного зв'язку.

Назви розділів та підрозділів навчального посібника достатньо прозорі та конкретні, так що автори визнали недоцільним давати огляд змісту книги за розділами. Під час підготовки матеріалів книги вклад авторів був такий:

В.М. Безрук здійснив загальне редагування тексту навчального посібника, а також підготував розділ 6 та додатки А і Б. Розділи 1–5 підготував В.В. Ємельянов, розділ 7 підготувала Д.В. Чеботарьова, розділ 8 – Ю.В. Скорик, розділ 9 – В.А. Тихонов, розділ 10 – С.А. Іваненко. При цьому були використані результати їх наукових досліджень, а також досвід викладання відповідних навчальних дисциплін.

Автори висловлюють щирю вдячність рецензентам посібника доктору технічних наук, професору М.Н. Климашу та доктору технічних наук, професору О.В. Лемешко, які зробили ряд корисних та конструктивних зауважень, що були враховані під час остаточного редагування матеріалів навчального посібника.

Автори також дякують співробітникам кафедри «Інформаційно-мережної інженерії» В.В. Томак та І.С. Чепурній за величезну працю з комп'ютерної підготовки матеріалів даної книги до друку.

1 ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ТА ФУНКЦІОНУВАННЯ СИСТЕМ СТІЛЬНИКОВОГО МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

1.1 Архітектура мережі стільникового мобільного зв'язку

Свою назву системи стільникового мобільного зв'язку (ССМЗ) отримали відповідно до стільникового принципу організації зв'язку, згідно з яким зона обслуговування (територія міста чи регіону) поділяється на велике число малих робочих зон або стільників у вигляді правильних шестикутників [1, 2, 12, 15, 18, 19]. У центрі кожної робочої зони (стільника) розташована базова станція (BTS), пов'язана через радіоканали з багатьма мобільними станціями (MS). Усі базові станції з'єднані прощодовими телефонними або радіорелейними лініями з центром комутації стільникової мережі (MSC) даного регіону, який забезпечує з'єднання рухомих абонентів з будь-якими абонентами телефонної мережі загального користування (PSTN – Public Switched telephone Network) за допомогою комутаційних пристроїв.

В ССМЗ мобільними об'єктами є або наземні транспортні засоби, або безпосередньо людина, яка знаходиться у русі та яка має портативну абонентську станцію (SS). Загальні елементи мережі мобільного зв'язку показані на рис. 1.1.

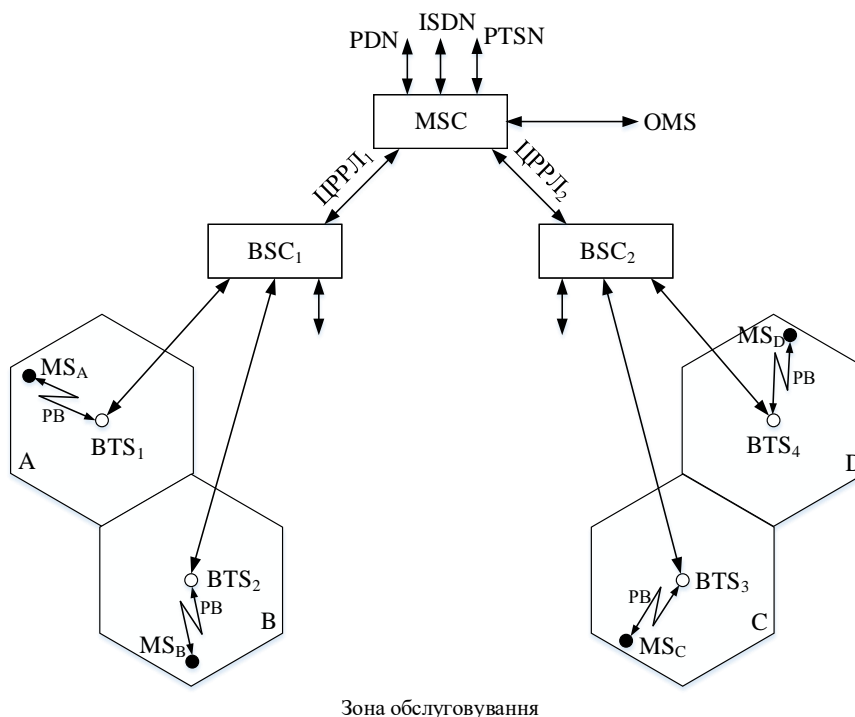


Рисунок 1.1 – Архітектура мережі стільникового зв'язку

На рис. 1.1 базові станції розміщені у центрі стільників. Базові станції (BTS) і мобільні станції (MS) являють собою складні радіотехнічні комплекси. Слід зазначити, що межа території, у рамках якої базова станція забезпечує потрібну властивість зв'язку, створює деяку замкнену криву, форма якої залежить від рельєфу місцевості, щільності забудови та кліматичних умов.

Це дозволяє враховувати, що шестикутник використовується для апроксимації цієї замкненої кривої. Кожна BTS обслуговує тільки MS, які знаходяться у межах підконтрольного їй стільника. Розміри стільника залежать від обраного стандарту ССМЗ та поверхневої щільності абонентів. Радіус стільника сучасних ССМЗ складає близько 0,5–35 км. Число водночас обслуговуваних в одному стільнику абонентів залежить від кількості виділених даному стільнику каналів. Правила обміну радіосигналами між BTS та MS визначаються радіоінтерфейсом (PI).

Загальна кількість каналів, які виділені оператору для розгортання мережі стільникового мобільного зв'язку, розподіляється між BTS всередині одного кластера. Кластер являє собою сукупність сусідніх стільників, які використовують різні робочі частоти (канали або набори частот). Розмірність кластера визначається числом вхідних до нього стільників.

Кластери рівномірно покривають усю територію, де розгорнуто мережу, створюючи періодичну структуру. Введення кластерів дозволяє організувати безліч варіантів повторного використання однієї й тієї самої множини фіксованих радіочастот, що забезпечить збільшення ємності мережі за тією самою кількістю виділених каналів.

Контролер базових станцій BSC (Base Station Controller) здійснює управління декількома BTS, кожна з яких забезпечує зв'язок зі своїми MS через радіоінтерфейс (PI) (рис. 1.1). Один BSC може управляти до 1020 приймально-передавачами, якими укомплектовані BTS. Крім цього, BSC здійснює пакування інформаційних пакетів перед відправкою до центру комутації стільникової мережі (MSC) та розпакування під час проходження інформаційних блоків у зворотному напрямі. Центр комутації стільникової мережі обслуговує групу стільників у мережі та забезпечує усі види з'єднань MS. Як правило, це з'єднання MS одна з одною, а також з'єднання з абонентами телефонної мережі загального користування та ін.

Центральним елементом ССМЗ є центр управління та обслуговування ОМС (Operations and Maintenance Center), який забезпечує управління всіма елементами системи, а також здійснює контроль якості функціонування мережі в цілому.

Таким чином, у наведеній на рис. 1.1 схемі можливо умовно виділити чотири основних компоненти та три підсистеми:

- підсистема мобільних станцій або MSS (Mobile Station Subsystem);
- підсистема базових станцій або BSS (Base Station Subsystem);
- підсистема комутації або SSS (Switching Subsystem).

До підсистеми базових станцій входять базові приймально-передавальні станції та контролери базових станцій. Функціональне сполучення (взаємодія) усіх підсистем здійснюється низкою інтерфейсів.

1.2 Алгоритми функціонування систем стільникового мобільного зв'язку

Алгоритми функціонування систем стільникового мобільного зв'язку різних стандартів зазвичай співпадають та розрізняються лише в окремих деталях. Розглянемо роботу мобільної станції, коли вона не залишає меж свого стільника. В цьому випадку прийнято розрізняти чотири режими роботи MS: підключення та ініціалізація; режим очікування; режим встановлення зв'язку; сеанс зв'язку [2, 12, 15].

Процедура ініціалізації

Після підключення джерела живлення мобільної станції активується приймально-передавальне оснащення та розпочинає свою роботу логічний блок або CPU (Center Processing Unit), до складу якого входить сигнальний процесор разом з оперативною та постійною пам'яттю.

Логічний блок посилає низку команд до різних пристроїв мобільного телефону. В результаті цього розпочинається процес сканування мобільною станцією усіх радіоканалів, закріплених за ССМЗ. Це означає, що приймач та передавач MS послідовно налаштовуються на задані фіксовані частоти. Приймач MS приймає сигнали від усіх базових станцій та вимірює рівень потужності в кожному каналі. У сигналах базових станцій містяться блоки службової інформації, де, зокрема, позначається мережний номер кожної BTS. Логічний блок обирає BTS з максимальним рівнем сигналу і припиняє процес сканування. Номер цієї BTS дозволяє визначити місце розташування MS, про що доповідається службовим каналом до MSC.

Режим очікування

У режимі очікування MS відстежує зміни, що відбуваються у стільниковій мережі. Час від часу MS за запитом з MSC має підтвердити

свою працездатність. Крім цього, MS безперервно вимірює та періодично передає на BTS інформацію про рівень сигналу, який передає BTS «свого» стільника, і передавачами базових станцій до 16 суміжних стільників. Аналогічна інформація надається каналами управління BCCN (Broadcast Control Channels). Якщо MS не підтверджує свою працездатність впродовж встановленого часу, наприклад, пропускає два чи три підтвердження «реєстрації» поспіль, тоді MSC вважає цю MS вимкненою, та надіслані на її номер виклики не передаються, а користувач, який надіслав виклик, отримує повідомлення, що «абонент тимчасово недоступний».

Режим встановлення зв'язку

У режимі встановлення зв'язку між абонентами процедура встановлення з'єднання може розвиватися за різними сценаріями. Якщо виклик надходить зі стаціонарного телефонного апарата (ТА) та адресований абоненту MSB, то можливо дослідити шлях проходження виклику: TA-PTSN-MSC-ЦРПЛ1-BSC1-BTS2.

Надісланий у MSC виклик направляється каналом управління на BTS2 або на декількох BTS в околицях стільника В. Припустимо, що за час, який пройшов з моменту останньої «реєстрації», MSB не встигла покинути стільника В. Тоді MSB каналом управління відповідає на цей виклик за допомогою своєї BTS2, передаючи водночас на MSC дані, які потрібні для проведення процедури автентифікації. Автентифікація – це процедура перевірки наявності у абонента права користуватися послугами стільникової мережі. Якщо автентифікація пройшла успішно, то MSC через BTS2 призначає для MSB номер каналу трафіка, за яким будуть розмовляти абоненти.

У випадку, якщо один мобільний абонент викликає іншого, то встановлення зв'язку виконується дещо інакше. Припустимо, що виклик ініціює мобільна станція MS0, яка викликає мобільну станцію MSA. Тоді шлях проходження розмовного сигналу пояснює така послідовність: MS0-BTS4-BSC2-DMWL2-MSC-DMWL1-BSC1-MSA.

Слід зазначити, що на кожен команду MS відповідає сигналом підтвердження того, що команда буде отримана та виконана. Лише після цього MS може бути передана наступна команда.

Якщо зв'язок встановлюється між двома MS, які розташовані в одному стільнику, наприклад, у стільнику С, то з'єднання абонентів виконує BSC2.

У тому випадку, коли дві MS розташовані у різних стільниках, але їх базові станції знаходяться під управлінням одного BSC за встановлення зв'язку несе відповідальність цей самий BSC, який має відповідне комутаційне поле.

Режим ведення розмови

У режимі ведення розмови виконується велика кількість вимірів параметрів мережі, результати яких використовуються для автоматичного регулювання режимів роботи приймально-передавального оснащення на BTS та MS. З переміщенням мобільної станції у межах стільника відстань між MS та BTS безперервно змінюється. Для підтримки заданого рівня сигналу на вході приймачів потрібно використовувати системи автоматичного управління потужністю передавачів.

Наступною проблемою, яку доводиться вирішувати у розмовному режимі, є естафетна передача обслуговування мобільної станції під час перетину нею меж стільника. Якщо мобільна станція MSC переміщується із стільника С до стільника D, тобто вона отримує номер MSD, то вона додається до тих MS, які обслуговує BTS4 з усіма наслідками цього (рис. 1.1). Таким чином, обслуговування MS0 передається від BTS3 до BTS4. Цей процес має назву естафетної передачі (handover). Якщо у стільнику D вільних радіоканалів не залишається, тоді зв'язок переривається.

Слід підкреслити, що естафетна передача відбувається тільки тоді, коли MS перетинає межу стільника під час сеансу зв'язку, а телефонна розмова при цьому не переривається. Якщо MS, що рухається, знаходиться у режимі очікування й послідовно переходить з одного стільника до іншого, то ця MS просто відстежує інформацію, що передається каналами управління. За результатами вимірювань вона послідовно обиратиме BTS з максимальним рівнем сигналу. Це типова процедура для режиму очікування, але не має жодного стосунку до естафетної передачі.

Необхідність в естафетній передачі виникає за умови падіння якості обслуговування нижче достатнього рівня. Кількісно якість зв'язку оцінюється за відношенням сигнал/шум або за частотою бітової помилки BER (Bit Error Rate). Мобільна станція в розмовному режимі вимірює потужність радіосигналів від передавачів BTS «свого» стільника, а також до 16 суміжних стільників. Результати вимірювань за лінією MS–BTS передаються на BTS, а звідти до центру комутації. Після аналізу результатів MSC обирає стільник, до якого можливо передати обслуговування MS. Далі MSC інформує про своє рішення BTS нового стільника, а також через BTS старого стільника передає на MS потрібні команди з номерами двох фіксованих частот, які закріплені за новим стільником, та іншу службову інформацію.

Описані процедури дозволяють передавати обслуговування MS зі стільника з низькою якістю сигналу до стільника з високою якістю.

Відстань між «високим» та «низьким» є регульованим параметром. Більш того, значення цього параметра істотно впливає на ефективність ССМЗ. Важливість цієї відстані є вельми показовою, коли MS рухається вздовж меж сусідніх стільників. Мала величина відстані призведе до встановлення такого режиму, за якого відбувається багаторазова передача обслуговування від одного стільника до іншого та назад, що створює підвищене навантаження на канали управління та знижує пропускну спроможність стільникової мережі.

1.3 Організація множинного доступу

Поняття множинного доступу передбачає сукупність заходів із забезпечення можливості паралельної роботи багатьох користувачів у рамках частотно-часового ресурсу, який виділено даній системі. Конкретна технологія множинного доступу є способом розподілу обмеженого частотно-часового ресурсу між каналами [2, 12, 15, 18]. У цьому випадку з боку, що передає інформацію, формується багатоканальне повідомлення. Завдання приймаючої сторони полягає у виділенні повідомлення конкретного абонента, при цьому сусідні канали виступають у ролі перешкод. Відомо, що для лінійної селекції будь-якого сигналу з суперпозиції сигналів з усуненням впливу інших сигналів потрібна і достатня лінійна незалежність усіх сигналів.

Ортогональні сигнали, які є лінійно незалежними, розподіляються без взаємних перешкод. Ортогональність каналних сигналів може бути забезпечена за рахунок їх частотного, часового, просторового рознесення, або відповідного кодування. У відповідності з цим встановилась класифікація множинного доступу [2, 4, 12, 8, 16, 18, 19]:

- багатостанційний доступ з частотним розподілом каналів БДЧР або FDMA (Frequency Division Multiple Access);
- багатостанційний доступ з часовим розподілом каналів БДЧР або TDMA (Time Division Multiple Access);
- багатостанційний доступ з кодовим розподілом каналів БДКР або CDMA (Code Division Multiple Access);
- багатостанційний доступ з просторовим розподілом каналів SDMA (Space Division Multiple Access);
- багатостанційний доступ з поляризованим розподілом каналів PDMA (Polarization Multiple Access);
- багатостанційний доступ з випадковим розподілом каналів ALOHA.

Серед відомих методів множинного доступу найбільш широко використовуються: FDMA, TDMA, CDMA.

1.3.1 Множинний доступ з частотним розподілом (FDMA)

Одним з найбільш наочних способів організації множинного доступу є використання абонентами сигналів з безперервними спектрами. Цей метод використовується як для аналогових систем, так і для цифрових. FDMA припускає, що кожному абонентові на час сеансу зв'язку виділяється та чи інша ділянка смуги частот (частотний канал). Всі абоненти займають свої канали у довільні моменти часу та можуть водночас працювати, тобто абонентські сигнали накладаються один на одного у часовій області. Розподіл сигналів здійснюється за допомогою смугових фільтрів, які мають однакові смуги пропускання, але різні граничні частоти.

Іншими словами, при FDMA будь-якому абонентові надається повний ресурс часу та лише частина частотного ресурсу (ω_1, ω_2) . Позначимо як $S_1(j\omega), S_2(j\omega), \dots, S_N(j\omega)$ спектри індивідуальних сигналів на виході передавачів абонентів (рис. 1.2).

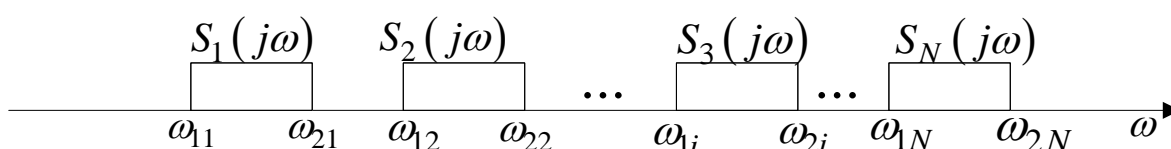


Рисунок 1.2 – Спектри індивідуальних каналів у полосі радіотракта

Для цих спектрів справедливе рівняння [1.2]

$$S_i(j\omega) = \begin{cases} S_i(j\omega), & \text{при } \omega_{1i} < \omega < \omega_{2i}, \\ 0, & \text{при } \omega < \omega_{1i}, \omega > \omega_{2i}. \end{cases} \quad (1.1)$$

Згідно з рис. 1.2 та (1.1), спектри каналних сигналів не перекриваються, тому

$$\int_{\omega_{1i}}^{\omega_{2i}} S_i(j\omega) \cdot S_c(j\omega) d\omega = \begin{cases} A_i, & \text{при } i = k, \\ 0, & \text{при } i \neq k, \end{cases} \quad (1.2)$$

де A_i – деяка константа, значення якої визначається енергією i -го індивідуального сигналу.

Згідно з (1.2) можливо стверджувати, що спектральні функції та самі каналні сигнали є ортогональними.

Вочевидь, що для ідеального виділення з групового сигналу індивідуального сигналу i -го абонента потрібен ідеальний смуговий фільтр зі смугою $\Delta\omega_i = \omega_{2i} - \omega_{1i}$.

У системах стільникового зв'язку між несучими частотами абонентських каналів встановлюється частотне рознесення, яке позначається величиною F_c . Наприклад, у стандарті D-AMPS $F_K = 30\text{кГц}$, а для GSM $F_K = 200\text{кГц}$. За такого частотного рознесення спектри каналних сигналів не перекриваються, й ортогональність між ними зберігається за будь-яких взаємних запізнюваннях. Завдяки цьому відсутня потрібність у підтримці синхронізму сигналів на вході приймача, що іноді розглядається як перевага FDMA.

Основний недолік методу FDMA – недостатньо ефективно використання смуги частот. З цієї причини FDMA використовується у поєднанні з іншими методами множинного доступу.

1.3.2 Множинний доступ з часовим розподілом (TDMA)

У методі TDMA кожен частотний канал розподіляється у часі між деякими користувачами, тобто частотний канал по черзі надається деяким користувачам на визначені проміжки часу. Це дає можливість реалізації деяких фізичних каналів в одному частотному.

Як приклад на рис. 1.3 подано випадок, коли кожен частотний канал розподіляється між трьома користувачами.

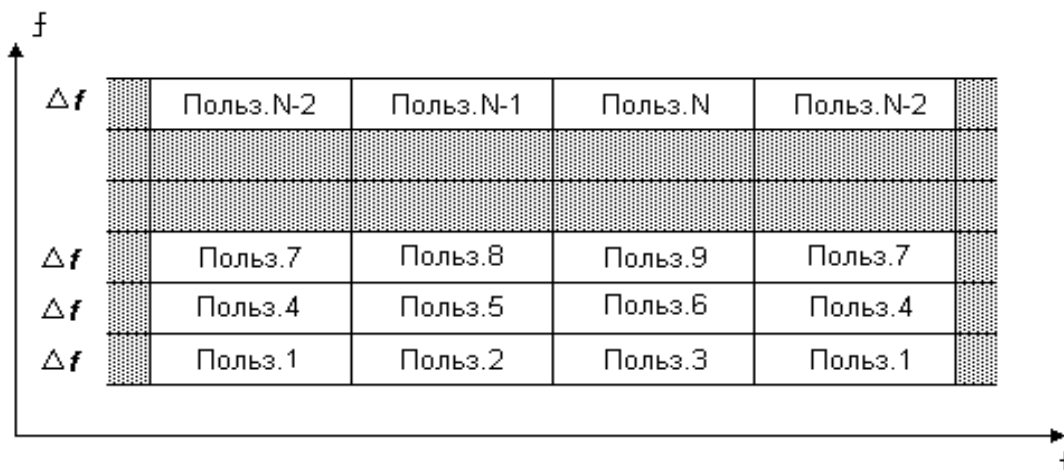


Рисунок 1.3 – Метод TDMA в координатах час–частота

Використання методу TDMA передбачає насамперед перетворення аналогових мовних сигналів у цифрові. У частотному каналі (на несучій частоті) створюється кілька часових вікон (слотів), які не перекриваються. Оскільки сигнали не перекриваються у часі, то вони ортогональні та можуть бути розділені. Кожному абонентові виділяється для передачі інформації часовий слот. Кількість часових слотів на одній несучій визначається стандартом системи. Метод TDMA використовують у цифрових системах

стільникового зв'язку стандартів D-AMPS, JDC та GSM. Наприклад, у стандарті D-AMPS на одній несучій організовано 3 часових слоти, а в стандарті GSM з повношвидкісним режимом передачі 8. Відповідно загальна кількість каналів у цих стандартах збільшується в 3 та 8 разів порівняно з методом FDMA. Слід зазначити, що TDMA зазвичай поєднується з FDMA, що позначається як TDMA/FDMA або FDMA/ TDMA.

Розподіл каналів на прийомі здійснюється за допомогою часових селекторів, керованими періодичною імпульсною послідовністю з індивідуальним часовим зрушенням. Між абонентськими сигналами на вході приймача потрібна жорстка синхронізація, яка ускладнює обладнання мережі. Але метод TDMA не реалізує усіх можливостей за ефективністю використання спектра; додаткові резерви відкриваються під час використання ієрархічних структур та адаптивного розподілу каналів. Переваги у цьому сенсі має метод багатостанційного доступу з кодовим розподілом каналів.

1.3.3 Метод множинного доступу з кодовим розподілом (CDMA)

В основі множинного доступу з кодовим розподілом МДКР або CDMA лежить орієнтація на широкосмугову ідеологію побудови систем передачі інформації, яка передбачає свідоме та багаторазове розширення спектра переданого повідомлення порівняно з тією, яка характерна для традиційних вузькосмугових систем.

Раніше зазначалося, що умовою для лінійного розподілу сигналів є їхня ортогональність. Якщо у методі FDMA ортогональність забезпечена не перекриттям спектрів каналних сигналів, а у методі TDMA – не збігом сигналів у часі, то у випадку використання технології CDMA ортогональність каналних сигналів забезпечена за рахунок використання ортогональних кодів, що дозволяє працювати по всій смузі частот водночас.

У стандарті CDMA для кодового розподілу каналів використовуються ортогональні коди Уолша, які є серед небагатьох ортогональних кодів, що можливо використовувати для кодування і подальшого об'єднання низки інформаційних сигналів. Коди Уолша формуються з рядків матриці Уолша. Набір кодів Уолша довжиною n складається з n рядків матриці Уолша $n \times n$. Матриця визначається таким рекурентним виразом [6]:

$$W_1 = \{0\} \quad W_{2n} = \left\{ \begin{array}{cc} W_n & \frac{W_n}{-1} \\ W_n & \frac{W_n}{1} \end{array} \right\}. \quad (1.3)$$

Тут n – розрядність матриці; верхня риска відповідає використанню логічного 0 до бітів матриці W_n . Для матриць Уолша справедливе таке: кожен рядок ортогональний будь-якому іншому рядку, а також будь-який інший рядок, до якого використана операція логічного 0.

Остання обставина дозволяє організувати багатоканальну передачу на одній несучій у межах загальної полоси частот. Графіки функцій Уолша восьми перших порядків подані на рис. 1.4. У стандарті IS-95 використовується матриця 64-го порядку. Якщо абонентському каналу присвоїти одну з 64-х функцій Уолша, то можливо організувати 64 канали передачі на кожній несучій частоті.

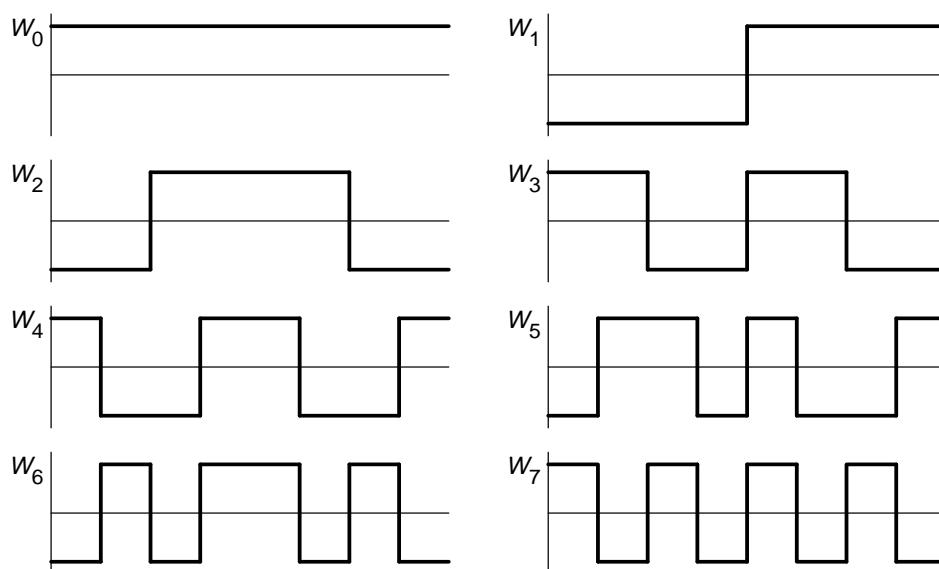


Рисунок 1.4 – Графіки функцій Уолша восьми перших порядків

Розподіл сигналів на приймальній стороні може бути здійснено за допомогою одного з приладів: корелятора або узгодженого фільтра.

1.4 Способи покриття території зонами обслуговування

Дуже часто загальна кількість каналів (або смуга робочих частот), виділених для системи радіозв'язку з рухомими об'єктами, недостатня для задовільного обслуговування у межах міського району під час роботи у режимі більшої зони обслуговування. Число доступних каналів, віднесене до одиниці площі, може бути збільшено з одночасним використанням одних і тих самих каналів у межах невеликих зон обслуговування, які розташовано у міському районі, за умови їх достатнього просторового рознесення для уникнення значних міжканальних перешкод. Такий шлях збільшення

пропускної спроможності системи за рахунок повторного використання каналів є однією з форм територіально-частотного або просторово-частотного ущільнення каналів.

Обслуговувану територію можливо розділити на зони двома способами [11, 16, 18, 19, 25, 26]: **статичним**, який засновано на використанні статистичних параметрів розповсюдження сигналів у системах зв'язку, та **детермінованим**, який засновано на безпосередньому вимірюванні або розрахунку параметрів розповсюдження сигналів для конкретного району.

1.4.1 Статистичний спосіб покриття

При статистичному способі усю територію розділяють на однакові за формою зони (стільники), та за допомогою статистичних законів розповсюдження радіохвиль визначають допустимі розміри цих стільників, а також відстань між стільниками, у межах яких виконуються умови допустимого взаємного впливу.

Для оптимального розподілу території обслуговування на стільники, тобто без перекриття або пропусків ділянок території, можуть бути використані лише три геометричні фігури – рівнобічні трикутник, квадрат та шестикутник. Найбільш оптимальною фігурою є шестикутник, адже він наближається до кругової форми діаграми спрямованості антени BTS, встановленої у центрі.

Щоб проілюструвати деякі положення, які пов'язані зі статистичним методом покриття робочої області для систем з невеликими суміжними стільниками обслуговування, розглянемо дві базові станції А та В, які розділені відстанню D , як показано на рис. 1.5.

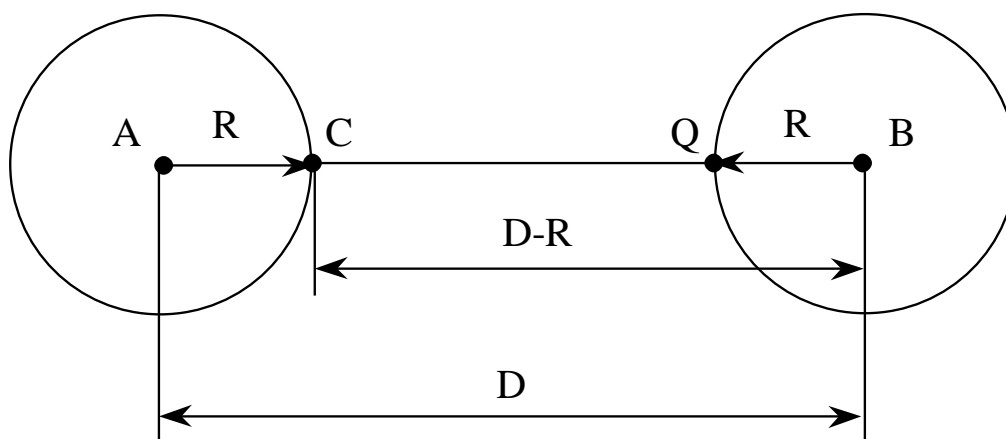


Рисунок 1.5 – Ілюстрація можливості повторного використання частоти двома BTS, які розташовано одна від іншої на відстані D

Базові станції А та В працюють на однакових частотах. Можливо показати, що

$$\frac{P_c}{P_{en}} = \frac{(D-R)^k}{MR^k}, \quad (1.4)$$

де P_{en} – середня потужність взаємної перешкоди, яка створюється станцією В у точці С;

P_c – середня потужність корисного сигналу, яка створюється станцією А у точці С;

k – параметр загасання радіохвиль;

M – число перешкоджаючих соканальних базових станцій, які працюють на тих самих частотах та розташованих на відстані D від станції А.

Вважають, що усі сигнали від M станцій у точці С статистично незалежні. Кількість перешкоджаючих базових станцій залежить від типу використаної на BTS антени. Під час використання всенапрямної антени (ширина діаграми напрямності $\Delta\varphi = 360^\circ$) $M = 6$; з трисекторною антеною ($\Delta\varphi = 120^\circ$) $M = 2$; з шестисекторною антеною ($\Delta\varphi = 60^\circ$) $M = 1$.

Значення співвідношення P_c/P_u визначається стандартом системи стільникового зв'язку. З виразу (1.4) видно, що під час проєктування мережі стільникового зв'язку можливо оперувати величинами D та R , забезпечуючи при цьому потрібне співвідношення P_c/P_u та властивість зв'язку.

У наведених міркуваннях передбачалось, що рівень потужності сигналу, який випромінюється станцією А, достатній для забезпечення відповідного співвідношення P_c/P_u на відстані R та більше від точки А, тобто в системі є обмеження за рівнем взаємних перешкод, попри потужності сигналу P_c чи за теплового шуму P_u . Під час лінійної організації мережі $M = 2$. У разі лінійної мережі (рис. 1.5, б) число базових станцій з різними частотними каналами дорівнює

$$C = \frac{D}{2R}, \quad (1.5)$$

де C – **частотний параметр** системи або мінімальне число груп каналів, що потрібне для повного покриття пласкої ділянки. Група стільників з різними наборами частотних каналів має назву кластера. Параметр C є розмірністю кластера та визначає мінімальне можливе число груп каналів стільникової мережі зв'язку. З іншого боку, величина C визначає число BTS у кластері. **D – захисна відстань або захисний інтервал**, відстань між двома

найближчими BTS, які працюють на однакових частотах, за яких забезпечується потрібне співвідношення $P_c/P_{ш}$.

Під час використання покриття у вигляді квадратів співвідношення між D/R та частотним параметром C має вигляд:

$$C = 0,5(D/R)^2. \quad (1.6)$$

У цьому випадку значення C визначається співвідношенням $C = i^2 + j^2$, де i та j – цілі числа та 0. Ціле число C приймає значення: $C=1, 2, 3, 4, 5, 8, 9, 10, 13, 16, 17\dots$

Найбільше використання отримали системи з невеликими шестикутковими стільниками, оскільки шестикутник є найкращою апроксимацією колової зони обслуговування. Якщо рівнобічний трикутник, квадрат, шестикутник мають однакову відстань від центра до вершин, то шестикутник займає істотно більшу площу. Звідси випливає, що під час обслуговування даної площі у вигляді шестикутника необхідна менша кількість стільників і відповідно, менше прийнятно-передавального обладнання. Ось чому вартість такої системи буде зниженою.

Для територіальних мереж зв'язку з покриттям робочої області стільниками у вигляді правильних шестикутників

$$C = \frac{1}{3} \left(\frac{D}{R} \right)^2, \quad (1.7)$$

і C може приймати лише цілі значення 3, 4, 7, 9, 12, 13, ..., які визначаються з виразу $C = i^2 + ij + j^2$, де i та j – цілі позитивні числа та нуль.

З виразів (1.4–1.7) випливає, що зі зменшенням радіуса стільника R та відношення D/R досягається висока пропускна спроможність мережі. Чим менше відношення D/R , тим менша розмірність кластера C , відповідно, можливо збільшити коефіцієнт повторення частот, але при цьому зросте рівень соканальних перешкод, що також впливатиме на ємність мережі. Збільшення кількості стільників (збільшення кількості базових станцій) призводить до ускладнення систем управління та збільшення матеріальних витрат на створення та експлуатацію мереж зв'язку.

Якщо інтенсивність передбаченого навантаження всієї робочої області рівномірна, то область покривається стільниками однакових розмірів. Зазвичай навантаження у центрі міста вище, ніж на околицях. У цьому випадку стільники на околицях міста роблять більшого радіуса.

1.4.2 Детермінований спосіб покриття

Детермінований спосіб покриття території є оптимальним, тому що він передбачає ретельне вимірювання або розрахунок параметрів мережі для визначення мінімальної кількості базових станцій, які забезпечують задовільне обслуговування абонентів на всій території. При цьому способі враховуються рельєф місцевості для оптимального вибору місця розташування BTS, можливість використання напрямних антен, пасивних ретрансляторів, а також суміжних BTS у моменти пікового навантаження тощо. Але цей спосіб є достатньо складним і потребує у ряді випадків використання складного моделювання з використанням ЕОМ.

1.5 Розподіл каналів між базовими станціями

Розподіл частотних каналів між BTS є одним з найбільш складних та трудомістких процесів у ході проєктування територіальних мереж із стільниковою структурою. Під час розподілу каналів між BTS прагнуть забезпечити найменш можливий рівень взаємних перешкод. Правильний розподіл каналів гарантує у суміжних стільниках використання різних груп частот і, відповідно, відсутність взаємних перешкод. Стільники, які рознесені на відстань, що перевищує необхідний захисний інтервал, який визначається характеристиками розповсюдження радіохвиль, можуть водночас використовувати однакові групи частот без небезпеки створення перешкод в інших стільниках.

Розподіл каналів може бути **фіксованим, динамічним або гібридним** [20, 25, 26, 29].

За **фіксованого** розподілу за кожною BTS закріплюється набір каналів, які мають номери $K + jC$, де K – номер станції $K \in [j, C]$, величина $j = 0, 1, 2, 3, \dots$

Наприклад, для $C = 9$ набір каналів визначається виразом $K + j9$. BTS з номером 3 матиме канали: 3, 12, 21, 30, 39 і т. д.

Підмножина каналів повторно використовується у стільниках, які рознесені між собою інтервалом повторного використання D (захисним інтервалом). Для обслуговування виклику, який надійшов з визначеного стільника, можуть бути використані лише канали з цієї закріпленої підмножини. Якщо всі канали з цієї підмножини зайняті, то абонент, від якого надійшов виклик, не обслуговуватиметься, навіть якщо у сусідньому стільнику є вільні канали.

Вибір вільного каналу у визначеному стільнику обслуговування зводиться до пошуку лише у зарезервованій множині каналів. Таким чином, підмножини каналів еквівалентні незалежним групам з'єднаних ліній у теорії телетрафіка.

У більшості випадків середнє запропоноване на стільник навантаження розподіляється нерівномірно та досягає максимуму у стільниках, які розташовані поблизу центра міста. Канали, які залишаються вільними у периферійних стільниках обслуговування у межах взаємопересічних груп, можуть бути закріплені як резервні підмножини каналів для стільників обслуговування, які працюють з максимальним навантаженням.

За фіксованого способу закріплення каналів вирівнювання навантаження створюється не лише збільшенням числа каналів на BTS з високим трафіком, але й зменшенням радіуса стільників.

Динамічний розподіл каналів у мережі зв'язку передбачає, що будь-який канал може бути використаний у будь-якому стільнику. Основне призначення динамічного розподілу – збільшення ефективності використання каналів та зниження ймовірності блокування виклику, коли усі канали даного стільника зайняті [26].

Пошук з метою виділення каналу для визначеного стільника у відповідний момент включає в себе перебір усіх каналів, виділених для системи радіозв'язку, та знаходження вільного каналу або підмножини каналів. Вільними вважаються всі невикористані канали, які розташовані на відстані від розглянутого стільника, меншій ніж допускається заданим відношенням D/R . Якщо такий канал не вдається знайти, то у даному стільникові в цей момент часу неможливо обслуговувати виклик.

Управління системою зв'язку з динамічним розподілом каналів передбачає обробку значних масивів інформації та доступ до них, тому виникає необхідність використання ЕОМ. Стан кожного каналу у кожному стільнику має бути записаний у пам'яті ЕОМ у легко доступній формі і має змінюватися відповідно до змін стану системи.

Кожен рухомий об'єкт, який здійснює виклик, повинен мати визначену адресну ознаку як для визначення стану абонента, так само і для автоматизації розрахунку сплати обслуговування. Використання цього методу призводить до збільшення завантаженості каналів та зниження інтенсивності відмов у системі порівняно з системою з постійно закріпленими каналами.

Гібридний метод передбачає виділення BTS фіксованого набору каналів, а також деякого числа динамічно розподілених каналів. Перевагою динамічного

та гібридного методів є те, що вони дозволяють вирівнювати телефонне навантаження на один канал, якщо його щільність не постійна.

1.6 Повторне використання частот

Повторне використання частот – це основний принцип системи стільникового зв'язку, який радикально відрізняється від інших, а саме – від транкінгових систем рухомого радіозв'язку, та який дозволяє істотно підвищувати ємність мережі.

Ідея повторного використання частот полягає в тому, що у відносно близьких один від одного стільниках ці канали повторюються, що само по собі є вигідним, оскільки дозволяє за обмеженої загальної смуги частот охопити яку завгодно велику зону обслуговування. Вважається можливим повторення частотних каналів вже через два стільники [25, 26, 31].

Під час моделювання стільникової структури, яку засновано на шестикутній геометрії, розподіл каналів для повторного використання починається з номінального стільника та виконується так (рис. 1.6).

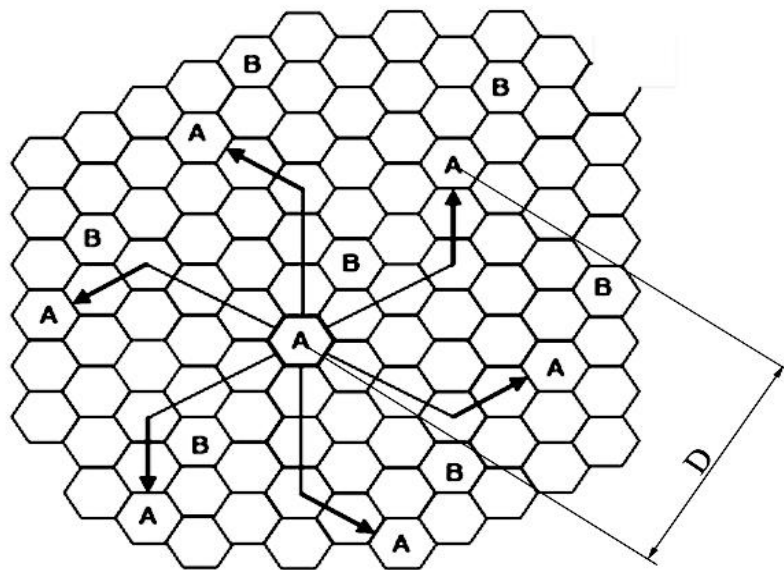


Рисунок 1.6 – До визначення соканалних стільників (параметри зсуву $i = 3, j = 2$)

Нехай розмір кластера (мінімальне число BTS) $C = 19$. Це число обирається найближчим до отриманого з виразу:

$$C = i^2 + ij + j^2, \quad (1.8)$$

де i та j – параметри зсуву ($i \geq j$).

Позначимо номінальний стільник та стільники з повторюваними частотними каналами літерою A . Для знаходження положення повторного стільника A необхідно «пройти» перпендикулярно боку шестикутника номінального стільника до тих пір, поки не буде пересічено i стільників. Після напрям змінюється на 60° (рис. 1.6), і просування продовжується до тих пір, аж поки не буде пересічено j стільників. Номінальний та знову визначений стільник – це соканальні стільники, тобто стільники, які використовують одну й ту саму каналну групу. Для знаходження інших соканальних стільників потрібно знову повернутися до номінального стільника та зробити те саме для інших боків шестикутника.

Відношення D до R іноді називають відносною відстанню повторного використання суміжних каналів (або коефіцієнтом соканальних перешкод):

$$q = D / R = \sqrt{3C} . \quad (1.9)$$

Для покриття усієї зони обслуговування достатньо семи повторюваних багаторазово використаних наборів радіоканалів, тобто $C = 7$ (рис. 1.7).

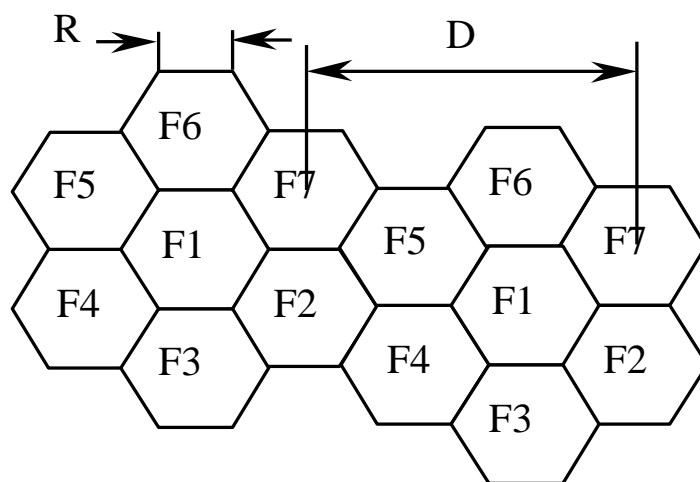


Рисунок 1.7 – Семиелементний кластер

Ефективним засобом зниження рівня соканальних перешкод може бути використання **секторних антен** з вузькими діаграмами спрямованості. У секторі такої антени сигнал випромінюється в один бік, а рівень випромінювання у протилежному напрямі мінімальний. **Секторизація** дозволяє частіше повторно використовувати частоти у стільниках за одночасного зниження рівня перешкод.

Зазначимо, що збільшення числа елементів кластера (C) вигідне щодо зниження рівня соканальних перешкод, призводить до пропорційного зменшення смуги частот, яка може бути використана в одному стільнику. Ось чому розмірність кластера має бути мінімально можливою, яка забезпечує

допустиме відношення сигнал/перешкода. Форма та розмір конкретного стільника визначається діаграмою напрямності антени та топографією зони обслуговування. В існуючих стільникових мережах зв'язку використовуються стільники з радіусом від 0,5 до 35 км.

1.7 Завади у системах стільникового мобільного зв'язку

Мережі стільникового зв'язку передбачають принцип повторного використання частот, що дозволяє обслуговувати практично необмежену кількість абонентів. Але при цьому виникають специфічні взаємні завади на частотах, які збігаються, та надалі мають назву соканалні інтерференційні завади. Ці завади можливо розділити на два види [11, 12, 13].

До першого виду належать випромінювання передавачами мобільних станцій MS у комірках з частотами, що збігаються, які створюють завади у каналах прийому базової станції BTS стільника 1 (рис. 1.8).

Відношення сигнал/завада на вході приймача BTS визначається виразом:

$$\frac{P_c}{P_z} = \frac{P_{np.BTS}}{P_{ш.BTS} + \sum_{j=1}^{k_1} P_{n.MSj}}, \quad (1.10)$$

де $P_{np.BTS}$ – потужність сигналу на вході приймача BTS центрального стільника, який надходить під час сеансу зв'язку від MS цього стільника;

$P_{ш.BTS}$ – потужність теплового шуму приймача BTS;

$P_{n.MSj}$ – потужність перешкод від передавача MS у стільнику j -го кластеру, які надходять на вхід приймача BTS центрального стільника;

k_j – число MS, які створюють завади під час даного сеансу зв'язку.

Потужність теплового шуму приймача може бути розрахована за формулою:

$$P_{ш.BTS} = nkT_0\Delta f_{np}, \text{ Вт}, \quad (1.11)$$

де $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Вт} / (\text{Гц} \cdot \text{град})$ – стала Больмана;

T_0 – температура у градусах Кельвіна;

Δf_{np} – смуга пропускання високочастотного тракту приймача;

n – коефіцієнт шуму приймача BTS.

До другого виду належать випромінювання передавачів BTS з частотами, що збігаються, у першому крузі, які створюють завади приймачеві MS центрального стільника (рис. 1.9).

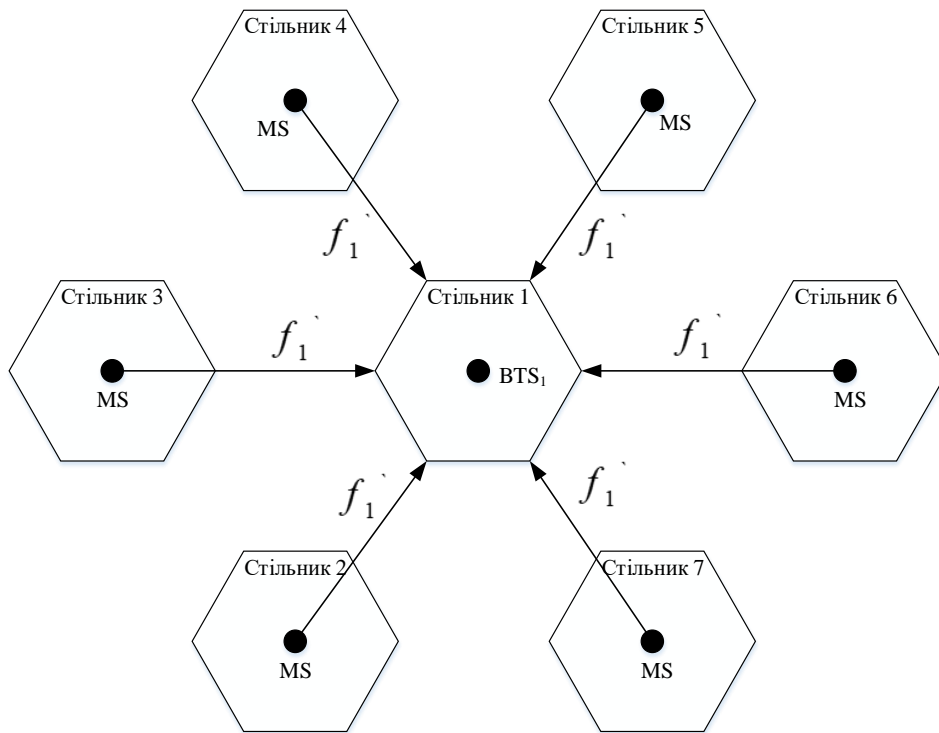


Рисунок 1.8 – До розрахунку відношення сигнал/завада на вході приймача BTS₁

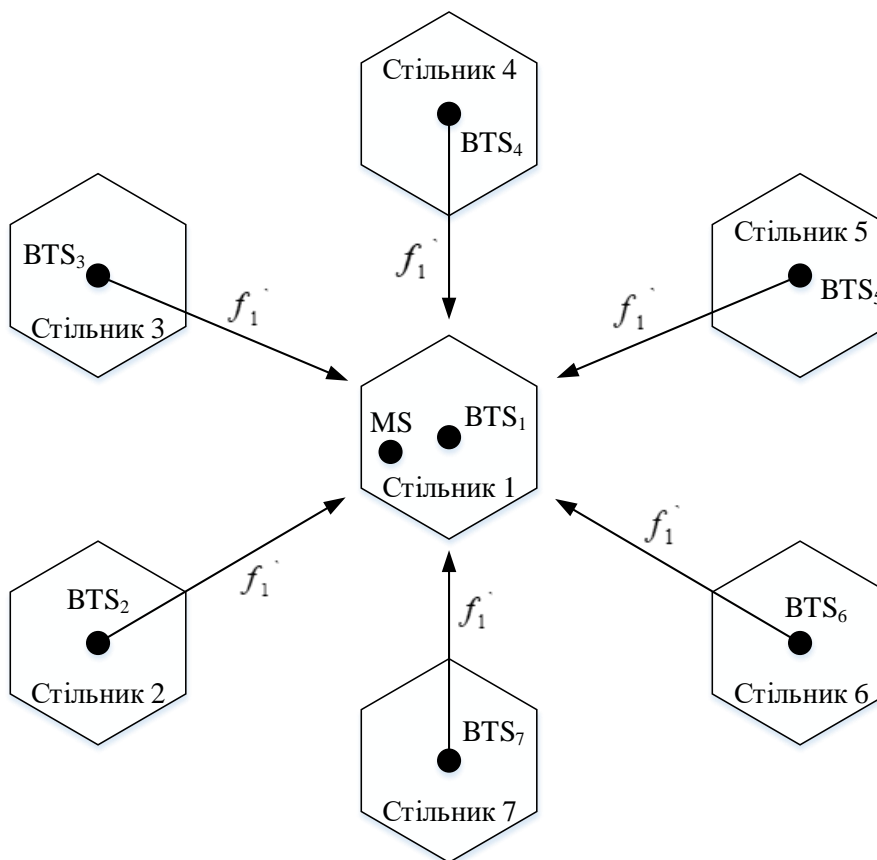


Рисунок 1.9 – До розрахунку відношення сигнал/завада на вході приймача MS BTS₇

Відношення сигнал/завада на вході приймача MS у цьому випадку

$$\frac{P_c}{P_3} = \frac{P_{np.MS}}{P_{ш.MS} + \sum_{i=1}^{k_2} P_{n.BTSj}}, \quad (1.12)$$

де $P_{np.MS}$ – потужність сигналу на вході приймача MS, яка створюється передавачем BTS1;

$P_{ш.MS}$ – потужність теплових шумів приймача MS;

$P_{n.BTSj}$ – потужність завади від передавача в i – му кластері;

k_2 – кількість базових станцій, які створюють під час сеансу зв'язку завади у каналі прийому мобільної станції центрального стільника.

Найгірший випадок розташування MS зображено на рис. 1.10 [11].

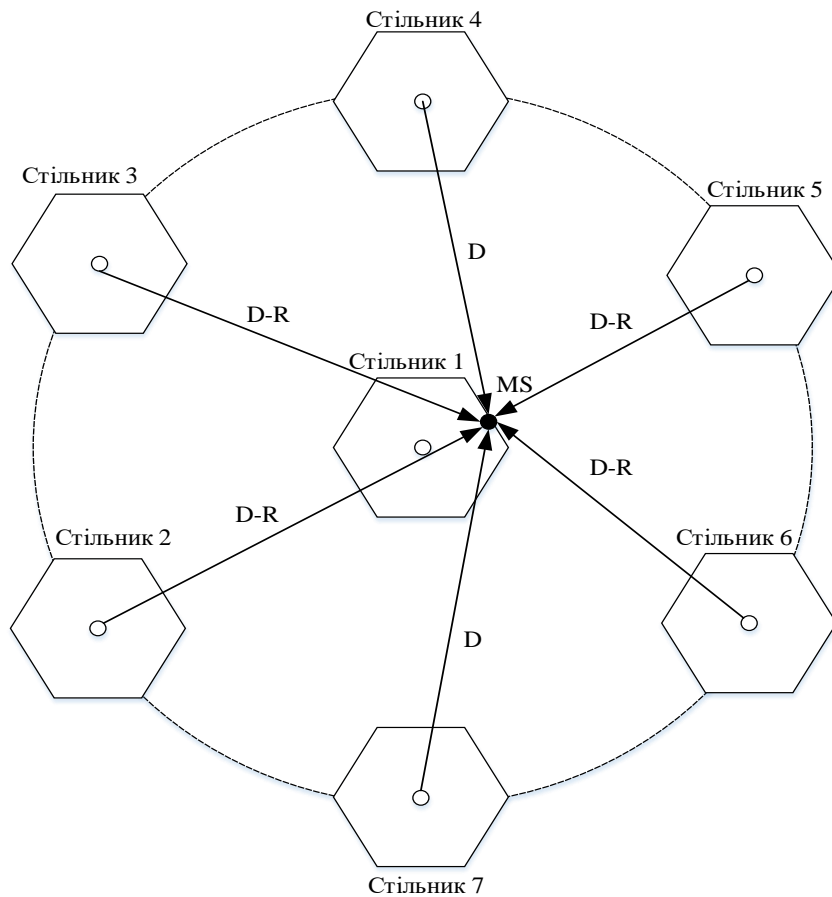


Рисунок 1.10 – Найгірший випадок розташування MS з точки зору інтерференційних завад

У цьому випадку, як показано у п.1.4.1, вираз (1.4) приймає вигляд

$$\frac{P_c}{P_{ш}} = \frac{(q-1)^k}{M}. \quad (1.13)$$

У разі знаходження MS у центрі стільника 1 (рис.1.10), всі заважаючі соканальні BTS знаходяться від MS на відстані D , і тоді

$$\frac{P_c}{P_{вз}} = \frac{q^k}{M}. \quad (1.14)$$

Якщо найгіршою ситуацією вважати випадок, коли радіус дії перешкоді усіх шести соканальних BTS дорівнює $(D - R)$, тоді

$$P_c / P_3 = \frac{(q-1)^4}{6}. \quad (1.15)$$

У випадку використання на BTS секторних антен у виразах (1.13) та (1.15) замість цифри 6 мають бути цифри, які відповідають секторності антени.

Слід зазначити, що використання секторних антен на BTS призводить до зменшення числа заважаючих соканальних BTS. При цьому збільшується відношення P_c / P_3 та підвищується якість обслуговування.

Збільшення відношення потужності сигнал/потужність взаємної завади дозволяє під час проєктування мережі використовувати кластери меншої розмірності, що сприяє збільшенню ємності мережі. В табл. 1.1 наведені результати, які отримано в [11].

З наведених у таблиці даних випливає, що в аналогових системах з ненапрямною антеною $C = 9, (P_c / P_{знов}) = 19,78 \text{ дБ}$, а з секторними антенами $(\Delta\varphi = 120^\circ) C = 4, (P_c / P_{знов}) = 19,86 \text{ дБ}$.

Таблиця 1.1 – Залежність між секторністю антени BTS, співвідношенням P_c / P_3 , коефіцієнтом соканальних завад та розмірністю кластера

c	q	$P_c / P_3, \text{дБ}$		
		$\Delta\varphi = 360^\circ$	$\Delta\varphi = 120^\circ$	$\Delta\varphi = 60^\circ$
3	3,0	8,03	17,52	22,73
4	3,46	11,33	19,86	24,76
7	4,6	17,35	24,56	28,97
9	5,2	19,78	26,59	30,83
12	6,0	22,54	28,97	33,04

Контрольні запитання та завдання

1. Викладіть принцип організації та функціонування стільникового мобільного зв'язку.
2. Викладіть принцип множинного доступу з частотним розподілом каналів (FDMA).
3. Викладіть принцип множинного доступу з часовим розподілом каналів (TDMA).
4. Викладіть принцип множинного доступу з кодовим розподілом каналів (CDMA).
5. Поясніть поняття кластера та вплив його розмірності на параметри мережі стільникового зв'язку.
6. Що таке захисний інтервал? Поясніть вплив його величини на параметри мережі стільникового зв'язку.
7. Наведіть та проаналізуйте математичні вирази для розмірності кластера для лінійної та територіальної мереж зв'язку зі стільниками типу правильного шестикутника.
8. Викладіть принцип повторного використання частот (каналів).
9. Поясніть процедуру естафетної передачі.
10. Що таке роумінг?
11. Що таке соканалні завади? Поясніть взаємозв'язок між рівнем соканалних завад та значеннями захисного інтервалу і радіуса стільника.
12. Наведіть та проаналізуйте математичні вирази, які пов'язують питоме відношення $\frac{P_c}{P_w}$ з величинами захисного інтервалу та радіуса стільника.
13. Назвіть та поясніть способи підвищення ємності мережі стільникового зв'язку.
14. З якою метою на базових станціях використовують секторні антени?
15. Від яких параметрів мережі стільникового зв'язку залежить ефективність використання радіоспектра?
16. Поясніть принципи розподілу каналів між базовими станціями мережі.
17. Що таке ємність мережі стільникового зв'язку? Від яких факторів вона залежить?

2 СИСТЕМИ СТІЛЬНИКОВОГО МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ ДРУГОГО ПОКОЛІННЯ 2G

Цифрові системи стільникового мобільного зв'язку являють собою системи другого покоління 2G. Порівняно з аналоговими системами вони надають абонентам більший набір послуг та забезпечують підвищену якість зв'язку, а також взаємодію з цифровими мережами з інтеграцією служб (ISDN), пакетною передачею даних (PDN) та телефонними мережами загального користування (PSN). Серед цих систем широке використання отримали ті, що базуються на стандартах GSM (GSM 900, DCS1800, E-GSM, PCS 1900, D-AMPS (ADC), JDC, CDMA) [1, 2, 3, 7, 8, 9, 10, 18, 19, 20].

2.1 Системи стільникового зв'язку стандарту GSM

2.1.1 Загальні характеристики та параметри стандарту GSM

Системи зв'язку стандарту GSM забезпечують найкращі енергетичні характеристики, більш високу якість зв'язку, її безпеку та конфіденційність. Вони надають своїм користувачам ряд послуг, які не реалізовані (або реалізовані не повністю) в інших стандартах стільникового зв'язку. До них належать:

- використання інтелектуальних SIM-карток для забезпечення доступу до каналу та послуг зв'язку;
- шифрування надісланих повідомлень;
- автентифікація та ідентифікація абонентного обладнання за криптологічними алгоритмами;
- використання служб коротких повідомлень, які передаються каналами сигналізації;
- автоматичний роумінг абонентів різних мереж стандартів GSM з абонентами мереж стандартів DCS1800, PCS1900, DECT, а також з супутниковими мережами персонального радіозв'язку (Globalstar, Inmarsat-P, Iridium).

У стандарті GSM використовується вузькополосний багатостанційний доступ з часовим розділенням каналів (TDMA). У структурі TDMA-кадру міститься 8 часових позицій на кожній зі 124 несучих.

Для захисту від помилок у радіоканалах під час передачі інформаційних повідомлень використовується блочне та згорткове кодування з перемеженням. Підвищення ефективності кодування та перемеження за невеликої швидкості

переміщення рухомих станцій досягається повільним переключенням робочих частот (SFH) у процесі сеансу зв'язку зі швидкістю 217 стрибків за секунду.

Для боротьби з інтерференційними завмираннями прийнятих сигналів, які викликані багатопроблемним розповсюдженням радіохвиль в умовах міста, в апаратурі зв'язку використовують еквалайзери, які забезпечують вирівнювання за часом імпульсних сигналів із середньоквадратичним відхиленням часу затримки до 16 мкс.

Система синхронізації розрахована на компенсацію абсолютного часу затримки сигналів до 233 мкс, що відповідає максимальній дальності зв'язку або максимальному радіусу стільника 35 км.

У стандарті GSM обрана гауссова частотна маніпуляція з мінімальним зсувом (GMSK). Обробка мови здійснюється у межах прийнятої системи переривчастої передачі мови (DTX), яка забезпечує підключення передавача тільки за наявності мовного сигналу та відключення передавача у паузах та у кінці розмови. Як мовотворчий прилад обрано мовний кодек з регулярним імпульсним збудженням, довгостроковим передбаченням і лінійним предикативним кодуванням з передбаченням (RPE–LTP–LPC–кодек). Загальна швидкість перетворення мовного сигналу – 13 кбіт/с. У стандарті GSM досягається високий ступінь безпеки передачі повідомлень; здійснюється шифрування повідомлень за алгоритмом шифрування з відкритим ключем (RSA).

Основні характеристики стандарту GSM наведені в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Основні параметри стандарту GSM

Характеристика	GSM 900	DCS 1800 (GSM 1800)	E-GSM	PCS 1900 (GSM 1900)
1	2	3	4	5
Метод доступу	TDMA	TDMA	TDMA	TDMA
Робочий діапазон частот, МГц	935...960 890...915	1710...1785 1805...1880	880...915 925...960	1850...1910 1930...1990
Рознесення каналів за частотою, кГц	200	200	200	200
Число мовних каналів на несучу	8(16)	8(16)	8(16)	8(16)
Вид модуляції	0,3 GSMK	0,3 GSMK	0,3 GSMK	0,3 GSMK
Максимальна кількість каналів (несучих)	124	374	175	300
Максимальна кількість частотних каналів на одну BTS	16...20	16...20	16...20	16...20

Продовження таблиці 2.1

1	2	3	4	5
Кількість радіоканалів на одну BTS	8...128		8...128	
Швидкість перетворення мови, кбіт/с	13(6,5)	13(6,5)	13(6,5)	13(6,5)
Швидкість передачі інформації в радіоканалі, кбіт/с	270,833	270,833	270,833	270,833
Мінімальна величина необхідного відношення сигнал/перешкода, дБ	9	9	9	9
Дуплексне рознесення каналів, МГц	45	95	45	80

2.1.2 Структурна схема та склад обладнання мережі

Обладнання мереж GSM включає у себе рухомі (радіотелефони) та базові станції, цифрові комутатори, центр управління та обслуговування, різноманітні додаткові системи та прилади. Функціональне сполучення елементів здійснюється за допомогою інтерфейсів. Функціональна побудова та інтерфейси, які прийняті у стандарті GSM, проілюстровано структурною схемою на рис. 2.1.

Усі функціональні мережні компоненти у стандарті GSM взаємодіють у відповідності з системою сигналізації МККТТ SS №7 (ССІТТ SS №7).

Центр комутації рухомого зв'язку (MSC) обслуговує групу стільників та забезпечує усі види з'єднань, які затребувані у процесі роботи рухомої станції. MSC, аналогічний ISDN комутаційної станції, є інтерфейсом між фіксованими мережами (PSTN, PDN, ISDN та інші) та мережею мобільного зв'язку. Окрім виконання функції звичайної ISDN комутаційної станції, центр комутації виконує також такі функції:

- управляє процедурами встановлення виклику та маршрутизації;
- формує статистичні дані, потрібні для контролю, роботи та оптимізації мережі;
- бере участь в управлінні процедурами реєстрації місцеположення та передачі управління;
- здійснює постійне відстеження за рухомими станціями;
- формує дані для виставлення рахунків за надані мережею послуги.

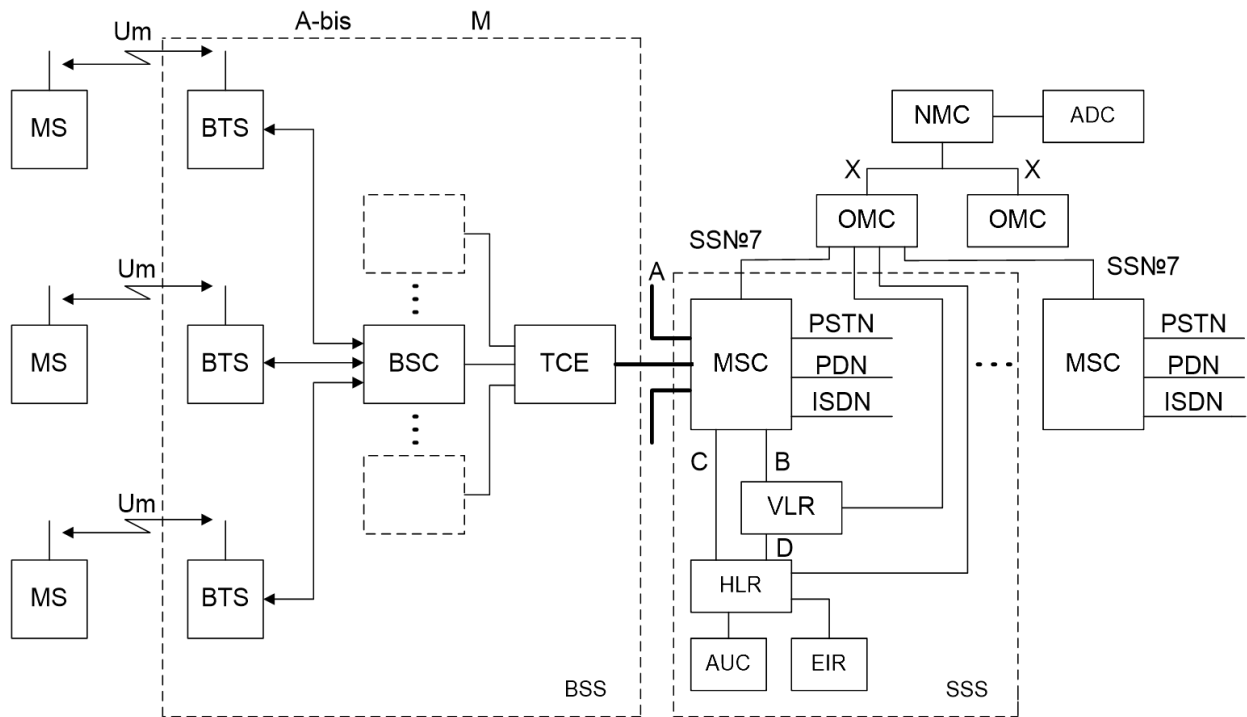


Рисунок 2.1 – Структурна схема мережі стільникового зв'язку стандарту GSM:

MS – мобільна станція; BTS – базова станція;

BSC – контролер базової станції; TCE – транскодер;

BSS – обладнання підсистеми базових станцій (BSC+TCE+ BTS);

MSC – центр комутації рухомого зв'язку; HLR – реєстр положення;

VLR – реєстр переміщення; AUC – центр автентифікації;

EIR – реєстр ідентифікації обладнання;

OMC – центр управління та обслуговування;

NMC – центр управління мережею; ADC – адміністративний центр;

PSTN – телефонна мережа загального користування;

PDN – мережі пакетної передачі; ISDN – цифрові мережі з інтеграцією служб;

SSS – обладнання підсистеми комутації

Реєстр HLR являє собою довідкову базу даних про постійно прописаних у мережі абонентів. У ній містяться розпізнавальні номери та адреси, а також параметри справжності абонентів, склад послуг зв'язку, спеціальна інформація про маршрутизацію. Також виконується реєстрація даних про **роумінг** абонента, включаючи дані про номер рухомого абонента (**TMSI**) і відповідного VLR.

Реєстр переміщення VLR – другий основний прилад, який забезпечує контроль за пересуванням мобільної станції зі стільника до стільника. За його допомогою досягається функціонування мобільної станції за межами зони, яка контролюється **HLR**.

Кожен VLR містить дані про абонентів та зони обслуговування LA. VLR надає поточний номер «блукуючої» мобільної станції (MSRN). Він керує розподілом нових і TMSI та передає їх у HLR. В цілому VLR являє собою локальну базу про рухомого абонента тієї зони, де він знаходиться.

Центр автентифікації (AUC) складається з декількох блоків і формує ключі та алгоритми автентифікації. За його допомогою перевіряються повноваження абонента та здійснюється його доступ до мережі зв'язку. AUC приймає рішення про параметри процесу автентифікації та визначає ключі шифрування абонентських станцій на основі бази даних, яка зосереджена у реєстрі ідентифікації обладнання EIR.

EIR – реєстр ідентифікації обладнання, який містить централізовану базу даних для підтвердження справжності міжнародного ідентифікаційного номера обладнання рухомої станції (IMEI). Ця база даних застосовується виключно до обладнання мобільної станції. База даних EIR складається зі списків номерів IMEI.

До бази даних EIR отримують дистанційний доступ MSC даної мережі, а також MSC інших мобільних мереж. Як і у випадку з HLR, мережа може мати більше одного EIR, при цьому кожний EIR керує визначеними групами IMEI. До складу одного MSC входить транслятор, який з отриманням номера IMEI повертає адресу EIR, що керує відповідною частиною бази даних про обладнання.

IWF – міжмережний функціональний стик. Є однією зі складових частин центру комутації MSC. IWF забезпечує абонентам доступ до засобів перетворення протоколу і швидкості передачі даних так, щоб можна було передавати їх між термінальним обладнанням DTE (Data Terminal Equipment) кінцевої апаратури обробки даних мережі GSM і звичайним термінальним обладнанням стаціонарної мережі. Міжмережний функціональний стик також «виділяє» модем зі свого банку обслуговування для сполучення з відповідним модемом стаціонарної мережі. IWF також забезпечує інтерфейси типу прямого з'єднання для обладнання, що поставляється клієнтам, наприклад, для пакетної передачі даних (PAD – Packet Assembler Disassembler) за протоколом X.25.

ЕС – ехосупресор використовується в MSC з боку PSTN для придушення ехо-сигналів, які виникають від фізичних затримок у трактах розповсюдження мереж GSM, включаючи радіоканал. Типовий ехо-супресор може забезпечити придушення в інтервалі 68 мілісекунд на ділянці між виходом ЕС та телефоном фіксованої телефонної мережі. Загальна затримка у каналі GSM під час розповсюдження у прямому та зворотному напрямку складає

близько 180 мс. Затримка під час розповсюдження сигналів у тракті GSM викликатиме у абонентів роздратування, може переривати мову та відволікати увагу.

ОМС – центр експлуатації та технічного обслуговування є центральним елементом мережі GSM, який забезпечує контроль якості її роботи. ОМС забезпечує функції обробки аварійних сигналів, які призначені для сповіщення обслуговуючого персоналу, та реєструє відомості про аварійні ситуації в інших компонентах мережі. Залежно від характеру несправності ОМС дозволяє забезпечити її усунення автоматично або за допомогою активного втручання персоналу. ОМС може забезпечити перевірку стану обладнання мережі та проходження виклику мобільної станції. ОМС дозволяє виконувати управління навантаженням у мережі.

NMC – центр управління мережею, який дозволяє забезпечувати раціональне ієрархічне управління мережею GSM. Він забезпечує експлуатацію й технічне обслуговування на рівні всієї мережі, яка підтримується центрами ОМС, що відповідають за управління регіональними мережами. NMC забезпечує управління трафіком у всій мережі та забезпечує диспетчерське управління мережею під час складних аварійних ситуацій, наприклад, виходу з ладу або перенавантаження вузлів.

NMC концентрує увагу на маршрутах сигналізації та з'єднанні між вузлами, не допускаючи умов виникнення перенавантаження в мережі. Контролює також маршрути з'єднань між мережею GSM та PSTN для виключення розповсюдження умов перенавантаження між мережами. При цьому персонал NMC координує питання управління мережею з персоналом інших NMC. Також NMC забезпечує можливість управлінням трафіком для мережного обладнання підсистеми базових станцій.

BSS – обладнання базової станції, яке складається з контролера базової станції (BSC), приймально-передавальних базових станцій (BTS) та транскодера (TRAU). Контролер базової станції може управляти кількома приймально-передавальними блоками. BSS керує розподілом радіоканалів; контролює з'єднання; регулює їх черговість; забезпечує режим роботи із стрибковою частотою; встановлює модуляцію та демодуляцію сигналів, кодування та декодування повідомлень, кодування мови; забезпечує адаптацію швидкості передачі повідомлень персонального виклику. BSS спільно з MSC, HLR, VLR виконує деякі функції, наприклад, вивільнення каналів, головним чином, під контролем MSC, але MSC може запросити базову станцію забезпечити вивільнення каналу, якщо виклик не проходить крізь радіозавади.

BSS спільно з MSC здійснює пріоритетну передачу інформації для окремих категорій мобільних станцій.

TRAU – транскодер, який забезпечує перетворення вихідних сигналів каналу передачі та даних MSC (64 кбіт/с, ІКМ) до виду, що відповідає рекомендаціям GSM з радіоінтерфейсу (рекомендації GSM 04.08). У відповідності з цими вимогами швидкість передачі мови, яка подана у цифровій формі, складає 13 кбіт/с.

Транскодер зазвичай розташовується поряд з MSC, тоді передача цифрових повідомлень у напрямку до контролера базових станцій BSC ведеться з додаванням до потоку зі швидкістю передачі 13 кбіт/с додаткових бітів (стафінгування (прилипання)) до збільшення швидкості передачі у 16 кбіт/с. Потім здійснюється ущільнення з кратністю 4 у стандартний канал 64 кбіт/с. Так формується відповідна Рекомендаціям GSM 30-канальна ІКМ-лінія (E1), що забезпечує передачу 120 мовних каналів. Шістнадцятий канал (64 кбіт/с), «тимчасове вікно», виділяється окремо для передачі інформації сигналізації і часто містить трафік SS №7 або LAPD. В іншому каналі (64 кбіт/с) можуть передаватися також пакети даних, які узгоджуються з протоколом X.25.

Таким чином, результуюча швидкість передачі за вказаним інтерфейсом становить $30 \times 64 \text{ кбіт/с} + 64 \text{ кбіт/с} + 64 \text{ кбіт/с} = 2048 \text{ кбіт/с}$.

MS – рухома станція, яка складається з обладнання, яке використовують для організації доступу абонентів мереж GSM до існуючих фіксованих мереж електрозв'язку. У рамках стандарту GSM прийнято п'ять класів рухомих станцій: від моделі 1-го класу з вихідною потужністю 20 Вт, яка встановлюється на транспортному засобі, до портативної моделі 5-го класу з максимальною потужністю 0,8 Вт. Під час передачі повідомлень передбачається адаптивне регулювання потужності передавача, який забезпечує потрібну якість зв'язку. Кожен абонент має свій міжнародний ідентифікаційний номер (IMSI), який записано у його інтелектуальну картку (SIM-картку). Кожній мобільній станції також присвоюється свій міжнародний ідентифікаційний номер (IMEI). Цей номер використовується для запобігання доступу до мереж GSM зниклої станції або станції без повноважень.

2.1.3 Мережні та радіоінтерфейси

Під час проектування цифрових стільникових мереж мобільного зв'язку стандарту GSM розглядаються інтерфейси трьох видів: для з'єднання із зовнішніми мережами; між різним обладнанням мереж GSM; між мережею GSM та зовнішнім обладнанням. Усі існуючі внутрішні інтерфейси мереж GSM

показані на структурній схемі (рис. 2.1). Вони повністю відповідають Рекомендаціям ETSI/GSM.

Інтерфейси із зовнішніми мережами. З'єднання з PSTN

З'єднання з телефонною мережею загального користування здійснюється MSC по лінії зв'язку 2 Мбіт/с у відповідності з системою сигналізації SS№7. Електричні характеристики 2 Мбіт/с інтерфейса відповідають Рекомендаціям МККТТ G.732.

З'єднання з ISDN

Для з'єднання з мережами ISDN передбачають чотири лінії зв'язку 2 Мбіт/с, які підтримуються системою сигналізації SS №7 та відповідають Рекомендаціям Bluebook (Синя книга) МККТТ Q.701– Q.710, Q.710– Q.714, Q.716, Q.761–Q.764, Q.766, Q.781, Q.782, Q.791, Q.795.

З'єднання з існуючою мережею NMT-450

Центр комутації мобільного зв'язку з'єднується з мережею NMT-450 за допомогою чотирьох стандартних ліній зв'язку 2 Мбіт/с і системою сигналізації SS№7. При цьому мають забезпечуватися вимоги Рекомендацій МККТТ за підсистемою користувачів телефонною мережею (**TUP** – Telephone User Part) та за підсистемою передачі повідомлень (**MTP** – Message Transfer Part). Електричні характеристики лінії 2 Мбіт/с відповідають Рекомендаціям Yellow Book (Жовтої книги) МККТТ G.732.

З'єднання з міжнародними мережами GSM

Нині забезпечується підключення мережі GSM до загальноєвропейських мереж GSM. Ці з'єднання здійснюються на основі протоколів систем сигналізації (SCCP) та міжмережної комутації рухомого зв'язку (GMSC).

Інтерфейс між MSS та BSS (Um-радіоінтерфейс) визначений у серіях 04 та 05 Рекомендацій ETSI/GSM.

Мережний інтерфейс між OMC та мережею, так званий керуючий інтерфейс між OMC та елементами мережі, визначений ETSI/GSM Рекомендаціями 12.01 та є аналогом інтерфейсу Q.3, який визначено у багаторівневій моделі відкритих мереж ISO OSI.

З'єднання мережі з OMC можуть бути забезпечені системою сигналізації МККТТ SS №7 або мережним протоколом X.25. Мережа X.25 може з'єднуватися з об'єднаними мережами або з PDSN у відкритому або замкненому режимі.

GSM – протокол управління мережею та обслуговуванням, який також має відповідати вимогам Q.3 інтерфейсу, який визначено у ETSI/GSM Рекомендаціях 12.01.

Інтерфейси між мережею GSM та зовнішнім обладнанням

Інтерфейс між MSC та сервіс-центром (SC) потрібен для реалізації служби коротких повідомлень. Він визначений у ETSI/GSM Рекомендаціях 03.40.

Інтерфейс до інших ОМС

Кожен центр управління та обслуговування мережі має з'єднуватися з іншими ОМС, керуючи мережами в інших регіонах або іншими мережами. Ці з'єднання забезпечуються X-інтерфейсами відповідно до Рекомендації МККТТ М.3. Для взаємодії ОМС з мережами вищих рівнів використовується Q.3-інтерфейс.

2.1.4 Структура TDMA-кадрів і формування сигналів у стандарті GSM

У стандарті GSM прийнято багатостанційний доступ з часовим розподілом каналів – TDMA [1, 3, 7, 10, 11, 12, 18, 19, 20].

У загальному вигляді часова діаграма процесу передачі виглядає так. Спочатку здійснюється перетворення аналогового мовного сигналу у цифрову послідовність, яка піддається шифруванню та кодуванню, що потрібно для захисту інформації від помилок у процесі передачі та прийому. Для цього використовуються:

- блокове кодування – для швидкого виявлення помилок під час прийому;
- згорткове кодування – для виправлення поодиноких помилок;
- перемеження – для перетворення пакетів помилок у поодинокі помилки.

В результаті цих перетворень кожен відлік рівня початкового аналогового сигналу подається у вигляді зашифрованого повідомлення, яке складається з 114 біт – двох самостійних блоків з 57 біт, розділених між собою еталонною (початковою) послідовністю 26 біт. Під час прийому цієї послідовності визначається характер спотворень у тракці розповсюдження сигналу, і характеристики адаптованого приймача формуються вже виключно до конкретних умов роботи у даний момент часу. Загальна структура часових кадрів подана на рис. 2.2.

Для передачі інформації каналами зв'язку та управління, підстроювання несучих частот, забезпечення часової синхронізації та доступу до каналу

зв'язку у структурі TDMA кадра використовують п'ять видів часових інтервалів (вікон) (табл. 2.2).

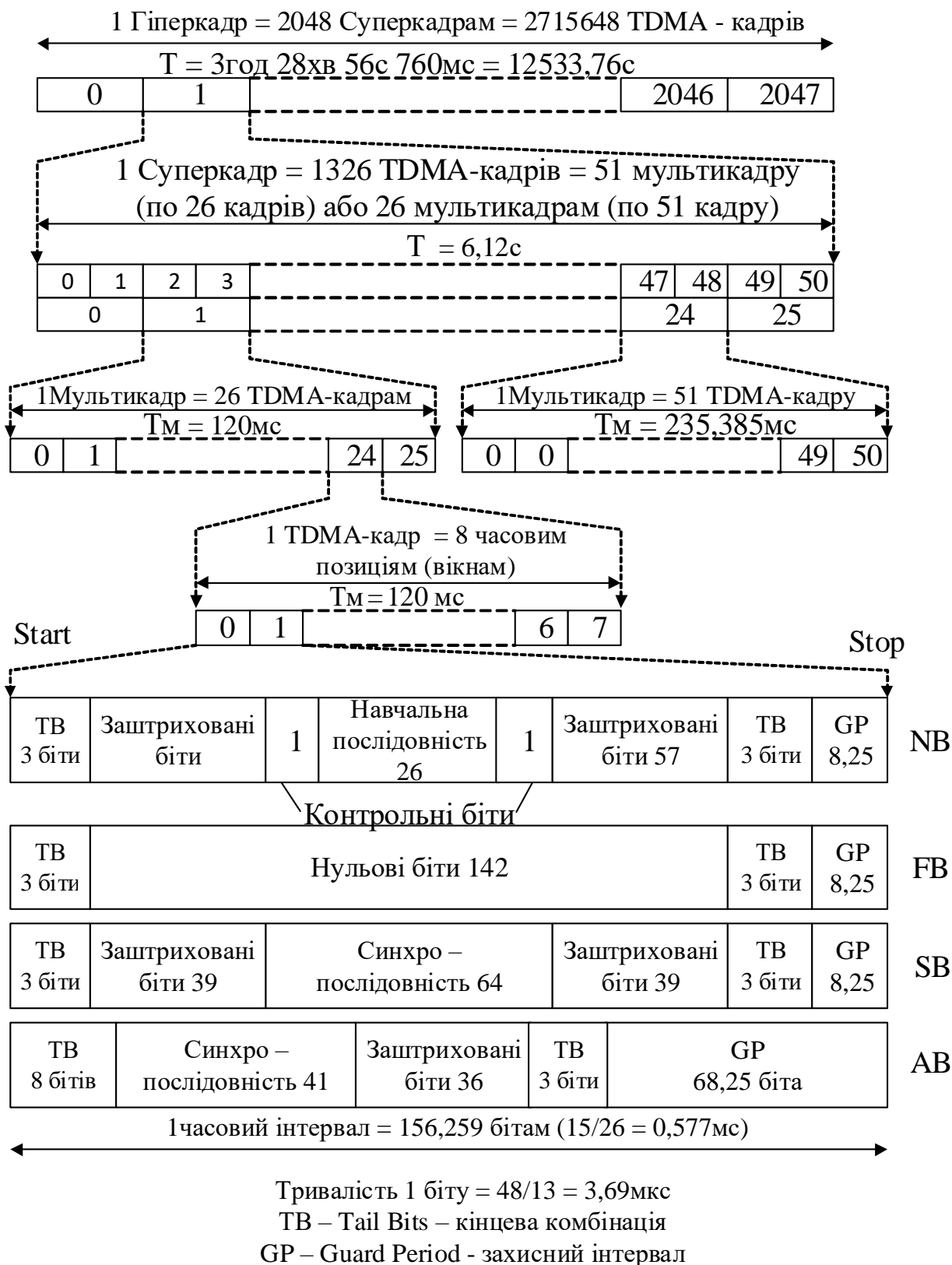


Рисунок 2.2 – Загальна структура часових кадрів

Таблиця 2.2 – Види часових інтервалів

Номер інтервалу	Вид інтервалу	
1	NB (Normal Burst)	Нормальний часовий інтервал
2	FB (Frequency Correction Burst)	Часовий інтервал підлаштування частоти
3	SB (Synchronization Burst)	Інтервал часової синхронізації
4	DB (Dummy Burst)	Інсталяційний інтервал
5	AB (Access Burst)	Інтервал доступу

Під час передачі одним розмовним каналом у стандарті GSM використовується нормальний часовий інтервал NB (пакет) тривалістю 0,577 мс, який включає у себе: 114 біт зашифрованого повідомлення; дві кінцевих комбінації ТВ (Tail Bits) по 3 біти кожна; два контрольних біта, які розділяють зашифровані біти повідомлення та еталонну послідовність; захисний інтервал GP (Guard Period) довжиною, що дорівнює часу передачі 8,25 біта. Це позначає, що інтервал NB містить 156,25 біт, а тривалість одного біта складає 3,69 мкс.

Часовий інтервал підлаштування частоти містить 142 нульових біти, дві кінцеві комбінації ТВ і захисний інтервал. Повторювані часові інтервали підлаштування частоти створюють канал інсталяції частоти (FCCH). Інтервал часової синхронізації SB використовується у рухомій станції для синхронізації роботи апаратури. Він складається з послідовності довжиною 64 біти та двох зашифрованих блоків (по 39 бітів кожен), несучих інформацію про номер TDMA-кадру та ідентифікаційний код базової станції. Цей інтервал передається разом з інтервалом установки частоти. Повторювані інтервали синхронізації створюють так званий канал синхронізації (SCH).

Інсталяційний інтервал DB забезпечує встановлення та тестування каналу зв'язку. За своєю структурою інсталяційний інтервал збігається з нормальним часовим інтервалом NB. Відмінність їх полягає в тому, що інтервал DB містить установчу послідовність довжиною 26 біт, і у ньому відсутній дозвіл доступу MS до нової BTS. Він містить великий захисний інтервал GP довжиною 252 мкс (68,25 біта), дві кінцеві комбінації ТВ (по 3 біти кожна), синхропослідовність довжиною 41 біт та 36 зашифрованих біт. Великий захисний інтервал (252 мкс) забезпечує можливість зв'язку з MS у стільниках радіусом до 35 км, оскільки він перекриває час розповсюдження радіосигналу у прямому та зворотному напрямках, який може складати при цьому до 233,3 мкс.

Передача інформації під час часового розподілу каналів здійснюється у складі TDMA-кадру. Кожен часовий інтервал цього кадру позначається

номером від 0 до 7, тобто в одному кадрі водночас можуть передаватися 8 мовних каналів.

Фізичний сенс часових інтервалів – це час, упродовж якого здійснюється модуляція несучої цифровим інформаційним потоком, який відповідає мовному повідомленню або даним.

Цифровий інформаційний потік являє собою послідовність пакетів, розміщених у цих часових інтервалах. Пакети формуються дещо скорочено, ніж інтервали, їх тривалість складає 0,546 мкс, ніж потрібно для прийому повідомлення за наявності часової дисперсії у каналі розповсюдження. Загальна тривалість одного TDMA-кадру складає 4,615 мс.

З TDMA-кадрів складаються мультикадри. Для організації різних каналів зв'язку та управління в стандарті GSM використовується два види мультикадрів:

- які складаються з 26 TDMA-кадрів;
- які складаються з 51 TDMA-кадрів.

Тривалість мультикадру першого виду дорівнює 120 мс, другого – 235,385 мс. З 51 мультикадру першого виду (по 26 кадрів) або з 26 мультикадрів з другого виду (по 51 кадрі) складається суперкадр тривалістю 6,12 с (1326 TDMA-кадрів); 2048 суперкадрів складають гіперкадр, який містить 2715648 TDMA-кадрів. Тривалість гіперкадру складає 3 год 28 хв 53 с 760 мс. Необхідність такої великої тривалості гіперкадру зумовлена вимогами використаного процесу криптографічного захисту, в якому номер кадру використовується як вхідний параметр шифрування.

Одна з особливостей формування сигналів у стандарті GSM – використання повільних стрибків за частотою у процесі сеансу зв'язку. Головне призначення таких стрибків (SFH – Slow Frequency Hopping) – забезпечення частотного рознесення у радіоканалах, функціонуючих в умовах багатопроменевого розповсюдження радіохвиль. SFH використовується у всіх мобільних мережах, щоб підвищувати ефективність кодування та перемеження за повільного руху абонентських станцій.

Принцип формування повільних стрибків за частотою полягає в тому, що повідомлення, яке передається у виділеному абонентові часовому інтервалі TDMA-кадру (577 мкс), у кожному наступному кадрі передається (приймається) на новій фіксованій частоті. Відповідно до структури кадрів час для перебудови частоти складає близько 1 мс.

У процесі стрибків за частотою постійно зберігається дуплексне рознесення 45 МГц між каналами прийому та передачі. Усім активним – ортогональні формуючі послідовності, що виключає взаємні перешкоди під час прийому

повідомлень абонентами у стільнику. Параметри послідовності переключення частот (частотно-часова матриця та початкова частота) призначаються кожній рухомій станції у процесі встановлення каналу. Ортогональність послідовностей переключення частот у стільник забезпечується початковим частотним зсувом однієї й тієї самої (за алгоритмом формування) послідовності. У суміжних стільниках використовуються різні формуючі послідовності.

Канали зв'язку у стандарті GSM можливо поділити на **фізичні та логічні**. Фізичний канал створюється шляхом комбінування часового й частотного розподілу сигналів та визначається як послідовність радіочастотних каналів (з можливістю стрибків за частотою) та часових інтервалів TDMA-кадру.

Кожна несуча частота містить 8 фізичних каналів, розміщених у 8 часових вікнах у межах TDMA-кадру і в послідовності кадрів. Кожен фізичний канал займає одне й те саме часове вікно у кожному часовому TDMA-кадрі. До формування фізичного каналу повідомлення та дані, які подано у цифровому вигляді, групуються та об'єднуються у логічні канали двох типів:

- канал зв'язку – для передачі кодової мови або даних (TCH);
- канал управління – для передачі сигналів управління та синхронізації (SCH).

За відповідної комбінації логічних каналів на одному й тому самому фізичному каналі може бути розміщено більш ніж один тип логічного каналу.

У стандарті GSM розрізняють логічні канали зв'язку двох основних видів:

- TCH/F (Full Rate Traffic Channel) – канал передачі повідомлень з повною швидкістю 22,8 кбіт/с (інше позначення BT);
- NCH/H (Half Rate Traffic Channel) – канал передачі повідомлень з половинною швидкістю 11,4 кбіт/с (інше позначення Lm).

Для передачі повідомлень у каналах зв'язку TCH та суміщених каналах управління FACH та SACH використовується 26-кадровий мультикадр. Об'єднання каналів зв'язку з повною та половинною швидкістю з повільним суміщенням каналів управління SACH показано на рис. 2.3.

У повношвидкісному каналі зв'язку в кожному 13-му TDMA-кадрі мультикадру передається пакет інформації каналу SACH; кожен 26-й TDMA-кадр мультикадру вільний. У напівшвидкісному каналі зв'язку пакет інформації каналу SACH передається у кожному 13-му та 26-му TDMA-кадрах мультикадру. Для одного фізичного каналу в кожному TDMA-кадрі використовуються 114 біт або 24 TDMA-кадру з 26, оскільки в мультикадрі для передачі каналу зв'язку TCH використовується лише 24 кадри, тривалість

мультикадру складає 120 мс, загальна швидкість передачі інформаційних повідомлень TCH-каналом складає 22,8 кбіт/с.

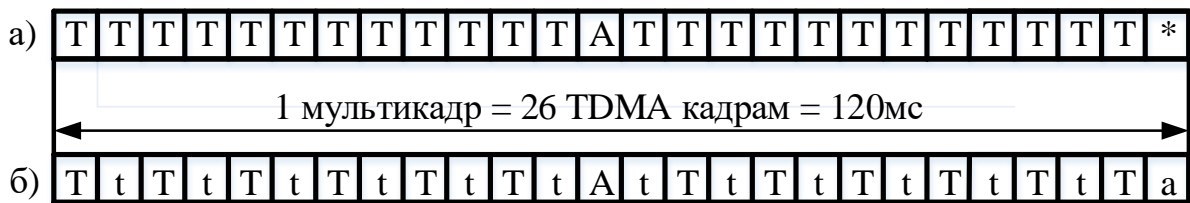


Рисунок 2.3 – Об’єднання каналів зв’язку:

- а) організація повношвидкісного каналу зв’язку (TCH);
- б) організація півшвидкісного каналу зв’язку (TCH);
- T, t – TDMA-кадр для передачі TCH;
- A, a – TDMA-кадр для передачі SACCH/T;
- * – порожній TDMA-кадр

Як показано на рис. 2.3, в одному фізичному каналі за час 26-кадрового мультикадру можуть передаватися два напівшвидкісних TCH-канали, кожен по 12 TDMA-кадрів (*T t a t*). Порожній 26-й TDMA-кадр у повношвидкісному каналі TCH відводиться для каналу SACCH у другому напівшвидкісному каналі TCH. Для кожного напівшвидкісного каналу TCH швидкість передачі складає 11,4 кбіт/с; повна швидкість передачі в об’єднаному напівшвидкісному каналі TCH/ SACCH залишається сталою – 24,7 кбіт/с.

2.1.5 Перетворення мовних сигналів

Послідовність дій під час перетворення мовних сигналів у системі стандарту GSM відповідає структурній схемі, яка подана на рис. 2.4. У передавальному пристрої аналоговий сигнал зазнає аналого-цифрове перетворення, кодування, чергування, шифрування та модуляцію.

Аналого-цифрове перетворення. Кодування

Під час кодування мовного сигналу у системах GSM використовують кодер з лінійним передбаченням, довготривалим передбаченням та регулярним імпульсним збудженням – LPC–LTR–RPE (Linear Predictive Coding – Long Term Prediction – Regular Pulse Excitation), який являє собою з’єднання трьох елементарних кодерів [11].

Пристрій, який передає аналоговий сигнал, зазнає аналого-цифрового перетворення, кодування, чергування шифрування та модуляції.

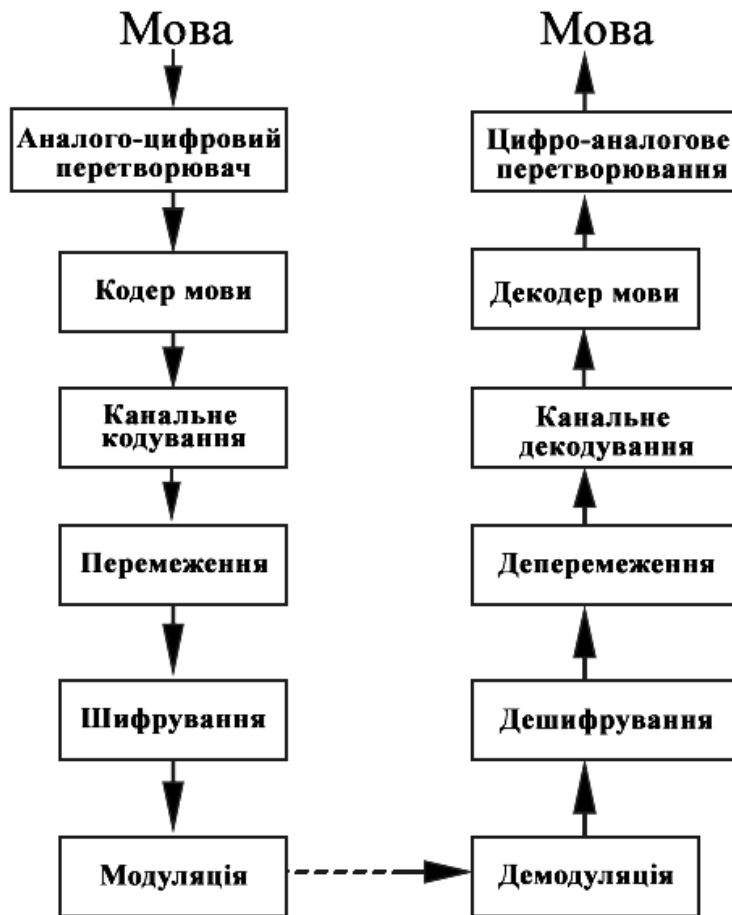


Рисунок 2.4 – Послідовність дій під час перетворення мови у радіосигнал та зворотного перетворення

Аналого-цифрове перетворення є першим етапом цифрової обробки мовного сигналу у передавальному пристрої, внаслідок якого неперервний аналоговий сигнал перетворюється в сигнал цифрової форми. Мовний сигнал у смузі 0,3 – 3,4 кГц дискретизується з частотою 8 кГц. Кожен відлік рівномірно квантується та кодується восьмирозрядним кодом. Швидкість бінарного потоку на виході аналого-цифрового перетворювача складає 64 кбіт/с.

Далі сигнал надходить на фільтр, який забезпечує посилення високочастотних складових за рахунок низькочастотних.

У кодері мови цифровий потік поділяється на пакети по 160 імпульсів, які відповідають фрагментам сигналу мови довжиною 20 мс. Частина бінарного потоку, що відповідає 20-мілісекундним фрагментам сигналу мови, називається циклом сигналу мови. Потім у процесі LPC аналізу обчислюються 8 коефіцієнтів $r(i)$ цифрового LPC аналізуючого фільтра, що використовуються як рівні, й мінімізується динамічний діапазон d фільтрованої версії.

Наступним етапом обробки сигналу мови є фільтрація сигналу в фільтрі LPC (кодування з лінійним передбаченням). Якщо людські голосові зв'язки змодельовати як лінійний фільтр, то фільтр LPC є фільтром зі зворотною дією. Завданням фільтра LPC є максимальне обмеження енергії дискретизованого сигналу мови. Це відбувається відповідним вибором параметрів фільтра, які визначаються окремо для кожного 20-мілісекундного циклу сигналу мови. Результатами операції для кожного циклу є так званий збуджувальний сигнал (англ. excitation signal) та значення восьми параметрів фільтра LPC. Збуджувальний сигнал подається на вхід блока LTP, а параметри фільтра LPC передаються безпосередньо на вихід кодера сигналу мови. Фільтр LPC є дійсно блоком обмежувача, що виконаний як лінійний фільтр восьмого порядку. Кожен біт, який з'являється на виході такого фільтра, є певною лінійною комбінацією восьми попередніх бітів. Звідси й назва операції: кодування з лінійним передбаченням.

У кодері LTP кожен 160-дискретний пакет збуджувального сигналу, який надходить з виходу фільтра LPC, поділяється на 4 пакети по 40 дискрет. Кожен пакет містить кожену четверту дискрету з оригінальної комбінації 160 дискрет і в певному сенсі відповідає фрагменту мови довжиною 5 мс. На наступному етапі компресії використовується подібність (кореляція) між 5-мілісекундними пакетами сигналу мови.

Для кожного з чотирьох наступних 5-мілісекундних пакетів сигналу мови блок LTP порівнює, який з решти трьох є найбільш подібним до першого (є найбільш скорельований). Потім ці пакети віднімаються один від одного, внаслідок чого на виході блоку LTP з'являється різницевий сигнал, який закодувати набагато легше, ніж вхідний сигнал. Результатом операції є різницевий збуджувальний сигнал та додаткові параметри, що дозволяють відтворити оригінальний сигнал у блоці зворотної дії в приймачі. Ці параметри подаються на вихід кодера.

Різницевий збуджувальний сигнал на виході блоку LTP фільтрується ФНЧ. Після фільтрації кожна третя дискрета різницевого сигналу (англ. Subsampling) подається на вихід кодера RPE. Фаза такої дискретизації (з частотою 8 кГц/3) підбирається так, щоб обраний ряд мав якнайбільшу енергію. Потім дискрети кодуються в кодері RPE із застосуванням адаптивної версії кодування ІКМ. В результаті операції отримуємо закодовані дискрети різницевого збуджувального сигналу та параметри кодера RPE, в тому числі й фазу дискретизації.

Кожному фрагменту сигналу мови довжиною 20 мс відповідає на виході кодера цикл сигналу мови довжиною 260 бітів. У загальному бінарному потоці,

що має швидкість 13 кбіт/с, параметри модулів LPC, LTP та RPE утворюють потік із загальною швидкістю 4,2 кбіт/с, а закодовані дискрети потік швидкістю 8,8 кбіт/с. Порівняно з вхідною швидкістю 104 кбіт/с, швидкість бінарного потоку зменшилась у 8 разів. Про складність кодера мови говорить той факт, що він виконує приблизно 1,5 млн операцій множення і додавання на секунду.

На другому етапі проходить подальше зниження динамічного діапазону за рахунок довгочасового передбачення, в процесі якого кожен сегмент вирівнюється до рівня наступних один за одним сегментів мови. Загалом LTP-фільтр віднімає попередній період сигналу з поточного періоду. Цей фільтр характеризується параметром затримки та коефіцієнтом підсилення. Період обчислення цих параметрів дорівнює 5 мс. Вісім коефіцієнтів $r(i)$ LPC аналізуючого фільтра і параметри фільтра LTP аналізу кодуються і передаються зі швидкістю 3,6 кбіт/с. Для формування послідовності збудження остаточний сигнал пропускають крізь фільтр нижніх частот з частотою зрізу 3–4 кГц. Остаточна періодична послідовність фрагментів передається зі швидкістю 9,4 кбіт/с. Загальна швидкість передачі складає $3,6+9,4=13$ кбіт/с.

У декодері мовний сигнал востановлюється за відкликами послідовності регулярного імпульсного збудження (RPE) двоступеневим синтезуючим фільтром. При цьому якість мови відповідає якості мови, яку передають за ISDN, і перевершує якість мови в аналогових радіотелефонних системах.

Канальне кодування сигналу мови

Канальне кодування вирішує завдання завадостійкого кодування, яке дозволяє виявляти і значною мірою виправляти помилки, які виникають під час розповсюдження сигналу радіоканалом від передавача до приймача. Завадостійке кодування здійснюється за рахунок введення до складу сигналу, який передається, доволі великого об'єму надлишкової інформації [9, 10, 11].

Завадостійке кодування здійснюється у вигляді трьох процедур: блочного кодування, згорткового кодування та кодування з чергуванням. Блочне та згорткове кодування дозволяє виявляти та виправляти помилки.

Метою кодування є захист інформації, що передається від впливу завад і спотворень, які вносять шум, інтерференцію, явище багатошляховості, ефект Доплера та ін.

Принципи канального кодування зовсім інші, ніж описані вище принципи кодування мови. Канальний кодер не знищує надлишкові біти, а дописує додаткові біти до потоку, що передається. Ці додаткові біти використовуються в приймачі у блоці канального декодера для виявлення і виправлення помилок.

У системі GSM вирішено по-різному захищати окремі елементи закодованого сигналу мови. З цією метою 260 бітів, що містяться в кожному циклі сигналу мови, поділено на три класи.

Для каналного кодування використовується блоковий кодер (50,53), тобто до кожного 50-бітового блоку, що подається на вихід кодера, додаються три захисні біти. Використовується також змішувальний код з параметром $1/2$. Це означає, що вхідна послідовність бітів подвоюється.

Кодер мови генерує щосекунди 50 циклів, кожен довжиною 260 бітів. Отже швидкість бінарного потоку після кодування становить

$$50 \text{ циклів/с} \times 465 \text{ бітів/цикл} = 22,8 \text{ кбіт/с.}$$

Чергування

Чергування являє собою таку зміну порядку слідування символів інформаційної послідовності, за якої символи, що стоять поряд, виявляються розділеними кількома іншими символами. Така процедура проводиться з метою перетворення групових помилок (пакетів помилок) у поодинокі помилки, з якими простіше боротися за допомогою блокового чи згорткового кодування. Групові помилки є наслідком неминучих глибоких завмирань в умовах багатопроменевого розповсюдження радіохвиль, яке практично завжди має місце в умовах щільної міської забудови [4, 7, 8, 18]. Існують різні методи чергування: діагональне, блокове та більш складні методи. У стандарті GSM використовується діагонально-блокове та внутрішньо-кадрове чергування.

Модуляція

У стандарті GSM використовується гауссова модуляція з мінімальним зсувом (Gaussian Minimum Shift Keying, GMSK) з параметром $BT=0,3$, де B – ширина полоси фільтра, Гц, T – тривалість одного біта. Швидкість модуляції на виході модулятора складає 270,8 кбод. Ширина частотного каналу в системі GSM складає 200 кГц, відносно якого ефективність використання смуги приблизно складає 1,35 кбіт/с/Гц. Це є відносно високою ефективністю [11].

Сигнал з виходу каналного кодера на вхід модулятора надходить крізь гауссівський фільтр, що призводить до звуження головної пелюстки та зниження бічних пелюсток спектра сигналу на виході модулятора, що забезпечує допустимий рівень завад суміжними частотними каналами.

Модуляцією GMSK характеризують такі ознаки:

- постійна за рівнем огибаюча, яка дозволяє використовувати ефективні передавальні пристрої з підсилювачами потужності у режимі класу C;

- компактний спектр на виході підсилювача потужності передавача, який забезпечує низький рівень позасмугового випромінювання;
 - позитивні характеристики завадостійкості каналу зв'язку.
- Питання роботи GMSK модуляції детально розглянуті в [4, 7, 10, 19, 20].

2.1.6 Методи покращення якості передачі сигналів

Переривчаста передача мови

Переривчаста передача мови, яка має місце у системах стандарту GSM, забезпечує зменшення міжканальних завад, а відповідно, й збільшення швидкості передачі та ємності мережі. При цьому зменшується енергоспоживання, що є вкрай важливим для мобільної станції. Фактично абонент за нормального сеансу зв'язку активний менше 40% тривалості сеансу. Система GSM базується на комутації з'єднань і незалежно від активності абонентів з'єднання резервується для них на весь період сеансу зв'язку. Система переривчастої передачі мови DTX (Discontinuous Transmission) передбачає виключення передавачів упродовж періодів мовчання та по закінченні розмови. При цьому канал зв'язку резервується за абонентом на весь період сеансу зв'язку.

DTX керується детектором активності мови (VAD), який надійно забезпечує відмінність між умовами активного та пасивного каналів [1, 7, 11, 19].

Стрибки за частотою

Ідея методу стрибків за частотою полягає в тому, що несуча частота для кожного фізичного каналу періодично змінюється, тобто кожний фізичний канал переводиться на новий частотний канал. Оскільки релеєвські завмирання є частотно-селективними, отже, за умови, що під час роботи на деякій частоті відбулося будь-яке завмирання, зі зміною робочої частоти на 100–300 кГц завмирання з більшою ймовірністю не буде. Відповідно, за достатньо частих змін частоти істотно знижується ймовірність тривалих завмирань і, відповідно, у поєднанні з чергуванням знижується ймовірність групових помилок, а з поодинокими помилками досить успішно можна боротися за допомогою завадостійкого каналного кодування. У стандарті GSM зміни частоти несучого коливання здійснюються зі швидкістю 217 стрибків за секунду. Особливо ефективним є використання стрибків за частотою, що виявляється за малої швидкості руху MS.

Стрибки за частотою є також ефективним методом боротьби із соканальними інтерференційними завадами [4, 5, 6, 8, 11] та дозволяють підвищити відношення потужність сигналу/потужність завади.

Управління потужністю

Ємність мережі стільникового зв'язку під час забезпечення потрібної якості передачі залежить, у тому числі, й від співвідношення сигнал/завада. Одним з видів завад, рівень яких може бути порівняний з рівнем корисного сигналу, є інтерференційні соканальні завади. Ось чому в системах стільникового зв'язку використовують різні методи зменшення соканальних завад, одним з яких є управління потужністю. Система управління потужністю передавачів динамічно забезпечує пропорційну залежність випроміненої передавачем потужності та відстанню між BTS та MS, тобто зі зменшенням відстані між BTS та MS випромінена потужність зменшується та навпаки.

Іншими словами, система управління потужністю має забезпечувати мінімальний рівень сигналу на вході приймача для даної відстані та рівня завад, за якого забезпечується потрібна якість передачі. Управління потужністю здійснюється як у напрямі $BTS \rightarrow MS$, так і в напрямі $MS \rightarrow BTS$ зі швидкістю 2дБ за 60мс [11].

При цьому здійснюється взаємний контроль рівня потужності та рівня помилок. Використання системи управління потужністю дозволяє знизити енергоспоживання, що дуже важливо для мобільної станції.

Передача з упередженням

У системі стандарту GSM використовується множинний доступ з часовим розподілом каналів. При цьому на одній несучій може бути організовано 8 або 16 фізичних каналів в одному частотному. В цьому випадку мобільні станції працюють в імпульсному режимі. Такий режим дозволяє уникати взаємопроникнення у сусідні часові інтервали інших сигналів, що передаються на тій самій частоті. Проблема виникає лише тоді, коли MS знаходиться далеко від BTS [4]. У цьому випадку інформація від MS надходить на BTS з великим запізненням (затримкою). Аналогічна ситуація складається в ході передачі сигналу від BTS до MS [11]. Якщо одна MS знаходиться далеко від BTS, а інша близько і вони працюють синхронно в своїх часових інтервалах, інформаційні пакети в BTS накладаються один на одного. Їх неможливо розділити. Щоб уникнути схожої ситуації, віддалена MS має розпочати передачу інформації з деяким упередженням, яке дорівнює часу запізнення. Величину часу упередження визначає BTS та передає на MS сигналізаційним SFCCN [11].

На рис. 2.5, а подана ситуація, коли мобільна станція MS1 знаходиться далеко від BTS, а станція MS2 знаходиться доволі близько. Під час синхронної передачі інформації станціями MS1 та MS2 у своїх часових інтервалах пакети у BTS накладаються один на одного, розділити їх стає неможливим (рис. 2.5, б).

Це призводить до втрати інформації. Щоб уникнути накладення пакетів у сусідніх часових інтервалах, потрібно пакет станції MS1 передавати раніше на час Δt . Розрахунок часового упередження здійснює BTS. Базова станція приймає від MS1 пакет доступу та вимірює часовий зсув між її особистими пакетами та пакетом, прийнятим від MS1. На цій основі BTS обчислює, на скільки часових інтервалів має MS передавати свої пакети. У подальшому BTS передаватиме MS1 числові значення у межах від 0 до 63, вказуючи MS число тактових синхроімпульсів (3,69 мкс), яке має бути перед часовим інтервалом, що виділено MS для передачі.

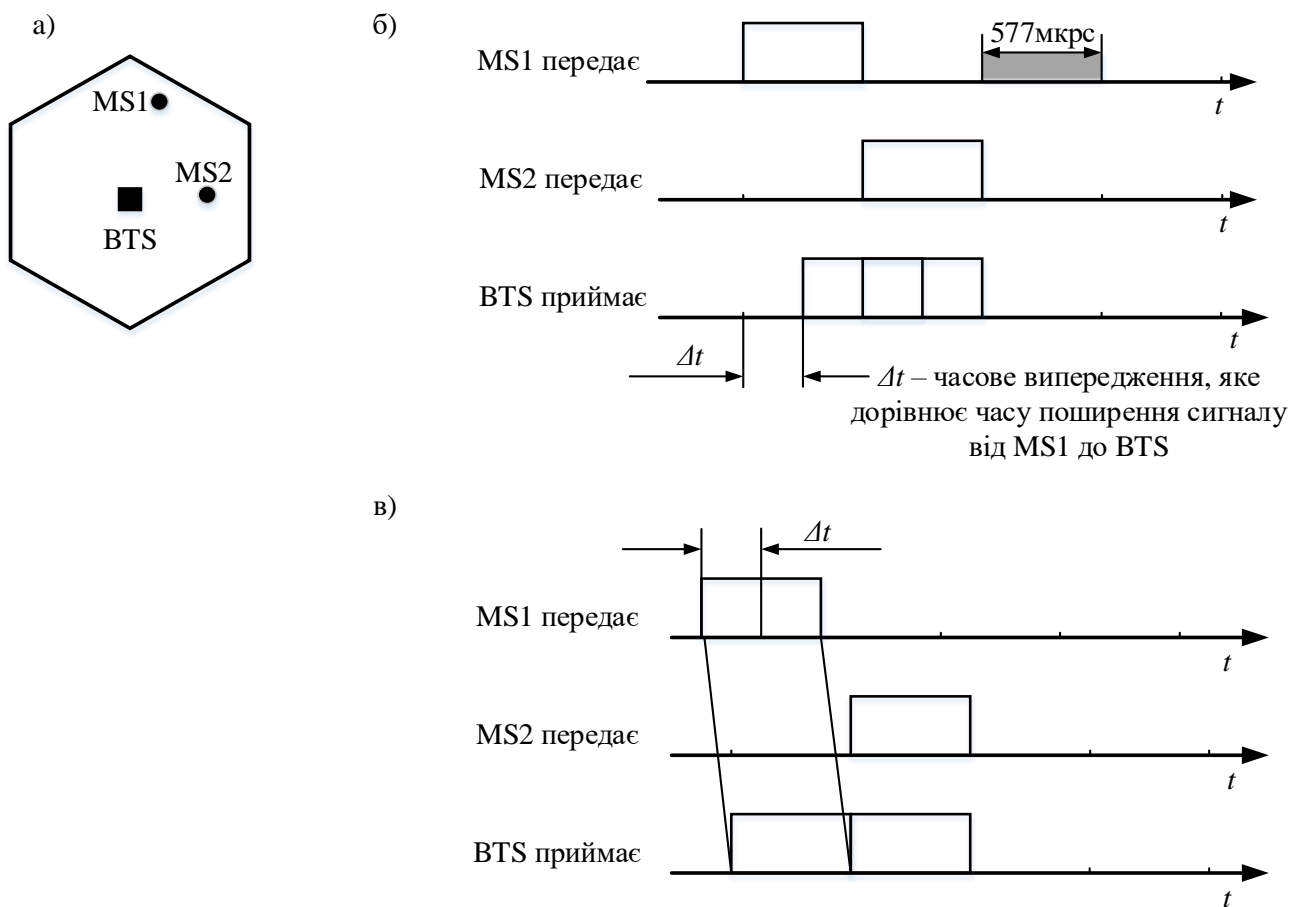


Рисунок 2.5 – Передача з часовим упередженням:

- а) розташування рухомих станцій у комірці;
- б) передача без часового випередження;
- в) передача з часовим випередженням

Часові упередження можуть коливатися у межах від 0 до 233 мкс, що є достатньо для стільників, радіус яких не перевищує 35 км.

У деяких випадках виникає необхідність збільшення зони покриття (радіуса стільника). Стандарт GSM передбачає можливість збільшення радіуса

стільника у два рази. Тоді час упередження складатиме 26 бітових інтервалів [11]. У цьому випадку необхідно об'єднати два фізичних часових інтервали в один. Це, безсумнівно, призведе до зменшення ємності мережі, оскільки число розмовних каналів зменшиться.

2.1.7 Безпека та захист інформації

У стандарті GSM під безпекою розуміють виключення несанкціонованого використання системи та забезпечення секретності наданої інформації. Для забезпечення цих вимог у стандарті передбачені такі механізми [1, 2, 7, 10, 18, 19, 20]:

- автентифікація та ідентифікація;
- секретність передачі даних;
- секретність напряму виклику.

Захист сигналів управління та даних користувача здійснюється лише під час передачі радіоканалом. У стандарті використовується алгоритм шифрування з відкритим ключем RSA, який забезпечує високий ступінь безпеки передачі мовних повідомлень.

Для виключення несанкціонованого доступу до ресурсів системи зв'язку у стандарті передбачена процедура автентифікації. Як вже зазначено, кожен абонент на час користування системою зв'язку отримує модуль справжності абонента – SIM-картку, яка містить:

- міжнародний ідентифікаційний номер абонента IMSI;
- свій індивідуальний ключ автентифікації K_i ;
- алгоритм автентифікації A_3 ;
- алгоритм обчислення ключа шифрування A_8 .

Автентифікація абонентів. Секретність даних

Процедури автентифікації та ідентифікації виконуються з кожним встановленням зв'язку. Автентифікація – процедура підтвердження справжності (дійсності, законності, наявності прав на користування послугами стільникового зв'язку) абонента ССМЗ. Ідентифікація – процедура ототожнення MS, тобто процедура встановлення приналежності до однієї групи, яка має визначені ознаки. Ця процедура використовується для виявлення загублених, вкрадених або несправних апаратів.

В аналогових ССМЗ першого покоління процедура автентифікації мала найпростіший вигляд: MS передавала свій унікальний ідентифікатор (електронний номер).

У системі стандарту GSM процедура автентифікації виконується так. Із запитом MS доступу до мережі центр автентифікації AUC за допомогою MSC передає MS випадкове число RAND. MS, отримавши число RAND та використовуючи абонентський ключ K_i , який зберігається у неї, обчислює за допомогою алгоритму A_3 маркований відгук SRES. Сформувавши SRES, MS передає його у MSC, де відбувається порівняння прийнятого SRES з обчисленим мережею SRES. Під час збігання MS дозволяється доступ до мережі. Процедура автентифікації здійснюється під час реєстрації MS, зі спробою встановлення з'єднання, з оновленням даних, а також під час активізації та деактивізації додаткових видів обслуговування. Процедура автентифікації показана на рис. 2.6.

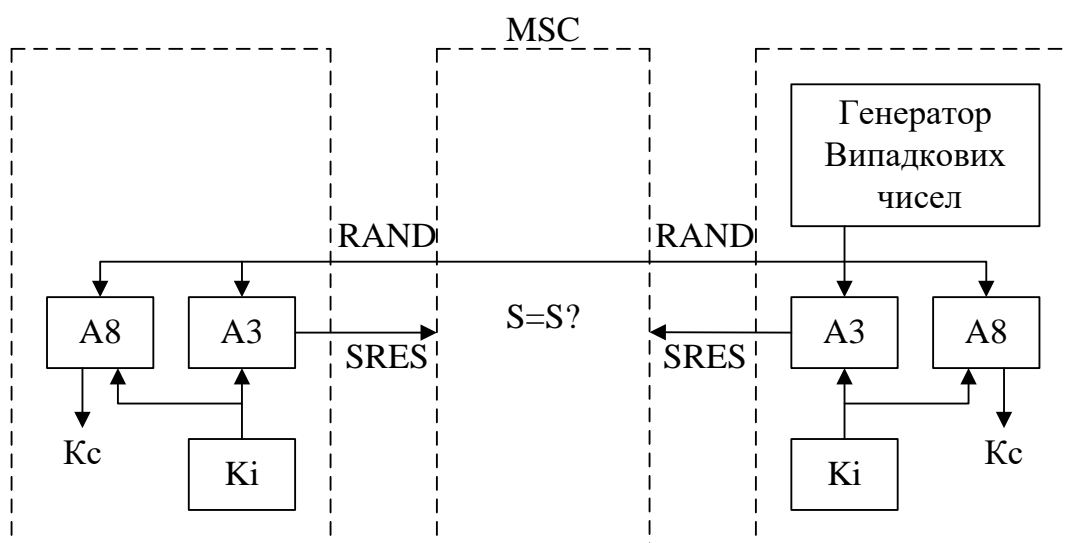


Рисунок 2.6 – Принцип автентифікації

Шифрування користувацької інформації, яка передається радіоканалом, здійснюється у BTS та MS, де використовуються однакові алгоритми. Для шифрування користувацької інформації використовують номер циклу доступу та ключ шифрування інформації K_c . У BTS використовується K_c із триплети, а в MS він обчислюється на базі отриманого випадкового числа RAND та абонентського ключа K_i за алгоритмом A8.

Алгоритм A8 використовується для обчислення ключа шифрування (K_c) повідомлень та зберігається у модулі SIM. Після прийому RAND рухома станція обчислює, окрім відгука SRES, також і ключ шифрування K_c , використовуючи RAND, K_i та алгоритм A8 (рис. 2.7). Окрім RAND, мережа надсилає на MS числову послідовність ключа шифрування. Це число пов'язано з дійсним значенням K_c та дозволяє уникнути формування неправильного

ключа. Число зберігається у MS та міститься у кожному першому повідомленні, яке передається до мережі.

Для встановлення режиму шифрування мережа передає MS-команду СМС (Ciphering Mode Command) – команда переходу у режим шифрування) на перехід у режим шифрування, після прийняття якого станція, використовуючи ключ, що в неї є, розпочинає шифрування або дешифрування повідомлень. Потік переданих даних шифрують біт за бітом або поточним шифром, використовуючи алгоритм шифрування А5 та ключ K_c . Процедура встановлення режиму шифрування подана на рис. 2.7.



Рисунок 2.7 – Встановлення режиму шифрування

Ідентифікація обладнання починається з запиту у MS номера IMEI. MSC отриманий номер IMEI передає до реєстру ідентифікації обладнання (EIR), де знаходяться три списки обладнання MS: дозволені до використання, заборонені для використання, несправні. На основі інформації списків визначається, до якої групи належить MS з номером IMEI. Результати доправляються у MSC, де й приймається рішення про доступ MS до мережі.

2.2 Системи стільникового зв'язку технології CDMA

2.2.1 Якості широкосмугових мереж

Мережі мобільного зв'язку схильні до впливу різного роду перешкод, що призводить до зниження достовірності наданої інформації та швидкості передачі даних. Серед засобів підвищення завадостійкості мереж радіозв'язку передусім потрібно відзначити [5, 6, 14, 37]:

- використання широкосмугових сигналів (ШСС);
- просторово-часову обробку сигналів;
- завадостійке кодування даних.

Система, яка використовує ШСС, має назву широкосмугова. У таких системах сигнал займає смугу частот, яка перевищує мінімально потрібну для передачі даних. Розширення спектра надісланого сигналу здійснюється незалежно від надісланого повідомлення за допомогою модуляції або кодування.

У широкосмугових системах зв'язку широкосмуговість сигналу визначається не абсолютним значенням ширини спектра, а введеною частотною надлишковістю. Наприклад, якщо для передачі мовних сигналів будуть використовуватися сигнали з шириною спектра хоча б 1 МГц, отримані за допомогою додаткової модуляції, що не пов'язана з надісланим повідомленням, то такий сигнал вважається широкосмуговим.

Однією з основних характеристик широкосмугового сигналу є база сигналу B . Значення бази кількісно характеризує введено у сигнал частотну надлишковість. Її ще називають коефіцієнтом розширення спектра. Значення бази можливо визначити як

$$B = \Delta f_c / \Delta F ,$$

де Δf_c – ширина спектра сигналу;

ΔF – ширина спектра повідомлення, або

$$B = \Delta f_c \cdot T ,$$

де T – тривалість біта інформації.

База широкосмугового сигналу істотно більше одиниці. Широкосмугові системи використовують завдяки таким потенційним перевагам [5, 6, 38]:

- висока завадостійкість;
- можливість забезпечення кодового розподілу каналів під час багатостанційного доступу (у системах, які використовують технологію SDMA);
- енергетичної непроникності завдяки низькому рівню спектральної щільності;
- зв'язку роздільної здатності за часом прийому сигналу;
- підвищеної пропускної спроможності та спектральної ефективності у деяких стільникових системах зв'язку.

У відповідності з архітектурою та використаними видами модуляції, системи з розширеним спектром можуть бути розділені на такі основні групи [5, 6]:

- системи з прямим розширенням спектра на основі псевдовипадкових послідовностей (ПВП), включаючи системи SDMA;

- системи зі стрибкоподібним переналаштуванням робочої частоти, включаючи системи SDMA з повільним та швидким переналаштуванням робочої частоти;
- системи множинного доступу з розширеним спектром та контролем несучої (CSMA);
- системи з переналаштуванням тимчасового положення сигналів («стрибаючим» часом);
- системи з лінійною частотною модуляцією сигналів (chip modulation);
- системи зі змішаними методами розширення спектра.

У рухомих системах радіозв'язку та безпроводових локальних мережах знаходять широке використання методи прямого розширення спектра та стрибкоподібного переналаштування робочої частоти. У нашому випадку зупинимося лише на методі прямого розширення спектра за допомогою псевдовипадкових послідовностей [5, 6, 14].

2.2.2 Пряме розширення спектра за допомогою псевдовипадкових послідовностей

На рис. 2.8, а наведена концептуальна схема передавача сигналів з прямим розширенням спектра на основі псевдовипадкових послідовностей (direct sequence spread spectrum – DSSS). У першому модуляторі здійснюється фазова маніпуляція (PSK) сигналу проміжної частоти двійковим цифровим сигналом відправленого повідомлення $d(t)$ у форматі без повернення до нуля (NRZ) з частотою проходження символів $f_b = 1/T_b$. Для ілюстрації основних концепцій вважатимемо, що здійснюється проста без передмодуляційної фільтрації двійкова PSK з постійною огинаючою. PSK сигнал визначається таким виразом:

$$S(t) = Ad(t)\cos \omega_{ПЧ}t, \quad (2.1)$$

де $d(t)$ – нефільтрований дворівневий сигнал, який має два стани: +1 та -1;

$\omega_{ПЧ}$ – проміжна частота;

A – амплітуда сигналу.

Як сигнал розширення спектра $g(t)$ використовується сигнал псевдовипадкової послідовності (ПВП) з частотою проходження елементів $f_c = 1/T_c$. В результаті повторної модуляції формується BPSK-сигнал з розширеним спектром

$$\gamma_1(t) = g(t)S(t) = A_1g(t)d(t)\cos \omega_{ПЧ}t. \quad (2.2)$$

Цей сигнал проміжної частоти потім переноситься вгору на потрібну частоту за допомогою синтезатора частоти. Широкосмуговий сигнал на виході підсилювача потужності має вигляд

$$\gamma_2(t) = A_2 g(t) d(t) \cos \omega_{\text{ПЧ}} t, \quad (2.3)$$

де A_2 – амплітуда сигналу на виході підсилювача потужності.

Формулу (2.3) можна двозначно інтерпретувати, звідки впливають дві реалізації описаного методу [6]. Перша інтерпретація – помноження сигналу з BPSK (потік даних $d(t)$) на псевдовипадкову послідовність $g(t)$ (рис. 2.8). Друга інтерпретація – помноження $g(t)$ на $d(t)$ з наступним використанням модуляції BPSK.

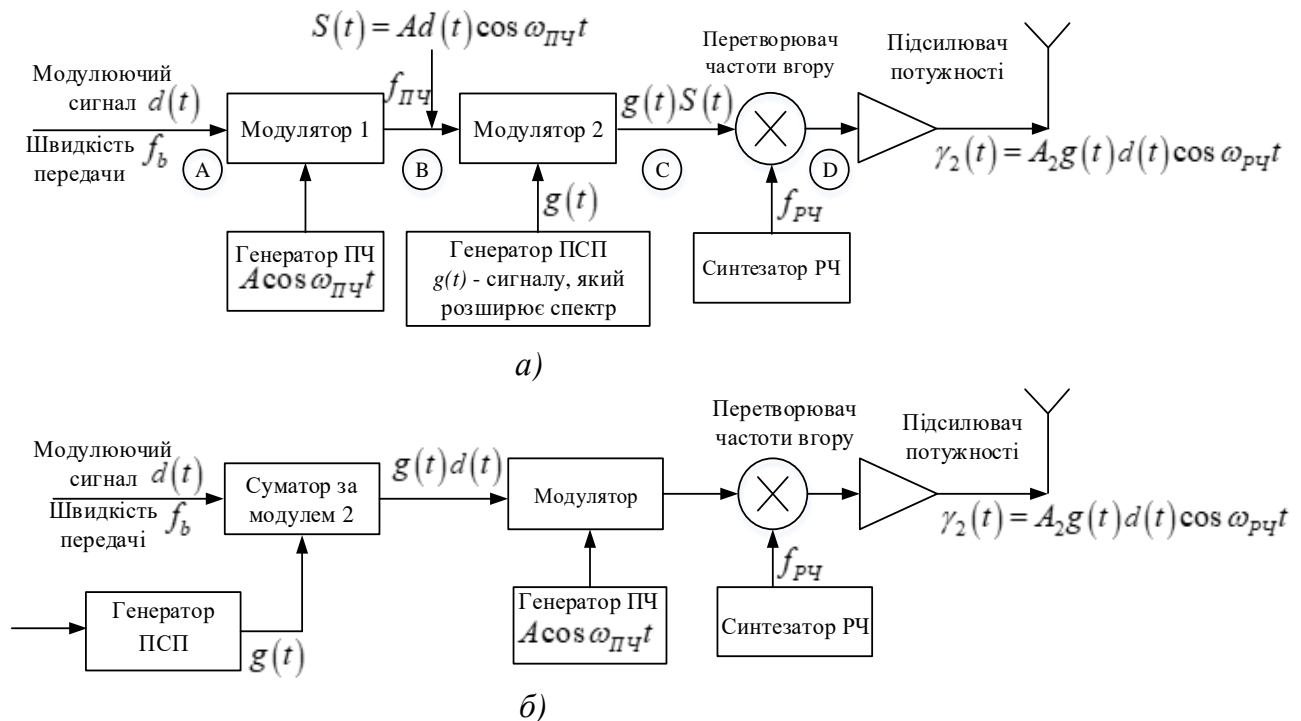


Рисунок 2.8 – Структура передавача сигналів з прямим розширенням спектра сигналів за допомогою псевдовипадкової послідовності:

- а) передавач сигналів з BPSK з наступним розширенням спектра;
- б) структура передавача, в якому розширення спектра здійснюється у смузі модулюючих частот

Формування ШСС за схемою рис. 2.8 ілюструється за допомогою рис. 2.9 та рис. 2.10.

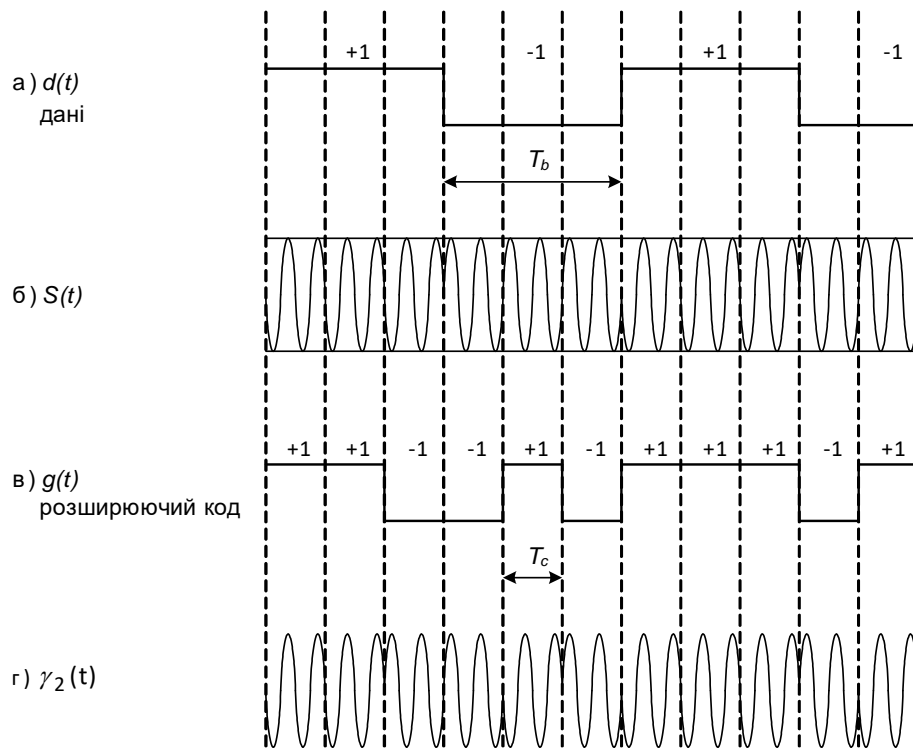


Рисунок 2.9 – Приклад формування широкосмугового сигналу

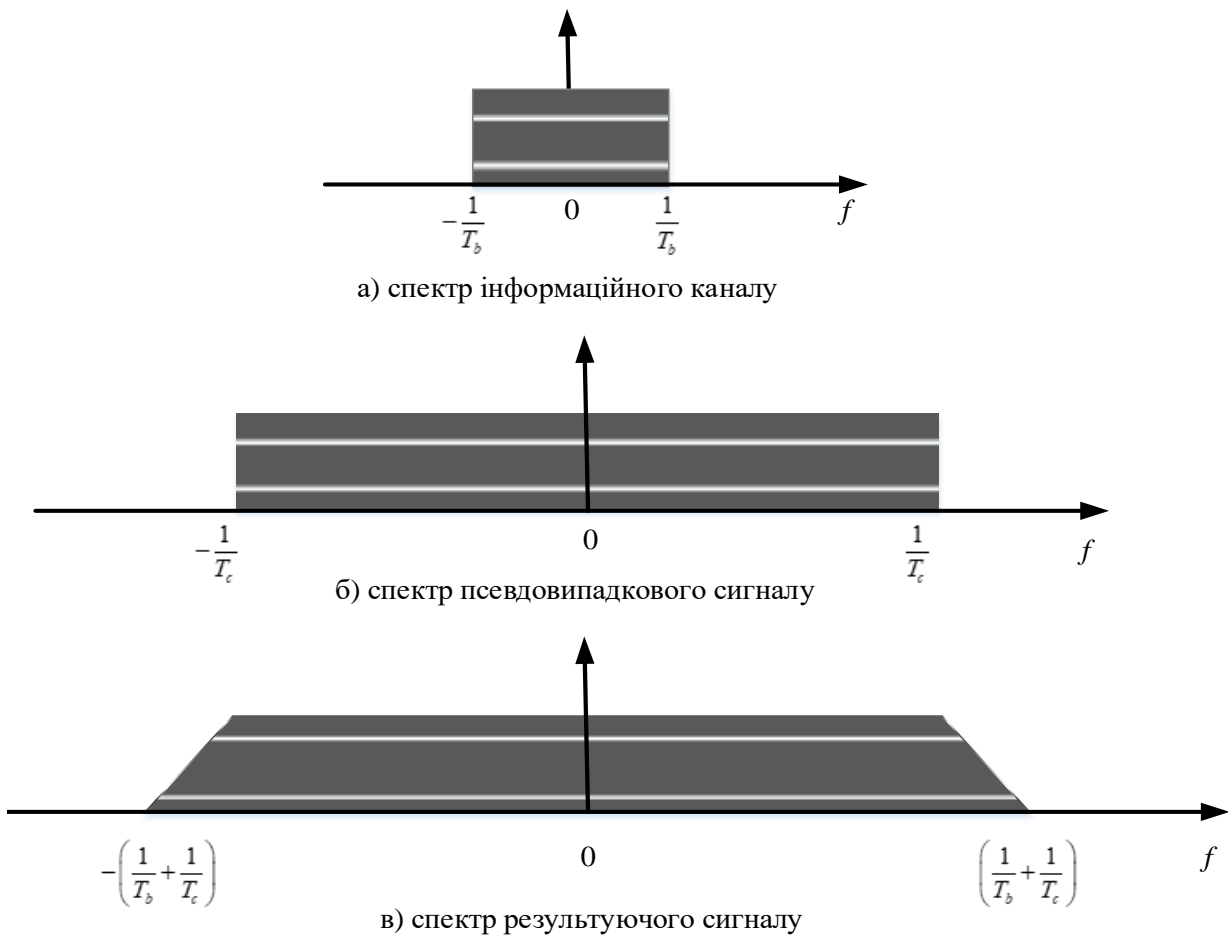


Рисунок 2.10 – Приблизний спектр широкосмугового сигналу

У нашому прикладі тривалість одного біта інформаційного сигналу дорівнює T_b , що відповідає швидкості передачі даних $1/T_b$. Відповідно, залежно від кодування ширина спектра сигналу складатиме порядку $2/T_b$. Таким чином, ширина спектра псевдовипадкового сигналу дорівнює $2/T_c$. Отриманий розширений спектр зображено на рис. 2.10, в. Ступінь розширення на пряму залежить від швидкості передачі псевдовипадкової послідовності.

З рисунка випливає, що сигнал більш рівномірно та з меншою спектральною щільністю розподіляється у смузі частот [14]. Таким чином, не лише підвищується завадостійкість сигналу, але й знижується ймовірність його виявлення.

З надходженням ширококутового сигналу (ШСС) на відповідний приймач (рис. 2.11) він ще раз помножується на $g(t)$. Оскільки $g(t) \times g(t) = 1$, у результаті перемноження буде відновлено початковий сигнал

$$\gamma_2(t) g(t) = A_2 d(t) g(t) g(t) \cos(2\pi f_{ПЧ}) t = S(t).$$

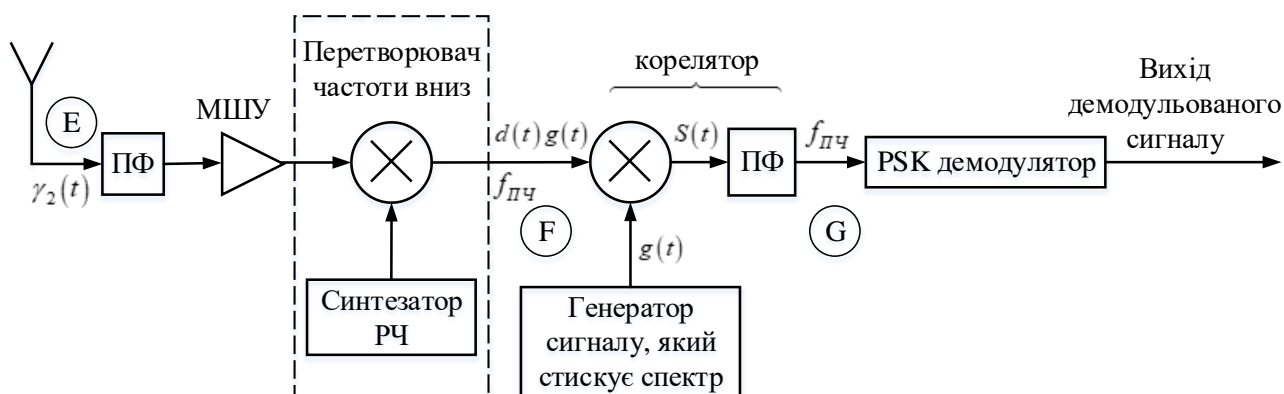


Рисунок 2.11 – Структура приймача ширококутових сигналів

У приймачі користувача, якому призначається повідомлення, знаходиться синхронізований у часі сигнал $g_i(t)$, який забезпечує стиснення спектра та являє собою точну копію сигналу ПСП відповідного передавача. Отриманий після стиснення спектра вузькосмуговий BPSK сигнал демодулюється. Але можлива реалізація й інших видів модуляції, таких, як MSK, GMSK, GFSK та ін.

Якщо обраний ансамбль некорельованих сигналів ПСП, то після операції стиснення спектра зберігається лише модульований корисний сигнал. Усі інші сигнали, які є некорельованими, зберігають ширококутовість та мають ширину спектра, що перевищує граничну смугу пропускання фільтра демодулятора.

Таким чином, з рис. (2.8–2.11) можна побачити, що:

- одноразове перемноження інформаційного сигналу на $g(t)$ призводить до розширення спектра сигналу;
- повторне перемноження у приймачі на $g(t)$ призводить до стиснення спектра сигналу, що дозволяє ефективно використовувати смуговий фільтр та відновити вихідний сигнал;
- вихідний сигнал перемножується двічі (під час передачі та прийому), тоді як завада множить лише один раз (під час прийому) та її спектр стає розширеним. Смуговий фільтр має смугу пропускання, узгоджену з шириною спектра корисного сигналу. Рівень завади на виході фільтра значно послаблюється.

Виграш під час кореляційної обробки G_p або просто виграш під час обробки – це коефіцієнт, який показує, у скільки разів відношення сигнал/шум $(P_c / P_{ш})$ або відношення сигнал/завада $(P_c / P_{зав})$ на виході збільшується порівняно з аналогічними величинами на вході. Наприклад, якщо $(P_c / P_{ш})_{вх}$ або $(P_c / P_{зав})_{вх}$ у точці F на рис. 2.11 дорівнює 5 дБ, то виграш під час обробки дорівнює 22 дБ. Отже, виграш під час обробки G_p може бути визначений так:

$$G_p = (P_c / P_{ш})_{вх} / (P_c / P_{зав})_{вх}. \quad (2.4)$$

Отриманий виграш під час обробки найчастіше оцінюють за допомогою відношення

$$G_p = \Delta f_{PЧ} \quad (2.5)$$

або

$$G_p = \frac{R_c}{R_b}, \quad (2.6)$$

де $\Delta f_{PЧ}$ – ширина спектра ШСС;

R_c – швидкість передачі цифрового потоку у радіоканалі;

R_b – швидкість передачі базового інформаційного сигналу.

Можна показати, що виграш під час обробки сигналу дорівнює значенню бази сигналу B , а також $G_p = T_e / T_c$, де T_e – тривалість одного біта інформаційного сигналу, T_c – тривалість символу ПСП.

Таким чином, у процесі використання широкосмугового сигналу результуючий виграш у відношенні $P_c / P_{ш}$ на виході приймача є функція відношення ширини спектра ШСС і базового інформаційного сигналу: чим більше розширення спектра, тим більше виграш. У часовій області – це функція відношення швидкості передачі цифрового потоку у радіоканалі

до швидкості передачі базового інформаційного сигналу. Для стандарту стільникового зв'язку IS-95 відношення складається 128 разів, або 21 дБ. Це дозволяє системі працювати з рівнем інтерференційних завад, які перевищують рівень корисного сигналу на 18 дБ, тоді як обробка сигналу на виході приймача потребує рівня сигналу над рівнем завад лише на 3 дБ.

2.2.3 Створення послідовностей розширення

Як вже згадувалося, послідовність розширення спектра $g(t)$ являє собою послідовність двійкових чисел, яка відома як у приймачі, так і в передавачі. Розширення спектра полягає у перемноженні (використання виключного АБО) вхідних даних на код розширення. При цьому швидкість передачі даних для кода розширення більше швидкості передачі вхідної інформації. Звуження спектра сигналу на приймальній стороні виконується за допомогою кода розширення, точно синхронізованого з прийнятим сигналом.

Швидкість передачі даних сигналу дорівнює швидкості передачі послідовності розширення, а це потребує збільшення ширини смуги. Крім цього, збільшується надлишковість системи. Коди розширення обираються такими, щоб результуючий сигнал був шумоподібним; відповідно, код розширення має містити приблизне рівне число нулів та одиниць. Якщо коди розширення використовуються у середовищі CDMA, існує додаткова вимога – відсутність кореляції. З отриманням множини сигналів кожен з яких характеризується індивідуальним кодом розширення, потрібно, щоб приймач міг розшифрувати окремий сигнал, використовуючи відповідний код. Сигнали з розширеним спектром не мають корелюватися між собою, щоб усі сигнали, за винятком встановлюваного, були подібні шуму, що дозволяє виключити інтерференцію зі звуженням спектра визначеного сигналу. Внаслідок введення високої надлишковості, з розширенням спектра звуження дозволяє уникнути інтерференції зі сторонніми сигналами, які присутні у тій самій смузі.

Існує дві категорії послідовностей розширення спектра: ортогональні коди та псевдовипадкові послідовності. У системах DSSS з CDMA використовуються обидві – псевдовипадкові послідовності та ортогональні коди. Названі категорії буде розглянуто нижче.

Псевдовипадкові послідовності

В ідеальному випадку послідовність розширення спектра являє собою випадковий ряд двійкових одиниць та нулів. Водночас, оскільки приймач та передавач повинні мати копії кодів, генерування послідовності розширення

спектра має бути передбачуваним. При цьому послідовність має володіти якостями випадкового ряду чисел. Дані вимоги можуть бути виконані за допомогою генератора псевдовипадкових чисел, який створює повторювану періодичну послідовність, що володіє якостями випадкового ряду [5, 6].

Псевдовипадкові послідовності визначають алгоритм, в якому використовується деяке вихідне (або початкове) число. Алгоритм є детермінованим, тому генеровані числа в принципі не є випадковими. Водночас за достатньо вдалого алгоритму отримана послідовність успішно проходить багато тестів на випадковість, подібні числа найчастіше називають псевдовипадковими. Важливим є те, що передбачити послідовність без алгоритму та початкового числа неможливо. Відповідно, успішно декодувати сигнал зможе тільки приймач, спільно з передавачем, який володіє потрібною інформацією.

Якості псевдовипадкових послідовностей (ПВП)

Дві найбільш важливі якості псевдовипадкових послідовностей – непередбачуваність та випадковість. Під час генерації послідовності псевдовипадкових чисел традиційним завданням є забезпечення відповідності цієї послідовності чітко визначеним критеріям випадковості. Два наведених нижче критерії використовуються для підтвердження випадкового характеру числових послідовностей.

Рівномірний розподіл

Розподіл чисел послідовності має бути рівномірним, тобто всі числа послідовності мають з'являтися з приблизно однаковою частотою. Для послідовності двійкових чисел дане визначення потрібно розширити, оскільки членами послідовності є тільки два числа (0 та 1). У загальному випадку бажаними є такі якості:

– **Властивість балансу.** У довгій послідовності кількість двійкових одиниць має наближуватися до $\frac{1}{2}$ від загального числа членів.

– **Серійність.** Серією (run) називають послідовність, яка повністю складається з двійкових нулів та одиниць. Поява другої цифри позначає початок нової серії. У кожному періоді половина серій має довжину 1, чверть серій – довжину 2, восьма частина серій – довжину 2, і т.д.

– **Незалежність.** Будь-яке з чисел послідовності не може бути отримане за допомогою інших чисел, також приналежних послідовності.

Хоча критерії відповідності числової послідовності будь-якому виду статистичного розподілу (наприклад, рівномірному) визначені доволі чітко,

критеріїв незалежності членів послідовності не існує. Відтак, за допомогою визначених тестів можна показати, що члени послідовності не є незалежними. У загальному випадку такі тести проводяться до тих пір, поки не з'явиться достатня впевненість у тому, що елементи послідовності незалежні.

– **Кореляційні якості.** Псевдовипадкові послідовності мають володіти спеціальними кореляційними якостями.

Автокореляційна функція $R_a(\tau)$ у загальному вигляді визначається інтервалом:

$$R_a(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) f(t-\tau) dt. \quad (2.7)$$

Вона є мірою відповідності між сигналом $f(t)$ та його копією, яка зсунута у часі на τ .

– **Взаємкореляційна функція $R_{B3}(\tau)$** є мірою відповідності двох різних сигналів $f(t)$ та $g(t)$ під час їх зсуву у часі τ і визначається інтегралом:

$$R_{B3}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) g(t-\tau) dt. \quad (2.8)$$

У відомих системах радіозв'язку як сигнали розширення спектра використовуються двійкові цифрові ПВП. Авто- та взаємкореляційні функції цих послідовностей під час дискретних зсувів, кратних тривалості символу, в інтерпретуючій ділянці обчислюються підрахунком кількості збігів А та розбіжностей D у посимвольному (побітовому) порівнянні (рис. 2.12).

Для розширення спектра і рівномірного навантаження смуги передачі спектральна щільність поодинокі послідовності має бути рівномірною, як у АБГШ. Така послідовність може бути отримана за допомогою схеми, яку зображено на рис. 2.12, а, де шумоподібна структура цифрової послідовності формується шляхом обмеження аналогового сигналу АБГШ у поєднанні з операцією «вибірка – запам'ятовування». Частота вибірок (дискретизації) дорівнює частоті проходження символів: $f_c = 1/T_c$. Автокореляційна функція сигналу випадкової послідовності зображена на рис. 2.12, в.

– **Наявність єдиного вузького викиду автокореляційної функції при $\tau = 0$** є вельми важливою якістю та спрощує синхронізацію приймача. Якщо послідовність довжиною N символів періодично повторюється, то створюється псевдошумова або псевдовипадкова послідовність. Для псевдовипадкових послідовностей автокореляційна функція має періодичний характер (рис. 2.12, г).

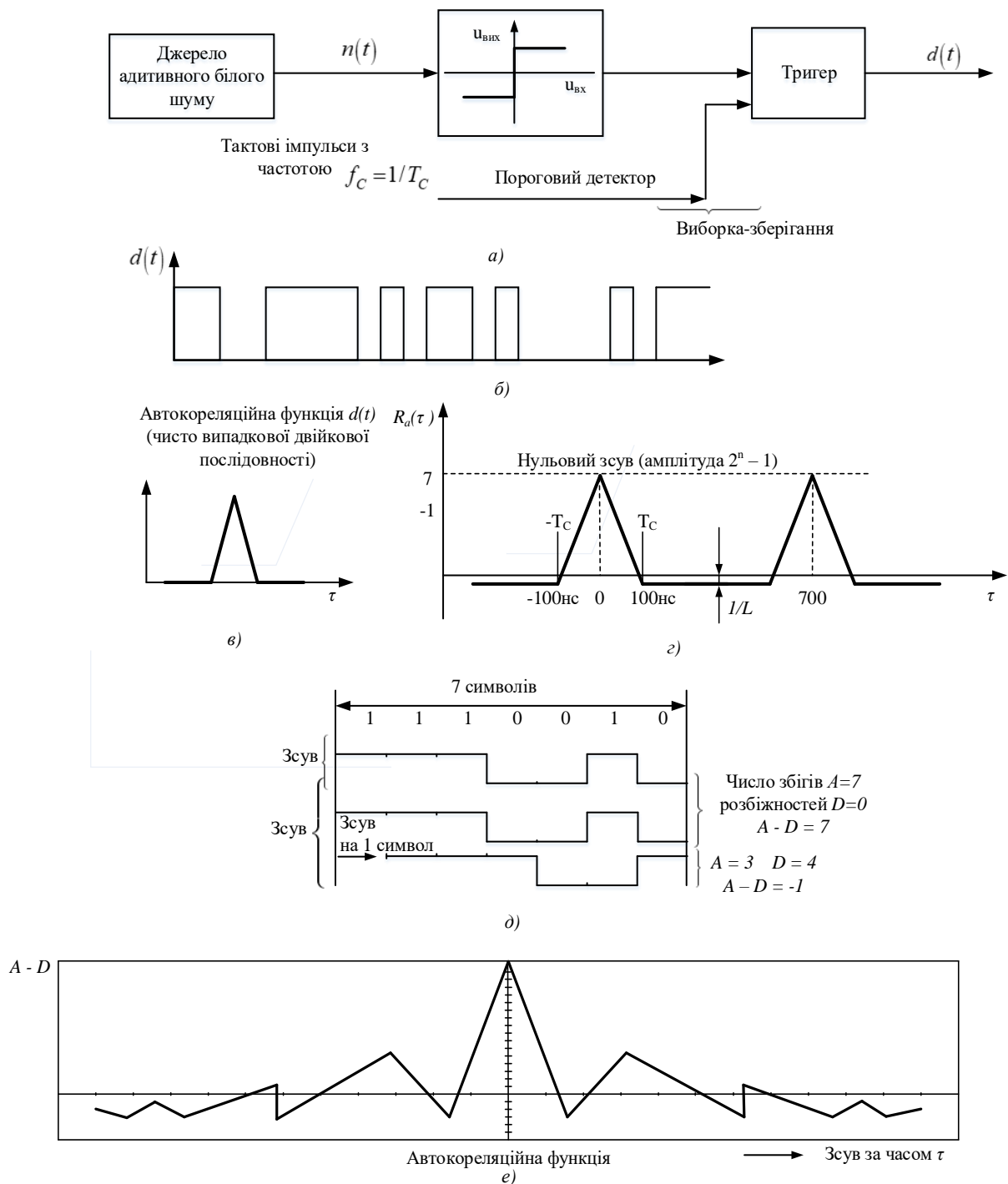


Рисунок 2.12 – Структурні та автокореляційні якості випадкової та псевдовипадкової послідовностей:

- а) генератор синхронної випадкової двійкової послідовності;
- б) часова діаграма сигналу випадкової послідовності;
- в) автокореляційна функція сигналу випадкової послідовності;
- г) автокореляційна функція короткої ПВП довжиною 7 символів;
- д) обчислення числа збігів та розбіжностей під час зсуву на один символ;
- е) автокореляційна функція сигналу ПВП, яка обчислена як різниця між кількістю збігів та розбіжностей

Другим та найбільш складним завданням, яке вирішується за допомогою ПВП у системі CDMA з багатьма користувачами, є розподіл сигналів різних користувачів, які використовують одну й ту саму смугу передачі. Сигнал ПВП виконує функцію «ключа» для кожного користувача та дозволяє у приймачі виділити призначений йому сигнал. Ось чому повний ансамбль ПВП має бути обраним таким, щоб взаємна кореляція між будь-якою парою послідовностей була достатньо мала. Це дозволяє мінімізувати рівень завади сусідніми каналами. Теоретично нульове значення взаємної кореляції мають ансамблі ортогональних сигналів розширення спектра (наприклад, базисні функції рядів Фур'є та функції Уолша).

Але у реальних системах радіозв'язку потрібно, щоб забезпечувалася простота когерентного формування ПВП на передавальному та приймальному боці. До числа найбільш відомих та добре вивчених ПВП належать послідовності максимальної довжини (m -послідовності). Вони є дуже привабливі для систем з розширеним спектром, орієнтованих на одного користувача.

З точки зору вимог до взаємкореляційних якостей, які висуваються у CDMA-системах стільникового або персонального зв'язку, більш цікавим є послідовності Голда, Касамі та Уолша. У деяких випадках вони комбінуються з m -послідовностями.

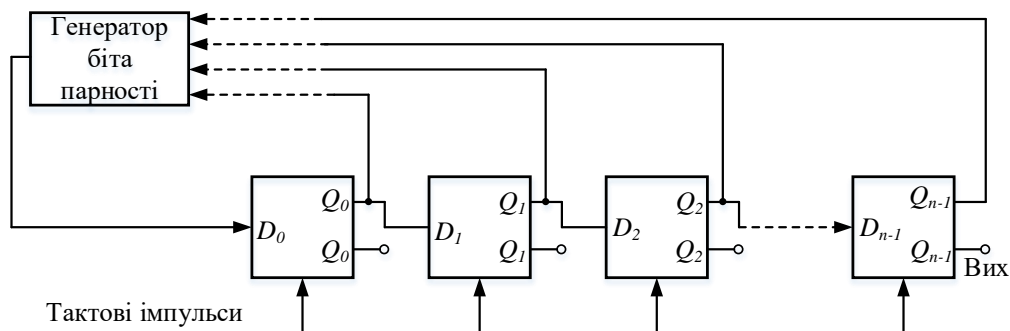
– **m -послідовності.** Розглянемо спочатку лінійні коди максимальної довжини, або послідовності з максимальною довжиною (m -послідовності), які відіграють важливу роль у цифрових системах, системах з розширеним спектром та системах вимірювання дальності у радіолокації [10]. На рис. 2.13 наведено апаратну реалізацію генератора m -послідовності та відповідного корелятора, або фільтра збіжних даних, який використовується у приймачі. Генератор містить ланцюжок послідовно підключених D -тригерів, виходи Q яких під'єднані до входів D наступних тригерів, за винятком входу D_0 першого тригера. Деякі з виходів Q -тригерів не під'єднані до генератора біта парності, що позначено на рис. 2.13 пунктирними лініями. Загальне число тригерів n та число тригерів, які з'єднано з генератором біта парності, визначають відповідно довжину та якість формованої ПВП. На виході генератора біта парності формується логічний 0 за наявності непарного числа логічних 1 на входах.

– **Довжина послідовності.** Для лінійних кодів максимальної довжини завжди можливо знайти такий порядок підключення виходів тригерів до генератора біта парності (див. рис. 2.13), за якого формується послідовність максимальної довжини.

$$L = 2^n - 1, \quad (2.9)$$

де n – число тригерів.

У таблиці 2.1 наведена логіка підключення виходів тригерів до входів біта парності у схемі (рис. 2.13, а) для значень n від 3 до 15 довжина отриманих при цьому m -послідовностей може бути від 7 до 32767 біт.



а)



б)

Рисунок 2.13 – Структури генератора ПВП:

а) відповідного корелятора; б) фільтра збіжних даних

– **Кількість різних послідовностей.** У таблиці 2.1 наведено один з можливих варіантів з'єднань виходів тригерів регістра зсува з генератором біта парності. Існують й інші варіанти, які призводять до різних m -послідовностей з малим рівнем взаємної кореляції. Верхня межа для кількості різних m -послідовностей визначається виразом:

$$S \leq (L - 1) / n . \quad (2.10)$$

Значення S наведені у таблиці 2.3.

– **Балансова властивість.** В одному періоді m -послідовності міститься $2^n - 1$ нулів та $2^n - 1$ одиниць.

– **Властивість зсуву під час додавання.** Сума по mod 2 m -послідовності та її довільного циклічного зсуву являє собою інший циклічний зсув вихідної m -послідовності.

Таблиця 2.3 – Довжина L та число S ПВП максимальної довжини m за заданого числа розрядів (тригерів) регістра зсуву n

Число розрядів (тригерів) n	Довжина послідовності, $L = 2^n - 1$	Число послідовностей S	D_0 для $L = 2^n - 1$ у схемі рис. 2.13, а
3	7	2	$Q_1 \oplus Q_2$
4	15	2	$Q_2 \oplus Q_3$
5	31	6	$Q_3 \oplus Q_4$
6	63	6	$Q_4 \oplus Q_5$
7	127	18	$Q_5 \oplus Q_6$
8	255	16	$Q_1 \oplus Q_2 \oplus Q_3 \oplus Q_7$
9	511	48	$Q_4 \oplus Q_8$
10	1023	60	$Q_6 \oplus Q_9$
11	2047	176	$Q_8 \oplus Q_{10}$
12	4095	144	$Q_1 \oplus Q_9 \oplus Q_{10} \oplus Q_{11}$
13	8191	630	$Q_0 \oplus Q_{10} \oplus Q_{11} \oplus Q_{12}$
14	16383	756	$Q_1 \oplus Q_{11} \oplus Q_{12} \oplus Q_{13}$
15	32767	1800	$Q_{13} \oplus Q_{14}$

– **Властивість періодичної автокореляційної функції.** Якщо у вихідній m -послідовності, яка складається з символів (0,1), виконати заміну символів 0 на +1 та на -1 і отримати послідовність (-1,+1), то періодична автокореляційна функція визначається виразом:

$$R_a(\tau) = L = \begin{cases} 2^n - 1, & \tau = 0; \\ -1, & \tau \neq 0, \end{cases} \quad (2.11)$$

і є найкращим у тому сенсі, що не існує будь-якої іншої двійкової послідовності з мінімальним значенням автокореляційної функції при $\tau \neq 0$. Ця властивість m -послідовності має важливе значення під час їх використання як синхропреамбул для забезпечення символної та циклової синхронізації.

– **Властивість випадковості.** Оскільки m -послідовність є періодичною послідовністю, то вона не може вважатися випадковою. Але для неї таки можуть бути визначені статистичні властивості серій одиниць та нулів. Дійсно, у кожному періоді половина серій має довжину 1, чверть серій – довжину 2, восьма частина серій – довжину 3 і т.д.

Максимальне значення автокореляційної функції прийнято називати максимальним викидом автокореляційної функції. Цей викид використовується для кодової або циклічної синхронізації. Для проміжних значень часового

зсуву, який лежить між 0 та +1 або -1, автокореляційна функція є лінійно спадною. Ось чому автокореляційна функція m -послідовності має трикутну форму, як показано на рис. 2.12.

Два або більше незалежних сигналів можуть бути передані водночас в одній і тій самій смузі частот і потім успішно видалені, якщо їх кодові послідовності являють собою циклічні зсуви m -послідовностей більше ніж на один символ.

Послідовності Голда

Порівняно зі звичайними m -послідовностями послідовності Голда більш привабливі для CDMA-систем з багатьма користувачами. Для цих систем необхідно значно більше число послідовностей з відповідними взаємокореляційними властивостями між ними. Метод побудови таких послідовностей був описаний Голдом [5].

Цей метод полягає у додаванні по mod 2 двох різних m -послідовностей, тактованих єдиним тактовим генератором. Найбільш істотний момент під час формування послідовностей Голда з «відповідними» кореляційними властивостями полягає у тому, що використані лише особливі пари m -послідовностей, які називають переважними.

Оскільки обидві m -послідовності мають одну й ту саму довжину L і тактуються єдиним генератором, то сформована послідовність Голда має довжину L , але не є послідовністю максимальної довжини. Нехай n – кількість розрядів регістра зсуву у генераторі m -послідовностей, тоді довжина послідовності Голда $L = 2^n - 1$.

Нагадаємо, що за будь-якого нового циклічного зсуву початкових умов генераторів m -послідовностей формується нова послідовність Голда. Оскільки кожна m -послідовність має довжину L , то число різних зсувів між ними також дорівнює L . Ось чому генератор послідовностей Голда на основі двох різних m -послідовностей може формувати $L = 2^n - 1$ послідовностей Голда. Під час вибору відповідної пари m -послідовностей можливо отримати ансамбль послідовностей Голда з «відповідними» кореляційними властивостями.

Код Уолша

Код Уолша – найпоширеніший ортогональний код, що використовується у системах CDMA. набір кодів Уолша довжиною n складається з n рядків матриці Уолша $n \times n$. Матриця визначається таким виразом [16]:

$$W_1 = \{0\} \quad W_{2n} = \begin{Bmatrix} W_n & W_n \\ W_n & W_n \end{Bmatrix}. \quad (2.12)$$

Тут n – розрядність матриці; верхня риза відповідає застосуванню логічного НЕ до бітів матриці W_n . Для матриць Уолша справедливе наступне: кожен рядок ортогональний будь-якому іншому рядку, а також будь-якому іншому рядку, до якого застосовано операцію логічного НІ.

Остання обставина дозволяє організувати багатоканальну передачу однією несучою у межах загальної смуги частот.

Для приклада наведені матриці розмірністю 2, 4, і 8. Нагадаємо, що для обчислення взаємної кореляції 1 змінюється на +1, а 0 на –1.

$$W_2 = \begin{Bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{Bmatrix}, W_4 = \begin{Bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{Bmatrix}, W_8 = \begin{Bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{Bmatrix}. \quad (2.13)$$

Ортогональні коди розширення Уолша можуть використовуватися тільки, якщо всі користувачі одного каналу CDMA синхронізовані з точністю до малої частки елементарного сигналу. Через те, що взаємна кореляція різних зсувів послідовностей Уолша не дорівнює нулю, за відсутності точної синхронізації потрібні псевдовипадкові послідовності.

Тут варто зазначити, що будь-яка функція Уолша являє собою детерміновану функцію й не є псевдовипадковою послідовністю. Отже, скалярний добуток такої функції й реалізації шуму, що фактично є ПВП, може істотно відрізнятися від нуля. Звідси можна зробити висновок, що функції Уолша є ідеальними математичними об'єктами для кодового розподілу каналів, але не придатні для поліпшення відношення сигнал/шум.

2.3 Цифрова стільникова система з кодовим розподілом каналів стандарту IS-95

Яскравим прикладом стрімкого розвитку телекомунікаційних технологій є поява та швидкий розвиток технології зв'язку з використанням цифрових шумоподібних сигналів і методів багатостанційного доступу з кодовим розподілом каналів, теорію яких було розроблено Л.Є. Варакіним [39, 40].

Основні напрямки впровадження та використання CDMA – це наземні фіксовані безпроводові телефонні мережі, стільникові мобільні системи зв'язку

й супутникові системи зв'язку. Найбільшого ринкового успіху домоглися розроблювачі саме цих мереж. У стільникових мережах впровадження CDMA стикається з певними технічними труднощами. Під час швидкого переміщення рухомого абонента (швидкість автомобіля понад 100 км/год) відбувається втрата сигналу через появу помилок у мережі внаслідок недостатньої швидкодії процесорів, що обробляють сигнал.

У цей час метод багатостанційного доступу з кодовим розподілом каналів реалізований у декількох стандартах: стандарт CDMA запропонований і впроваджується компанією Qualcomm, стандарт В-CDMA – компанією Inter Digital, FH/CDMA – компанією Tadiran Telecommunications. Ці стандарти значно відрізняються один від одного, насамперед за способом кодування в каналах і методом розширення спектра. Побудовані на їхній основі системи розрізняються між собою як функціональними можливостями, так і областю застосування.

На відміну від інших цифрових систем, які поділяють відведений діапазон на вузькі канали за частотною (FDMA) або часовою (TDMA) ознакою, у стандарті CDMA водночас у широкій смузі частот передають і приймають безліч сигналів, які не заважають один одному. При цьому передану інформацію кодують і перетворюють у шумоподібний широкосмуговий сигнал так, що його можна виділити знову, тільки маючи у своєму розпорядженні код на приймальній стороні. Центральними поняттями методу багатостанційного доступу з кодовим розподілом каналів у реалізації компанії Qualcomm є пряме розширення спектра частот, кодування за Уолшем і управління потужністю [1, 5, 6, 8, 14].

2.3.1 Загальні характеристики й структурна схема системи

Стільникова система з кодовим розподілом каналів (CDMA) уперше була розроблена компанією Qualcomm (США). Основна мета розробки полягала в тому, щоб збільшити ємність системи стільникового зв'язку порівняно з аналоговою не менш, ніж на порядок, і, відповідно, збільшити ефективність використання виділеного спектра частот. Технічні вимоги до системи CDMA сформовані у ряді стандартів Асоціації промисловості зв'язку (TIA):

- IS-95 – CDMA-радіоінтерфейс;
- IS-96 – CDMA-мовні служби;
- IS-97 – CDMA-рухома станція;
- IS-98 – CDMA-базова станція;
- IS-99 – CDMA-служби передачі даних.

Система CDMA компанії Qualcomm розрахована на роботу в *діапазоні частот 800 МГц*, виділеному для стільникових систем стандартів AMPS, N- AMPS, D- AMPS (стандарти TIA IS-19, IS-20, IS-54, IS-55, IS-56, IS-88, IS-89, IS-90, IS-553). Безпека (або конфіденційність) є властивістю технології CDMA, тому в багатьох випадках операторам стільникових мереж не потрібне спеціальне обладнання для шифрування повідомлень.

Система CDMA Qualcomm побудована за методом прямого розширення спектра частот на основі використання *64 видів послідовностей*, сформованих за законом *функції Уолша*. Для передачі мовних повідомлень обраний мовноперетворюючий пристрій з алгоритмом CELP зі швидкістю перетворення 8000 біт/с (9600 біт/с у каналі). Можливі режими роботи на швидкостях 4800, 2400 та 1200 біт/с. У каналах системи CDMA застосовується *згорткове* кодування зі швидкістю 1/2 (у каналах від базової станції) та 1/3 (у каналах від рухомої станції), *декодер Вітербі з м'яким рішенням*, перекручення переданих повідомлень.

У технічних рішеннях компанії Qualcomm розширення спектра забезпечується за рахунок фазової модуляції сигналу псевдовипадковою послідовністю (ПВП) із частотою проходження дискретів 1,23 МГц.

Більш точно ця частота становить 1,2288 МГц, причому $1228,8 = 9,6 \times 128$, так що з частотою інформаційної бітової послідовності 9,6 кбіт/с тривалості одного біта відповідає 128 дискретам модулюючої псевдовипадкової послідовності. Смуга сигналу з розширеним спектром за рівнем мінус 3дБ становить 1,23 МГц, причому за допомогою цифрового фільтра формується спектр, близький до прямокутного.

Основні характеристики стандарту CDMA Qualcomm наведені у табл. 2.4.

У системах, заснованих на інших методах доступу, необхідно планувати розподіл частотного ресурсу між сусідніми стільниками, щоб запобігти взаємному впливу сигналів сусідніх стільників. У системах, що використовують метод CDMA, змінюючи синхронізацію джерела псевдовипадкової послідовності, можна використовувати ту саму ділянку смуги частот для роботи у всіх стільниках мережі. Таке 100%-ве використання доступного частотного ресурсу – один з основних факторів, що визначають високу абонентську ємність мережі стандарту CDMA і спрощують її організацію. В системі на базі CDMA мають динамічну абонентську ємність. І хоча є 64 коди Уолша, ця теоретична межа не досягається в реальних умовах, а абонентська ємність системи обмежується внутрішньосистемною інтерференцією, викликаною одночасною роботою рухомих і базових станцій сусідніх стільників. У реальних системах стільникового зв'язку технології CDMA йдеться про 25–30 абонентів на одну базову станцію або сектор.

Таблиця 2.4 – Основні характеристики стандарту CDMA, технічні параметри обладнання мереж

Параметр	Значення
Діапазон частот передачі MS, МГц	824,040...848,860
Діапазон частот передачі BTS, МГц	869,040...893,970
Відносна нестабільність носійної частоти BTS	$\pm 5 \cdot 10^{-8}$
Відносна нестабільність носійної частоти MS	$\pm 2,5 \cdot 10^{-6}$
Вид модуляції носійної частоти	QPSK (BTS); O-QPSK (MS)
Ширина спектра випромінюваного сигналу, МГц:	
– за рівнем мінус 3 дБ	1,25
– за рівнем мінус 40 дБ	1,50
Тактова частота, МГц	1,2288
Кількість елементів в ПВП, бит:	
– для BTS	32768
– для MS	242 –1
Кількість каналів BTS на 1 несучій частоті	1 пілот-канал; 1 канал сигналізації; 7 каналів перс. виклику; 55 каналів зв'язку
Кількість каналів MS	1 канал доступу; 1 канал зв'язку
Швидкість передачі даних, біт/с:	
–у каналах синхронізації	1200
–у каналі персонального виклику й доступу	9600,4800
–у каналах зв'язку	9600, 4800, 2400, 1200
Кодування в каналах передачі BTS (канал синх.; персон. виклику; зв'язку)	Згортковий код $r = 1/2$, довжина кодового огр. $K=9$
Кодування в каналах передачі MS	Згортковий код $r = 1/3$; $K = 9$; 64-річне кодування ортогональними сигналами Уолша
Необхідне для прийому відношення енергії біта інформації до спектральної щільності шуму (E_0 / N_0), дБ	6...7
Максимальна ефективна випромінювана потужність BTS, Вт	До 50
Максимальна ефективна випромінювана потужність MS, Вт:	
– 1 клас	6,3
–2 клас	2,5
–3 клас	1,0
Точність управління потужністю передавача MS, дБ	$\pm 0,5$

На рис. 2.14 наведена структурна схема мережі стільникового радіозв'язку CDMA, основні елементи якої (BTS, BSC, MSC, OMC) аналогічні використовуваним у стільникових мережах із частотним і часовим розподілом каналів. Основна відмінність полягає в тому, що до складу мережі CDMA включені пристрої оцінки якості й вибору кадрів (SU). Крім того, для реалізації процедури м'якого перемикання між базовими станціями, керованими різними контролерами (BSC), вводяться лінії передачі між SU і BSC (Inter BSC Soft Handoff).

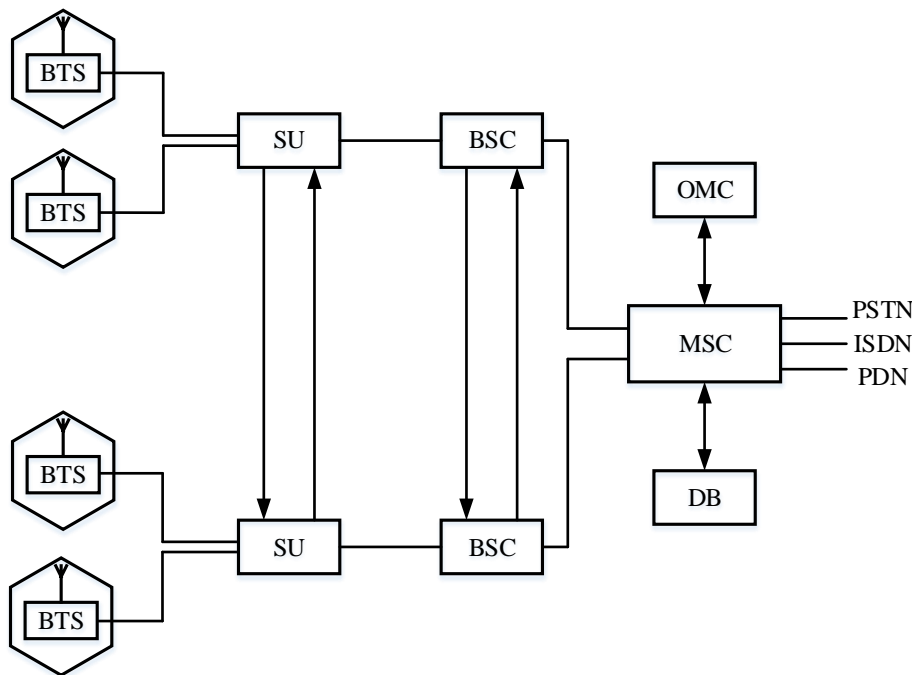


Рисунок 2.14 – Узагальнена структурна схема мережі стільникового рухомого радіозв'язку CDMA:

BTS (Base Transceiver Station) – базова приймально-передавальна станція;

BSC (Base Station Controller) – контролер базових станцій;

OMC (Operation and Maintenance Center) – центр управління та обслуговування;

SU (Selector Unit) – пристрій вибору кадру;

DB (Data Base) – база даних про абонентів та обладнання;

MSC (Mobile Switching Center) – центр комутації рухомого зв'язку

2.3.2 Функції, які використовують у системі стандарту IS-95

Для модуляції сигналу використовуються три види функцій: «коротка» та «довга» ПВП; функції Уолша порядків від 0 до 63. Всі вони є загальними для базових і мобільних станцій, але реалізують різні функції (табл. 2.5)

Тривалість дискрета у всіх трьох послідовностях однакова й відповідає частоті проходження дискретів 1,2288 МГц. У прямому каналі (від BTS до MS) модуляція сигналу функціями Уолша (бінарна фазова маніпуляція)

використовується для розділу різних фізичних каналів даної BTS; модуляція довгої ПВП (бінарна фазова маніпуляція) – з метою шифрування повідомлень; модуляція короткої ПВП (квадратурна фазова маніпуляція двома ПВП однакового періоду) – для розширення смуги й розрізнення сигналів BTS [9].

Таблиця 2.5 – Параметри кодових послідовностей у стандарті IS–95

Тип сигналу	Довжина коду	Виконувані функції	
		Базова станція	Мобільна станція
Код Уолша	64	кодове ущільнення або розподіл 64 каналів	Завадостійке кодування
Короткий код	32768	Розподіл сигналів базових станцій за величиною циклічного зсуву	Код з однаковим фіксованим циклічним зсувом – як опорний сигнал скремблера
Довгий код	$2^{42} - 1$ ($4,4 \cdot 10^{12}$)	Проріджений довгий код – як опорна послідовність скремблера	Довгий код з різними циклічними зсувами – як адресна послідовність

Розпізнавання сигналів різних станцій забезпечується тим, що всі BTS використовують одну й ту саму пару коротких ПВП, але зі зсувом на 64 дискрети між різними станціями. Загалом у мережі 511 коротких кодів; при цьому всі фізичні канали однієї BTS мають одну й ту саму фазу послідовності.

2.3.3 Канали в системі стандарту IS–95

Протоколи встановлення зв'язку в CDMA, так само як у стандартах AMPS та D–AMPS, засновані на використанні логічних каналів. У CDMA канали для передачі з BTS на MS мають назву прямих (Forward), передачі з MS на BTS – зворотних (Reverse). Структура каналів CDMA у стандарті IS–95 показана на рис. 2.15.

Сигнали різних каналів взаємно ортогональні, що гарантує відсутність взаємних завад між ними на одній BTS. Внутрішньосистемні завади переважно виникають від передавачів інших BTS, що працюють на тій самій частоті.

Відображення логічних каналів на фізичні в прямому напрямку здійснюється за допомогою системи ортогональних функцій Уолша довжини 64: $W_1, i = 0, 1, \dots, 63$ де i – номер функції Уолша. Стандартом IS–95 передбачається у прямому напрямі (лінія «вниз») організація одного пілотного каналу, одного каналу синхронізації, від одного до семи каналів виклику

(залежно від абонентського навантаження на BTS) і від 55 до 62 каналів прямого трафіку, оскільки частину каналів виклику допускається використовувати як канали трафіку. Відповідність між логічними й фізичними каналами показана на рис. 2.16 [8] у зворотному напрямі (лінія «вгору») до каналу доступу.

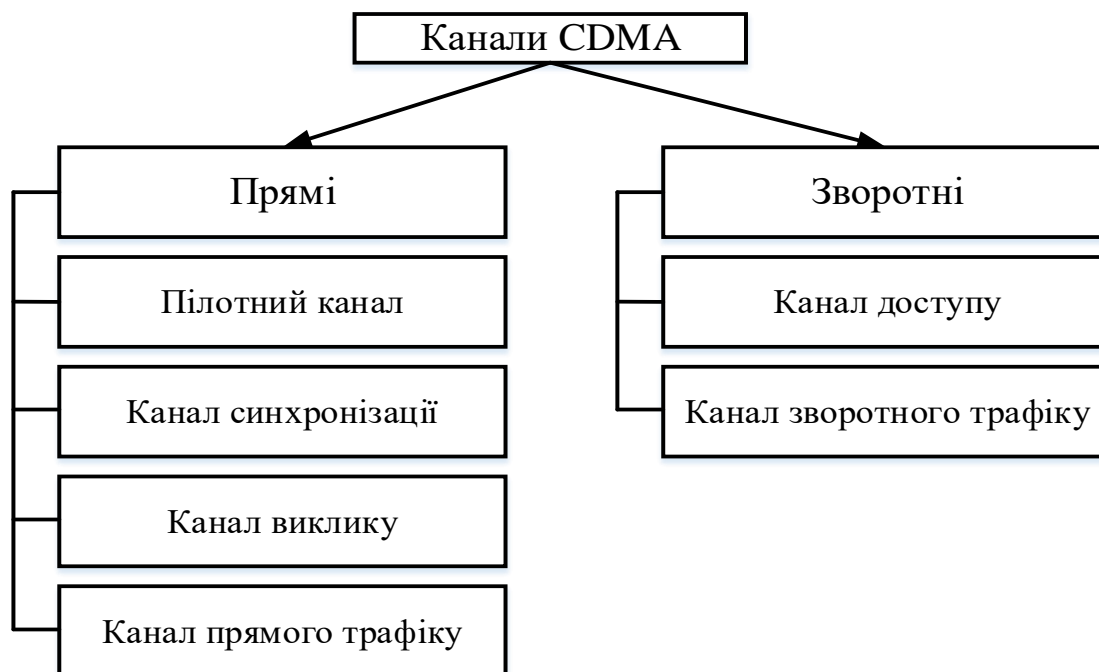


Рисунок 2.15 – Структура каналів CDMA у стандарті IS-95

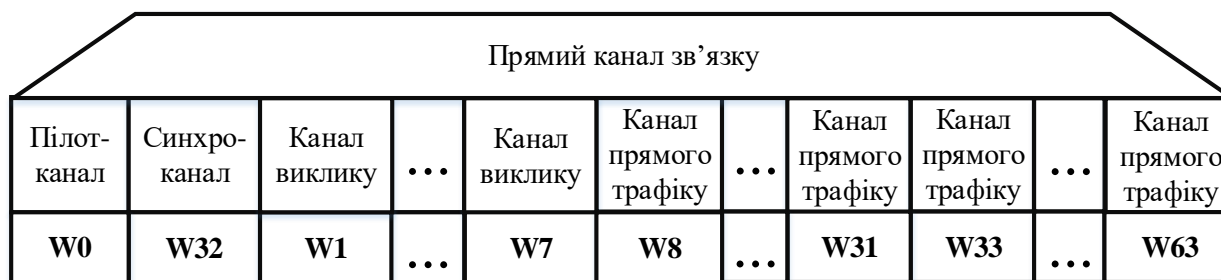


Рисунок 2.16 – Структура прямого каналу SSP3 стандарту IS-95

2.3.4 Стисла характеристика прямих каналів

Пілотний канал

Випромінювання пілот-сигналу відбувається безупинно. Пілот-сигнал – це сигнал несучої, який використовується MS для вибору робочої комірки (за найбільшим сигналом), а також як опорний для синхронного детектування сигналів інформаційних каналів.

Пілотний канал призначається для початкової синхронізації MS з мережею й оцінки параметрів прямого каналу приймачем MS. Потужність, яка відведена пілотному каналу, зазвичай на 4–6 Дб перевищує потужність у каналі трафіку. Тим самим забезпечуються, з одного боку, умови для надійного введення та наступної стійкої роботи петель автопідстроювання фази й затримки когерентного приймача MS, а з іншого боку – точність вимірювань параметрів сигналу BTS, яка достатня для процедур RAKE, естафетної передачі й управління потужністю BTS.

Згідно з рис. 2.16, пілотному каналу привласнена нульова функція Уолша W_0 , тобто послідовність з одних нулів. Інформаційні дані цим каналом не передаються.

Комплексна коротка ПВП однакова для всіх 64 CDMA-каналів і використовується всіма BTS системи, але з різними циклічними зсувами. Різниця в циклічних зсувах дозволяє MS розділяти сигнали, випромінювані BTS різних стільників або секторів, тобто дозволяє ідентифікувати номер BTS або сектора. Для різних BTS зсув змінюється з постійним кроком, який дорівнює $64 \text{ чіп} \times \text{PILOT_INC}$, де системний параметр PILOT_INC приймає значення від 1 до 4 [8]. Таким чином, за мінімального кроку доступні $2^{15}/2^6 = 2^9 = 512$ зсувів коротких ПВП, тобто можливе безконфліктне існування мережі, що складається з 512 BTS. Якщо необхідно, щоб мережа складалася з більшого числа BTS, то під час територіального планування мережі легко можна домогтися, щоб BTS з однаковими циклічними зсувами коротких ПВП не могли водночас перебувати в зоні радіобачення MS.

З іншого боку, крок зсуву ПВП однозначно визначає розмір стільника (або сектора), за якого MS з гарантією розрізняє ПВП, що мають мінімальний часовий зсув. Незавжно переконалися, що за мінімального зсуву в 64 чіпа радіус стільника складе порядку 15,5 км.

Після перемножування із квадратурними ПВП сигнал у кожному з квадратурних плечей модулятора фільтрується для формування прийнятного спектра й перемножується зі зсувом на 900 гармонійними коливаннями центральної частоти.

Підсумовування виходів квадратурних плечей дає модульований сигнал, у якому пілотна компонента зберігається з добутком пілот-сигналу (тобто константи) із чотирифазно маніпульованою несучою.

Канал синхронізації

Після входження в синхронізм із пілот-сигналом MS має інформацію про фазу прийнятої несучої, часових границях чіпів і періодів короткої ПВП

(один період займає $215/1,2288 \cdot 106 = 26,666 \dots$ мс), тоді як для прийому повідомлень необхідно знати границі кадрів (кожен кадр трафіку займає 20мс). Відповідні відомості поряд з іншими, потрібними для встановлення й підтримки з'єднання, MS одержує каналом синхронізації. У форматі повідомлення цього каналу утримуються дані про точний час у системі (SYS_TIME), значення циклічного зсуву короткої ПВП даної BTS (PILOT_PN), ідентифікатори BTS і MSC, значення потужності сигналу в пілотному каналі, параметри довгої ПВП (LC_STATE), швидкість передачі даних у каналі персонального виклику (PRAT).

Канал персонального виклику

Канал персонального виклику призначений для виклику MS і передачі їй системної інформації. Після одержання BTS-сигналу підтвердження від MS цим самим каналом передається інформація про встановлення з'єднання й призначення каналу зв'язку. Повідомлення, передані каналом виклику, можуть бути чотирьох типів:

- заголовок (*overhead message*);
- пейджинг (виклик) (*paging message*);
- ордер (команда) (*order message*);
- призначення каналів (*channel list message*).

Заголовок містить інформацію про найважливіші параметри конфігурації системи й передається на MS у вигляді таких типових повідомлень:

- параметри системи (*system parameters message*);
- параметри доступу (*access parameters message*);
- граничний список (*neighbor list message*);
- список CDMA-каналів (*CDMA channel list message*).

Перше з названих повідомлень містить відомості про параметри естафетної передачі: поріг вмикання (T_ADD), поріг вимикання (T_DROP), значення таймера вимикання (T_TDROP) та ін., параметри регулювання потужності в прямому каналі тощо.

Повідомлення про параметри доступу містить інформацію про конфігурацію каналу MS: число проб під час встановлення доступу (NUM_STEP), час очікування підтвердження (ACC_TMO), інтервали між окремими спробами доступу (BKOFF) та ін., а також деякі параметри управління потужністю у зворотному каналі: початковому значенні потужності випромінювання в каналі доступу (INIT_PWR), кроку збільшення потужності випромінювання (PWR_STEP) тощо.

Повідомлення про граничний список містить перелік циклічних зсувів ПВП сусідніх BTS або секторів, використання якого дозволяє оптимізувати процес естафетної передачі.

Повідомлення про список CDMA-каналів дозволяє MS довідатися розташування тих смуг (шириною 1,25 МГц) частотного плану, у яких розміщені канали персонального виклику. Зазначені повідомлення постійно приймаються MS, а їхній зміст змінюється з часом залежно від зміни положення MS у мережі.

Пейджингове повідомлення містить виклик, адресований одній конкретній MS або групі MS.

Повідомлення типу «ордер» охоплює широкий клас команд управління MS. Дані повідомлення використовуються для підтвердження реєстрації MS, її блокування у стані збою тощо.

Канал прямого трафіку

Канали прямого трафіку слугують для передачі мовної інформації й даних, а також інформації сигналізації від BTS до MS. Канал містить пристрій мультиплексування інформаційних даних та бітів регулювання потужності (power control bits – PCB), а також підтримує набір з 4-х різних швидкостей – 9,6; 4,8; 2,4; 1,8 кбіт/с, які обираються відповідно до поточної мовної активності абонента. Канал прямого трафіку у своєму складі містить пристрій повторення.

Пристрій повторення здійснює вирівнювання швидкостей: потік даних з максимальною швидкістю проходить повторювач без зміни, а швидкість потоку з більш низькими значеннями збільшується за рахунок посимвольного повторення в 2, 4 та 8 разів відповідно. Основною метою подібного вирівнювання є зниження рівня внутрішньосистемних завад, обумовлених ефектом багатопроневості або сигналами сусідніх BTS (секторів). Поліпшення завадної ситуації досягається зниженням випромінюваної потужності, пропорційним числу повторень символів. Приміром, чотириразове повторення символу за найменшої (1,2 кбіт/с) швидкості мовного повідомлення дозволяє в чотири рази зменшити потужність порівняно з випадком максимальної (9,6 кбіт/с) вхідної швидкості без погіршення вірогідності передачі даних.

2.3.5 Стисла характеристика зворотних каналів

У зворотному каналі (лінії «вгору») асинхронний варіант кодового розподілу реалізується в комбінації з некогерентним прийомом сигналів на BTS. Завдяки цьому відпадає необхідність у пілотному каналі й каналі

синхронізації. У підсумку залишаються лише два типи логічних каналів лінії «вгору»:

- канал доступу (*access channel*);
- канал зворотного трафіку (*reverse traffic channel*).

Асинхронність кодового розподілу робить нераціональним застосування функцій Уолша в ролі каналоутворюючих послідовностей (сигнатур) фізичних каналів, тому що за відносних часових зсувів вони не можуть зберігати ортогональність і мають досить непривабливі взаємні кореляційні властивості. Тому за розподіл каналів у лінії «вгору» відповідають різні циклічні зсуви довгої ПВП періоду $2^{42}-1$. Функція Уолша у зворотному каналі також використовуються, але в іншій якості: для організації ще одного щабля завадостійкого кодування даних, переданих MS.

Загальна структура зворотного каналу зв'язку системи IS-95 ілюструється на рис. 2.17. Канали доступу й зворотного трафіку, які використовуються MS, асоційовані з певними каналами персонального виклику. У результаті на один канал персонального виклику може доводитися до $n = 32$ каналів доступу й до $m = 64$ каналів зворотного трафіку.



Рисунок 2.17 – Структура зворотного каналу ССС стандарту IS-95

Канал доступу

Канал доступу забезпечує з'єднання MS з BTS, доки MS не налаштувалася на призначений їй канал зворотного трафіку. До особливостей каналу доступу слід віднести наявність у його складі ортогонального модулятора. Процес вибору каналу доступу випадковий – MS довільно обирає номер каналу з діапазону $0 - ACC_CHAN$, де ACC_CHAN – параметр, переданий BTS у повідомленні про параметри доступу. Канал доступу використовується для реєстрації MS у мережі, передачі на BTS запиту на встановлення з'єднання, відповіді на команди, передані каналом виклику тощо. Швидкість передачі даних каналом доступу фіксована й становить 4,8 кбіт/с.

Ортогональний модулятор здійснює відображення (кодування) груп з 6 двійкових символів у деяку функцію Уолша довжиною 64. Подібна операція являє собою кодування 6-бітових блоків (64,6) ортогональним кодом. Під час оптимального («м'якого») декодування енергетичний вигравш від використання такого коду асимптотично прагне до 4,8 дБ [8]. У той самий час у багатьох джерелах розглянуту процедуру йменують ортогональною модуляцією або Уолш-модуляцією. Заміна 6-символьної групи на функцію Уолша провадиться за таким правилом: десяткове значення 6-розрядного двійкового числа, що відповідає групі з 6 біт, однозначно визначає номер функції Уолша. Наприклад, якщо на вхід ортогонального модулятора подається група з 6 символів виду (010110), то їй відповідає десяткове значення 22, а отже, ця група замінюється модулятором на функцію Уолша W22, що складається з 64 символів. У результаті ортогональної модуляції швидкість передачі даних зростає до 307,2 кбіт/с.

Канал зворотного трафіку

Канал зворотного трафіку забезпечує передачу мовної інформації й даних абонента, а також керуючої інформації з MS на BTS, коли MS вже займає виділений їй фізичний канал.

Швидкість надісланих у канал зворотного трафіку даних не фіксована, і може змінюватися залежно від мовної активності абонента. У каналі підтримується потік даних зі швидкістю 9,6; 4,8; 2,4 та 1,2 кбіт/с. Особливістю структури каналу зворотного трафіку є наявність блока рандомізатора. Рандомізатор призначається для реалізації можливостей для зниження рівня внутрішньосистемних завад у зворотному каналі за рахунок обліку фактора мовної активності абонента. Алгоритм обліку мовної активності в прямому каналі, заснований на повторенні символів із пропорційним зниженням переданої потужності, неприйнятний для лінії «вгору», тому що входить у суперечність із процедурою швидкого регулювання потужності замкненою петлею. Метод зменшення середньої потужності випромінювання у зворотному каналі зі зниженням швидкості мовного потоку полягає в псевдовипадковому проріджуванні (або маскуванні) надлишкових символів, утворених внаслідок операції символного повторення. Рандомізатор виробляє маскуючий зразок, що складається з нулів і одиниць, відповідно до якого й здійснюється проріджування, причому співвідношення між числом нулів, відповідальних за виключення символів, і одиниць визначається швидкістю мовного потоку. Так, під час максимальної швидкості кодової мови 9,6 кбіт/с проріджування відсутнє, тобто маскуючий зразок складається зі всіх одиниць. Якщо ж

швидкість мовного потоку становить 1,2 кбіт/с, рандомізатор виробляє зразок, що усуває в середньому сім з восьми символів.

2.3.6 Естафетна передача

Стандарт IS-95 підтримує три механізми естафетної передачі MS:

- міжсистемна, або тверда, естафетна передача (hard handoff);
- внутрішньосистемна, або м'яка, естафетна передача (soft handoff);
- міжсекторна (softer handoff).

Розрізняють два типи твердої естафетної передачі:

- з переходом MS із зони обслуговування одного оператора CDMA-системи в зону обслуговування іншого або з переходом з одного частотного діапазону (1,25 МГц) в інший. В обох випадках MS залишається в зоні обслуговування CDMA-системи;

- з перемиканням MS з CDMA-системи на аналогову ССРЗ. Під час твердої естафетної передачі виникає переривання з'єднання, що негативно відображається на якості прийому мовної інформації.

У стандарті використовується роздільна обробка віддзеркалених сигналів за допомогою кореляційних приймачів RAKE. На базовій станції використовується 4 паралельно працюючих корелятори, а на мобільній – 3. Це дозволяє приймати сигнали водночас від декількох BTS та забезпечувати м'який режим естафетної передачі.

М'який режим естафетної передачі відбувається за рахунок управління рухомою станцією двома або більше базовими станціями. Під час м'якої естафетної передачі, втім, як і під час міжсекторної, MS водночас використовує кілька каналів зв'язку (поточної BTS і нових). Так, під час міжстільникової естафетної передачі може бути задіяно до трьох сусідніх стільників, а під час міжсекторної – два сектори одного стільника. В обох варіантах MS, використовуючи приймач RAKE, здійснює роздільний прийом сигналів каналів прямого трафіку або різних BTS, або секторів BTS.

Управління потужністю передавачів

Для максимізації абонентської ємності системи необхідно, щоб термінали всіх абонентів випромінювали сигнал такої потужності, що забезпечила б однаковий рівень сигналів, прийнятих базовою станцією [2, 5, 15].

У стандарті IS-95 регулювання рівня потужності сигналу, випромінюваного рухомою станцією, здійснюється в динамічному діапазоні 84 дБ із кроком 1 дБ. Це забезпечує можливість прийому сигналів рухомих станцій базовою станцією із практично однаковим рівнем потужності, незалежно від віддалення

до базової станції. Чим ближче рівень потужності сигналів від рухомих станцій на вході базової станції до мінімальної, відповідної необхідній якості зв'язку, тим менше рівень взаємних завад у системі, й отже, тим вище її ємність.

Абонентська ємність комірки системи CDMA оптимізується використанням складного алгоритму регулювання, що зменшує потужність, випромінювану кожним абонентським терміналом, до необхідного рівня одержання прийнятої ймовірності помилки. У системі передбачається три варіанти регулювання потужності:

- у прямому каналі – розімкнута петля;
- у прямому каналі – замкнута петля;
- у зворотному каналі.

2.3.7 Аспекти безпеки у стандарті IS-95

Стандарт IS-95 забезпечує високий ступінь безпеки переданих повідомлень і даних про абонентів. Насамперед він має більш складний, ніж GSM, радіоінтерфейс, що забезпечує передачу повідомлень кадрами з використанням каналного кодування й перекручення з наступним «розширенням» переданих сигналів за допомогою складових ШСС, сформованих на основі 64 видів послідовностей Уолша й псевдовипадковими послідовностями з кількістю елементів $(2^{15}-1)$ і $(2^{42}-1)$. Безпека зв'язку забезпечується також застосуванням процедур автентифікації та шифрування повідомлень. Процедура автентифікації у стандарті IS-95 відповідає процедурі автентифікації стандарту D-AMPS, EIA/TIA/IS-54B.

Ця інформація передається на початку повідомлення (у відповіді рухомої станції на запит мережі під час пошуку станції), додається до реєстраційного повідомлення або пакета даних, переданих каналом доступу. Передбачається можливість відновлення загальних секретних даних у рухомій станції. Шифрування повідомлень, переданих каналом зв'язку (TCH), здійснюється також з використанням процедур стандарту IS-54B.

У рухомій станції зберігається один ключ А і один набір загальних секретних даних, які використовуються під час роботи як у режимі із частотним розподілом каналів, так і в режимі CDMA. Рухома станція може передавати «цифровий підпис» для автентифікації, що складається з 18 біт.

У стандарті IS-95 теж використовується режим «приватний характер зв'язку», що забезпечується за допомогою секретної маски у вигляді довгого коду.

2.4 Розрахунок основних параметрів мереж стільникового мобільного зв'язку

2.4.1 Розрахунок параметрів мереж стільникового мобільного зв'язку з кодовим розподілом

В основу розрахунку параметрів мережі покладено методику, яку запропонували в [21, 22].

Вихідними даними для розрахунку мережі є:

- стандарт;
- N_{Σ} – число абонентів, що має обслуговувати стільникова мережа в даному регіоні;
- S_0 – площа території, що обслуговується;
- β – активність одного абонента у час найбільшого навантаження (навантаження, що створює один абонент у ЧНН);
- $P_{\text{бл}}$ – допустима ймовірність блокування виклику;
- ΔF – смуга частот, виділена для передачі або прийому сигналів BTS;
- h_{BTS} – висота підвісу антени BTS;
- G_{BTS} – коефіцієнт підсилення антени BTS;
- $P_{\text{ПР.МС}}$ – чутливість приймача мобільної станції (або потужність передавача BTS);
- σ – параметр, що визначає діапазон випадкових флуктуацій рівня сигналу в точці прийому;
- p_t – відсоток часу, протягом якого допускається, щоб відношення потужність сигналу/потужність завади на вході приймача мобільної станції було менше захисного відношення;
- k – параметр загасання радіохвиль.

Висота підвісу антени мобільної станції зазвичай дорівнює $h_{\text{МС}} = 1,5 \text{ м}$. Для систем стільникового зв'язку параметр, що визначає діапазон випадкових флуктуацій рівня сигналу в точці прийому, перебуває в межах $\sigma = (4 \dots 10) \text{ Дб}$.

2.4.2 Розрахунок числа абонентів, які водночас працюють в одному секторі кожного стільника

Число абонентів, що працюють водночас в одному секторі кожного стільника або в стільнику за заданої якості прийому сигналів будь-якої MS

(що визначається ρ_0) та заданої надійності прийому (що визначається p_t), визначається виразом

$$n_0 = \frac{(1 - \lambda)}{(\alpha \cdot \rho_0)} \cdot \frac{(B_r / B_{\text{inf}})}{2 + \exp[m_0 + K_t \sigma_0]}, \quad (2.14)$$

де B_{inf} – швидкість передачі інформації (біт/с);

B_r – смуга частотного каналу (Гц);

$\lambda = 0,2$ – частина потужності передавача, що витрачається на передачу пілот-сигналу;

$\alpha = 3/8$ – частка часу від загальної тривалості розмови, що припадає на паузи;

m_0 – розрахунковий параметр;

K_t – коефіцієнт, що пов'язаний з допустимим процентом часу зменшення p_t відношення сигнал/завада відносно ρ_0 виразом

$$P_t \% = \left\{ \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{K_t}^{\infty} \exp\left(-t^2/2\right) dt \right\} \cdot 100. \quad (2.15)$$

Вираз (2.14) аналогічний виразу (2.15). Із цього випливає, що $K_t = X_1$. Наприклад, при $P_t = 10\%$ $K_t = 1,28$.

Зазначимо, що зазвичай у системі CDMA прийнятним вважається якість прийому інформації, за якої ймовірність помилкового прийому одного інформаційного знаку складає 10^{-3} , причому $\rho_0 = 5(7 \text{ dB})$.

Величина параметра m_0 визначається відношенням

$$m_0 = m_1 - m_2, \quad (2.16)$$

де

$$m_1 = \left[\frac{\xi_1 \exp\left(\frac{\gamma^2 \sigma^2}{2}\right)}{\sqrt{(1 - \xi_2) + \xi_2 \exp(\gamma^2 \sigma^2)}} \right]; \quad (2.17)$$

$$\gamma = 0,1 \ln(10) = 0,23; \quad (2.18)$$

$$\xi_1 = 3(M + 1) \cdot 2^{-(k+1)} + 6 \cdot 7^{-k/2}; \quad (2.19)$$

$$\xi_2 = \left[3(M + 1)^2 \cdot 2^{-2(k+1)} + 6 \cdot 7^{-k} \right] \cdot \left[3(M + 1) \cdot 2^{-(k+1)} + 6 \cdot 7^{-k/2} \right]^{-2}; \quad (2.20)$$

$$m_2 = \frac{3\gamma}{2\sqrt{\pi}} \cdot \sigma = 0,195\sigma, \quad (2.21)$$

де σ – дисперсія флуктуації рівня сигналу в точці прийому;

M – число секторів антени.

Параметр σ_0 , що визначає дисперсію гауссівської випадкової величини, середнє значення якої дорівнює нулю, визначається співвідношенням

$$\sigma_0 = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}, \quad (2.22)$$

де

$$\sigma_1^2 = \ln \left[(1 - \xi_2) + \xi_2 \exp(\gamma^2 \sigma^2) \right]; \quad (2.23)$$

$$\sigma_2^2 = \left[1 - \frac{9 - 2\sqrt{3}}{4\pi} \right] \gamma^2 \sigma^2 = 0,03\sigma^2. \quad (2.24)$$

2.4.3 Розрахунок припустимого телефонного навантаження в одному секторі кожного стільника

Величина припустимого телефонного навантаження в одному секторі одного стільника визначається одним зі співвідношень

$$A = n_0 \left[1 - \sqrt{1 - \left(P_{\text{бл}} \sqrt{\pi n_0 / 2} \right)^{\frac{1}{n_0}}} \right], \text{ при } P_{\text{бл}} \leq \sqrt{\frac{2}{\pi n_0}} \quad (2.25)$$

та

$$A = n_0 + \left[\frac{\pi}{2} + 2n_0 \ln \left(P_{\text{бл}} \sqrt{\pi n_0 / 2} \right) - \sqrt{\frac{\pi}{2}} \right], \text{ при } P_{\text{бл}} > \sqrt{\frac{2}{\pi n_0}}, \quad (2.26)$$

де n_0 – число абонентів, які водночас працюють в одному секторі.

2.4.4 Розрахунок числа абонентів, що обслуговуються однією BTS

За заданої активності одного абонента в час найбільшого навантаження можна визначити число абонентів, що обслуговуються однією BTS за формулою

$$N_{\text{aBTS}} = \text{int}(A/\beta) \cdot N_S, \quad (2.27)$$

де $\text{int}(x)$ – ціла частина числа x .

2.4.5 Розрахунок кількості базових станцій

Необхідне число базових станцій на заданій території обслуговування визначається співвідношенням

$$N_{\text{BTS}} = \text{int}(N_{\Sigma} / N_{\text{aBTS}}) + 1, \quad (2.28)$$

де N_{Σ} – задане число абонентів, що має обслуговувати стільникова мережа зв'язку.

2.4.6 Розрахунок радіуса стільника

Величину радіуса стільника можна обчислити, використовуючи вираз

$$R = \sqrt{\frac{S_0}{\pi N_{\text{BTS}}}}. \quad (2.29)$$

2.4.7 Розрахунок потужності передавача базової станції, що припадає на одного абонента

Потужність передавача базової станції $P_{ПД.дБВт}$, що припадає на одного абонента, визначають, користуючись виразом

$$P_{ПД.дБВт} = P_{прMS} - G_{BTS} + 70 + 26,16 \lg(f, МГц) - 13,82 \lg(h_{BTS}, м) + \\ + [45 - 6,55 \lg(h_{BTS}, м)] 1(R, км) + \alpha_{фBTS} + K_t \sigma_2, дБВт, \quad (2.30)$$

де G_{BTS} – коефіцієнт підсилення антени базової станції, дБ;

f – середня частота виділеного діапазону частот;

$P_{пр MS}$ – чутливість приймача, дБВт;

$\alpha_{фBTS} = l_{ф} \cdot \alpha_0$ – втрати в фідері BTS, дБ;

$l_{ф}$ – довжина фідера;

K_t – нижня межа інтегрування в інтегралі (1.2);

σ_2 – параметр, що визначає діапазон випадкових флуктуацій рівня сигналу;

α_0 – погонне ослаблення фідера, Дб/м.

Слід звернути увагу на останній член даної формули, яка визначає запас на завмирання корисного сигналу. Цей запас у системі CDMA виявляється меншим, ніж в інших системах, оскільки в ній MS здійснює вибір тієї BTS, яка забезпечує найбільший рівень надісланого сигналу, тобто фактично на MS здійснюється рознесений прийом. Ось чому флуктуація надісланого сигналу, що характеризується дисперсією σ_2 , виявляється значно меншою флуктуацій рівнів сигналів, які надходять від кожної окремої BTS, дисперсія яких дорівнює $\sigma(\sigma_2 = 0,173\sigma)$.

2.4.8 Розрахунок параметрів мережі стільникового зв'язку з часовим розподілом

У процесі проектування стільникових мереж зв'язку з FDMA/TDMA особлива увага приділяється частотно-територіальному плануванню мережі, тобто розрахунку розмірності кластера для різних видів антен, які використовують на BTS, числа базових станцій, їхньому територіальному розташуванню з метою забезпечення захисного інтервалу й збільшення коефіцієнта повторного використання радіоканалів, а також розподілу радіочастот між базовими станціями на всій території, що обслуговується, з метою забезпечити максимально близьке до оптимальної побудови мережі

за критерієм ефективність/вартість. При цьому до вказаних вище вихідних даних для проєктування додатково зазначається смуга частот для BTS (або MS) на передачу (або прийом). Запропонований розрахунок параметрів мережі базується на методиці, яку викладено в [13, 21].

2.4.9 Розрахунок числа частотних каналів

Загальне число частотних каналів, що виділяються для розгортання стільникової мережі зв'язку у даному місті, визначається формулою

$$N_{\hat{e}} = \text{int}(\Delta F / F_{\hat{e}}), \quad (2.31)$$

де $\text{int}(x)$ – ціла частина числа x ;

F_k – смуга частот, що займається одним частотним каналом системи стільникового зв'язку (частотне рознесення між каналами). Величина F_k визначається обраним стандартом.

2.4.10 Визначення розмірності кластера

Для визначення розмірності кластера C за заданих значень ρ_0 та ρ_t використовують співвідношення

$$p(C) = \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{X_1}^{\infty} \exp(-t^2 / 2) dt \right] \cdot 100, \quad (2.32)$$

де C – розмірність кластера; $p(C)$ – відсоток часу, протягом якого відношення потужність сигналу/потужність завади (P_C / P_3) на вході приймача MS перебуватиме нижче захисного відношення ρ_0 . Припустиме значення захисного відношення $P_C / P_3(\rho_0)$ на вході приймача мобільної станції визначається стандартом системи стільникового зв'язку.

Інтеграл (2.19) являє собою табульовану Q-функцію

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{X_1}^{\infty} \exp(-t^2 / 2) dt. \quad (2.33)$$

Нижня межа цього інтеграла визначається співвідношенням

$$X_1 = \frac{10 \cdot \lg(1 / \beta_e) - \rho_0}{\alpha_p}, \quad (2.34)$$

де ρ_0 та α_p виражені в дБ.

β_e розраховують за формулою

$$\beta_e = \left(\sum_{i=1}^M \beta_i \right) \exp \left[\frac{\gamma^2 (\sigma^2 - \alpha_e^2)}{2} \right]. \quad (2.35)$$

У свою чергу значення α_p та α_e визначаються формулами

$$\alpha_p^2 = \sigma^2 + \alpha_e^2, \quad (2.36)$$

$$\alpha_e^2 = \frac{1}{\gamma^2} \ln \left\{ 1 + \left[\exp(\gamma^2 \sigma^2) - 1 \right] \frac{\sum_{i=1}^M \beta_i^2}{\left(\sum_{i=1}^M \beta_i \right)^2} \right\}, \quad (2.37)$$

$$\gamma = 0,1 \cdot \ln 10. \quad (2.38)$$

Коефіцієнти β_i в (2.24) являють собою медіанне значення загасання радіохвиль на i -му напрямку поширення завади. Ці коефіцієнти обернено пропорційні четвертому ступеню відстані до джерела завади. Величина M визначає число «заважаючих» базових станцій, розташованих у сусідніх кластерах та які працюють на однакових частотах.

Значення M та β_i залежать від типу використовуваних на BTS антен – антени із круговою діаграмою спрямованості ($\Delta\varphi = 360^\circ$) або секторні ($\Delta\varphi = 120^\circ$ і $\Delta\varphi = 60^\circ$). Можливі три випадки:

1. Якщо $\Delta\varphi = 360^\circ$, то

$$N_S = 1; M = 6 \text{ і } \beta_1 = \beta_2 = (q-1)^{-4}; \beta_3 = \beta_4 = q^{-4}; \beta_5 = \beta_6 = (q+1)^{-4}.$$

2. Якщо $\Delta\varphi = 120^\circ$, то $N_S = 3; M = 2$ і $\beta_1 = (q+0,7)^{-4}; \beta_2 = q^{-4}$.

3. Якщо $\Delta\varphi = 60^\circ$, то $N_S = 6; M = 1$ і $\beta_1 = (q+1)^{-4}$, тут N_S – число секторів.

У всіх випадках

$$q = D / R = \sqrt{3C}. \quad (2.39)$$

За заданих значень ρ_0 і σ для $N_S = 1; 3; 6$ і кількох значень C виконують розрахунки відсотка часу зриву зв'язку $p(C)$. Після знаходження величини x_1 за таблицею Q -функцій визначають відсоток часу $p(C)$.

Якщо виконується умова $p(C) \leq p_t$, то обране значення розмірності кластера C відповідає заданим умовам проектування. Якщо $p(C) > p_t$, то необхідно збільшити значення C або перейти до використання секторних антен. Іноді, щоб забезпечити умову $p(C) \leq p_t$, водночас збільшують розмірність кластера та секторність антени.

2.4.11 Розрахунок числа частотних каналів, що використовуються однією BTS

Число частотних каналів на одній BTS дорівнює

$$N_{K_{BTS}} = \text{int}(N_k / C). \quad (2.40)$$

Число частотних каналів, що використовуються для обслуговування абонентів в одному секторі стільника, визначається за формулою

$$n_S = \text{int}(N_k / C \cdot N_S). \quad (2.41)$$

2.4.12 Розрахунок допустимого телефонного навантаження

Величина допустимого телефонного навантаження в кожному секторі стільника визначається одним зі співвідношень (2.12) або (2.13). У цьому випадку $n_0 = n_S \cdot n_\alpha$, де n_α – число каналів, організованих на одній несучій за рахунок часового ущільнення. Величина n_α визначається стандартом системи стільникового зв'язку.

2.4.13 Розрахунок кількості абонентів, що обслуговуються однією BTS

Кількість обслуговуваних однією BTS абонентів визначається за формулою (2.15).

2.4.14 Розрахунок кількості базових станцій

Число базових станцій у мережі визначається за формулою (2.16).

2.4.15 Розрахунок величини радіуса стільника

Величина радіуса стільника розраховується за формулою (2.17). Ця формула справедлива лише у випадку, коли BTS знаходиться у центрі кожного стільника, і не може бути використана для випадків стандарту D-AMPS, а також для випадків стандартів GSM та JDC, які використовують мережі BTS 3/9 та 4/2. Для стандартів, які використовують мережі BTS, вираз (2.16) матиме вигляд

$$R = \sqrt{\frac{S_0}{\pi N_{стїл}}}$$

Якщо мережу BTS подати у вигляді x / y , то число стільників дорівнює

$$N_{стїл} = N_{BTS} \cdot \frac{y}{x}$$

2.4.16 Розрахунок потужності передавача BTS

Потужність передавача BTS визначається співвідношенням

$$P_{\text{ПД, дБВт}} = P_{\text{нрMSдБВт}} - G_{\text{BTS}} + 70 + 26,16 \lg(f', \text{ МГц}) - 13,82 \lg(h_{\text{BTS}}, \text{ м}) + \quad (2.42)$$

$$+ [45 - 6,55 \lg(h_{\text{BTS}}, \text{ м})] \lg(R, \text{ км}) + \alpha_{\phi \text{ BTS}} + |x_1| \sigma, \text{ дБВт.}$$

2.4.17 Розподіл каналів між BTS

Під час фіксованого розподілу каналів за кожною BTS, антени якої мають діаграму спрямованості $\Delta\varphi = 360^\circ$, закріплюється набір каналів, що мають номери $N_i = i + j \cdot C$, де i – номер BTS, причому $i = 1, 2, \dots, C$; $j = 0, 1, 2, \dots$

Якщо на BTS використовуються секторні антени, то при $N_S = 3 (\Delta\varphi = 120^\circ)$ і при $N_S = 6 (\Delta\varphi = 60^\circ)$ за кожним сектором закріплюється набір частотних каналів з номерами $N_i = i + N_S j \cdot C$.

$$N_i = i + 3 \cdot j \cdot C \quad (\text{для } N_S = 3)$$

$$N_i = i + 6 \cdot j \cdot C \quad (\text{для } N_S = 6)$$

$$i = 1, 2, \dots, N_S \cdot C.$$

Частотний план необхідно подати у вигляді таблиці. Наприклад, при $C = 12$ і $N_S = 1$ таблиця має вигляд таблиці 2.5.

Таблиця 2.5 – Розподіл частотних каналів між BTS

i \ j	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
2	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36

Під час використання секторних антен зручно позначати сектори індексами А, В, С, D і т. д. Наприклад, під час використання трисекторних антен на одній BTS будуть сектори 1А, 1В, 1С. Для випадку $C = 4$ і трисекторних антен розподіл радіоканалів між BTS може бути подано таблицею 2.6.

Таблиця 2.6 – Розподіл каналів між BTS під час використання трисекторних антен

$j \backslash i$	A	A	A	A	B	B	B	B	C	C	C	C
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
2	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36

2.4.18 Про кількість абонентів, які водночас працюють в одному стільнику ССМЗ з кодовим розподілом каналів

Кількість абонентів, які водночас працюють в одному стільнику, визначає ємність BTS цього стільника, й відповідно, всієї мережі. Кількість каналів трафіку у прямому напрямі визначається кількістю ортогональних функцій Уолма. Під час використання 64 функцій Уолма у прямому напрямі можливо організувати 55 каналів зв'язку з мобільними станціями у стільнику. При цьому взаємні перешкоди відсутні, тому що в цьому випадку реалізується синхронний режим роботи. У зворотному напрямі реалізований асинхронний принцип передачі сигналів, який супроводжується виникненням взаємних перешкод, які організують ємність мережі. З цього випливає, що саме зворотний напрям визначає кількість водночас працюючих в одному стільнику абонентів. Взаємні завади прийому базової станції створюють передатчики мобільних станцій свого стільника, а також прилеглих стільників, оскільки всі вони працюють на одній частоті.

Рівень сигналу на вході приймача BTS від MS залежить від відстані між MS та BTS. Рівень сигналу від близько розташованих до BTS мобільних станцій значно перевищує рівень сигналу від віддалених MS, що маскує їх роботу. Для максимізації абонентської ємності BTS (мережі), необхідно забезпечити на вході приймача BTS рівність сигналів від усіх MS. Це завдання вирішує система управління потужністю передавачів. Точність управління складає 0,5 дБ.

Інтерференційні завади, які викликані більшою кількістю MS у даному стільнику, перевищують за потужністю завади, які викликані тепловим шумом. Ось чому тепловими шумами можливо знехтувати.

У роботах [12, 14] наводиться вираз для визначення максимально допустимої кількості водночас працюючих в одному стільнику абонентів, яке отримано за умови ідеально працюючої системи автоматичного управління

потужністю передавачів та без урахування власних шумів приймача базової станції

$$M_{max} = \frac{G_p}{(E_g/I_0)_{треб}} + 1, \quad (2.43)$$

де M_{max} – максимальна кількість абонентів у стільнику;

G_p – вигравш у відношенні сигнал/завада під час обробки широкосмугового сигналу;

E_g/I_0 – затребуване відношення енергії біта даних до спектральної щільності інтерференційних завад.

Наведений вираз (2.8) не враховує ряд інших факторів, від яких залежить число активних користувачів у стільнику. До них належать [14]:

– **Розподіл за секторами або коефіцієнт посилення антени G_A .**

Стільник може бути розділений на три сектори по 120° за допомогою трьох напрямних антен з коефіцієнтом посилення порядку 2,5 (або 4 дБ). Даний коефіцієнт визначає, у скільки разів може бути збільшена кількість абонентів.

– **Фактор активності мови G_v .** У середньому в процесі розмови близько 60% часу займають паузи між словами та фразами, а також час прослуховування. Відповідно, для безпосередньої передачі сигналу необхідно лише 40% загального часу зв'язку, тобто час, коли один зі співрозмовників говорить. Для каналів передачі мови такий факт дозволяє збільшити кількість абонентів у число разів, яке дорівнює коефіцієнту G_v , тобто **2,5 (або 4 дБ)**.

– **Фактор інтерференції від зовнішніх стільників H_0 .** З технологією CDMA може використовуватися 100%-ве повторне використання частоти. Усі сусідні комірки можуть використовувати один і той самий спектр. Тоді, окрім заданого рівня інтерференції I_0 в середині стільника існує додаткова зовнішня інтерференція. Якщо втрати сигналу описуються функцією четвертого ступеня, потужність зовнішньої інтерференції можливо вважати рівною 55% від повної потужності інтерференції всередині стільника. Відповідно, повна інтерференція може бути записана у вигляді $1,55I_x$. Число абонентів зменшується у відповідності до коефіцієнта H_0 , який дорівнює 1,55 (або 1,9 дБ).

– **Фактор несинхронної інтерференції γ .** Під час оцінки рівня інтерференції сигналів абонентів, які знаходяться всередині та ззовні стільника, було зроблено припущення, що всі використані канали є ідентичними (тобто робочі характеристики однакові для всіх абонентів, які передають

голосові сигнали). Припустимо також, що інтерференція, яка пов'язана зі звуженням, може апроксимуватися випадковою гауссовою змінною. Будемо вважати, що абоненти рівномірно розподілені по площі стільника, а управління потужністю в кожній з комірок ідеальне. Найгірший випадок – коли всі інтерферуючі між собою сигнали синхронізовані за фазою та елементарним сигналом. Для несинхронного каналу зв'язку ситуація буде краще. В даному випадку в рівняння (2.8) вводиться коефіцієнт γ , який описує інтерференцію, внаслідок чого максимальна допустима кількість абонентів збільшується порівняно з найгіршим сценарієм. Якщо враховувати, що елементарний сигнал можливо графічно подати у вигляді ідеального прямокутника, значення γ дорівнює 1,5. Загалом дане значення залежить від форми функції, яка описує елементарний сигнал.

Використовуючи коефіцієнти G_A , G_v , H_0 , γ (а також їх значення, наведені вище), можна обчислити максимально допустиму кількість активних користувачів M' у комірці.

$$M' = \frac{\gamma G_A G_v}{H_0} \times M_{\max} = \frac{\gamma G_p G_A G_v}{(E_b/I_0)_{\text{треб}} H_0} \approx 6 \times M_{\max}. \quad (2.44)$$

Дане рівняння (2.9) також не враховує всі фактори, а тому науковий розрахунок значно складніший, ніж наведений. Під час обчислення даної формули вважалося, що абоненти рівномірно розподілені по площі стільника, а управління потужністю здійснюється ідеально. Вважалося, що вплив теплового шуму мізерно малий. Не розглядалася топологія місцевості як фактор, який впливає на параметр затухання радіохвиль. Зі зменшенням параметра затухання радіохвиль інтерференція збільшується. Це ще неповний список неврахованих факторів.

Більш точна формула визначення кількості водночас працюючих в одному секторі кожного стільника абонентів наведена в [25] та має вигляд:

$$n_0 = \frac{(1 - \lambda)}{(\alpha \cdot \rho_0)} \cdot \frac{\left(\frac{B_r}{B_{\text{inf}}} \right)}{[2 + \exp[m_0 + K_T \delta_0]]}, \quad (2.45)$$

де $\lambda = 0,2$ частина потужності передавача базової станції, що витрачається на передачу пілот-сигналу;

B_{inf} – швидкість передачі інформації (біт/с);

$\lambda = \frac{3}{8}$ – частина часу від загальної тривалості розмови, що проходить на паузі;

B_r – смуга частотного каналу (Гц);

m_0 – розрахунковий параметр;

ρ_0 – затребуване відношення сигнал/завада;

K_T – коефіцієнт, який пов'язаний з допустимим відсотком часу зменшення відношення сигнал/завада на вході приймача відносно;

δ_0 – розрахунковий параметр.

Більш детальний розрахунок максимально допустимої кількості водночас працюючих в одному стільнику абонентів був виконаний у розділі «Розрахунок параметрів системи стільникового мобільного зв'язку другого покоління».

Використовуючи вираз (2.8), можна визначити M_{max} для стандарту IS-95. У цьому випадку виграш $G_p = 128$, $P_c/P_{нов} = (6 \div 7) \text{дБ}$. Тоді

$$M_{max} = \frac{128}{4 \div 5} - 1 = 25 \dots 33.$$

У роботах [2, 11] зазначено, що в одному стільнику одночасно активних абонентів може бути 25–30.

Автор роботи [1], посилаючись на іноземні джерела, стверджує, що з імовірністю помилки 1% та відношенням $P_c/P_{нов} = (6 \div 7) \text{дБ}$ можливо організувати 60 активних каналів на трисекторному стільнику.

Контрольні запитання та завдання

1. Викладіть структурну схему системи стільникового стандарту GSM. Поясніть призначення та функції базової станції.
2. Поясніть призначення та функції мобільної станції системи стандарту GSM.
3. Що таке транскодер (TRAU)? Поясніть його призначення та місцеположення.
4. Поясніть призначення та функції базового контролера.
5. Поясніть призначення центру комутації системи GSM.
6. Дайте загальну характеристику стандарту GSM.
7. Розкажіть послідовність перетворення мови у стандарті GSM.
8. Назвіть методи підвищення якості передачі сигналів у стандарті GSM.
9. Назвіть заходи, які використовують для боротьби з помилками в системі стандарту GSM.
10. Розкажіть про метод передачі з упередженням у системі стандарту GSM.
11. З якою метою у стандарті GSM використовується система управління потужністю передавачів?

12. Назвіть аспекти безпеки у стандарті GSM. Розкажіть процедури автентифікації та шифрування мови.
13. Дайте загальну характеристику системам стільникового зв'язку технології CDMA стандарту IS-95.
14. Викладіть структурну схему системи стандарту IS-95.
15. Назвіть та поясніть переваги систем зв'язку з широкосмуговими сигналами.
16. Назвіть способи формування ШПС. Розкажіть метод прямого розширення спектра за допомогою псевдовипадкових послідовностей.
17. Назвіть та поясніть призначення функцій, які використовують у стандарті IS-95.
18. Назвіть канали системи зв'язку стандарту IS-95.
19. Поясніть призначення пілот-сигналу. Викладіть структурну схему каналу пілот-сигналу. Поясніть призначення елементів схеми.
20. Поясніть призначення синхросигналу. Викладіть структурну схему сигналу синхронізації. Поясніть призначення елементів схеми.
21. Викладіть структурну схему каналу прямого трафіку. Поясніть призначення елементів схеми.
22. Дайте стислу характеристику зворотним каналам. Розкажіть принципи роботи системи управління потужностями передавачів системи стандарту IS-95.

3 СИСТЕМИ СТІЛЬНИКОВОГО МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ ТРЕТЬОГО ПОКОЛІННЯ 3G

Роботи зі створення 3G розпочалися у 1992 році, коли стало зрозуміло, що мобільні системи грають все більш важливу роль. Роботи були розпочаті у проєкті, який отримав назву FPLMTS (Future Public Land Mobile Telecommunication System – перспективна сухопутна мобільна телекомунікаційна система). Акронім був настільки незграбним навіть порівняно з іншими термінами, що МСЕ незабаром прийняв більш прийнятну назву IMT–2000 (International Mobile Communications for the year 2000 – Міжнародний мобільний зв'язок 2000) [3, 17, 32, 37].

Проєкт IMT–2000 ставив перед собою такі завдання:

- реалізацію набору нових послуг;
- забезпечення мобільного зв'язку зі швидкістю передачі даних вище 20 Мбіт/с;
- освоєння частотної області 2000 МГц, яку МСЕ бажав зробити доступною для нових технологій;
- досягнення вказаної мети до 2000 року.

Жодне з цих завдань не було повністю виконане, але назва залишилася. Швидкість передачі даних, яку поставлено було за мету, нині досягнуто, але тільки за деяких оптимальних умов. IMT–2000, як і передбачалося, охоплював можливі використання безпроводового зв'язку, а саме:

- безпроводові мережі доступу та локальні обчислювальні мережі (LAN), які можуть забезпечувати користувачам високі швидкості передачі даних на вулиці, в офісі чи вдома;
- зв'язок за допомогою супутників та звернення до основних мовних служб і послуг передачі даних буквально з будь-якої точки Землі, якщо вони знаходяться поза межами області, яку охоплено стільниковою мережею.

Друга можливість – це мобільна супутникова служба (MSS – Mobile Satellite Service), мобільний персональний супутниковий зв'язок (GMPCS – Global Mobile Personal Communication by Satellite).

Спочатку МСЕ сподівався створити універсальний стандарт системи рухомого зв'язку, але з часом стало зрозуміло, що попри відносну нескладність формулювання основних вимог до системи 3G, дуже нелегким питанням виявилася розробка стратегії досягнення цих вимог. До 1999 року більшість цих ідей було полишено, коли були створені перші прототипи обладнання IMT–2000.

Коли інтернет знайшов загальнодоступне і комерційне використання, то МСЕ зрозумів, що інтернет став одним з найбільш важливих факторів використання технології ІМТ–2000. Це спричинило додаткові вимоги для підтримки протоколів, пов’язані з мережею комутації пакетів. Попередньо встановлені швидкості обміну даних, як і в цифровій мережі інтегрального обслуговування, залишились.

Вимоги до систем 3G найбільш повно сформульовані у рекомендаціях ІМТ–2000 Міжнародним Союзом Електрозв’язку (МСЕ).

Найбільш важливі з них:

- глобальний роумінг;
- поєднання пакетної комутації даних з комутацією каналів;
- ефективне використання спектра;
- відкрита архітектура;
- забезпечення передачі мови, даних та мультимедійної інформації;
- якість мови, яку можна порівняти з проводим зв’язком;
- захист інформації, який можна порівняти з вже наявною системою у ТфОП/ISDN;
- спільна робота з супутниковими системами;
- висока швидкість передачі даних;
- підтримка ієрархічної структури;
- поетапний підхід до підвищення швидкості передачі даних до 3 Мбіт/с.

Типи служб, доступних за ІМТ–2000, наведені у табл. 3.1, а приклади наданих послуг – на рис. 3.1.

Таблиця 3.1 – Типи служб, доступних в ІМТ–2000

Класифікація служби	Швидкість «користувач – мережа»	Швидкість «мережа – користувач»	Відношення швидкостей	Використання	Вид комутації
Діалогове мультимедіа	2048 кбіт/с	2048 кбіт/с	1	телеконференція	Каналів
Високошвидкісне мультимедіа	384 кбіт/с	2,048 кбіт/с	5,3	Телебачення	Пакетів
Середнє мультимедіа	128–384 кбіт/с 19,2 кбіт/с	128–384 кбіт/с 768 кбіт/с	1 40	WEB-навігація	Пакетів
Комутовані дані	64(144) кбіт/с	64(144) кбіт/с	1	Інтернет, факсимільні повідомлення	Каналів
Передача повідомлень	9,6–14,4 кбіт/с	9,6–14,4 кбіт/с	1	Електронна пошта	Пакетів
Мова	4–32 кбіт/с	4–32 кбіт/с	1	Телефонний зв’язок	Каналів

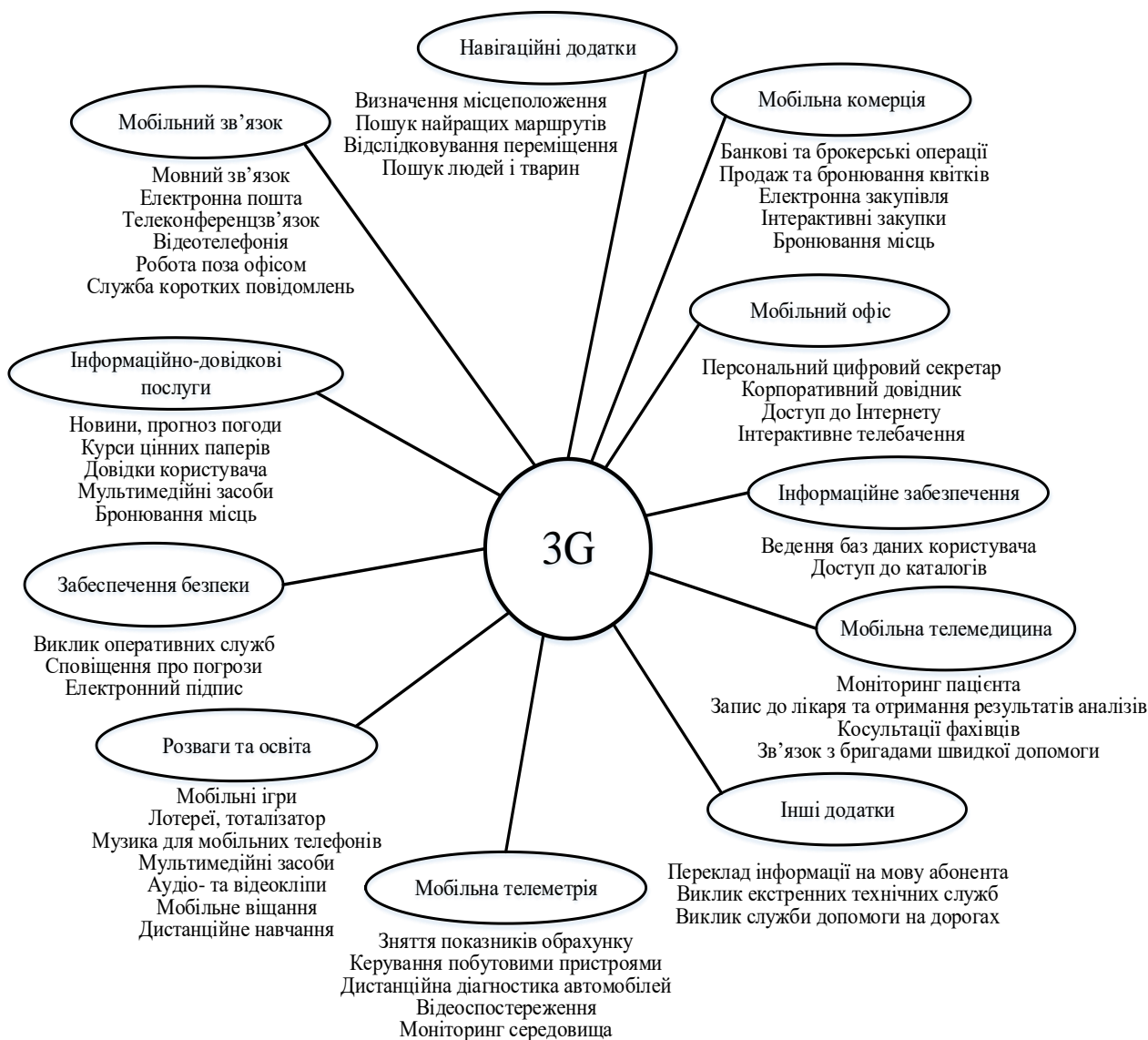


Рисунок 3.1 – Приклади послуг, які надаються мобільними системами 3G

3.1 Еволюція систем мобільного зв'язку третього покоління

Системи мобільного зв'язку другого покоління (2G) – це цифрові системи, які потрібні для передачі мовної інформації та передачі даних. Розвиток (еволюція) систем 2G у напрямі систем третього покоління пов'язаний з еволюцією систем на базі стандартів GSM, IS-136 та IS-95 [3, 10, 11, 17].

3.1.1 Еволюція систем стандарту GSM

На даному етапі визначилися основні шляхи модернізації систем на базі GSM:

- високошвидкісна передача даних з комутацією каналів HSCSD;
- загальні послуги пакетної радіопередачі GPRS;
- реалізація систем доступу EDGE;

– втілення системи GSM–400 для зв'язку у сільській місцевості та малонаселених районах.

3.1.2 Високошвидкісна передача даних з комутацією каналів (HSCSD)

Сучасні мережі передачі даних мають низьку швидкість передачі – до 9,6 кбіт/с. Фактично її достатньо лише для роботи електронної пошти і передачі коротких повідомлень довжиною 160 символів (SMS-послуга). Маршрутизація даних у мережах GSM здійснюється з використанням обладнання з комутацією каналів, що є некомфортним для користувача.

Час встановлення з'єднання під час використання модема достатньо високий, близько 20 с. Всі ці фактори свідчать про те, що у рамках діючого стандарту GSM виконання вимог систем третього покоління неможливе.

Перший крок у напрямі вдосконалювання діючих систем GSM – реалізація на базі технології HSCSD передачі даних зі швидкістю 19,2 кбіт/с (два каналних інтервали по 9,6 кбіт/с) або 28,8 (2×14,4). Слід зазначити, що на цих швидкостях зараз працює більшість користувачів Інтернет у європейських країнах.

Впровадження HSCSD зі швидкістю до 28,8 кбіт/с вимагає в основному модифікації програмних засобів і протоколів обміну, при цьому інфраструктура діючої системи GSM залишається незмінною. Під час заповнення двох каналних інтервалів в одному кадрі часовий зсув сигналів між прийомом сигналів базової станцією і наступною його передачею мобільною станцією не перевищує чотирьох інтервалів, що підтримується діючими протоколами GSM.

У HSCSD використовуються схеми кодування: CS1 зі швидкістю передачі 9,6 кбіт/с та CS2 зі швидкістю 14,4 кбіт/с. З розвитком HSCSD планується подальше збільшення швидкості за рахунок об'єднання чотирьох часових інтервалів і передача інформації зі швидкістю 38,4 (4×9,6) кбіт/с (схема CS2) або 57,6 (4×14,4) кбіт/с (схема CS2). Такий режим вже не підтримується GSM-телефонами й не може бути реалізованим без їхнього доопрацювання [10].

Що стосується ще більшого підвищення швидкості до 76,8 кбіт/с (CS1) або 115,2 (CS2) шляхом об'єднання восьми каналів по 9,6 кбіт/с або 14,4 кбіт/с, то реалізація такої можливості потребує доопрацювання магістральної базової мережі, де швидкість обміну інформацією між системою базової станції та системою комутації (A-інтерфейс) обмежена значенням 64 кбіт/с.

Попри можливість підвищення у декілька разів швидкості передачі, технологія HSCSD не дозволяє позбавитися від основного недоліку діючих систем GSM – неефективної обробки невеликих за об'ємом потоків даних і,

відповідно, нераціонального управління радіоресурсами. Прийнятий у мережах GSM метод тарифікації – за час з'єднання, але не за реальне використання каналів – є однією з основних причин гальмування процесу втілення послуг передачі даних HSCSD. Ось чому малоімовірно, що технології HSCSD, які базуються на комутації каналів, будуть у майбутньому ширше використовуватися у мережах GSM.

3.1.3 Радіослужба пакетної передачі GPRS

Діючі мережі GSM, у тому числі й нова технологія HSCSD, можуть підтримувати лише трафік мереж з комутацією каналів. Ось чому одним з найважливіших кроків на шляху еволюції мереж GSM стало впровадження послуг пакетної передачі GPRS (General Packet Radio Service). Система GPRS забезпечує прозору передачу даних (від абонента до абонента) у пакетному режимі IP-протоколу з підвищенням швидкості передачі до 115,2 кбіт/с.

Слід зазначити, що лише послуга GPRS має можливість надавати нові види послуг третього покоління вже сьогодні. Її відносять до систем 2,5 G.

Оскільки послуга передачі даних GPRS надбудовується над вже існуючою мережею GSM, то немає необхідності у кардинальній модернізації існуючої мережної інфраструктури. Щодо нових функціональних можливостей і зміни принципу спряжиння з новими мережами, то вони є завданнями систем комутації та є лише розширенням діючої мережі GSM.

На рис. 3.2 наведені основні вузли модернізованої системи мобільного зв'язку GSM, де:

- BG – білінговий вузол;
- BTS – базова станція;
- EIR – реєстр ідентифікації обладнання;
- GGSN – шлюзовий вузол підтримки послуг GPRS;
- HLR – домашній реєстр;
- IWMSC–MSC для забезпечення міжмережного обміну;
- MSC/VLR – мобільний центр комутації, суміщений з гостьовим реєстром;
- MS – мобільна станція;
- PCU – пакетний контролер;
- SGSN – сервісний вузол підтримки послуг GPRS;
- SM–SC – центр комутації коротких повідомлень;
- SMS – послуга коротких повідомлень;
- PDN – мережа передачі даних загального користування;

- PSTN – телефонна мережа загального користування;
- PLMN – мережа сухопутного мобільного зв'язку загального користування.

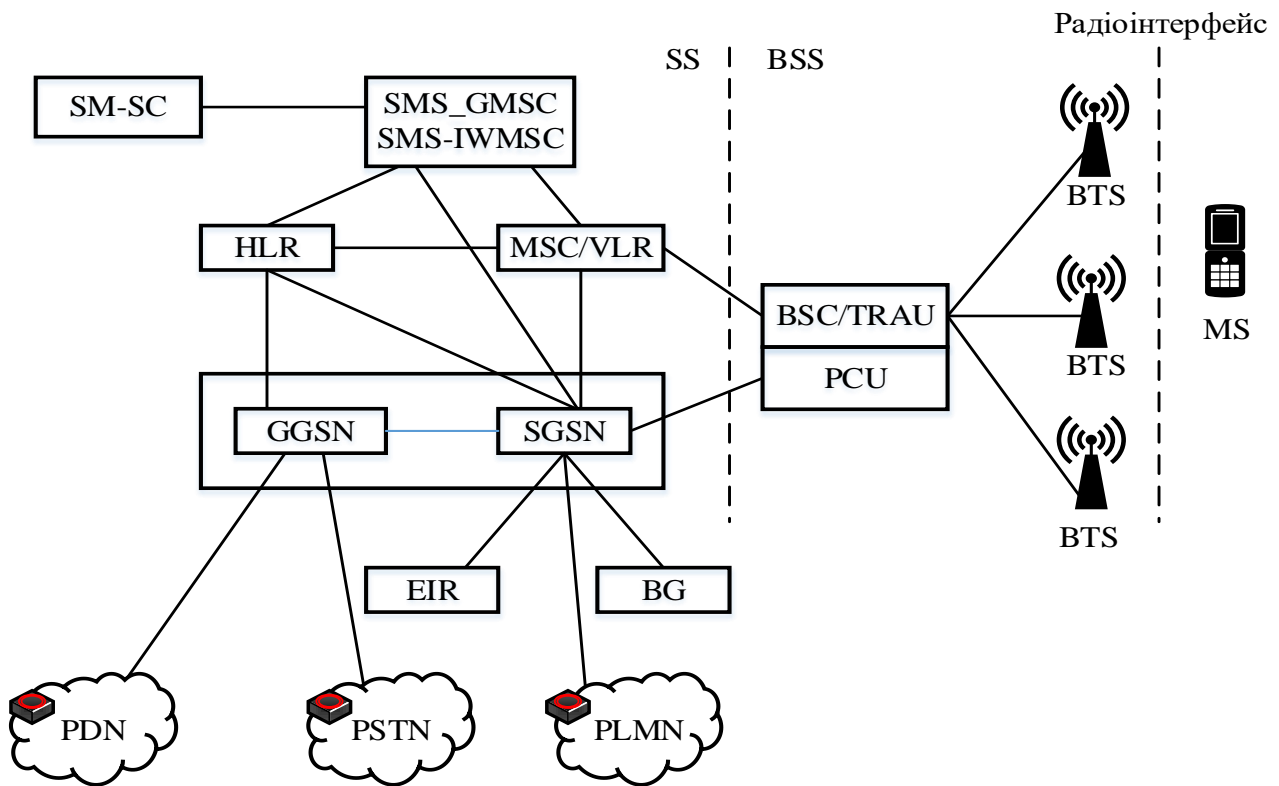


Рисунок 3.2 – Архітектура мережі GSM

Як видно з рис. 3.2, впровадження GPRS пов'язано в основному з доповненням нових мережних елементів, які передбачені для підтримки пакетної передачі даних: SGSN та GGSN – у системі комутації, PCU – у системі базової станції.

Сервісний вузол SGSN забезпечує маршрутизацію пакетів, автентифікацію та шифрування, а також управління мобільністю всіх абонентів, які знаходяться у зоні його обслуговування. На вищому мережному рівні вузла SGSN підтримує функції, аналогічні тим, які забезпечували MSC/VLR у мережах з комутацією каналів. Вихідний трафік вузла SGSN перенаправляється у контролер базових станцій, й далі через базові станції до абонентів. Зв'язок мережі GSM із зовнішніми мережами передачі здійснюється за протоколами x.25 та IP реалізується через вузол GGSN, реалізовані функції забезпечення безпеки, обробки рахунків абонентів та динамічного виділення IP-адрес. Враховуючи те, що вузли SGSN та GGSN належать до системи комутації, а не системи базової станції, варіанти їх розміщення, протоколи взаємодії та інтерфейси в даному випадку не розглядаються.

Введення послуг GPRS потребує не лише впровадження контролерів базових станцій та доопрацювання програмного забезпечення, але й нововведень на радіоінтерфейсі. Для передачі IP-трафіка у GPRS використовується один або декілька виділених логічних каналів, які мають назву PDCH та оптимізовані для пакетної передачі даних.

Канальна структура GPRS включає три типи логічних каналів. Інформаційні пакети передачі логічним каналом PDCH. Широкомовна та загальносистемна інформація передаються з базових станцій на мобільні за каналом RBCCH. Третій тип логічного каналу RSCCH призначений для передачі управляючої інформації. У системі GPRS він виконує декілька функцій. Ним передаються повідомлення про виклик, які вказують на початку пакетної передачі. Канал RSCCH може також використовуватися базовою станцією для передачі даних про розподіл мережних ресурсів між мобільними станціями. Але використання RSCCH не є обов'язковим для всіх стільників мережі GSM/GPRS. Замість неї мобільний абонент може прослуховувати стандартний канал управління CCCH, який використовується у GSM.

Один канал PDCH відображується в один часовий інтервал тривалістю 576,92 мкс, що дозволяє використовувати ту саму канальну структуру, що й у звичайних мережах GSM. Передача інформації у GPRS здійснюється зі швидкістю 270,833 кбіт/с з використанням гауссівської маніпуляції з мінімальним зсувом (GSMK). Як і в GSM, один символ закодованої послідовності відповідає одному модульованому символу. Формати канального інтервалу в GPRS також ідентичні GSM, тобто звичайний пакет вміщує 257 інформаційних бітів, 2 службових біти, 26 бітів визначеної послідовності та 2×3 кінцевих бітів. Сусідні інтервали розділені захисним інтервалом, тривалість якого відповідає 8,25 бітам. Для забезпечення гнучкості у системі GPRS запропоновано чотири схеми кодування даних: від CS1 до CS4. Для управління роботою радіолінії у режимі пакетної передачі розроблено спеціальний протокол RLC, який забезпечує її адаптивне налаштування, програмну перебудову частоти та управління потужністю.

Адаптація радіолінії включає вибір схеми кодування CS1–CS4 залежно від виду інформації, що передається, характеристик радіоканалу та рівня завад.

Таким чином, у режимі GPRS кожному абоненту може виділятися від 1 до 8 канальних інтервалів. Під час пакетної передачі ресурси ліній зв'язку «вгору» та «вниз» можуть визначатися незалежно, тобто у системі може використовуватися асиметричний режим передачі. Практична швидкість передачі даних у GPRS дорівнює 115,2 (8×4,4) кбіт/с, хоча й

теоретично вона може бути збільшена до 171,2 ($8 \times 1,4$) кбіт/с з використанням схеми кодування CS4.

Головна відмінність технології GPRS від високошвидкісної HSCSD – новий механізм тарифікації, який допускає можливість спільного користування кількома абонентами одного канального інтервалу та одночасного надання декількох видів послуг, наприклад, прийом повідомлень від третього абонента під час сеансу зв'язку з іншим. У цьому випадку сплата перерозподіляється між різними абонентами, які використовують один канал. Фактично абонент сплачує лише за об'єм переданої інформації, але не за час використання каналу.

3.1.4 Система радіодоступу EDGE

Технологія EDGE розроблена на базі стандарту EGSM та забезпечує плавний перехід до систем третього покоління. Вона передбачає нові види модуляції та завадостійке кодування. В ній використовуються існуючі протоколи радіоінтерфейсу стандарту GSM та для її впровадження не потрібне створення нових мережних елементів (вона надбудовується над існуючою системою GSM). Технологія EDGE сумісна з технологією GSM/GPRS і може працювати у діапазонах: 400, 900, 1800 МГц [2, 10, 11, 17, 37].

До основних переваг EDGE слід віднести використання спектрально-ефективної модуляції та адаптивного налаштування каналу залежно від вимог абонента і реального відношення сигнал/шум.

Ефективність використання радіоспектра EDGE майже у 3 рази вища, ніж GPRS. Під час роботи системи у смузі 600 кГц (модель повторного використання частот 1/3) може бути забезпечена спектральна ефективність вище 0,45 біт/Гц на стільник.

Основні характеристики технології EDGE наведені у таблиці 3.2.

Нові можливості стандарту EDGE – це автоматичне розпізнавання типу модуляції, що використовується в радіоканалі, з подальшим переходом у потрібний режим. Вдосконалений метод модуляції автоматично адаптується до якості каналу радіозв'язку, пропонуючи найвищі швидкості передавання в найбільш сприятливих умовах поширення радіохвиль, особливо поблизу базових станцій.

В EDGE додаються дві послуги: вдосконалена послуга пакетного передавання EGPRS (Enhanced GPRS) і вдосконалена послуга комутації каналів ECSD (Enhanced Circuit Switched Data). Порівняно з GSM максимальна швидкість передавання на один канал буде збільшена до 38,4 кбіт/с для ECSD

і до 69,2 кбіт/с для EGPRS. Пропускна спроможність на несучу теоретично збільшиться до 553, 5 кбіт/с.

Таблиця 3.2 – Основні характеристики технології EDGE

Характеристика технології EDGE	Значення або типи характеристик
Швидкість передачі в умовах високої мобільності у широких зонах покриття, кбіт/с	128
Швидкість передачі в умовах низької мобільності у широких зонах покриття, кбіт/с	384
Діапазони частот, МГц	Відповідають діапазонам GSM
Ширина смуги каналу, кГц	200
Метод доступу	TDMA
Вид модуляції	GMSK, 8PSK
Потужність передавача мобільної станції, Вт	1

Аналогічно може бути підвищена швидкість передавання і в режимі з комутацією каналів шляхом об'єднання кількох каналних інтервалів. Для ECSD стане можливим передавання в реальному часі потоків ISDN (64 кбіт/с) з малою ймовірністю помилки (BER), при цьому будуть зайняті лише 2 каналні інтервали по 32 кбіт/с.

У стандарті EDGE реалізуються два методи модуляції: GMSK і 8PSK з однаковою швидкістю передавання символів. Оскільки кожен символ 8PSK складається з трьох бітів, то в одному каналному інтервалі може бути передано 346 інформаційних бітів. У всьому іншому структура мультициклу збігається з GSM. Тобто кожен цикл складається з 8 каналних інтервалів, а кожен тринадцятий цикл – цикл очікування.

В EDGE пропонується адаптивна модуляція з комутацією пакетів. В основі пропозиції також лежить використання 6 рівнів кодування від PCS1 до PCS6 з різними характеристиками завадостійкості (табл. 3.3). Зміна режиму кодування відбувається щоразу, коли попередній декодований блок прийнятий з низькою достовірністю. В результаті наступний блок передається з більш високою завадозахищеністю.

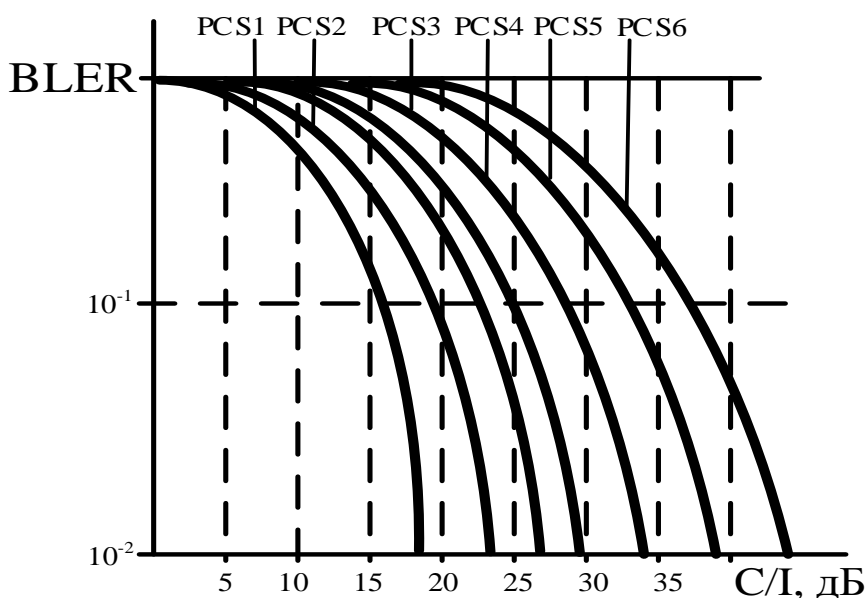
Результати розрахунку ймовірності помилки на блок (BLER) для різних схем кодування в каналі без рознесеного прийому вказані на рис. 3.3.

Оцінка виконана для транспортного засобу, який рухається зі швидкістю 3 км/год на частоті несучої 900 МГц з використанням передавання із стрибками за частотою. З наведених графіків наочно видно, що за однієї й тієї самої частоти поява помилкових блоків BLER зі зниженням швидкості передавання

інформації різко знижується вимога до відношення сигнал/шум, за якого забезпечується задана якість прийому.

Таблиця 3.3 – Основні характеристики схем кодування в системі EDGE (модуляція 8PSK)

Схема кодування	Максимальна швидкість, кбіт/с	Швидкість кодування	Швидкість радіоінтерфейсу, кбіт/с
PCS1	69,2	0,33	22,8
PCS2	69,2	0,5	34,3
PCS3	69,2	0,6	41,25
PCS4	69,2	0,75	51,6
PCS5	69,2	0,83	57,3
PCS6	69,2	1,0	69,2



Рисунки 3.3 – Залежність частоти появи спотворених блоків від відношення сигнал/шум

Надання абонентам послуг EDGE планується забезпечити за допомогою терміналів двох типів. У першому більш простому та дешевому терміналі забезпечуватиметься режим 8PSK у каналі «вниз» і GSMK у каналі «вгору». Використання високошвидкісного передавання в прямому каналі добре узгоджується із структурою трафіку в пакетних мережах, який за своєю природою асиметричний. До другого класу належать абонентські термінали, які забезпечують симетричну передачу інформації (8PSK) в обох напрямках.

Нові можливості надасть багатошвидкісний мовний кодек AMR (Adaptive MultiRate codec) з широким діапазоном швидкостей, що перемикаються

(до 32 кбіт/с). Введення такого мовного кодека в EDGE (фаза 2) дозволить надавати послуги в мікрокоміркових мережах. Таким чином, стандарт EDGE є гарною платформою для створення інтегрованої TDMA-технології, яка забезпечить плавний перехід до нових можливостей третього покоління.

3.1.5 Еволюція від IS-136

Концепція побудови системи 3-го покоління на базі стандарту IS-136 (D-AMDS) UWC-136 (Universal Wireless Communications – 136), в якому позначені три етапи вдосконалення, які засновані на використанні різних *типів радіочастотних каналів* [17]:

- IS-136+ (без розширення смуги існуючого каналу 30 кГц);
- IS-136HS (з розширенням смуги каналу 200 кГц);
- IS-136HS (Indoor Office) з розширенням смуги 1,6 МГц.

У проєкті UWC-136 передбачена можливість реалізації послуг 3-го покоління у широкому діапазоні частот від 450 МГц до 2,5 ГГц. Усі версії радіоінтерфейсу UWC-136 засновані на використанні спектрально-ефективних технологій, які розрізняються як за шириною смуги каналу, так і використаним методом модуляції (табл. 3.4). Завдяки використанню трьох типів каналів, можливе гнучке нарощування можливостей існуючих мереж TDMA/AMPS з урахуванням потреб сучасного ринку послуг.

Окрім високоефективних видів модуляції у вказаних радіоінтерфейсах використовуються високоефективні декодери у двох варіантах.

У стандарті 136+ вводиться нова схема каналного кодування CC2, яка дозволяє підвищити якість зв'язку у прямому каналі. В стандарті використовується схема з нерівномірним захистом від помилок мовного потоку з виходом вокодера ACELP. В рамках стандарту IS-136+ планується швидкість передачі даних збільшити до 52 кбіт/с за рахунок реалізації «полегшеного» варіанта GPRS, який отримав назву GPRS-136.

Для мереж з мікросітьовою структурою пропонується використовувати стандарт IS-136+ HS O/V, який заснований на технології EDGE. Головний аргумент на користь такого вибору – можливість використання універсальної сітки частот з кроком 200 кГц та 8-канального TDMA кадру GSM. Впровадження EDGE у стандарт IS-136 передбачає здійснення у два етапи. На першому етапі реалізується варіант зі швидкістю передачі 384 кбіт/с (EDGE Comfast), а на другому – EDGE Classic зі швидкістю передачі до 2,048 Мбіт/с. Потрібна ширина смуги частот в EDGE Comfast складає 600 кГц (три канали по 200 кГц), а в EDGE Classic – 2,4 МГц. При цьому будуть

використовуватися дворежимні телефони зі змінною шириною смуги каналу (30 кГц/200 кГц). У версії стандарту IS-136+ HS O/V вводяться два види модуляції: квадратурна АМ з двійковим зміщенням ВООАМ та квадратурна АМ з четвертковим зміщенням QООАМ. Нові види модуляції володіють підвищеною спектральною ефективністю, мають менший діапазон зміни огинаючої порівняно зі звичайною квадратурною QАМ та ставлять менш жорсткі вимоги до лінійності вихідних каскадів передавачів.

Таблиця 3.4 – Версії радіоінтерфейсу UWC-136

Назва проєкту	IS-136/ 136+	IS-136 HS (Outdoor/Vehicular)	IS-136 H (Indoor)
Максимальні смуги частот, які необхідні для розгортання системи	90 кГцх2 (1 стільник, 3-секторна антена)	3х200 кГц=600 кГц (коефіцієнт повторного використання частот 1/3)	2х1,6=3,2 МГц – FDD 1,6 МГц –TDD
Метод доступу/схема дуплексування	TDMA/FDD	TDMA/FDD	TDMA/FDD TDMA/FDD
Канальне рознесення	30 кГц	200 кГц	1600 кГц
Метод модуляції	$\pi / 4$ DQPSK (136) QPSK (136+) 8PSK (136+)	QОО АМ ВОО АМ GMSK	QОО АМ ВОО АМ
Швидкість передачі у радіоканалі	48,6 кбіт/с	722,2 кбіт/с (QОО АМ) 361,1 кбіт/с (ВОО АМ) 270, 8 кбіт/с (GMSK)	5,2 Мбіт/с (QОО АМ) 2,6 Мбіт/с (ВОО АМ)
Число каналних інтервалів на кадр	6 по 6,67 мс	8 по 576,92 мкс	64 по 72 мкс 16 по 288 мкс
Потужність мобільної станції	36 дБм – клас 1 32 дБм – клас 2 28 дБм – клас 3,4	29,6 дБм (QОО АМ) 29,3 дБм (ВОО АМ) 30 дБм (GMSK)	28 дБм
Крок управління потужністю, дБ	4	4	0,5...4

Для внутрішньоофісного зв'язку передбачається стандарт IS-136HSI (Indoor Office). Підвищення пропускнуої спроможності під час використання IS-136HSI можливо за рахунок переходу на канали зі смугою частот 1,6 МГц, а також використання режиму часового дуплексного рознесення (TDD).

Швидкість передачі символів на несучу збільшується до 2,6 Ммм/с (BOQAM) або 5,2 Ммм/с (QOQAM). Версія IS-136HSI призначена для передачі інформації зі швидкістю 2,048 Мбіт/с у мікро- та пикостільникових зонах обслуговування.

3.1.6 Еволюція стандарту IS-95

Технологія CDMA постійно розвивається, при цьому основні принципи (версія IS-95A) зберігаються незмінними [17, 35]. Нові можливості надає версія стандарту IS-95B, у якій визначені умови об'єднання декількох каналів CDMA у прямому напрямі (від базової станції до мобільної). Цей стандарт збільшує швидкість передачі до 28,8 кбіт/с за рахунок об'єднання 2 каналів зі швидкістю 14,4 кбіт/с, або до 115,2 кбіт/с ($14,4 \text{ кбіт/с} \times 8$). Окрім того, даний стандарт забезпечує ряд додаткових функцій, яких не було у стандарті IS-95. Більш вдосконалена версія стандарту IS-95C (рис. 3.4) спрямована на підвищення частотної ефективності та збільшення ємності мережі вдвічі. Дана пропозиція заснована на введенні квадратурного каналу, яким може передаватися такий саме кодовий ансамбль сигналів (тобто 64 коди Уолша), що й синфазним каналом. При цьому система зберігає зворотну сумісність зі стандартами IS-95A та IS-95B, і займатиме попередню смугу частот, яка дорівнює 1,25 МГц. Порівняно з іншими версіями стандарту система дозволяє збільшити швидкість до 144 кбіт/с.



Рисунок 3.4 – Еволюція стандарту IS-95

Подальший розвиток стандарту IS-95 пов'язаний зі стандартом IS-95HDR, яким передбачено підвищити швидкість передачі даних. При цьому базова станція стає дворежимною, яка водночас може підтримувати передачу мови та даних, пакетну передачу, збільшуючи вдвічі ємність порівняно з IS-95 за тієї самої швидкості 1,2288 Мчп/с. Останнім етапом еволюції є багаторежимна базова станція, яка водночас підтримує стандарт IS-95, CDMA 2000 (3xHDR/IS-2000) з типовою швидкістю 3,6864 Мчп/с (до 2 Мбіт/с).

Порівняно з IS-95 (CDMA One), фізичний рівень CDMA 2000 містить істотні вдосконалення:

- поряд з послугами з комутації каналів CDMA 2000 підтримує послуги з комутації пакетів;
- стандарт CDMA 2000 забезпечує широкий діапазон швидкостей передачі інформації від 1,2 кбіт/с до 2,457 кбіт/с. При цьому використовуються турбокоди;
- у зворотній лінії (*MS* → *BTS*) використовується синхронний режим. З цією метою введено зворотний сигнал пілот-сигналу, який дозволяє *BTS* відстежувати частоту і фазу сигналу мобільної станції;
- у стандарті CDMA 2000 передбачено використання адаптивної антенної решітки (смайт-антени), що здійснює просторову селекцію мобільних станцій.

Значення параметрів, які характеризують радіоінтерфейс систем стандарту CDMA 2000, наведені у табл. 3.5.

Таблиця 3.5 – Основні характеристики систем стандарту CDMA 2000

Найменування характеристики	Значення параметрів
Ширина займаної смуги частот	$N \times 1,25$ МГц, де $N=1,3,6,9,12$
Чіпова швидкість	$N \times 1,2288$ Мчп/с, де $N=1,3,6,9,12$
Метод багатостанційного доступу	MC-CDMA, DS-CDMA
Метод дуплексу каналів	FDD або TDD
Рознесення між несучими у режимі FDD	PCS
Методи кодування	Згорткові та турбокоди
Джерела синхронізації <i>BTS</i>	GPS
Метод пошуку мобільної станції	За пілот-каналом

У Європі створена єдина політика щодо переходу до систем 3G на базі основного стандарту UMTS з технологією доступу WCDMA (UTRA IMT-DC). Іноді зустрічаються й інші назви вказаного інтерфейсу: UMTS FDD, WCDMA FDD, а також UTRA FDD.

3.1.7 Типи систем третього покоління

Еволюція систем 3G проходила неоднаково у всіх регіонах, відбуваючись за різними стандартами й технологіями.

Спочатку ITU (International Telecommunication Union) передбачав розробку єдиного глобального стандарту на технологію систем 3G. Але через різні причини ITU не зміг розробити такий стандарт. Ось чому робочими органами ITU було прийняте рішення про погодження сімейства стандартів IMT-2000. Після погодження з усіма учасниками процесу створення стандарту у 1999 році союз ITU затвердив п'ять радіочастот інтерфейсів для IMT-2000 у рамках рекомендацій ITU-RM.1457. При цьому прийняті такі позначення радіоінтерфейсів [10, 11, 20, 37]:

- IMT-DS, відомий як широкосмуговий CDMA або W-CDMA (UTRA/FDD);
- IMT-TC, відомий як UTRA TDD або TD-SCDMA;
- IMT-MS, відомий як CDMA 2000;
- IMT-SC, відомий як UWC-136 або EDGE;
- IMT-FT, відомий як DECT.

Три з п'яти стандартів (IMT-DS, IMT-TC, IMT-MS) засновані на технології CDMA, а два (IMT-SC, IMT-FT) – на технології TDMA.

Розглянемо їх загальну характеристику.

Радіоінтерфейс IMT-DS (IMT-2000-DS) створений на базі проєктів W-CDMA (UTRA/FDD) з прямим розширенням спектра (DS-CDMA) та частотним дуплексним рознесенням (FDD) для використання у різних смугах частот (об'єднана пропозиція UTRA FDD та W-CDMA). Близькими за принципом побудови та параметрами до радіоінтерфейсу IMT-DS є стандарти WIMS, W-CDMA NA (США), W-CDMA (Японія) та CDMA II (Корея).

Радіоінтерфейс IMT-TC (IMT-2000-TC) являє собою стандарт на комбіновану систему з багатостанційним доступом TDMA/CDMA з частотним рознесенням (FDD) для використання у непарних частотних смугах частот (об'єднана пропозиція UTRA TDD або TD-SCDMA). TD-SCDMA – китайський проєкт системи третього покоління, розроблений на основі багатостанційного доступу з синхронним кодовим розподілом каналів.

Радіоінтерфейс IMT-MS створений на основі стандартів CDMA-2000 (США) та CDMA-I (I.I Корея), які передбачають еволюційний перехід від діючого стандарту CDMA ONE (IS-95) та його модифікації до широкосмугової багаточастотної CDMA-системи. Модульовані символи ущільнюються на декількох несучих з шириною спектра 1,25 МГц на кожній з них. Базова

смуга частот 3,75 (3x1,25) МГц, а чіпова швидкість 3,6864 (3x1,2288) МГц/с. У системах стандарту ІМТ–МС використовується комбінований доступ з частотно-кодним розподілом каналів, за якого високошвидкісний потік даних розбивається на декілька потоків зі зниженою швидкістю, кожен з яких передається на своїй несучій з кодовим розподілом каналів (з прямим розширенням спектра).

Радіоінтерфейс ІМТ–SC заснований на базі стандарту IS–136 (D–AMPS) та передбачає еволюційний процес його розвитку. Передбачаються три етапи розвитку стандарту:

- IS–136+ (GPRS) – без розширення смуги частот каналу 30 кГц;
- IS–136HS O/N – з шириною смуги частот каналу 200кГц;
- IS–136–HIS – з шириною смуги частот каналу 1600 кГц – з передачею швидкості до 2 Мбіт/с.

ІМТ–FT (ІМТ–2000–Frequency Time) – це нова аббревіатура системи радіодоступу DECT–EP. Стандарт DECT (цифрова вдосконалена безпроводова мережа), прийнятий ETSI у 1995 році. Стандарт DECT описує технологію організації мікростільникових систем для зон з високою щільністю абонентів (близько 100000 абонентів на км²). Одна з найважливіших переваг стандарту – він не потребує частотного планування. Вибір робочої частоти виникає у процесі постійного сканування всіх доступних частот, при цьому вільні робочі канали обираються у динамічному режимі. У стандарті на мікростільникову систему DECT передбачено комбіноване частотно-часове дуплексне рознесення (FDD/TDD) в парних і в непарних смугах частот. У стандарті ІМТ–FT запропоновані три градації швидкостей передачі: 1,52; 2,034 та 3,456 Мбіт/с. Така можливість реалізується за рахунок використання модуляції $\pi / 2$ – DPSK; $\pi / 4$ – DQPSK; $\pi / 8$ – D8PSK.

Технічні характеристики радіоінтерфейсів ІМТ–2000 наведені у табл. 3.6.

Розподіл частотних смуг у різних районах і різних державах показано на рис. 3.5, де застосовані такі терміни: мобільна служба передачі даних MDS; мобільна супутникова служба MSS; система персонального зв'язку PCS; система персонального портативного зв'язку PHS; система безпроводового зв'язку WLL.

При цьому смуги частот 1885 – 1980; 2010 – 2025; 2110 – 2170 МГц були визначені для наземного сегмента, а смуги частот 1980 – 2010 та 2170 – 2200 МГц – для супутникового сегмента системи ІМТ–2000. Згідно зі своїми Резолюціями, WRC–2000 внесла ряд приміток у Регламент радіозв'язку й визначила для системи ІМТ–2000 можливі додаткові смуги

частот: 806 – 960, 1710 – 1885 та 2500 – 2690 МГц (або їхньої частини), які можуть призначатися для використання національними Адміністраціями зв'язку як смуги розвитку.

Таблиця 3.6 – Характеристики радіоінтерфейсів IMT-2000

Характеристики радіоінтерфейсів	Радіоінтерфейси				
	IMT-DS	IMT-TC	IMT-MC	IMT-SC	IMT-FT
Базова технологія	UTRA FDD; WCDMA	UTRA TDD	cdma-200	UWC-136	DECT-EP
Метод доступу	DS-CDMA	TDMA/CDMA	MC-CDMA	TDMA	MC-TDMA
Дуплексне рознесення	FDD	TDD	FDD	FDD	FDD/TDD
Чіпова швидкість, Мбіт/с	3,84	3,84/1,288	3,6864	–	–
Вид модуляції	QPSK; BPSK	QPSK; BPSK; HPSK	QPSK; BPSK	QPSK; 8PSK; BOQAM; QOQAM	GFSK; DPSK; DQPSK; D8PSK
Тривалість кадру, мс	10	10	5 або 20	4,6	10
Глибина чередування, мс	10/20/40/80 0	10/20/40/80 10–130	3/20	0/20/20/140/240	Без чередування
Кількість слотів на кадр	15	15	Немає	6/8/16/64	12/24/48
Тривалість суперкадру, мс	720	720/720	немає	720/640	160

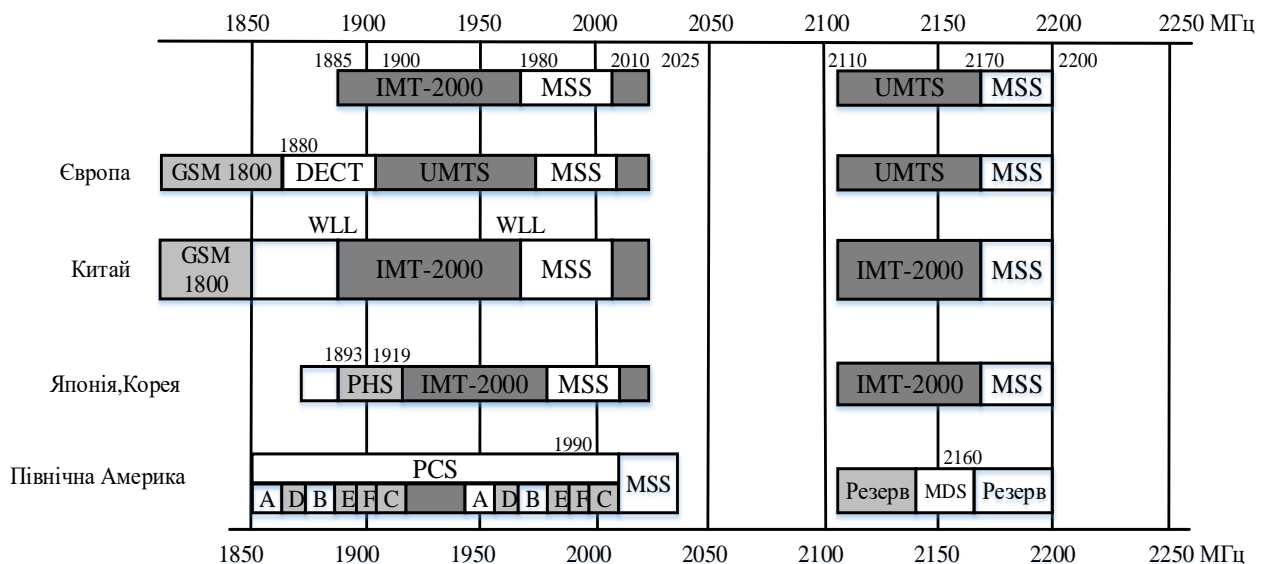


Рисунок 3.5 – Розподіл смуг частот для мереж 3G

3.1.8 Системи стандарту W-CDMA

Широкосмуговий CDMA (W-CDMA) – система, яка схвалена більшістю операторів, здатна отримати новий спектр частот. Одна з основних

цілей розробки – хендовер до системи GSM. Мережі GSM не можуть бути модернізовані для роботи з W-CDMA, хоча деякі компоненти системи GSM, такі як послуга пакетної радіопередачі GPRS, можуть багаторазово транслюватися через мережу CDMA [1].

Ширина смуги, яка відводиться для одного каналу W-CDMA, дорівнює 5 МГц. Можливе збільшення смуги до 10 МГц та більше до 20 МГц. Це у 4 рази більше, ніж CDMA One та в десятки разів більше, ніж GSM. Широка частотна смуга була обрана, щоб забезпечити більш високі швидкості передачі даних, хоча б лише у непереповненій області спектра з найкращим прийомом. Інша головна відмінність W-CDMA від CDMA One – відсутність потреби у синхронізації часу. W-CDMA був розроблений для того, щоб працювати без сигналів синхронізації від Глобальної навігаційної системи GPS (Global Positioning System). Є відмінності у кодуванні: у W-CDMA для кодування використовуються не коди Уолша, а коди Голда. Для передачі в канал вони об'єднуються за допомогою тієї самої модуляції, що й в CDMA One. Все це дозволяє передавати дані з максимальною швидкістю приблизно 2,048 Мбіт/с у межах одного стільника. Швидкість у каналі 3,84 Мчп/с (7,8 та 15,6 Мчп/с). При цьому передбачається метод CDMA з прямим розширенням спектра – DS-SS-CDMA.

Кожен канал повторно використовується кожним стільником, підвищуючи спектральну ефективність порівняно з системами TDMA.

W-CDMA надає можливість м'якого хендовера, але під час взаємодії з GSM такий тип хендовера не підтримується.

TD-SS-CDMA – часовий розподіл – широкосмуговий багатостанційний доступ з кодовим розподілом. Таке поєднання звучить суперечливо, як гібрид між TDMA та CDMA. Принцип TDMA вимагає розбиття несучої частоти на каналні інтервали, але кожен каналний інтервал «ущільнюється» декількома CDMA-сигналами, які перетворені за допомогою ортогональних кодів. При цьому методі зберігається методика мультиплексування системи CDMA. Основними параметрами такого методу є: частота, каналний інтервал системи TDMA та код системи CDMA [3].

В UMTS для двостороннього зв'язку дозволено використання частотного дуплексного розподілу FDD та часового дуплексного розподілу (TDD).

Для FDD у різних напрямках передачі використовуються різні частоти, розділені смугою 190 МГц. Вочевидь, що якщо спектр лімітовано, то виділення парних смуг частот ускладнено.

Часовий розподіл розділяє прямий та зворотний потоки у часі. Мобільна та базові станції по черзі використовують одну й ту саму частоту у різних

напрямах. У цьому випадку можливо зменшити величину займаної смуги, і не потрібен розподіл спектра на парні частоти. Цей спосіб найбільше використовується для невеликих стільників, оскільки інтервал прийом/передача залежить від часу розповсюдження інформації. Але для часового розподілу найчастішим виходом є використання асиметричних швидкостей у прямому та зворотному напрямку. Метод TDD може виявитися більш ефективним у пікостільниках для роботи з комп'ютерами безпроводового доступу до Інтернету.

У W-CDMA несучі частоти виділяють відповідно до заданих методів доступу для кожної частоти. Під час видачі ліцензії для кожного каналу вказується, чи має він використовуватися у напрямку від абонента до станції, або від станції до абонента, або у непарному режимі.

3.2 Універсальна система мобільного зв'язку UMTS

Універсальна система мобільного зв'язку UMTS заснована на радіоінтерфейсі UTRA: у парних смугах частот використовується частотний дуплекс – технологія FDD (W-CDMA) для передачі мови та даних зі швидкостями до 384 кбіт/с; у непарних смугах частот використовується часовий дуплекс TDD і технології кодо-часового рознесення (TD-CDMA) для асиметричної передачі даних на швидкостях до 2 Мбіт/с [3, 11, 20, 32, 37].

Радіоінтерфейс UTRA системи UMTS, як і усі інтерфейси системи третього покоління, побудовані на базі технології CDMA, передбачає використання смуги частот 5 МГц та більше. Вибір такої смуги обумовлений низкою причин.

По-перше. Необхідність забезпечення системами третього покоління високих швидкостей передачі – до величин 144; 384 кбіт/с та вище – до 2,048 Мбіт/с, що значно перевищує швидкість передачі в системах другого покоління (GSM-900/1800/1900, CDMA-IS-95), максимальне значення яких не перевищує 30 кбіт/с. Для досягнення таких швидкостей передачі за прийнятної ємності мережі повністю достатня смуга частот 5 МГц.

По-друге. Дозвіл обмежений смугою частот у 5 МГц – дефіцит вільних смуг частот у тих випадках, коли нові системи займають діапазон частот, у яких вже працюють системи другого покоління.

По-третьє. Достатністю смуги є те, що вже під час використання цієї смуги значно підвищується ступінь відмінності декількох компонентів багатопроменевого сигналу, що у свою чергу підвищує якість прийому порівняно з використанням смуги частот меншої величини.

Виділена у діапазоні 1920–1980 МГц смуга частот у режимі FDD використовується для передачі від АС до БС (лінії «вгору», зворотний частотний канал), а друга виділена у діапазоні 2110...2170 МГц, використовується для передачі від БС до АС (лінія «вниз», прямий частотний канал).

Стандартом передбачено часовий дуплекс TDD для роботи у непарних смугах частот. При TDD також частина часового кадру виділяється для передачі повідомлень від БС до АС, а інша частина використовується для передачі в обраному напрямку. Для роботи у режимі TDD виділені непарні смуги частот 5 МГц у діапазонах 199–1920 МГц та 2010–2025 МГц. Режим TDD є оптимальним для систем з асиметричним трафіком. UMTS підтримує роботу асинхронних базових станцій, отже на відміну від синхронної системи IS-95, відсутня необхідність у глобальній прив'язці до часу, наприклад до GPS (тобто сигнал синхронізації відсутній).

UMTS використовує когерентний прийом систем у прямому та зворотному каналах за рахунок використання пілот-символів або загальних пілот-сигналів. Хоча когерентний прийом вже використовується в каналах «вниз» в IS-95, його використання у каналі «вгору» є новим для систем CDMA загального використання та призведе до збільшення загальної зони покриття та пропускної спроможності зворотного каналу.

Повітряний інтерфейс UMTS побудований таким чином, що оператор мережі може використовувати перспективні концепції побудови приймачів CDMA, наприклад, розроблений для багатокористувацького прийому та використання інтелектуальних адаптивних антен як метод підвищення пропускної спроможності та/або зон покриття. У більшості систем другого покоління відсутні можливості використання таких концепцій побудови приймача, внаслідок чого вони або не можуть бути використаними, або використовуються лише з великими обмеженнями та дають лише незначне поліпшення експлуатаційних показників. UMTS призначений для одночасного використання з GSM. Ось чому підтримуються естафетні передачі управління (хендовер) між GSM та UMTS для того, щоб мати можливість використовувати зону дії GSM для впровадження UMTS.

Для передачі мови в системі UMTS відношення сигнал/шум зазвичай складає 5 дБ. Ось чому відношення широкосмугового сигналу до завади дорівнюватиме 5 дБ мінус виграш під час обробки. Зі швидкістю передачі інформації 12,2 кбіт/с та чіпової швидкості 3,84 Мчп/с виграш на виході приймача складає $5 - 25 = -20$ дБ. Іншими словами, потужність сигналу може бути на 20 дБ нижче потужності завади та теплового шуму, а приймач

W-CDMA все ще буде спроможний приймати сигнал. Відношення широкопasmового сигналу до завади має назву також відношення сигнал/завада $P_{\text{сигн}} / P_{\text{завада}}$ на частоті несучої. Завдяки розширенню та стисненню C / J у W-CDMA може бути нижчою, ніж, наприклад, у GSM. Мовний трафік у GSM потребує відношення сигнал/завада $P_{\text{сигн}} / P_{\text{завада}} = (9 + 12) \text{дБ}$.

Слід зазначити, що у будь-якій заданій ширині смуги частот каналу (швидкість передачі чіпів) має місце більший виграш під час обробки для менших швидкостей передачі даних користувача, 2 МГц виграш під час обробки складає менше $2 (3,84 \text{ Мчп/с}) / (2 \text{ Мбіт/с}) = 1,92$, що відповідає 2,8 дБ.

Само по собі розширення/стиснення спектра сигналу не забезпечує будь-якого покращення сигналу для безпроводового використання. Реально виграш у відношенні сигнал/завада під час обробки отримується за рахунок збільшення смуги частот під час передачі (помножене на величину виграшу під час обробки).

3.2.1 Архітектура системи стандарту UMTS

Система UMTS складається з ряду логічних елементів (доменів) мережі, кожен з яких виконує визначені функції. За своїми функціями елементи мережі групуються у мережу радіодоступу (UTRAN), яка оперує всіма функціями, що відповідають радіозв'язку, в базову мережу (CN), яка забезпечує комутацію та маршрутизацію викликів і каналів передачі даних у зовнішні мережі. До складу архітектури системи UMTS входить також обладнання абонента (UE). Системна архітектура системи UMTS подана на рис. 3.6 [20, 35, 37].

Тут вказані основні функціональні підсистеми:

- UE – абонентське обладнання;
- UTRAN – мережа радіочастотного доступу;
- CN – базова мережа, зовнішні мережі;
- Node B – базова станція;
- RNC – контролер мережі радіочастотного доступу;
- SGSN – сервісний вузол пакетного потоку;
- GMSC – шлюзовий центр комутації;
- GGSN – шлюзовий вузол пакетного потоку;
- RNS – система радіочастотного доступу.

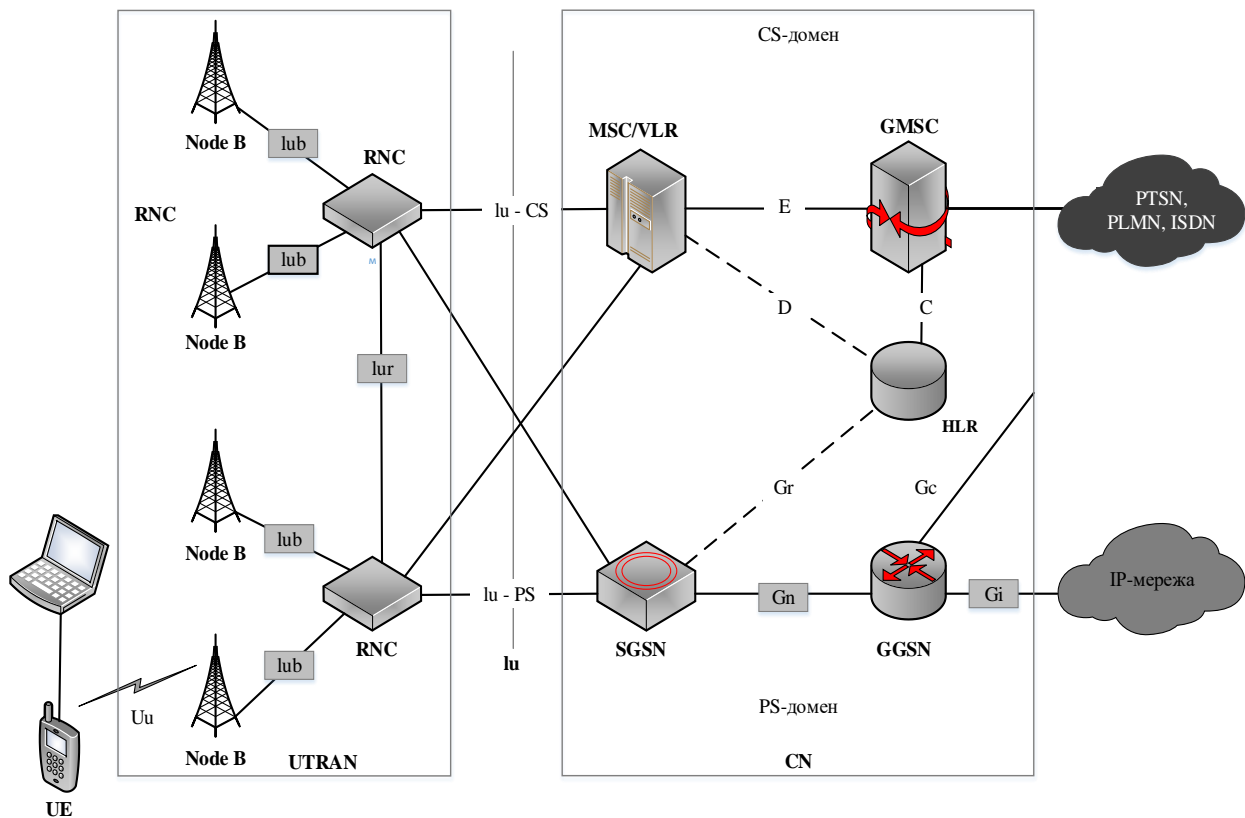


Рисунок 3.6 – Системна архітектура мережі UMTS

3.2.2 Абонентське устаткування

Абонентське устаткування UE являє собою абонентські мобільні станції MS, які за допомогою радіочастотного інтерфейсу Uu взаємодіють із базовими станціями (Node B) мережі UTRAN. Основна відмінність абонентського устаткування мережі UMTS від аналогічних пристроїв мереж 2G полягає в її розширеній функціональності, забезпечуваній завдяки високим швидкостям передачі даних.

Абонентське устаткування UE містить два елементи: абонентський термінал, що складається із ретранслятора MT та термінального устаткування TI, що реалізує кінцеву послугу; модуля ідентифікації абонента USIM, що є інтелектуальною картою з ідентифікаційними даними абонента та виконує алгоритми впізнання, зберігання й ідентифікації абонента.

Мережа радіочастотного доступу UTRAN

Головне завдання мережі радіочастотного доступу UTRAN (мережа RAN або мережа UMTS територіального рівня) – керування радіочастотними ресурсами, засноване на таких принципах: використання багатоповерхневої системи управління як термінальним, так як і базовим устаткуванням (мережним та радіо-), що дозволяє поділяти циркулюючі; введення служб

обміну даними як основний засіб взаємодії рівнів керування, реалізований за допомогою чотирьох головних інтерфейсів: U_u – інтерфейсу між абонентським устаткуванням і базовими станціями (радіочастотного інтерфейсу); I_{ub} – інтерфейсу між базовими станціями й контролерами; I_{uc} – інтерфейсу між контролерами; I_u – інтерфейсу між контролерами й базовою мережею. На радіочастотному інтерфейсі U_u відбувається обмін даними й службовою інформацією між абонентськими й базовими станціями мережі UMTS. Його прийнято позначати терміном UTRA. Радіочастотний інтерфейс UTRA містить у собі дві різні технології радіочастотного доступу: W-CDMA (UTRA FDD) та TD-CDMA (UTRA TDD), кожна з яких призначена для використання на своєму рівні ієрархії мережі базових станцій (табл. 3.7).

Під час дуплексної передачі із частотним поділом FDD кількість каналів у лініях «вниз» та «вгору», як правило, однакова. У режимі тимчасового дуплекса TDD двосторонній радіозв'язок забезпечується за рахунок тимчасового ущільнення каналів передачі й прийому на одній несучій, що дозволяє оптимально перерозподіляти ресурси лінії зв'язку, виділяючи різну кількість часових інтервалів у лініях «вниз» та «вгору».

Мережа UTRAN складається з двох елементів: базових станцій Node B і контролерів базових станцій RNC.

Базові станції Node B утворюють радіоканали інтерфейсу U_u з абонентським устаткуванням. До функцій базової станції входять:

- обробка сигналу на фізичному рівні (канальне кодування й перекручення, вирівнювання швидкостей потоків даних, розширення спектра сигналу та ін);
- виконання деяких завдань керування радіочастотним ресурсом (наприклад, керування потужністю в закритому ланцюзі тощо);
- конвертування транспортних потоків даних між інтерфейсами I_{ub} та U_u .

Базова станція типової конфігурації обслуговує до шести секторів, надаючи до трьох несучих на один сектор.

Контролер мережі радіочастотного доступу RNC виконує функції управління радіочастотними ресурсами мережі доступу UTRAN, основними з яких є:

- керування завантаженням і контроль перевантаження стільників;
- керування допуском у мережу й виділення кодів для нових з'єднань із використанням радіочастотного інтерфейсу;
- регулювання пріоритетності й черговості з'єднань;
- керування з'єднаннями й моніторинг стану радіочастотного інтерфейсу.

Таблиця 3.7 – Характеристика радіочастотного інтерфейсу UTRA

Характеристика радіочастотного інтерфейсу UTRA	Значення або типи характеристик радіочастотного інтерфейсу UTRA	
	UTRA FDD (W-CDMA)	UTRA TDD
Діапазон частот, МГц	2110–2170 (вниз) 1920–1980 (вгору)	1900–1920; 2010–2025
Метод доступу	DS-CDMA	TD-CDMA
Смуга частот, МГц	2*5; 2*7,5; 2*15	5
Канальна швидкість маніпуляції, Мбод (Мсимв/с)	3,84	3,84
Синхронізації базових станцій	Асинхронна (можлива синхронна)	Синхронна
Схема пошуку комірок	3-етапна процедура	Канал SCH
Коефіцієнт розширення спектра SF	1–512	1–16
Вид модуляції	QPSK; BPSK	QPSK
Глибина перекручення, мс	10/20/40/80	10/20/40/80
Кадрова структура (канальний інтервал, кадр, суперкадр), мс	0,625;10;720	0,625;10;720
Швидкість передачі в каналі керування потужністю, кбіт/с	1,6	0,1 – 0,8
Точність керування потужністю, дБ	0,25 – 1,5	1–3
Максимальна випромінювана потужність (під час передачі мовних пакетів зі швидкістю 8 кбіт/с), дБмВт	24	27,2
Пропускна спроможність (спектральна ефективність) у смузі 30 МГц, Ерл/МГц/стільника	56,5/57,0	68,0/106
Пропускна спроможність у смузі 30 МГц, біт/з/Гц/стільника	0,657/0,753	0,846/0,452
Максимальна віддаленість мобільної та базової станцій, км	5,787/4,475	6,041/5,279

Контролери RNC з'єднуються з базовими станціями Node B і можуть підтримувати до декількох десятків базових станцій. Контролер разом з підключеними до нього базовими станціями створює систему радіочастотного доступу RNS, сукупність яких є мережею радіочастотного доступу UTRAN.

Базова станція CN

Основними елементами базової мережі CN є: центр керування та комутації MSC/VLR, у якому об'єднані комутатор мобільного зв'язку MSC і реєстр VLR; шлюзовий центр комутації GMSC; сервісний вузол

пакетного потоку SGSN; шлюзовий вузол підтримки пакетного потоку GGSN; реєстр HLR.

Центр керування та комутації MSC/VLR – головний елемент CS домену мережі, що обслуговує кілька систем радіочастотного доступу RNS і забезпечує всі види з'єднань.

Комутатор мобільного зв'язку MSC виконує такі функції: здійснення з'єднань для режиму з комутацією каналів (CS режиму), включаючи обмін елементами мережі UTRAN; динамічний розподіл мережних ресурсів; реєстрацію місця розташування абонента; керування НО; керування білінгом мережі, що полягає у зборі даних про з'єднання і надання їх у білінг-центр; керування розподілом радіочастот у зоні відповідальності MSC; міжмережна взаємодія й з'єднання з іншими центрами комутації, зокрема зі шлюзовими центрами комутації GMSC; заглушення еха (відлуння) й контроль; працює як шлюз до зовнішніх мереж для CS режиму.

Регістр VLR містить інформацію щодо візитних мобільних абонентів у зоні обслуговування комутатора MSC, копію списку підключених послуг зв'язку для візитних абонентів, а також інформацію про місце розташування абонентського терміналу. Один VLR може обслуговувати декілька MSC. Інформація реєстра VLR дублює інформацію бази даних реєстра HLR з однією відмінністю – інформація VLR є тимчасовою. Коли абонент мережі здійснює передплату на послуги, інформація про нього додається в HLR і далі копіюється в VLR для реєстрації абонента під час його переміщень за межі домашньої мережі. В процесі реєстрації абонента в новій мережі дані про нього копіюються в реєстр VLR цієї мережі.

В VLR міститься така інформація про кожного абонента: міжнародний ідентифікатор абонента зв'язку IMSI, мобільний міжнародний номер абонента в мережі MSISDN; номер мобільного терміналу MSRN; тимчасовий ідентифікатор абонента мобільного зв'язку TMSI; локальний номер абонентського терміналу LMSI; місцезнаходження зони, у якій зареєстровано абонента; ознака сервісного вузла пакетного потоку SGSN, в якому зареєстровано абонента; останнє й початкове місцезнаходження абонента.

Шлюзовий центр комутації GMSC вмикається між телефонною мережею загального користування, PLMN й іншими MSC мережі та здійснює маршрутизацію вхідних з'єднань із відповідними MSC мережі. Мережі PLMN не мають доступу до баз даних реєстра HLR мережі UMTS і тому не можуть виконувати маршрутизацію з'єднань до відповідної MSC самостійно.

Практично існує можливість схемного рішення, коли всі MSC мережі UMTS є водночас і GMSC цієї самої мережі.

Регістр HLR є довідковою базою даних про постійно зареєстровані в мережі абоненти. В ній утримується інформаційний профіль абонента (ідентифікаційні номери й адреси, а також параметри дійсності абонентів, склад підключених послуг зв'язку, спеціальна інформація про маршрутизації й дані про роумінг абонента). Кожен абонент мережі має інформаційний профіль, що зберігається тільки в одному HLR. HLR може бути конструктивно сполучений з MSC/VLR, але, як правило, виробники відокремлюють його від MSC/VLR, поєднуючи в єдиний блок HLR/AuC/EIR. Одна мережа може мати декілька HLR.

Інформація про абонента надходить в HLR після укладення контракту на надання послуг (передплати послуг зв'язку). Існують два типи інформації, що утримується в реєстрі HLR: тимчасова (змінна) і постійна. Постійна інформація про абонента ніколи не змінюється, за винятком випадків зміни умов контракту (наприклад, передплата на додаткові послуги). Змінна інформація про абонента містить дані про поточну адресу абонента в реєстрі VLR, коди шифрування абонента, що може змінюватися з кожним виходом, і ряд інших параметрів. Інформація про абонента містить у собі:

- IMSI абонента, що однозначно ідентифікує абонента мережі або відповідну SIM-карту;
- MSISDN абонента (наприклад, +38–067–7237551);
- категорію абонента;
- обмеження можливості роумінгу;
- дані про членів закритої групи користувачів CUG;
- параметри додаткових послуг;
- ключ перевірки автентичності.

Крім цих найважливіших реєстрів у мережі UMTS використовуються: реєстр ідентифікації устаткування EIR; центр перевірки автентичності AuC.

Регістр ідентифікації устаткування EIR зберігає ідентифікаційні номери абонентських терміналів IMEI для підтвердження їхньої дійсності в мережі. EIR може містити три різні списки:

- білий список: перелік IMEI абонентських терміналів (телефонних апаратів), допущених до використання в мережі;
- чорний список: перелік IMEI телефонних апаратів, вкрадених у власників і заборонених до використання у мережі;

– сірий список: перелік IMEI телефонних апаратів, які є проблемними з різних причин (наприклад, некондиційне програмне забезпечення), але немає підстав для юридичної заборони на їх використання.

Регістр EIR у мережі UMTS AuC в мінімальній конфігурації містить білий список. Як показує практика, EIR ряду мереж не зберігають чорний список, і це дозволяє використовувати в таких мережах вкрадені телефонні апарати. Звичайно, в мережу UMTS надходить лише один EIR, підключений до всіх HLR мережі.

Центр перевірки автентичності AuC, об'єднаний з регістром HLR, зберігає ключі шифрування K_i та міжнародні ідентифікатори абонента IMSI. Дана інформація належить до постійної інформації про абонента на період дії контракту (підписки). Ключ перевірки автентичності використовується в алгоритмах шифрування для генерування трійки параметрів абонента (ключа шифрування K_c коду відповіді SRES, випадкового числа RAND) протягом процедури перевірки автентичності. На фізичному рівні центр AuC завжди взаємодіє з HLR з використанням MAP інтерфейсу (P інтерфейсу), що не стандартизований ETSI.

Сервісний вузол пакетного потоку SGSN виконує функції, аналогічні функціям MSC, але для домену, що забезпечує режим передачі даних з комутацією пакетів (PS домену). Вузол SGSN є центральним елементом мережі UMTS для PS домену й працює з такими видами інформації:

- даними про послуги зв'язку, на які підписаний абонент мережі;
- ідентифікаторами абонентів мобільного зв'язку IMSI;
- тимчасовими ознаками й ідентифікаторами пакетів даних;
- адресами протоколу пакетної передачі PDP–PDP-адресами;
- даними про місцезоташування абонентів;
- даними про стільники або зони маршрутизації, у яких зареєстрований абонентський термінал;
- даними про VLR, у якій зареєстровано абонентський термінал.

Даними про адресу кожного GGSN, в якому активований PDP-контекст, що встановлює логічний зв'язок між MS та GGSN для передачі IP-потоків.

Вузол SGSN з'єднаний з мережею радіочастотного доступу UTRAN інтерфейсом Iu PS і з мережею радіочастотного доступу GERAN (GSM/EDGE) інтерфейсом Gb.

Шлюзовий вузол підтримки пакетного потоку GGSN є вузлом інтерфейсу, що забезпечує маршрутизацію пакетних даних мережі UMTS у зовнішні мережі з комутацією пакетів і навпаки.

Центр MSC/VLR і вузол GMSC утворюють CS домен базової мережі CN, що забезпечує режим передачі даних з комутацією каналів, а вузли SGSN і GGSN PS – домен базової мережі, що забезпечує режим передачі даних з комутацією пакетів.

Зовнішні мережі, з якими взаємодіє мережа UMTS, можна розділити на два типи:

- працюючі в режимі комутації каналів (наприклад, телефонна мережа загального користування PSTN або цифрова мережа з інтеграцією послуг ISDN);
- працюючі в режимі комутації пакетів (наприклад, мережа Інтернет).

3.3 Принципи побудови каналів управління і передачі даних у мережі радіодоступу UTRAN

Організація керування мережею

Організація керування мережею радіодоступу UTRAN показана на рис. 3.7.

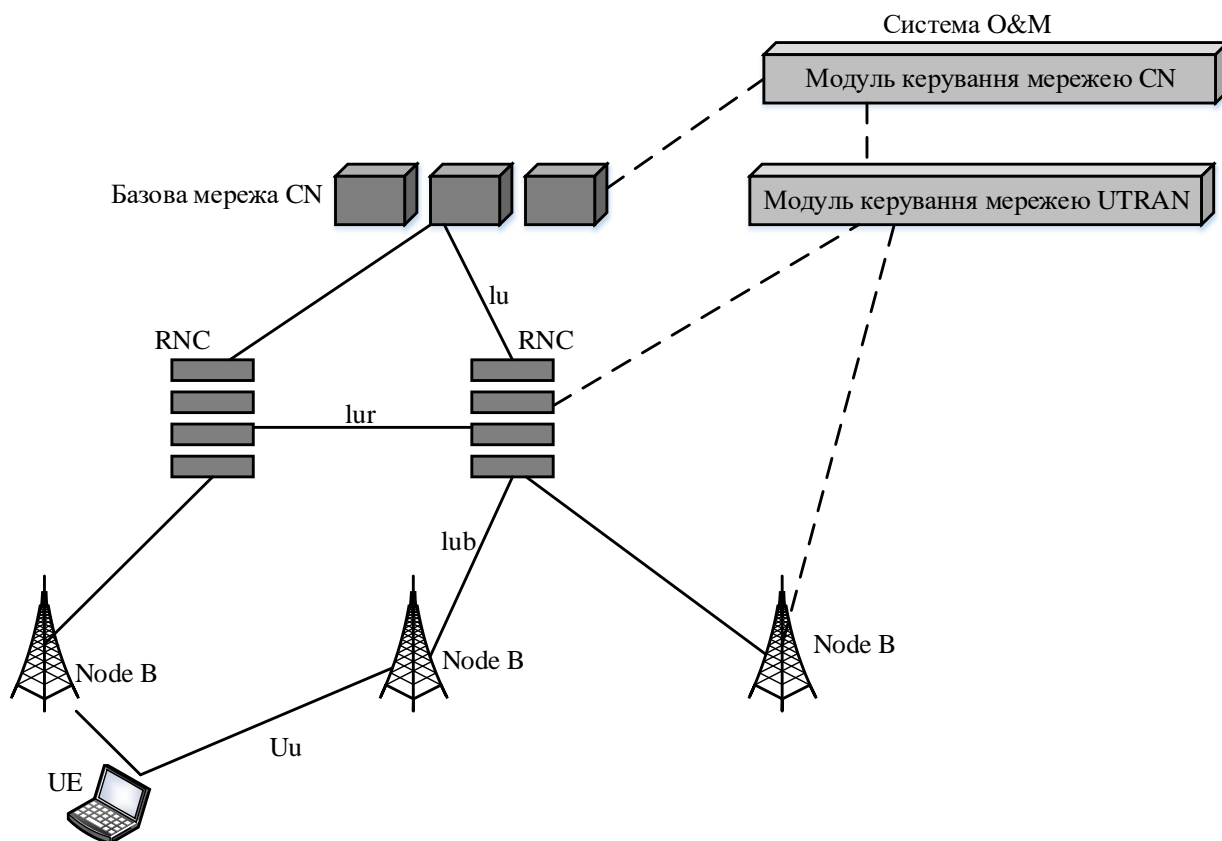


Рисунок 3.7 – Схема керування мережею радіочастотного доступу UTRAN

Як видно, система керування й обслуговування мережі UMTS (система O&M) містить модуль керування мережею радіочастотного доступу

UTRAN, який взаємодіє на спеціальних внутрішніх мережних інтерфейсах з контролерами радіомережі та з базовими станціями.

До функцій модуля керування мережею радіочастотного доступу UTRAN входять:

- контроль стану елементів мережі UTRAN і зв'язків між ними;
- моніторинг помилок під час передачі даних між базовою мережею й абонентським терміналом;
- динамічна конфігурація мережі радіочастотного доступу UTRAN (перерозподіл мережних ресурсів з виявленням відмов) та ін.

Мережа радіочастотного доступу UTRAN використовує три типи каналів: логічні, транспортні й фізичні (рис. 3.8)

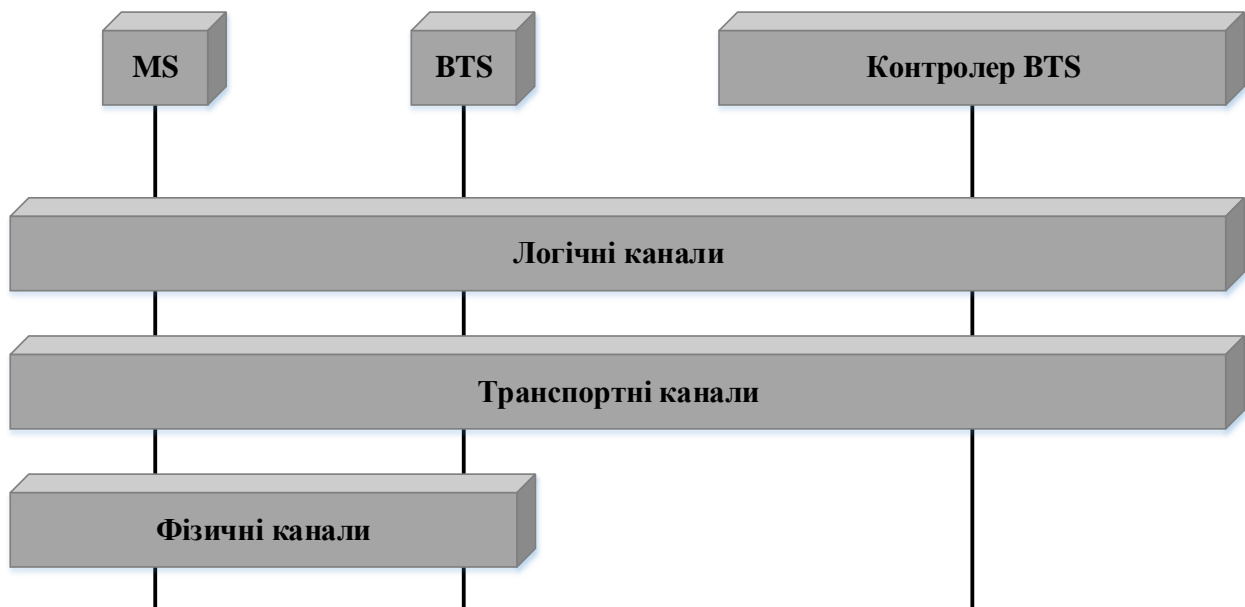


Рисунок 3.8 – Типи каналів та їхнє розміщення у мережі UTRAN

Під фізичними каналами РСН розуміють канали передачі даних, які утворені радіочастотним інтерфейсом. Кожен фізичний канал має свій код, що дозволяє розрізнити цей фізичний канал серед інших фізичних каналів. Абонентський термінал дозволяє працювати з виділеними й загальними фізичними каналами або з обома одразу. Виділеним фізичним каналом може користуватися лише конкретний MS, а загальні фізичні канали доступні безлічі MS у комірці.

Транспортні канали ТСН слугують для транспортування даних з фізичного рівня мережі на каналний рівень (2-й рівень). Транспортні канали перетворюються у фізичні за допомогою процедур BRP, які мають свою специфіку в ході передачі даних у лініях UL і DL.

Логічні канали надаються на частковому рівні управління медійним доступом MAC (рівень 2) рівням управління більш високого порядку. Логічні канали відбивають зміст, структуру й вид переданої інформації, транспортні канали – напрямок й точки, у які пересилаються дані логічних каналів, а фізичні канали, залежно від обраної технології й середовища поширення сигналів (ефір, оптика, мідь), утворять радіолінії, в яких на фізичному рівні у вигляді сигналів передається інформація.

Відповідність різних типів каналів рівням протоколів інтерфейсу Uu між базовими станціями мережі радіочастотного доступу UTRAN і абонентським терміналом показано на рис. 3.9.

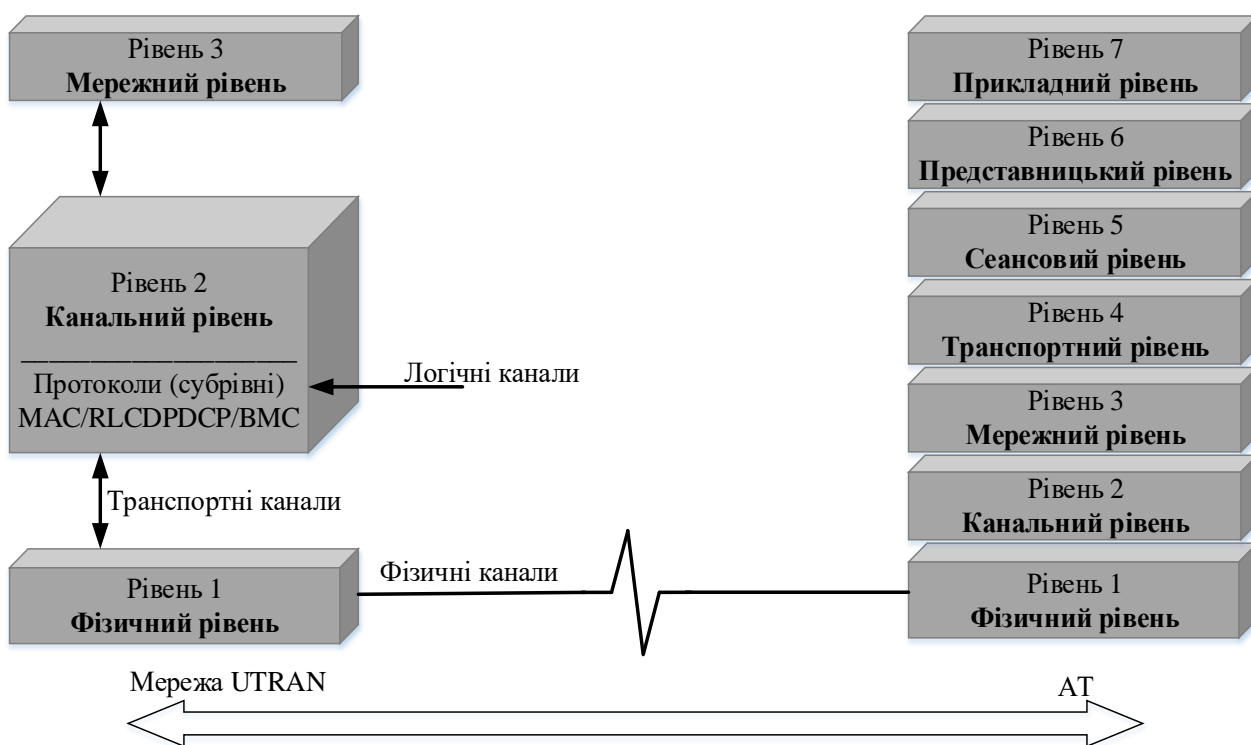


Рисунок 3.9 – Відповідність типів каналів рівням протоколів інтерфейсу Uu

Мережа радіочастотного доступу UTRAN та абонентські термінали вирішують різні завдання в лініях UL і DL. Це розходження відбивається в типах і кількості використовуваних каналів.

Логічні й транспортні канали лінії «вниз»

У мережі UTRAN для передачі в лінії DL використовуються такі логічні канали (рис. 3.10): трансляційний (віщальний) канал управління BCCH; канал пошукового виклику PCCH; загальний канал управління CCCH; виділений канал управління DCCH; виділений канал трафіку DTCH; загальний канал трафіку CTCH.

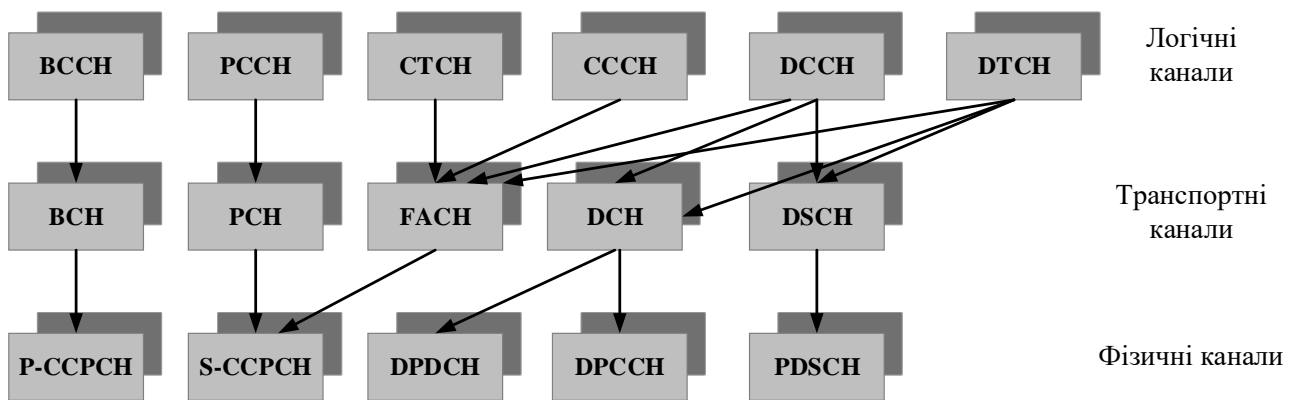


Рисунок 3.10 – Взаємодія каналів під час передачі даних у лінії DL

У логічному каналі BCCH відбувається сповіщення абонентського терміналу через базову станцію про поточний інформаційний обмін службовою інформацією (стану радіозв'язку). Така інформація включає, наприклад, коди, використовувані в даному й сусідньому стільниках, рівні дозволеної потужності й т.д.

У логічному каналі PCCH здійснюється доступ до абонентського терміналу для зв'язку (наприклад, під час виклику рухомого абонента). Мережа має надіслати абонентському терміналу пошуковий виклик для визначення його точного місця розташування.

Логічний канал CCCH використовується для управління завданнями, загальними для всіх абонентських терміналів, що перебувають у стільниковій комірці. Оскільки в каналі CCCH може бути декілька одночасно працюючих MS, вони мають використовувати ознаку U-RNT.I (часовий ідентифікатор мережі UTRAN) для ідентифікації абонента. На основі аналізу ознаки U-RNT.I мережа визначає маршрут передачі отриманих повідомлень у відповідний обслуговуючий контролер RNC.

У логічному каналі DCCH відправляється керуюча інформація для активації з'єднання.

У логічному каналі DTCH направляється цільовий абонентський потік для обслуговування одного абонента.

Загальний канал CTCH працює тільки на лінії DL. Він використовується під час передачі інформації всім абонентським терміналам або їх конкретній групі в стільниковій комірці.

Всі транспортні канали мережі UTRAN, окрім одного, є обов'язковими в ході перетворення логічних каналів у фізичні. До обов'язкових транспортних у лінії DL належать трансляційний канал BCH, канал пошукового виклику PCH, канал прямого доступу FACH і виділений канал DCH. Крім того,

оператор може сформувати сполучений канал лінії DL DSCH. З цих каналів лише DCH є виділеним транспортним каналом, усі інші – загальні. В даному контексті термін «виділений» позначає, що в мережі UTRAN виділений канал для зв'язку між мережею й певними абонентськими терміналами. Термін «загальний» означає, що в мережі UTRAN у цьому транспортному каналі можуть працювати кілька абонентських терміналів водночас.

У транспортному каналі PCH пересилається пошукова інформація. Він забезпечує в мережі з'єднання з певним абонентським терміналом.

У транспортному каналі FACH передається інформація для керування абонентським терміналом, що обов'язково перебуває в комірці, тобто контролер RNC відправляє каналом FACH відповідь терміналу на запит про довільний доступ. Крім того, у транспортному каналі FACH можна здійснювати передачу пакетного потоку. В одній комірці може бути створена безліч каналів FACH, але один з них завжди сформований так, аби в ньому можна було приймати повідомлення на всі термінали, що перебувають у зоні даного стільника за низької швидкості передачі даних.

У транспортному каналі DCH пересилається цільова керуюча інформація й потік даних, сформовані логічними каналами DCCH і DTCH. Слід зазначити, що в одному транспортному каналі DCH може бути передана інформація декількох логічних каналів DTCH. Наприклад, абонент мережі UMTS може водночас запросити послуги мовного виклику й відеовиклику. Під час мовного виклику використовується один логічний канал DTCH, під час відеовиклику – інший логічний канал DTCH. Проте для них обох використовується той самий транспортний канал DCH.

З погляду доступу до мережі UTRAN завдання полягає в максимально повному використанні загальних транспортних каналів, оскільки виділені канали займатимуть додаткові радіочастотні ресурси. Все більшу зацікавленість проявляють до використання сполученого каналу DSCH. У ньому передається цільова інформація користувачів (DTCH і DCCH) для пакетного потоку, і цим каналом можуть користуватися декілька абонентів. До цього він кращий від каналу DCH, оскільки в ньому зберігаються мережні ресурси, що ставляться до пакетного потоку в лінії DL. Інший аспект полягає в тому, що максимальну швидкість передачі в каналі DSCH можна змінити швидше, ніж у каналі DCH. Надання послуг на основі блоків пакетних даних, сформованих за випадковим законом, наприклад послуги WEB-потоку, підвищує попит до використання транспортного каналу DSCH.

Логічні й транспортні канали лінії «вгору»

У лінії UL потрібні лише три логічні канали: загальний канал управління CCCH, виділений інформаційний канал DTCH і виділений канал управління DCCH, а також три обов'язкових транспортних канали: канал довільного доступу RACH, виділений канал DCH і загальний пакетний канал CPCH (рис. 3.11).

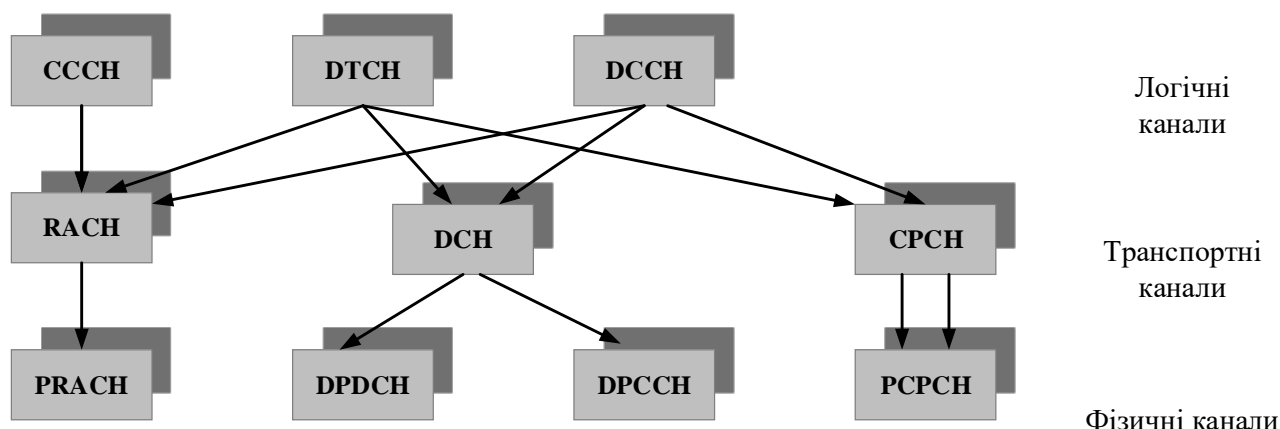


Рисунок 3.11 – Взаємодія каналів у процесі передачі даних у лінії UL

У транспортному каналі RACH передається інформація керування від MS у мережу UTRAN, наприклад, запити на встановлення з'єднання. Крім того, у каналі RACH транслуються пакетні дані невеликого розміру.

Транспортний канал DCH аналогічний саме такому каналу в лінії DL, тобто це виділений транспортний канал, у якому передається інформація каналів DCCH і DTCH.

Загальний транспортний канал CPCH призначений для передачі пакетних даних. Він є свого роду продовженням каналу RACH. Аналогією каналу CPCH у лінії DL є канал FACH. Коли інформація збирається з логічних каналів і перетворюється на рівень транспортних каналів, вона перебуває у форматі готовності до пересилання. До початку передачі транспортні канали компонується для забезпечення їхньої взаємодії з фізичними каналами за встановленими у мережі протоколами.

Фізичні канали

Фізичні канали в мережі UTRAN використовують для взаємодії між абонентським терміналом MS і базовою станцією за допомогою радіочастотного інтерфейсу Uu. Ці додаткові фізичні канали застосовуються для регулювання, зміни й забезпечення доступу до радіочастотного інтерфейсу. Перелік фізичних каналів мережі UTRAN у режимі FDD (W-CDMA) наведений

на рис. 3.12. У первинному загальному каналі керування RACH передаються сигнали транспортного каналу BCH у лінії DL. Цей канал доступний усім абонентським терміналам, що перебувають у зоні покриття комірки, тобто вони можуть приймати всі сигнали, які створено в загальному каналі керування P-CCPCH. Через це деякі характеристики каналу P-CCPCH мають обмеження порівняно з іншими фізичними каналами в мережі UTRAN. У фізичному каналі P-CCPCH використовується фіксований каналний код, і тому код розширення має також фіксовану довжину. Це необхідно, оскільки абонентські термінали не можуть пізнавати й декодувати вміст фізичного каналу P-CCPCH. Швидкість передачі інформації в цьому фізичному каналі дорівнює 30 кбіт/с, коефіцієнт розширення спектра дорівнює 256. Ця швидкість має бути низькою, оскільки в такому каналі сигнали передаються з відносно високою потужністю. Якщо використовувати більш високу швидкість передачі даних, то починає зростати рівень внутрішньосистемних завад, що може істотно обмежити ємність мережі.

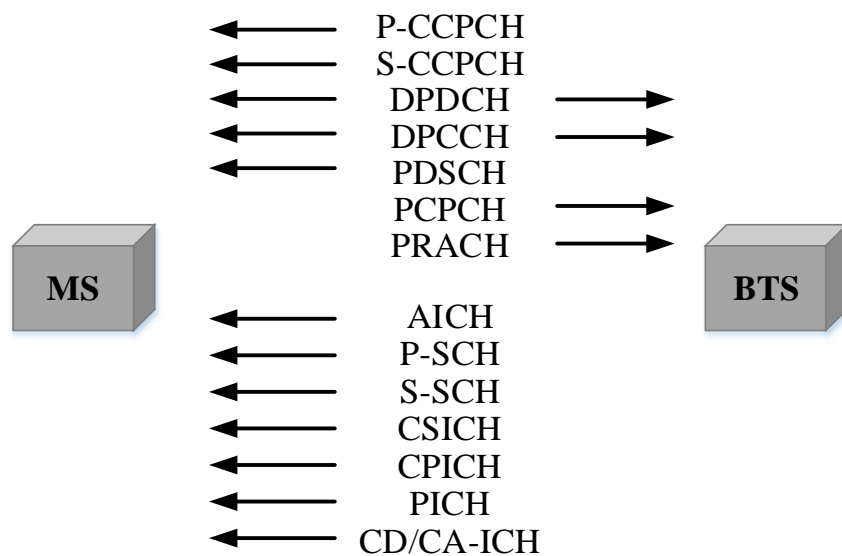


Рисунок 3.12 – Фізичні канали мережі UTRAN у режимі FDD

Вторинний загальний канал керування S-CCPCH використовує два транспортних канали: канал пошукового виклику PCH і канал прямого доступу FACH. Ці транспортні канали можуть працювати з одним або декількома фізичними каналами S-CCPCH, так що у стільниковій комірці завжди є не менше одного фізичного каналу S-CCPCH. Швидкість передачі даних у каналі S-CCPCH фіксована й відносно невелика з тих самих причин, що й у каналі P-CCPCH. На наступному етапі розвитку мережі швидкість передачі даних каналу S-CCPCH може бути збільшена зміною низки

параметрів мережі. Конфігурацію каналу S-CCPCH можна також змінювати для оптимізації технічних характеристик мережі. Наприклад, у надісланій послідовності даних можна підключати пілот-сигнали. Одним з варіантів зміни конфігурації мережі є ущільнення інформації каналу PCH сигналами каналу FACH для підвищення ємності мережі.

Виділений фізичний канал передачі даних DPDCH використовується для передачі потоку користувача. Він має змінний розмір і забезпечує кілька викликів/з'єднань. Виділені фізичні канали завжди визнаються парами для одного з'єднання: один канал для передачі інформації керування, інший – для цільового потоку. У виділеному фізичному каналі керування DPCCCH пересилається інформація управління під час цільового з'єднання. На рис. 3.13 показано організацію каналів DPDCH і DPCCCH у лініях UL і DL.

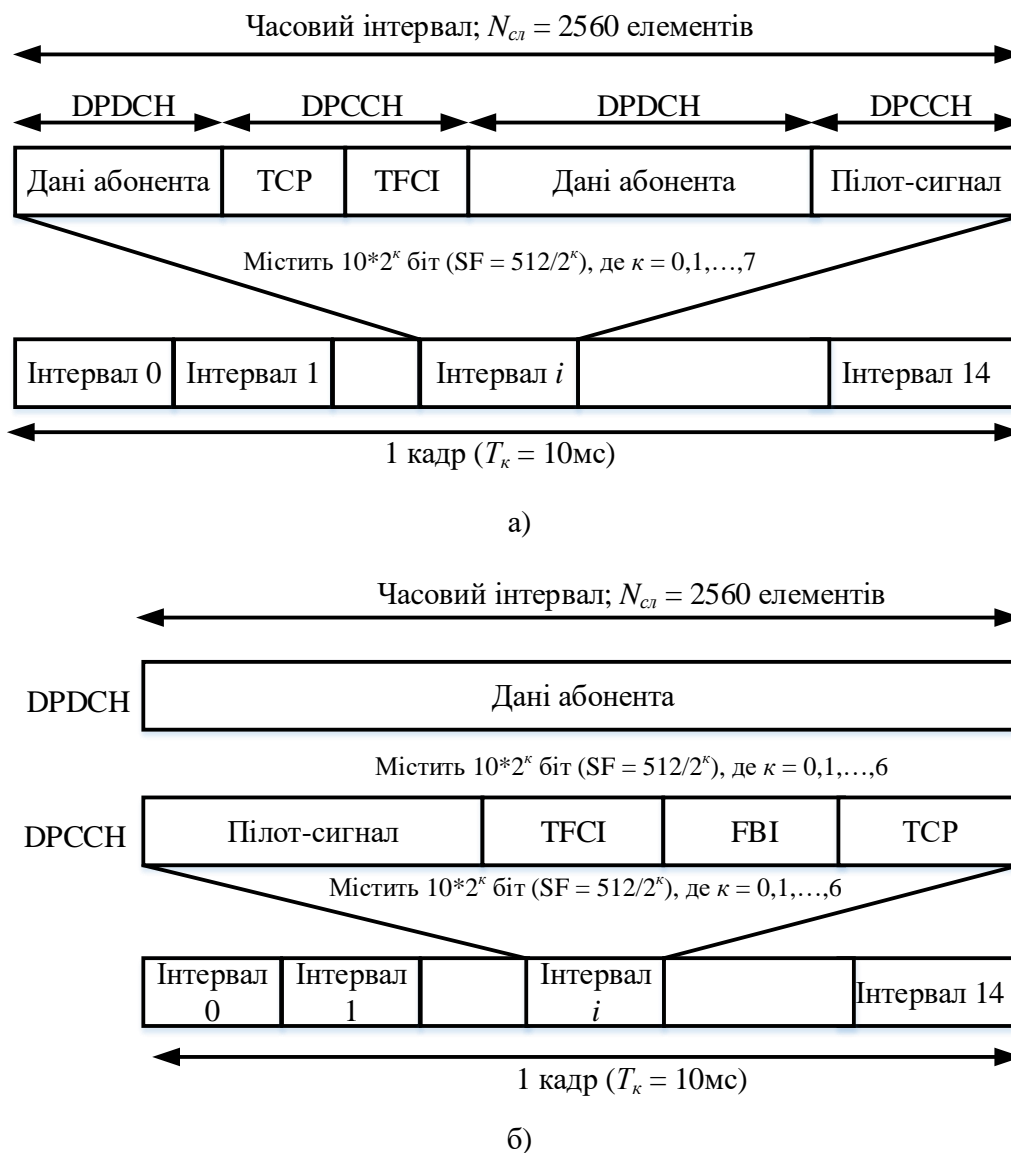


Рисунок 3.13 – Часові кадри й інтервали фізичного рівня:
а) в лінії UL; б) в лінії DL

У лінії «вниз» канали DPDCH (з даними абонента) і DPSSCH (наприклад, з інформацією про управління потужністю) ущільнюються за часом шляхом мультиплексування. Кожен інтервал цих каналів складається з декількох вікон, кожне з яких відведене для передачі або даних, або команд керування. Якщо в каналі DPDCH інформація не пересилається, що може мати місце в лінії DL, то за рахунок часового ущільнення переданий сигнал має пульсуючу форму, і це призводить до появи завад і порушення електромагнітної сумісності. У лінії UL така проблема не виникає. В UL канали DPDCH і DPSSCH рознесені за рахунок застосування квадратурної фазової модуляції QPSK (I/Q). Якщо в каналі DPDCH немає даних користувача для передачі, то немає й імпульсно-подібних завад. У результаті квадратурної фазової модуляції в абонентському терміналі фактично є один канал, однак у ньому передаються два потоки інформації, кожен з яких використовує ресурси свого коду. Поділ цих потоків інформації здійснюється після демодулятора DMX у двох паралельних каналах DPDCH і DPSSCH.

У фізичних каналах DPDCH і DPSSCH передається вміст транспортного каналу DCH. Якщо під час з'єднання використовується висока швидкість передачі даних, то в мережі вже на ранній стадії починає проявлятися проблема нестачі каналних кодів у комірці. У цьому випадку є два варіанти роботи мережі: або вводиться новий код, або для цільової передачі даних використовуються загальні канали. Введення нових кодів не рекомендується у зв'язку із втратою незалежності. Разом із тим використання ресурсів загальних каналів для пакетної передачі вважається кращим варіантом підвищення ємності стільників.

Транспортний канал DCH у лінії DL дозволяє видавати інформацію про те, чи спроможні в абонентському терміналі декодуватися сигнали фізичного сполученого каналу лінії DL PDSCH для одержання додаткової інформації. У каналі PDSCH передаються сигнали транспортного каналу DSCH, і, як показано вище, завдяки сполученому каналу лінії DL DSCH з'являється додаткова можливість підвищити ємність мережі.

Доступ абонентського терміналу в мережу UTRAN отримується за допомогою процедури довільного доступу, протягом якої передаються дані невеликих розмірів. Інформація, що належить до цієї процедури, передається у фізичному каналі PRACH. Процедура довільного доступу складається з таких етапів:

- абонентський термінал декодує інформацію транспортного каналу BCH, передану каналом P-CCPCH, і визначає доступні вікна каналу RACH, а також коди розширення;

- абонентський термінал довільно обирає для використання одне вікно каналу RACH;
- абонентський термінал встановлює рівень потужності передачі базової станції відповідно до рівня потужності радіосигналів, прийнятих у лінії DL, і передає в мережу преамбулу;
- в абонентському терміналі декодується вміст каналу відображення синхронізації AICH і визначається, чи прийнята у мережі передана преамбула. Якщо ні, то абонентський термінал знову передає преамбулу, але з більш високим рівнем потужності;
- коли каналом AICH підтверджено, що преамбула надійшла в мережу, абонентський термінал каналом PRACH передає інформацію каналу RACH. За розміром передана інформація займає один або два кадри W-CDMA, що за часом дорівнює 10 або 20 мс.

Якщо для передачі пакетів даних по лінії UL ємності фізичного каналу довільного доступу RACH недостатньо, то абонентський термінал може використовувати загальний транспортний канал CPCH у лінії UL. Відповідним фізичним каналом UL є фізичний загальний канал PCPCH. Аналогом каналу CPCH у лінії DL є виділений канал DPCCN.

Канал синхронізації SCH забезпечує абонентський термінал інформацією, необхідною для пошуку мережі під час знаходження абонентського терміналу в зоні покриття комірки. Фактично канал SCH включає два канали: первинний P-SCH і вторинний S-SCH канали синхронізації. У каналі P-SCH використовується постійний код розширення розміром 256 елементів. Код однаковий у кожній стільниковій комірці мережі. Сигнали каналу P-SCH декодуються абонентським терміналом і забезпечують синхронізацію кадрів і часових інтервалів у мережі. Крім того, з їхньою допомогою ідентифікується група кодів розширення, яка використана в комірці.

Загальний пілотний канал CPICH є немодульованим кодовим каналом, що використовує послідовність, характерну для обраної стільникової комірки. Він застосовується для позначення розмірів стільникової комірки базових станцій.

Звичайно, в одній комірці є лише один канал CPICH, але може бути й два таких канали. У цьому випадку вони поділяються на первинний і вторинний. Вторинний канал CPICH може бути в комірці, наприклад, коли в комірці використовується антена з вузьконаправленою діаграмою, призначена для обслуговування «гарячої» точки з високим потоком. Отже, вторинний канал CPICH забезпечує виділену зону, а первинний –

функцію прийому пілот-сигналу для всієї зони покриття комірки. Термінали постійно налаштовані на пілот-сигнал, що використовується в ході естафетної передачі та урівноваження навантаження комірки.

Із системної точки зору регулюванням рівня потужності каналу CPICH досягається баланс у розподілі навантаження між стільниками: абонентський термінал завжди обирає стільникову комірку з найбільш вигідною енергетикою сигналу на вході приймача, і за рахунок зниження рівня потужності каналу CPICH використання стільників стає менш вигідним в енергетичних співвідношеннях.

Крім зазначених вище у мережі UTRAN використовуються й інші фізичні канали: канал відображення стану транспортного каналу CPCH у лінії DL CSICH; канал індикації виявлення конфлікту в каналі CPCH (CD-ICH); канал індикації присвоєння каналу CPCH (CA-ICH).

Для сповіщення абонентського терміналу про наявність і конфігурацію каналу CPCH формують канал CSICH за рахунок вільного простору, утвореного у каналі AICH. Для виключення конфліктів, коли у двох абонентських терміналах використовуються однакові групи ідентифікації, застосовують канали індикації виявлення конфлікту CD-ICH й індикації присвоєння CA-ICH. Цими фізичними каналами передається інформація про конфліктні ситуації, що виникають у мережі на рівні абонентських терміналів. Взаємодію між фізичними каналами мережі UTRAN показано на рис. 3.14.

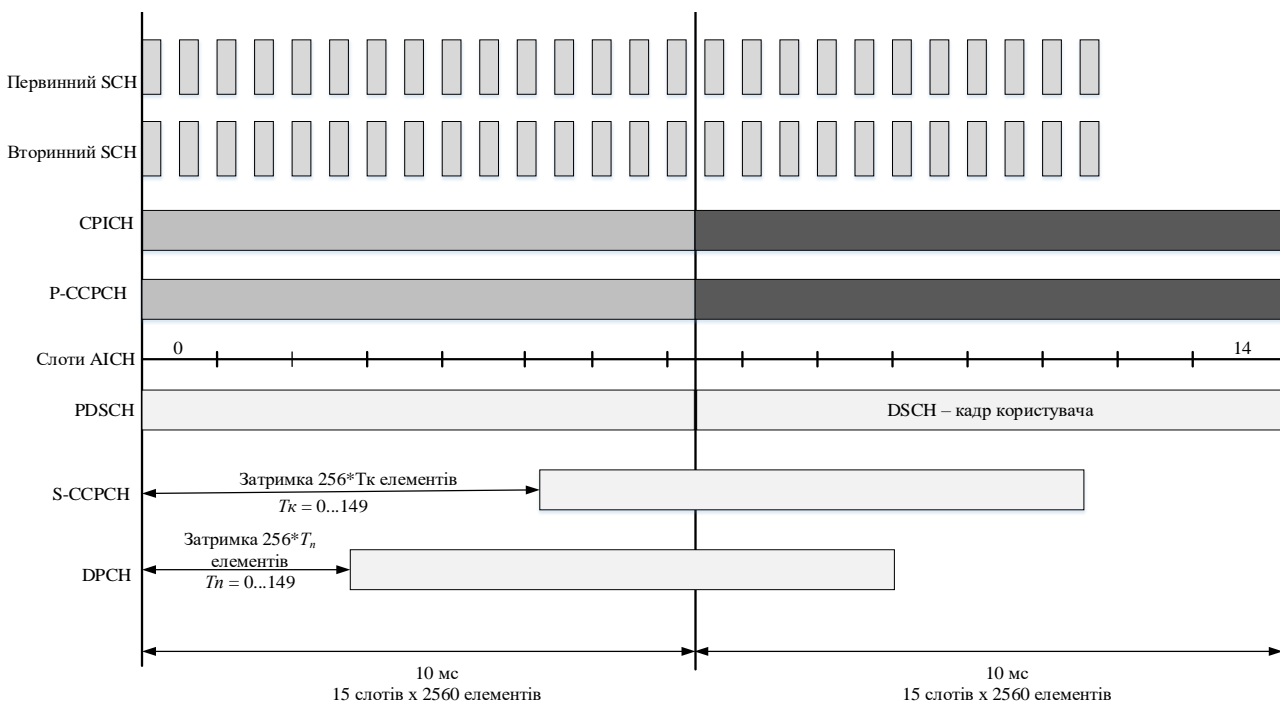


Рисунок 3.14 – Взаємозв’язок між фізичними каналами мережі UTRAN

3.4 Особливості послуг Internet-протоколів

Архітектура протоколів

У підсистемі GPRS згідно з PDP-адресою маршрутизація IP-пакетів від MS ґрунтується на даних про розташування шлюзу GGSN і MS. Точка доступу AP, що відповідає інтерфейсу Gi між шлюзом GGSN і зовнішньою IP-мережею, характеризується фізичними й канальними протоколами. Так, фізичними й канальними протоколами можуть бути ETHERNET, SDH/SONET, MPLS.

Параметри QoS у PDP контексті для з'єднання MS і GGSN визначаються залежно від точки доступу до мережі APN. Точками доступу до мережі можуть бути: GRX; MMSC – центр мультимедійного обслуговування; IMS–IP – мультимедійна система.

У стаціонарному режимі Інтернет використовуються протоколи низького рівня – протокол ETHERNET, протокол асинхронної передачі даних ATM, протокол FR або протокол «точка–точка» PPP. Вони є (відповідно до моделі OSI) протоколами обміну даними рівнів 1 і 2, і забезпечують передачу IP-пакетів третього рівня. Як протокол четвертого рівня застосовується протокол управління передачею TCP або користувальницький протокол передавання даних UDP (рис. 3.15).

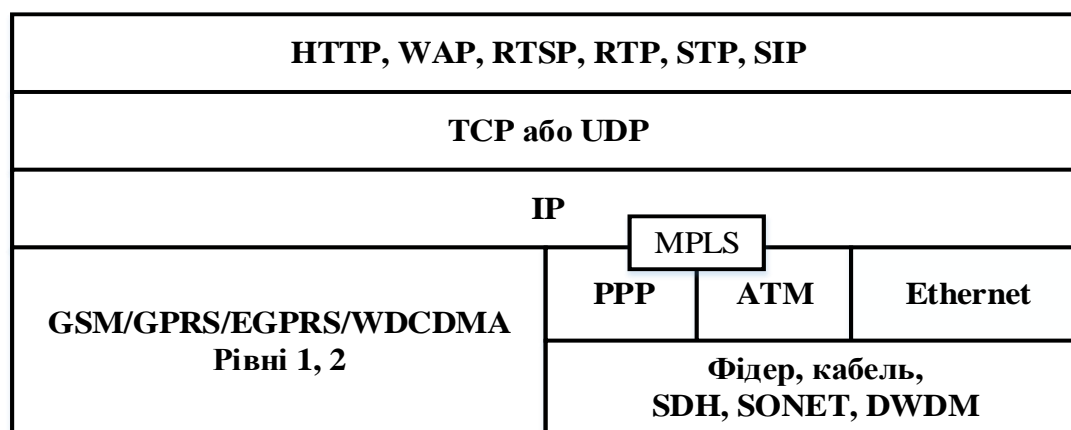


Рисунок 3.15 – Багаторівнева архітектура протоколів у мережі GPRS/UMTS

Протокол комутації за мітками MPLS, розташований між рівнями 2 і 3, дозволяє підвищити ефективність функціонування мережі, забезпечити обслуговування потоку даних із заданими параметрами якості.

Кінцеві користувачі пов'язані з протоколами більш високого рівня, які пов'язані з протоколами TCP/IP або UDP/IP. Прикладами таких прикладних програм або протоколів більш високого рівня є прикладні програми: WEB/WAP, які використовують протоколи високого рівня HTTP або WAP;

потоків відео, які використовують протокол RTSP для сигналізації й протокол RTP для передачі медійних даних; електронної пошти (e-mail), які використовують деякі протоколи типу SMTP.

Відповідно до моделі OSI протоколи технології GPRS: PCU-модуль контролю пакетів даних; EGPRS є протоколами першого й другого рівнів, призначеними для передачі IP-пакетів. Варіант передачі IP-пакетів у підсистемі GPRS показано на рис. 3.16.

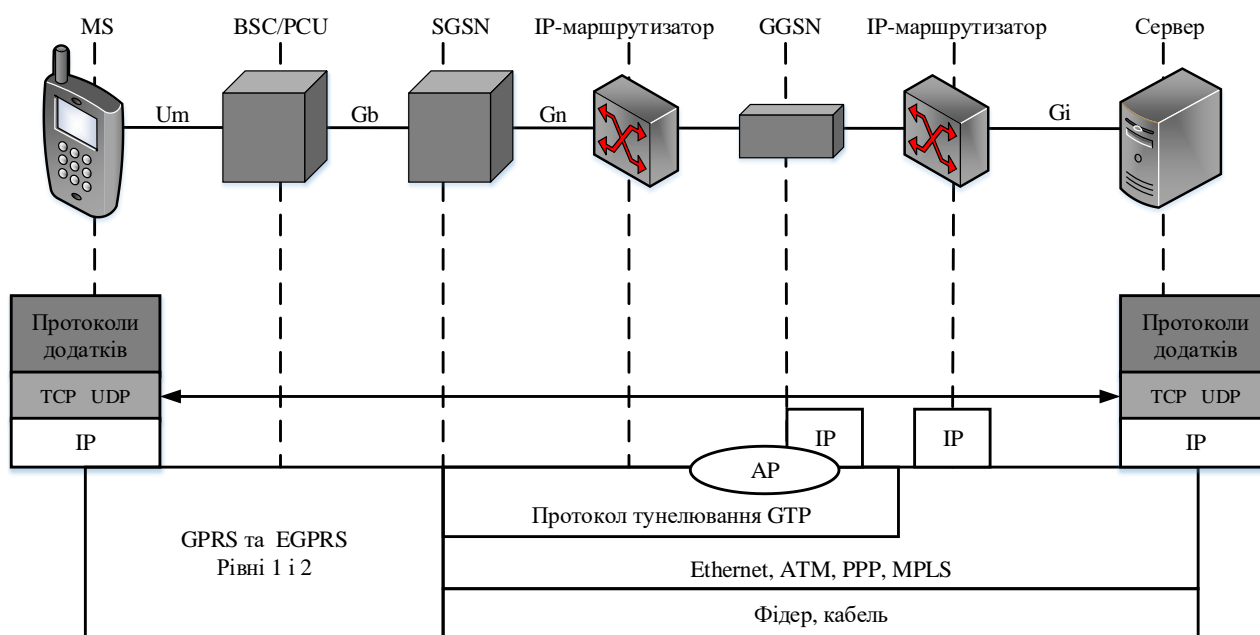


Рисунок 3.16 – Передача IP-пакетів у підсистемі GPRS

Обробка протоколів TCP, UDP здійснюється у вузлах SGSN і GGSN підсистеми. Призначення IP-адреси супроводжується активацією PDP-контекстів. Кожен PDP-контекст відповідає певній точці доступу до мережі APN, що ідентифікує мережу й оператора. Різні точки доступу можна розглядати як своєрідні «вікна» у різні мережні простори (наприклад, одна точка доступу веде до WAP-серверів, інша до WEB-серверів IP-мережі, третя в корпоративну мережу компанії тощо). Одна APN може вказувати на кілька фізичних точок доступу AP, розташованих у шлюзі GGSN. Відповідність APN IP-адресі шлюзу GGSN визначається сервером доменних імен DNS.

Використання мережі UMTS як канал передачі IP-даних дозволяє надати такі послуги.

3.5 Послуги мережі Інтернет на основі протоколів WAP

У стаціонарній мережі Інтернет WEB-браузери стали популярні ще у 90-х роках ХХ сторіччя. Традиційні WEB-браузери призначені для передачі

WEB-сторінок від сервера до абонента. Стаціонарні WEB-сторінки використовують мову гіпертекстової розмітки HTML. Абонент за допомогою протоколу TCP/IP формує запит до веб-сервера про перегляд певних сторінок. Далі веб-сервер передає HTML-код сторінки, відновлюваної у веб-браузері абонента.

Перша версія протоколу WAP забезпечувала послуги доступу до мережі інтернет для безпроводових мереж і екранів мобільних телефонів; при цьому для передачі даних використовувалися канали мережі GSM у режимі CS. Цей протокол визначив новий формат розмітки сторінок для екранів мобільних телефонів на основі мови WML. Однак, між шлюзом WAP і сервером застосунку продовжує діяти відомий протокол HTTP.

Зараз розроблено кілька версій протоколів WAP. У специфікаціях WAP 1.x між браузером MS і WAP-шлюзом використовуються протоколи UDP/IP. Специфікація WAP 2.0 містить два важливих доповнення. Перше – уніфікація протоколів WEB і WAP, що дозволяє погоджувати мови HTML і WML таким чином, щоб до тих самих сторінок можна було звертатися зі стаціонарної або мобільної версії браузерів. Такий розвиток HTML і WML відомий як розширена мова гіпертекстової розмітки XHTML. Друге – наявність опції вибору протоколу UDP/IP або протоколу TCP/IP.

3.6 Послуга передачі потокового аудіо і відео

Аудіо- та відеокліпи можуть передаватися абонентському терміналу, наприклад, з використанням MMS. Однак у цьому випадку кліпи відтворюються тільки після їхньої повної передачі. Недолік цього методу – необхідність мати у своєму розпорядженні значний обсяг пам'яті MS, порівняно з обсягом переданих аудіо- та відеоматеріалів.

Під час передачі потокового аудіо та відео потрібно порівняно невеликий буферний простір в абонентському терміналі, у якому послідовно завантажуються аудіо- та відеодані. Як тільки буфер заповниться (зазвичай це займає кілька секунд), файл починає відтворюватися. При цьому частина буферної пам'яті звільняється й поповнюється знов переданими даними. Обмеженням є те, що швидкість передачі має перевищувати або бути рівною швидкості відтворення. У цьому випадку відтворення аудіо- і відеоінформації відбувається без переривань.

Порівняно, наприклад, з технологією передачі MMS-технологія передачі потокового аудіо і відео дозволяє пересилати кліпи більшого обсягу та/або

забезпечувати більш високу якість звуку або відео за тих самих розмірів буферної пам'яті.

Технологія потокової передачі даних (рис. 3.17) використовує протокол RTSP, відповідно до якого після надходження команди «PLAY» передача потоків здійснюється за допомогою протоколу RTP, а керування якістю передачі – протоколу керування RTCP у реальному часі.

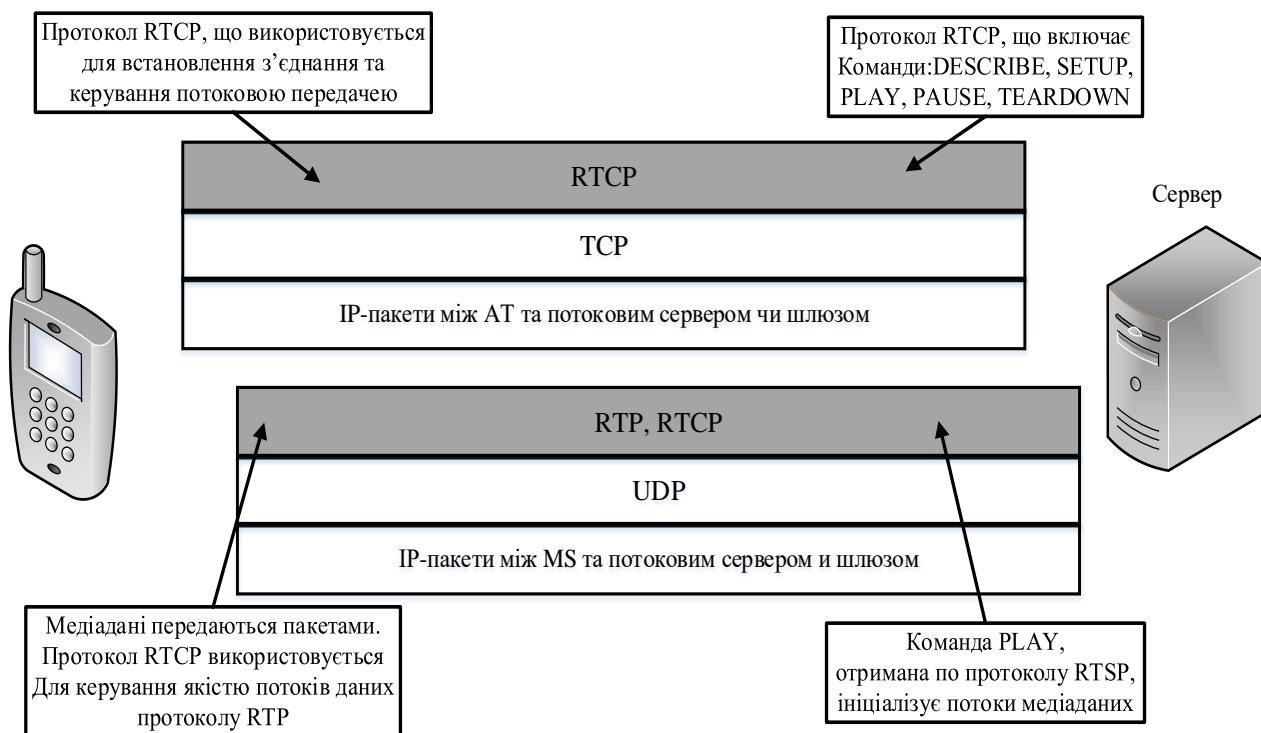


Рисунок 3.17 – Використання IP-протоколів для передачі потокового аудіо і відео

Протокол RTP разом із протоколами керування RTCP і резервування RSVP забезпечує доставку потокового аудіо і відео із заданими параметрами QoS. Протокол RTP виконує функції ідентифікації типу корисного навантаження, нумерації послідовності пакетів і присвоєння тимчасових міток. Функції нумерації пакетів і присвоєння тимчасових міток призначені для передачі пакетів мультимедійних даних з мінімальними втратами й затримками.

Незважаючи на те, що RTP є протоколом транспортного рівня, він виконує ряд функцій, властивих рівню застосунків: упорядкування пакетів у часі, їхнє відновлення й синхронізацію. Необхідна для цього інформація знаходиться в RTP-заголовку, де перебуває також інформація про метод шифрування корисного навантаження, що досить важливо, оскільки метод шифрування може змінюватися залежно від завантаження мережі. Пакети

переданого корисного навантаження послідовно забезпечуються заголовками RTP, UDP і Ір. Складені в такий спосіб пакети передаються на каналному рівні.

Протокол RTCP здійснює керування потоковою передачею мультимедійних даних, безупинно контролюючи якість передачі. Основними функціями протоколу є моніторинг параметрів QoS і керування завантаженням каналу; ідентифікація учасників мультимедійних сесій; внутрішня синхронізація мультимедійної інформації.

Для виконання перших функцій протокол RTCP формує керуючі пакети:

- RR – пакети, передані MS, що приймають мультимедійні дані, і утримуючу інформацію про підтвердження одержання пакетів даних, характеристики синхронізації для вхідних пакетів і часу затримки передачі;
- SR – пакети, передані MS, що відправляють мультимедійні дані, і утримуючу додаткову інформацію для синхронізації мультимедійних даних на приймальній стороні та дані про кількість відправлених байтів;
- SDES – пакети, що містять інформацію про учасників сесії;
- BYE – пакет, що містить дані про вихід MS з мультимедійної сесії;
- App – пакет, що містить дані про специфічні функції відповідної прикладної програми;
- протокол керування RTCP здійснює управління потоковою передачею мультимедійних даних на основі команд:
 - DESCRIBE – запит параметрів мультимедійного об'єкта до сервера застосунків;
 - SETUP – запит ресурсів сервера застосунків і початок RTCP-сесії;
 - PLAY – початок потокової передачі мультимедійних даних від сервера;
 - PAUSE – тимчасове призупинення доставки пакетів мультимедійних даних із сервера й звільнення пов'язаних із цим ресурсів;
 - TEARDOWN – припинення доставки пакетів мультимедійних даних із сервера й звільнення пов'язаних із цим ресурсів.

Контрольні запитання та завдання

1. Розкажіть коротко еволюцію систем стільниковго зв'язку стандарту GSM.
2. Охарактеризуйте систему високошвидкісної передачі даних з комутацією каналів (HSCSO).
3. Охарактеризуйте радіослужбу пакетної передачі GPRS.
4. Розкажіть загальні відомості про систему радіодоступу EDGE.
5. Який принцип організації ситеми GPRS?

6. Назвіть та поясніть основні переваги системи радіодоступу EDGE.
7. Назвіть загальні відомості про систему стандарту WCDMA.
8. Дайте загальну характеристику системі UMTS.
9. Викладіть та поясніть архітектуру системи UMTS.
10. Охарактеризуйте абонентське обладнання системи UMTS.
11. Охарактеризуйте мережу радіодоступу UTRAN.
12. Який склад базової мережі CN?
13. Розкажіть принципи побудови мережі радіодоступу UTRAN.

4 СИСТЕМИ СТІЛЬНИКОВОГО МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ ЧЕТВЕРТОГО ПОКОЛІННЯ 4G

4.1 Що таке 4G?

Питання про те, що таке технології безпроводового зв'язку четвертого покоління 4G – не є однозначним. Хтось намагається називати 4G мережі WIMAX чи HSPA. Четверте покоління пристроїв, на нашу думку – це повноцінний мультимедійний мобільний офіс. Для цього потрібні системи зв'язку, які забезпечують швидкості передачі даних у спадному каналі до 100 Мбіт/с для мобільних та 1 Гбіт/с – для пересувних і фіксованих абонентів. Саме такі параметри містяться у вимогах Міжнародного союзу електровз'язку (ITU) IMT-Advanced (рис. 4.1) [41].

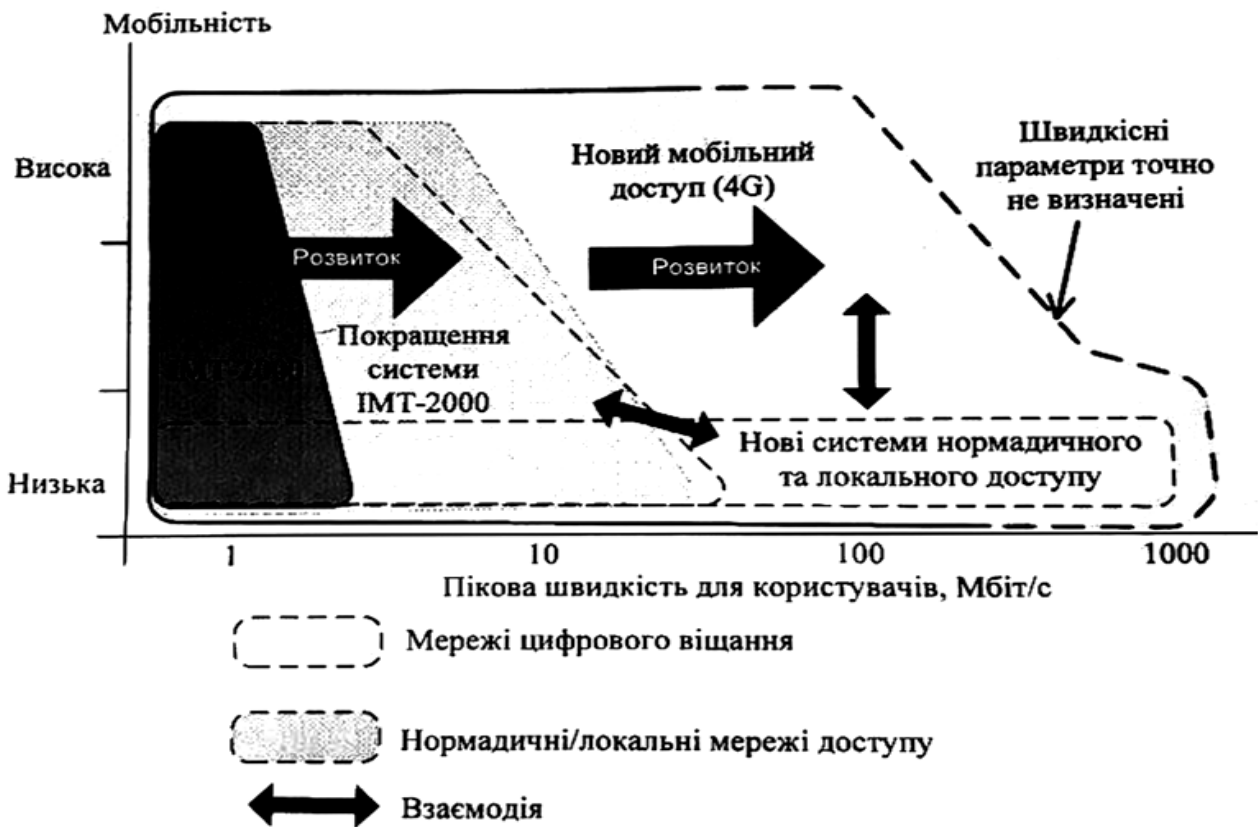


Рисунок 4.1 – Параметри системи IMT-Advanced

Спочатку вони були сформульовані у рекомендаціях ITU-R M.1645, зараз перебувають у стадії постійного уточнення. Це – можливість встановлювати голосові з'єднання, водночас можливість для різних інформаційних сервісів – робота в Інтернеті, обміну великими масивами

даних, перегляд ТВ трансляцій (IPTV), відео за запитом тощо, тобто все, що користувач має сьогодні у своєму будинку чи офісі.

Системи 4G мають забезпечити всіх і кожного надійним високошвидкісним доступом до різних мереж передачі даних. Концепція ITU єдиної безпроводової мережі зв'язку виявилася не реалізованою.

Відтепер зрозуміло – протоколів і технологій глобальних систем зв'язку завжди буде замало. Наприклад, у пулі IMT-2000 – шість різних стандартів з відповідними їм частотами. Група стандартів IMT-Advanced також буде представлена різними технологіями, і серед них, напевно, будуть і WIMAX реліз 2.0., і LTE Advanced, і UMB. Все це – широкосмугові технології, але жодна з них свідомо не отримає 100%-ве поширення. Тому їм потрібно буде не лише спільно співіснувати, а й комфортно співіснувати, до того ж ще й не заважати один одному, а доповнювати. Лише такі технології – орієнтовані на спільну роботу та інтеграцію на системному рівні можна відносити до покоління 4G. Причому йдеться про взаємодію технологій усіх рівнів – від широкосмугових (наприклад, DVB-72) до мереж фіксованого зв'язку. Потрібні засоби гнучкої адаптації й перебудови системи, у тому числі – на рівні антенних систем. Для цього всі технології IMT-Advanced мають підтримувати роботу з адаптивними антенними системами, включаючи функції формування діаграм спрямованості антенних систем. У перспективі – підтримувати динамічне цифрове формування діаграми. На рівні опорних мереж інтеграція має бути більш повною, до прозорого обміну потоками між мережами з різними радіо-інтерфейсами. Зазначимо, що всі ці вимоги підтримують перспективні стандарти, розроблені як у мережах LTE Advanced, так і в WIMAX.

Отже, системи 4G можна визначити як технології, які увійдуть у пул стандартів IMT-Advanced. (рис. 4.2)

На користувацькому рівні їх відрізняє висока (від 100/1000 Мбіт/с для мобільних/пересувних абонентів) швидкість. Це означає одночасну роботу з декількома мультимедійними потоками, різними за природою й вимогами до QoS; взаємну сумісність і активну взаємодію. Користувач не повинен відчувати ані перешкод від інших мереж, ані проблем з міжмережною передачею даних.

На технологічному рівні системи 4G характеризуватимуться:

- повним переходом до модуляції OFDM та OFDMA (робота в умовах відбиттів);
- погодженістю спільної роботи на рівні радіопротоколів фізичного рівня;
- високою гнучкістю під час вибору частотних смуг, частотних діапазонів;

- адаптивною перебудовою методів модуляції;
- застосуванням найбільш досконалих методів каналного коригувального кодування (каскадні коди, LDPC коди, розвинуті системою багаторівневого перекручування й т. ін.);
- опорними/базовими мережами – повністю IP мережні (з переходом до протоколів IPv6);
- можливістю інтеграції систем різних стандартів на базі єдиної NGN мережі (наприклад, на основі технології MPLS) підтримка платформи IMS.

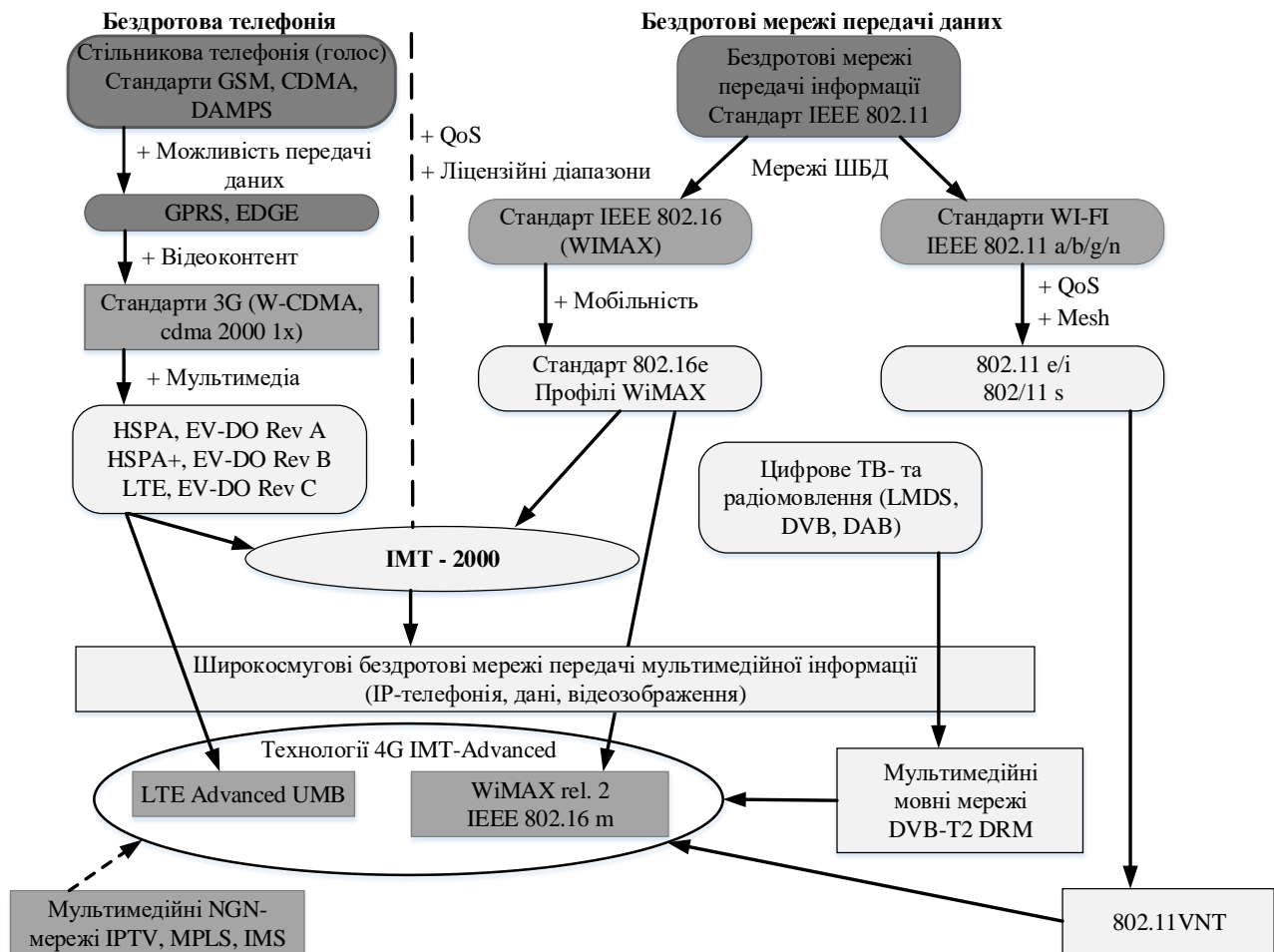


Рисунок 4.2 – Формування технологій 4G

Першими кандидатами на технології IMT–Advanced – WiMAX реліз 2.0 і LTE Advanced (3GPP реліз 1.0)

Поряд з революційними змінами в області мікроелектронної елементної бази відбуваються й не менш значущі зміни в необхідному програмному забезпеченні й створенні принципово нового інтерфейсу «людина–комп’ютер». Фахівці в області мобільного контенту називають це заміною існуючого сьогодні інтерфейсу WEB 2.0. на інтерфейс майбутнього WEB 3.0.

Звичайно, величезний вплив на розвиток широкосмугового мобільного зв'язку 4G роблять (і робитимуть) такі суміжні технології, як IEEE 802.11, а також технології цифрового телевізійного та радіомовлення. Стандарти 802.11 продовжують активно вдосконалюватися, їх вже давно не можна позиціонувати лише як технології для безпроводових локальних мереж. Відомо багато прикладів, коли на основі методів 802.11 будувалися мережі міського масштабу, причому з об'єднанням декількох регіонів. З появою стандарту MESH–мереж 802.11s, високошвидкісних стандартів 802.11n і 802.11VNT (у перспективі) цей напрямок тільки розвиватиметься.

Зрозуміло, стандартам 802.11 немає місця в пулі IMT–Advanced. Для цього в них відсутній ряд важливих властивостей – насамперед, немає підтримки мобільності й високої щільності абонентів. Не говорячи вже про відсутність єдиних частотних смуг у ліцензованих діапазонах. Адже, мережі 802.11 спеціально створювалися для роботи в безліцензійних діапазонах частот. Їхня основна властивість, що незмінно зберігається у всіх нових системах – простота інсталяції й низька вартість. Сьогодні ця технологія домінуюча та фактично безальтернативна для безпроводових локальних мереж. Вже вкрай складно знайти смартфон без підтримки 802.11 і практично неможливо знайти такий ноутбук. Абонентське устаткування коштує порядку 10 дол. і менше, точки доступу (для роботи в середині приміщення) – порядку 100 доларів. Величезна армія користувачів «безкоштовно» обладнана адаптерами 802.11, цей інтерфейс сприймається як належне у мобільних пристроях (наприклад, як USB-порт). Тому стандарти 802.11 незамінні для формування мережі доступу в різних локальних зонах (готелю, кафе, аеропорту, вокзалу тощо).

Крім того, технологія 802.11 – діюче рішення для побудови мереж фіксованого широкосмугового зв'язку в локальних зонах (міста з населенням близько 100 тис. жителів, «гарячі зони», а також регіони, де неможливі проєкти з великим обсягом інвестицій). Зрозуміло, що у таких проєктах, якщо йдеться про надання операторської якості послуг, потрібна робота у ліцензованому діапазоні з істотно більшими потужностями передавачів, ніж у випадку домашніх/офісних мереж. Питання про перспективність таких рішень спірне, але такий досвід є. Тут багато залежатиме від подальших рішень національного регулятора радіочастотного спектра.

Мережі 802.11 продовжуватимуть розвиватися й співіснувати з мережами 4G, значно на них впливаючи. Адже всі основні перспективні рішення, які закладено у стандарти 3–4–5 G. спочатку втілювалися

в устаткуванні 802.11. це й MIMO, і WMN, і агрегація/фрагментація пакетів, і OFDM – перераховувати можна довго. І зрозуміло, не можна не згадати про розвиток технологій мереж пакетної передачі. Звісно, розвиток безпроводових мереж лише відбиває основні тенденції проводових мереж. У цій сфері вже 20 років неухильними темпами відбуваються дійсно революційні зміни. До того ж настільки стабільно, що всі вже встигли звикнути й перестали сприймати це як революцію. Технологія пакетної комутації впевнено увійшла на рівень транспортних мереж, пройшовши шлях від мультисервісної транспортної платформи (MSTP) – технології SDH наступного покоління. Пакети Gigabit Ethernet (та наступних Ethernet-технологій) вже передають безпосередньо магістральними каналами волоконно-оптичних ліній зв'язку (ВОЛЗ). Для надання мультимедійних послуг створена платформа IMS (IP Multimedia Subsystem) та протокол SIP (Session Initiation Protocol) [2]. Мережі NGN з підтримкою MPLS як найбільш ефективного сьогодні механізму забезпечення QoS в мультимедійних мережах) вже отримали широкий розвиток [3]. І всі ці технології, вкупі з не менш бурно прогресуючими технологіями ВОЛЗ, забезпечують для мереж міцний фундамент, ідеологічний та формуючий, власне наземну мережну інфраструктуру. Недарма підтримка платформи IMS прямо прописана у специфікаціях WIMAX і LTE. Опорна мережа на основі волоконно-оптичних ліній зв'язку із DWDM і підтримкою IP–MPLS – це не виключення, а швидше, стандарт для сучасних безпроводових мереж ширококутового доступу.

4.2 Безпроводові локальні мережі

Безпроводові локальні мережі передачі інформації WLAN розвиваються надто швидко. Простота розгортання таких мереж обмежена лише необхідністю оформлення дозвільної документації (у тих країнах, де це потрібно). За пропускну здатністю вони поступаються лише виділеним мідним лініям. Завадостійкість, надійність та захищеність сучасних протоколів передачі зробили WLAN поширеним явищем, а устаткування для них – масовим продуктом. Зазначимо, що поняття «локальні мережі передачі інформації» є досить умовним, як правило, вважають системи локалізованими в радіусі сотні метрів. Але технології локальних мереж з успіхом застосовують і на відстанях до кількох десятків кілометрів. Основою організації таких мереж є стандарти серії IEEE 802.11 (рис. 4.3) [11].

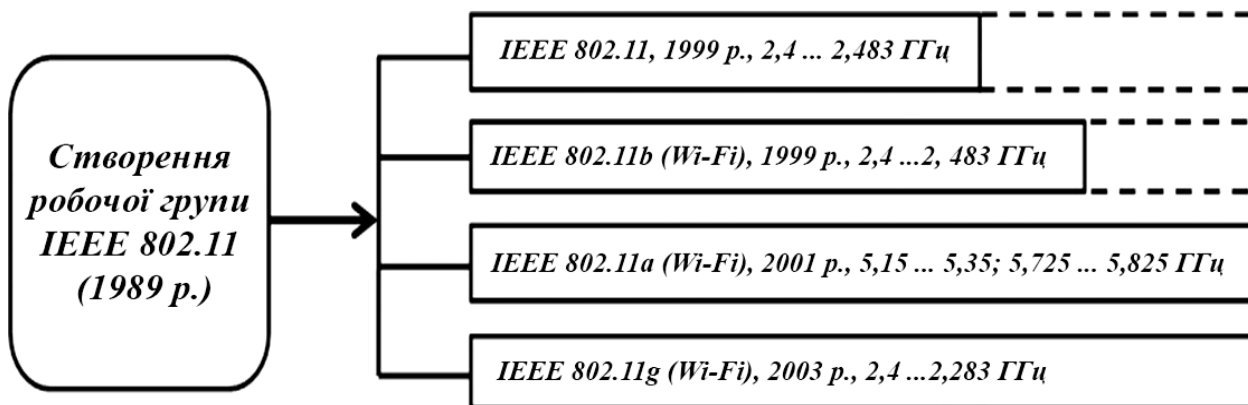


Рисунок 4.3 – Етапи розвитку стандартів IEEE 802.11x

Роботи над єдиним стандартом локальних мереж розпочалися у 1989 році, коли була організована робоча група 11-го комітету IEEE 802.11.

У липні 1997 року в результаті роботи цієї групи був опублікований стандарт IEEE 802.11 «Специфікація фізичного рівня і рівня контролю доступу до каналу передачі безпроводових локальних мереж». Він визначав архітектуру мережі та вимоги до функцій пристроїв, принципи доступу пристроїв до каналів зв'язку, формат пакетів, способи перевірки автентичності та захисту даних. Хоча стандарт спочатку замислювався як інваріантний стосовно будь-якого частотного діапазону, на фізичному рівні він визначав три способи роботи: два радіочастотних і оптичний. В інфрачервоному діапазоні 2,400 – 2,4835 ГГц – режими модуляції з розширенням спектра методом частотних стрибків FHSS і методом прямої послідовності DSSS. Швидкості обміну встановлювалися на рівні 1 і 2 Мбіт/с. Цей стандарт не набув широкого використання через невелику швидкість передачі даних.

Наступним був стандарт IEEE 802.11b. Він описував фізичний і MAC-рівні безпроводових мереж для роботи в діапазоні 2,4 ГГц. Стандарт визначав роботу на швидкостях 1 і 2 Мбіт/с із модуляцією лише методом DSSS. Найголовніше – він передбачав швидкості обміну до 11 Мбіт/с (є варіанти – до 33 Мбіт/с). Передача даних на швидкостях 5,5 та 11 Мбіт/с відбувається за допомогою модуляції комплементарних кодових послідовностей (основний вид модуляції). Крім того, передбачалася й робота на швидкостях 22 і 33 Мбіт/с за допомогою пакетного бінарного внутрішнього кодування.

Третій стандарт IEEE 802.11a визначає роботу в діапазоні 5 ГГц. В ньому використаний зовсім інший, ніж у IEEE 802.11b, механізм модуляції/мультикомплексування, а саме – частотне мультиплексування за допомогою ортогональних несучих (OFDM). Цей стандарт розширив діапазон швидкості передачі до 54 Мбіт/с, що розширило сферу використання безпроводових

мереж. Але він функціонує в іншому діапазоні та не є сумісним зі стандартом IEEE 802.11b, який вже отримав широке використання.

У червні 2003 року був затверджений високошвидкісний (до 54 Мбіт/с) стандарт у діапазоні 2,4 ГГц – IEEE 80.11g, який забезпечує більш високі швидкості та сумісність зі стандартом 802.11b.

Завершується робота над стандартом IEEE802.11n, що описує мережі зі швидкістю обміну понад 100 Мбіт/с на основі технології антенних систем МІМО. Розробляється мобільна версія стандарту (IEEE 802.11p) і доповнення, призначене для надання гарантованої якості зв'язку (Qo), – IEEE 802.11e [20].

У 2007 році був випущений узагальнений стандарт IEEE 802.11 – 2007, до якого увійшли всі стандарти, завершені до червня 2007. До них належать вже згадувані стандарти IEEE 802.11a, b, g, а також доповнення IEEE 802.11e/h/i/j.

Стандарт IEEE 807.11 безупинно вдосконалюється й розвивається в напрямку надання користувачам нових сервісів, підвищення якості та швидкості передачі інформації. В 2011 році планувався випуск цілого ряду нових стандартів, робота над якими розпочалася в 2003–2004 роках. Насамперед до них належать стандарти IEEE 802.11n і 802.11s. Стандарт IEEE 802.11s описує безпроводові мережі мобільних офісів WMN (Wireless Mech Network).

На базі стандарту IEEE 802.11n реалізовуватимуться дуже високошвидкісні локальні безпроводові мережі з номінальною швидкістю передачі інформації до 500 Мбіт/с у частотному діапазоні нижче 6 ГГц. Висока пропускна спроможність мережі досягається шляхом використання технології МІМО з восьмома рознесеними антенами на приймальній та передавальній стороні; розширенням (порівняно з іншими стандартами IEEE 802.11) смуги частот до 80 МГц шляхом об'єднання чотирьох каналів шириною 30 МГц; використанням OFDMA для організації множинного доступу до каналу з розподілом за ортогональними частотами, як у протоколі IEEE 802.16. У розробленому стандарті передбачається сумісність з існуючими пристроями, що працюють під керуванням протоколів IEEE 802.11 a/b/g/n. Слід відзначити стандарт IEEE 802.11s, який описує безпроводові мережі мобільних офісів WMN. Мережі WMN – новий перспективний клас широкосмугових безпроводових мереж передачі мультимедійної інформації, що широко використовується в ході побудови локальних, розподілених міських безпроводових мереж, в процесі розгортання мультимедійних сенсорних мереж тощо. Мережі WMN можуть надавати доступ послуг зв'язку стаціонарним або мобільним абонентам.

Мережі стандарту IEEE 802.11 належать до безпроводових локальних мереж – WLAN, тобто до мереж з невеликою зоною покриття і швидкістю передачі даних від 1 Мбіт/с до 54 Мбіт/с. Параметри мереж стандарту IEEE 802.11 наведені у таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Параметри мереж стандартів IEEE 802.11x

Параметри	IEEE 802.11b	IEEE 802.11g	IEEE 802.11a
Відстань та швидкість передавання даних	У закритих приміщеннях: 30м (11 Мбіт/с) 91 м (1 Мбіт/с)	У закритих приміщеннях: 30м (54 Мбіт/с) 91 м (1 Мбіт/с)	У закритих приміщеннях: 12 м (54 Мбіт/с) 91 м (6 Мбіт/с)
	Відкрите приміщення, пряма видимість: 120 м (11 Мбіт/с) 460 м (1 Мбіт/с)	Відкрите приміщення, пряма видимість: 120 м (54 Мбіт/с) 460 м (1 Мбіт/с)	Відкрите приміщення, пряма видимість: 30 м (54 Мбіт/с) 305 м (6 Мбіт/с)

Детальна інформація про стандарти IEEE 802.11x подана на рис. 4.4 [11].

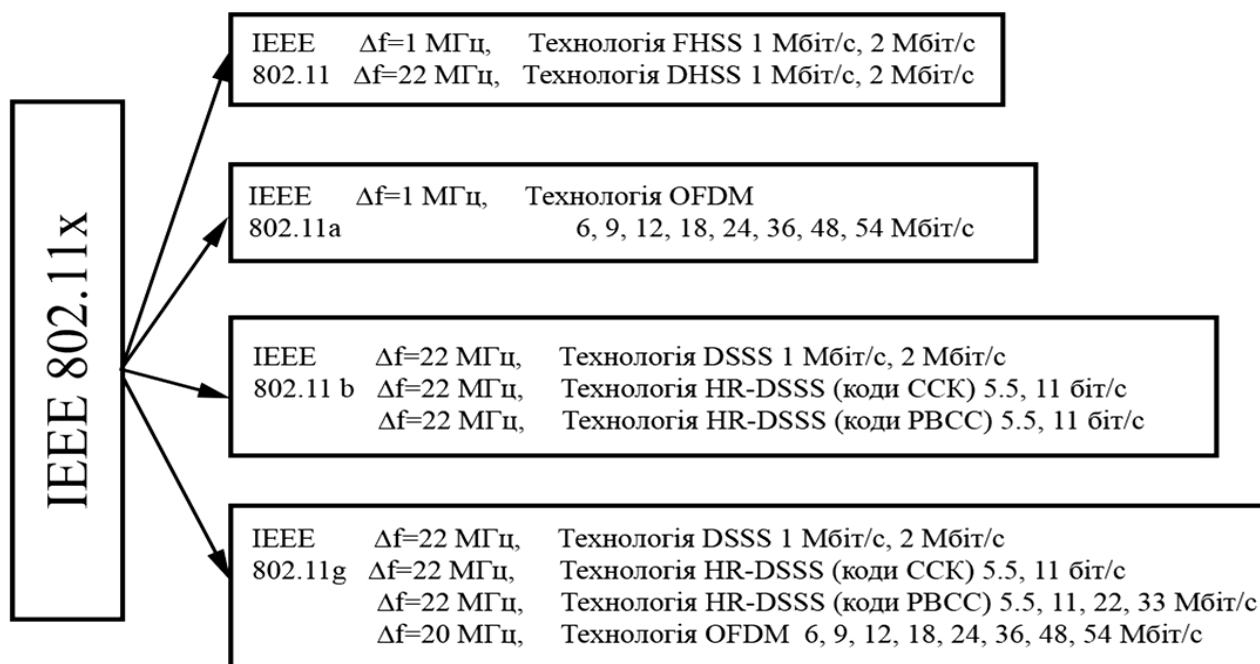


Рисунок 4.4 – Смуга частот, вид модуляції, швидкість передавання даних стандартів IEEE 802.11x

Стандарт передбачає два основних способи організації локальної мережі: за принципом рівний з рівним (AD-HOC – мережа) (рис. 4.5, а) і у вигляді структурованої мережі (рис. 4.5, б).

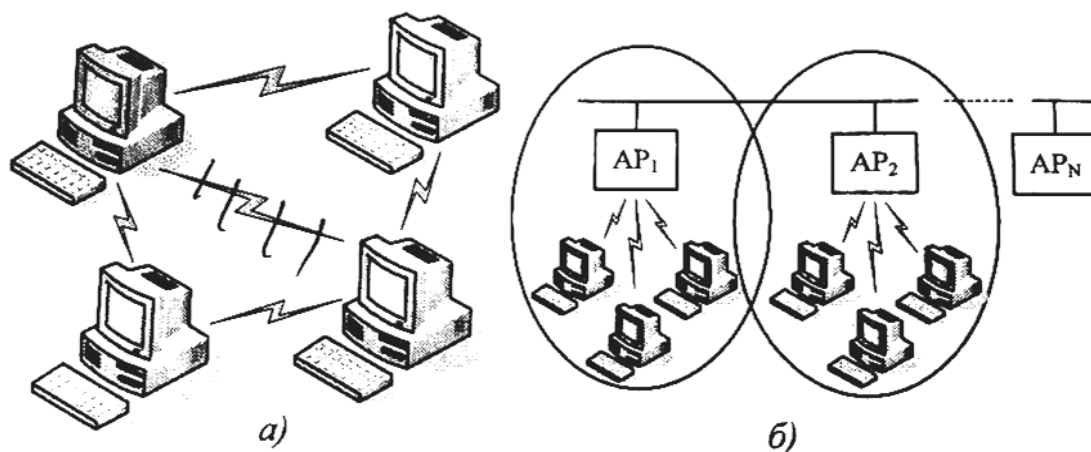


Рисунок 4.5 – Архітектура мережі 802.11:
 а) AD–НОС –мережа; б) структуровані мережі

У першому випадку зв'язок встановлюється безпосередньо між двома станціями, і жодного адміністрування не передбачено. У випадку структурованих мереж (як показала практика, це основний спосіб побудови мереж IEEE 802.11) у їхньому складі з'являється додатковий пристрій – точка доступу AP (Access Point), як правило, стаціонарна і діюча на фіксованому каналі. Зв'язок між пристроями відбувається лише через AP. Через них також можливий вихід у зовнішні провідні мережі. У мережі IEEE 802.11 може бути декілька AP, об'єднаних провідною мережею Ethernet. Фактично така мережа є набором базових станцій із зонами охоплення, що перекриваються. Стандарт IEEE 802.11 допускає переміщення пристроїв із зони однієї AP в іншу (роумінг), тим самим забезпечуючи мобільність. Оскільки для мобільних станцій MS важливе питання ресурсу елементів живлення, у стандарті закладено спеціальний протокол управління енергоспоживанням – безпосередньо під час обміну передавальний пристрій може перевести приймач у режим очікування.

У стандарті IEEE 802.11 для розширення спектра використовуються такі технології:

- прямого розширення спектра – DSSS;
- високошвидкісного розширення спектра HS–DSSS з використанням комплементарних кодів (ССК – Complementary Code Keying);
- високошвидкісного розширення спектра HS–DSSS з використанням двійкового пакетного згорткового кодування (PBCC – Packet Binary Convolution Coding).

Канали зв'язку, які організуються у стандарті, характеризуються переважно такими факторами:

- кількістю каналів;

- центральною частотою;
- шириною смуги.

Безпроводові локальні мережі DSSS, HS-DSSS використовують 13 каналів з центральною частотою f_c , причому

$$f_c = 2412 + 5 \cdot N, \quad N = 0, 1, \dots, 12. \quad (4.1)$$

Ширина кожного каналу зв'язку становить 22 МГц. На рис. 4.6 наведено спектральну маску для одного каналу, причому потужність відраховується відносно піків функції $\sin(x)/x$.

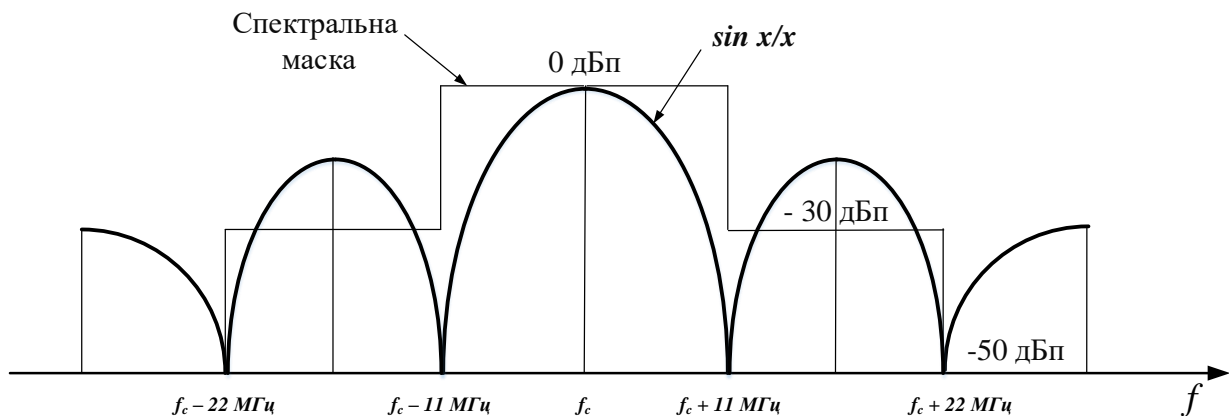


Рисунок 4.6 – Спектральна маска каналу мережі 802.11 під час використання DSSS $f_c - 22$ МГц

Оскільки ширина каналу на рівні -30 дБ складає 22 МГц, у смузі 83,5 МГц можна розташувати три канали.

Більш складним є визначення швидкості передавання. За заданої смуги частот (22 МГц) вона залежить від:

- розширюючої послідовності (коди Баркера, блочні ССЛ, згорткові РВСС);
- виду модуляції, яка використовується (DBPSK, DQPSK, DO-QPSK).

Під час використання фазової модуляції, як і амплітудної, смуга частот модульованого сигналу ΔF та швидкість модулюючого сигналу V_{mod} пов'язані так:

$$\Delta F = 2 \cdot V_{\text{mod}}. \quad (4.2)$$

Отже, згідно з виразом 4.2, за заданої смуги частот 22 МГц швидкість модуляції має становити 11 Мбіт/с.

Під час використання BPSK модуляції для модуляційного символу необхідний 1 каналний біт, отже швидкість каналних бітів також становить 11 Мбіт/с. Під час використання дворівневої модуляції (DQPSK, DO-QPSK)

для модуляційного символу необхідні вже 2 каналні біти, а отже швидкість каналних бітів може бути в 2 рази більшою, тобто 22 Мбіт/с.

4.3 OFDM-модуляція

Для боротьби з завмираннями, які викликані багатопроблемним розповсюдженням радіохвиль та підвищенням швидкості передачі у стандартах IEEE 802.11a, використовуються сигнали з ортогональною частотною модуляцією (OFDM).

Стандарт IEEE 802.11a визначає вимоги до фізичного рівня (PHY) з використанням OFDMA. У стандарті забезпечується передача даних з базовими швидкостями передачі 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 або 54 Мбіт/с. На системі мультиплексування OFDMA базується ортогональний багатоступеневий доступ з частотним розподілом каналів – методика мультиплексування, яка поділяє смугу каналу на множину піднесучих частот, як показано на рис. 4.7.

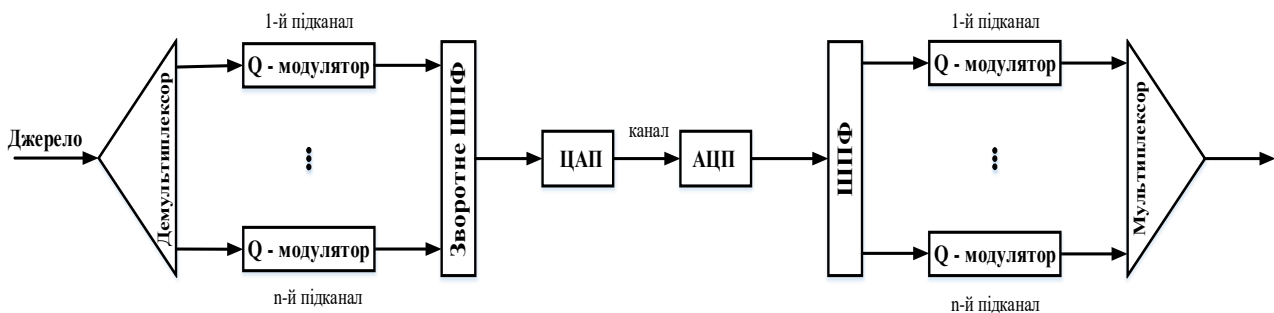


Рисунок 4.7 – Модуляція з декількома несучими:

Q-модулятор – демодулятор з квадратурним перетворенням сигналу;

ШПФ – швидке перетворення Фур’є

У системі OFDM вхідний потік даних поділений на декілька паралельних підпотоків зі зниженою швидкістю передачі даних (зі збільшеною тривалістю кожного наданого на цій частоті знаку), кожен підпотік передається на окремій ортогональній піднесучій частоті. В OFDMA сигналі використовується 52 піднесучих, чотири з них використовуються для передачі пілот-сигналу. Для передачі інформації використовуються 48 піднесучих. Смуга частот на одну несучу складає 0,3125 МГц:

$$\Delta f = \Delta F / N, \quad (4.3)$$

де $\Delta F = 20 \text{ МГц}$ – смуга частот, яка зайнята OFDM-сигналом у радіоканалі;

N – кількість піднесучих (точок перетворення Фур’є), дорівнює 64.

Структура каналу OFDMA містить три типи піднесучих частот, як показано на рис. 4.8.

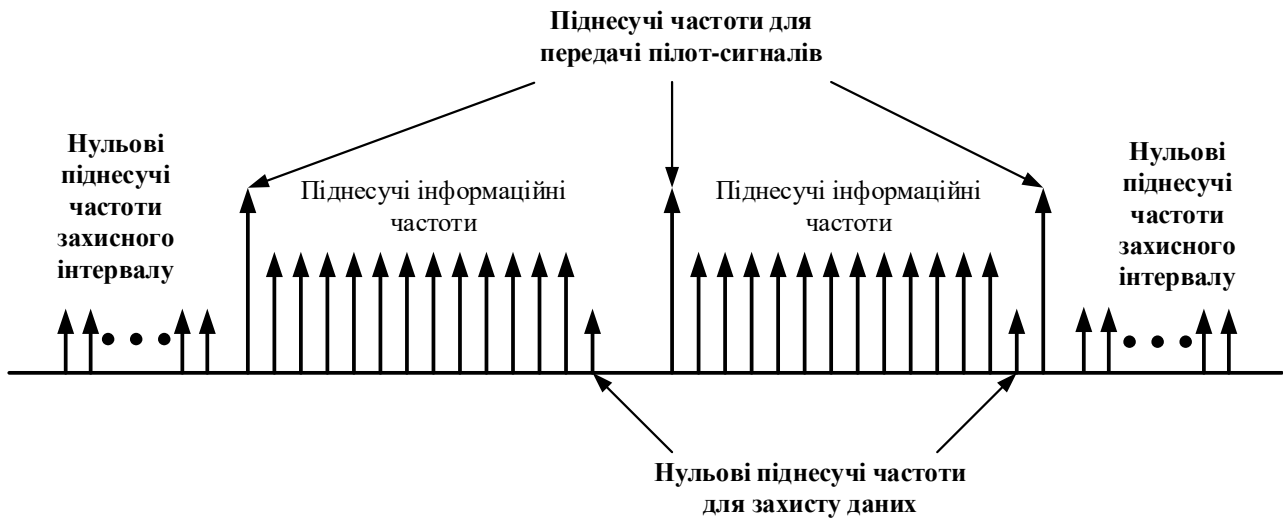


Рисунок 4.8 – Розподіл піднесучих частот

Залежність швидкості передачі даних під час використання OFDM-модуляції у стандарті IEEE 802.11a наведена у табл. 4.2.

Таблиця 4.2 – Швидкості передавання даних під час використання OFDM-модуляції в стандарті IEEE 802.11a

Модуляція	Швидкість на виході OFDM модулятора, Мбіт/с
BPSK	6
BPSK	9
QPSK	12
QPSK	18
16-QAM	24
16-QAM	36
64-QAM	48
64-QAM	54

У стандарті 802.11g було запозичено методи OFDM стандарту 802.11a.

4.4 Технологія безпроводового широкосмугового доступу

До кінця 90-х років минулого століття цілим рядом найбільших корпорацій-розробників телекомунікаційного обладнання були розпочаті роботи зі створення технології муніципальних (у масштабі міста) мереж широкосмугового безпроводового доступу на відстані десятків кілометрів

від базової станції. Одним з ключових завдань, яке було пріоритетним для цих мереж, вважалося вирішення відомої проблеми «останньої милі». Щоб забезпечити сумісність обладнання різних виробників, рядом компаній у 2001 році був створений консорціум WIMAX Forum (Worldwide Interoperability for Microwave Access).

Перед робочою групою 16 комітета 802 IEEE були поставлені завдання, аналогічні завданням у відношенні стандартів IEEE 802.11 WLAN:

- визначення та гармонізація стандартів на міжнародному рівні;
- сертифікація сумісності обладнання різних виробників;
- просування розробленої технології на ринку телекомунікацій.

До 2006 року були затверджені чотири, які було розроблено групою стандарту, для відповідного обладнання:

- IEEE 802.16. (або IEEE 806.16 – 2001),
- IEEE 802.16a (або IEEE 802.16 – 2003),
- IEEE 802.16d,
- IEEE 802.16e (або IEEE 802.16 – 2005).

Паралельно європейському інституту ETSI був створений свій варіант стандарту подібних мереж – HIPERMAN (High Performance Radio Metropolitan Area Network). За рішенням учасників WimaxForum, стандарт IEEE 802.16 було обрано на роль глобального стандарту обладнання для побудови мереж Wireless MAN. Сімейство стандартів IEEE 802.16 отримало комерційне ім'я WIMAX. Насправді WIMAX, як і європейський HIPERMAN, розглядає лише режим Wireless MAN– OFDM.

Завдяки підтримці всіх градацій мобільності кінцевого користувача розподілені мережі Wimax стали безпосередніми конкурентами стільникових мереж мобільного зв'язку. Вони призначені для вирішення таких завдань:

- забезпечення безпроводового доступу на великі відстані та вирішення проблеми «останньої милі»;
- надання телекомунікаційних послуг на основі високошвидкісної передачі даних (мультимедіа, відеотелефонія і т.ін.);
- підключення і підтримка обслуговування точок доступу Wi-Fi;
- підтримка точок доступу без прив'язування до географічного положення та за відсутності прямої видимості;
- взаємодія з іншими мережами інших видів.

Швидкість передачі в системах технології стандарту IEEE 802.16 може досягати 136 Мбіт/с для стаціонарних користувачів та 2 Мбіт/с для мобільних зі швидкістю руху до 250 км/год. Така технологія дозволяє об'єднувати

велику кількість локальних систем Wi-Fi та забезпечувати їх вихід до високошвидкісної мережі а через неї – до інтернет.

Перший стандарт IEEE 802.16. описує характеристики обладнання мереж фіксованого доступу типу точка–багато–точка для діапазону 10–66 ГГц. Радіозв'язок у цьому діапазоні передбачає наявність прямої видимості між передавачем та приймачем, що є істотним недоліком під час використання її в міських умовах. Недоліком є великі затухання сигналу на коротких хвилях, що обмежує відстань зв'язку. Цей стандарт спочатку передбачав використання лише однієї несучої частоти (SC–Single Carrier), у результаті чого в його назві додалися літери SC, тобто Wireless MAN– SC. Через те, що цим стандартом передбачено роботу лише в межах прямої видимості, його обладнання не знайшло широкого використання. У 2003 році було прийнято стандарт IEEE 802.16a – 2003. Він передбачав роботу в діапазоні частот від 2 до 11 ГГц та описував характеристики обладнання Wireless MAN фіксованого та сеансового доступу. При цьому передбачалося, що обладнання таких мереж забезпечуватиме роботу за відсутності прямої видимості, а тому зона покриття таких мереж буде більшою, ніж мереж стандарту 802.16. Подальшим розвитком стандарту 802.16a став стандарт 802.16d, який об'єднав у собі дві останніх версії 802.16 та 802.16a. Його обладнання розраховано на роботу у діапазоні 2–11 ГГц в умовах без прямої видимості.

Стандарт 802.16–2004 замінив собою існуючі раніше версії 802.16, 802.16a та 802.16 Rev.d. Стандарт 802.16–2004 являє собою розраховану на використання у міських (регіональних) розподілених безпроводових мережах технологію безпроводового ширококутового доступу операторського класу. Його обладнання розраховано на роботу в діапазоні 2–11 ГГц. «Мобільна» версія стандарту IEEE 802.16e (IEEE 802.16 –2005) вийшла у грудні 2005 року. Базовою для нього стала версія IEEE 802.16–2004 зі змінами та доповненнями, які забезпечують підтримку мобільного доступу. Цей стандарт розглядає питання роумінгу між мережами різних безпроводових стандартів, щоб абонент зміг переходити з безпроводових мереж стандарту 802.11 до мережі IEEE 802.16 та навпаки.

Базова станція WIMAX може обслуговувати велику кількість користувачів, надаючи їм водночас послуги різного рівня, наприклад, рис. 4.9.

На фізичному рівні стандарт IEEE 802.16 передбачає три принципово різних методи передачі даних:

– метод модуляції з однією несучою (SC, у діапазоні нижче 11 ГГц – SC–2);

- метод модуляції за допомогою ортогональних несучих OFDMA;
- метод мультиплексування за допомогою ортогональних несучих OFDMA.

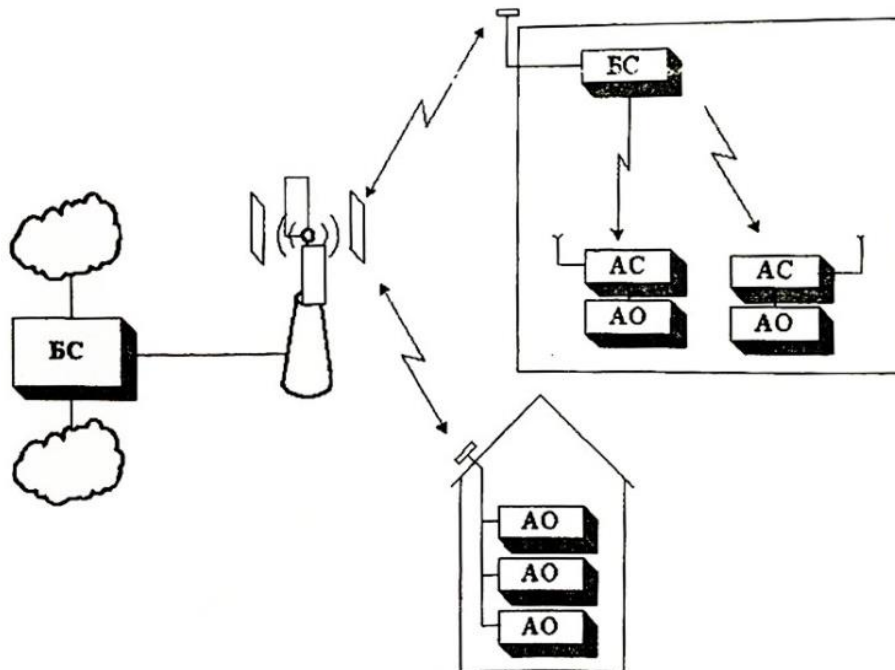


Рисунок 4.9 – Структура мережі Wireless MAN

У табл. 4.3 подані основні характеристики фізичного рівня для обладнання різних специфікацій стандарту IEEE 802.16.

Цільова група IEEE 802.16j була створена у березні 2006 року для розробки системи мобільної багатостадійної ретрансляційної системи в рамках стандарту 802.16. Фактично ця робота – розвиток напрямку MESH мереж, вже описаних у IEEE 802.16–2004, але у тому документі вони описувалися як WMN фіксованого доступу. Стандарт IEEE 802.16j має поліпшити продуктивність мережі під час багатостадійної передачі. Причому як ретранслятори MR, так і абонентські станції MS можуть бути мобільними. На відміну від WMN, у цій мережі MR може працювати в режимі віщання один до всіх.

Насамперед, стандарт IEEE 802.16j вводить нове поняття – релейна станція (ретранслятор MR). Виділяють прозорий та непрозорий режими роботи MR. У прозорому режимі MR транслює лише дані й не транслює преамбули та керуючі поля, такі як DL-MAP, UL-MAP та ін. (рис. 4.10)

Цю інформацію MS одержує безпосередньо від BTS. При цьому MS логічно ніяк не взаємодіє з MR (не знає про її існування).

Таблиця 4.3 – Сімейство стандартів IEEE 802.16

Стандарт	802.16	802.16a	802.16d	802.16e
Дата прийняття	12.2001	01.2003	07.2004	12.2005
Діапазон частот	10–66 ГГц	2–11 ГГц	2–11 ГГц	2–11 ГГц
Умови зв'язку	Пряма видимість	Без прямої видимості	Без прямої видимості	Без прямої видимості
Мобільність	фіксована	Фіксований та сеансовий	Фіксований та сеансовий	мобільний
Режим передачі	Одна несуча	Одна несуча, 256 OFDM, 2048 OFDM	Одна несуча, 256 OFDM, 2048 OFDM	Одна несуча, 256 OFDM, багаторежимний OFDM
Модуляція	QPSK, 16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM
Швидкість передачі даних, Мбіт/с	32–134	1–75	1–15	1–15
Ширина каналу, МГц	20, 25, 28	Змінна, 1,25–20	Змінна, 1,25–20	Змінна, 1,25–20
Специфікація фізичного рівня	Wireless MAN-SC	Wireless MAN-SCa, Wireless MAN-OFDM, Wireless MAN-OFDMA	Wireless MAN-SC, Wireless MAN-SCa, MAN-OFDM, Wireless MAN-OFDMA	Wireless MAN-SC, Wireless MAN-SCa, MAN-OFDM, Wireless MAN-OFDMA

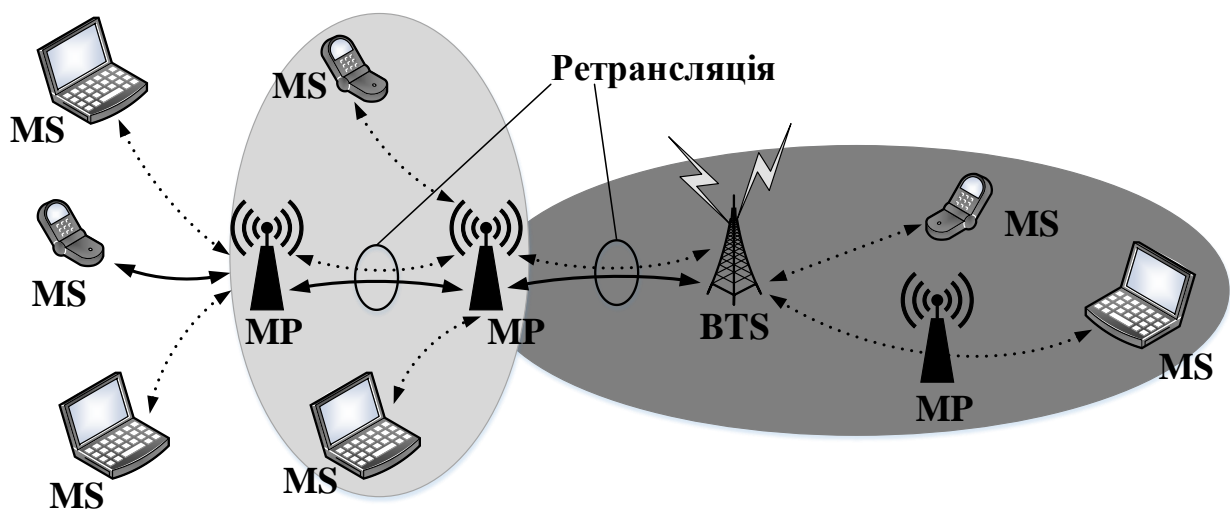


Рисунок 4.10 – Структура мережі ретрансляції

У непрозорому режимі МР передає не лише дані, але й преамбулу, а також всі керуючі повідомлення (рис. 4.11). Стосовно MS, вона виглядає як BTS, абонентська станція фізично й логічно з'єднана саме з нею.

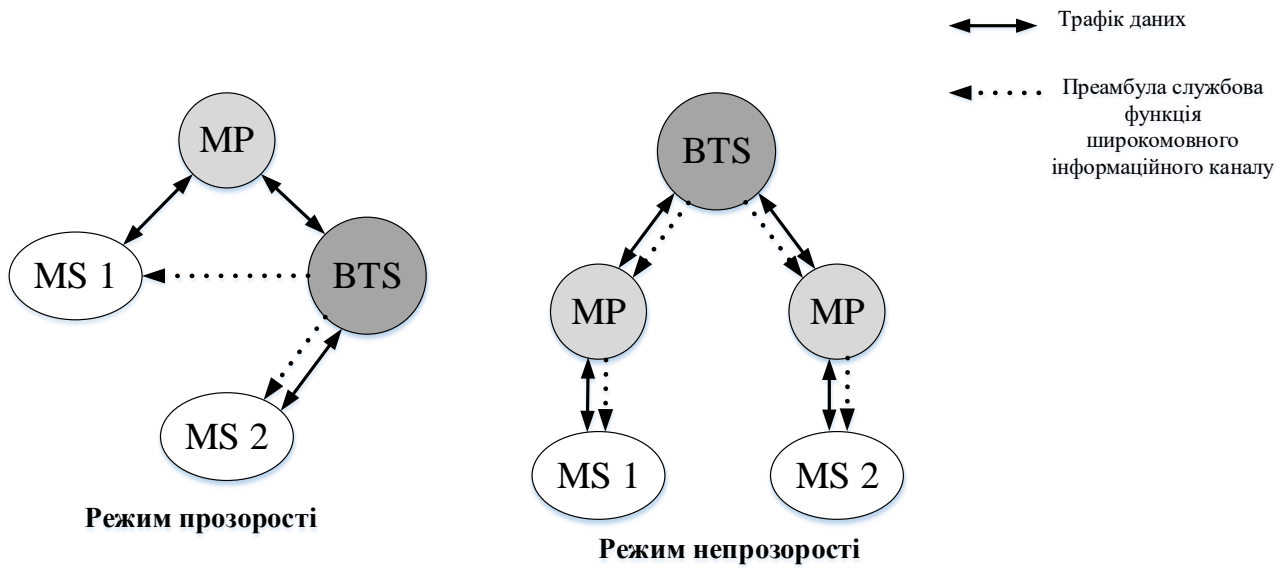


Рисунок 4.11 – Схема мережі ретрансляції

Крім того, МР можуть мати можливості диспетчеризації й захисту переданого корисного інформаційного потоку (розподілене керування) або не бути такими (централізоване керування).

У березні 2006 року була створена робоча група IEEE 802.16j для розробки системи мобільного багатостадійної ретрансляційної системи у рамках стандарту IEEE 802.16. У цьому випадку як ретранслятори (МР), так і абонентські станції (MS) можуть бути мобільними.

Цільова група IEEE 802.16m розробляє специфікації, які розширюють можливості мережі IEEE 802.16 до вимог мереж зв'язку IMT-Advanced, сформульованих ІТУ, тобто мереж ширококутового зв'язку четвертого покоління. Новий стандарт повністю сумісний зі стандартом IEEE 802.16e.

Цей стандарт має назву «Поліпшений безпроводовий інтерфейс», з чого випливає, що зміни в основному стосуються фізичного рівня, з повним дотриманням зворотної сумісності з IEEE 802.16e.

Оскільки мета розробників – створити стандарт системи зв'язку 4G, одна з вимог – повна сумісність з іншими технологіями IMT-Advanced та IMT-2000. Ба більше, цей стандарт з самого початку розроблюється з урахуванням особливостей архітектури мереж і профілів WIMAX. Він призначений для роботи в діапазонах частот менших 6 ГГц, у тому числі в діапазонах, призначених для ширококутових мобільних і фіксованих мереж. Зокрема, для систем IMT та IMT-2000, відповідно до рішень конференцій WARC-92,

WRC–2000 і WRC–07, виділені такі діапазони: 450 – 470, 698 – 960, 1710 – 2025, 2110 – 2200, 2300 – 2400, 2500 – 2690, 3400 – 3600 МГц. Мають підтримуватися режими як частотного, так і часового дуплексу, причому можлива робота з каналом, утвореним декількома частотними смугами.

Устаткування, що відповідає IEEE 802.16m, матиме пікову пропускну спроможність на сектор понад 150 Мбіт/с у каналі «вниз», у смузі 20 МГц. Пікова нормалізована пропускну спроможність складає не менше 8,0 і 2,8 біт/с/Гц у каналах «вгору» та «вниз», відповідно (табл. 4.4). Затримка передачі пакета даних IP-рівня не перевищує 10 мс.

Таблиця 4.4 – Швидкість передачі в системах IEEE 802.16m

Напрямок каналу	Конфігурація MIMO	Пікова швидкість, біт/с/Гц
DL	2x2	8,0
	4x4	15,0
UL	1x2	2,8
	2x4	5,6

Системи стандарту IEEE 802.16m в радіусі 5 км забезпечують заявлені характеристики та зберігають працездатність на відстані до 100 км від BTS (якщо основною завадою є тепловий шум). Системи цього стандарту забезпечують визначення місця знаходження MS, з точністю від 50 до 150 м він забезпечує роботу системи у ретрансляційному режимі.

Одна з основних особливостей стандарту IEEE 802.16m – зміна структури кадру. Зрозуміло, що стандарт розглядає винятково режим OFDMA. Формальне число частот (для швидкого перетворення Фур'є) – 512, 1024, 2048, 1024 і 1024 за номінальної ширини каналу: 5,10.20,7 та 8,5 МГц.

Стандарт IEEE 802.16m містить ряд інших важливих змін. Так, активніше використовують системи MIMO.

Таким чином, стандарт IEEE 802.16m – це фактично аналог стандарту LTE Advanced. Отже, з появою IEEE 802.16m з огляду на його гнучкість та іманентні можливості щодо сумісності з іншими технологіями, можна реально говорити про створення систем мобільного зв'язку 4G.

Слід зазначити, що технологія стандарту IEEE 802.16 живе та розвивається. Підтвердженням цьому є рішення від 19 жовтня 2007 року про включення режиму OFDMA TDD стандарту IEEE 802.16 у пул глобальних стандартів IMT–2000 безпроводового зв'язку. (IMT–2000 OFDMA TDD WMAN). Не слід забувати, що WIMAX не лише технологія, – це нова парадигма побудови інформаційного простору.

Одним з основних для діапазону 2–11 ГГц стандарту IEEE 802.16 є радіоінтерфейс, який використовує ортогональну частотну модуляцію (OFDMA), що передбачає наявність великої кількості піднесучих (WiFi).

Технологія ортогонального частотного мультиплексування (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) призначена для створення безпроводових мереж у ліцензованих (Wireless MAN) і не ліцензованих (Wireless HUMAN) діапазону частот нижче 11ГГц.

У грудні 2002 року підкомісія групи IEEE 802.16, яка відповідає за розробку мобільного безпроводового широкосмугового доступу MBWA (Mobile Broadband Wireless Access) рівня WMAN, отримала статус робочої групи з номером 802.20. Мета робіт полягала у забезпеченні інфомістких сервісів для користувачів, які переміщуються зі швидкостями до 250 км/год. Платформою нового стандарту була обрана технологія FLASH–OFDM (Fact Low Latency Access with Seamless Handoff Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

Розроблений групою стандарт IEEE 802.20 схожий на стандарт IEEE 802.16е, але завдяки реалізації високошвидкісного хендовера, сервісні можливості IEEE 802.20 розглядаються як альтернативи стільникових сервісів 3G. Він забезпечує безшовний міжстільниковий та міжсекторний хендовер, міжтехнологічний роумінг, підтримку застосунків у реальному часі і динамічний перерозподіл між прямими та зворотніми каналами. Згідно з [35], він забезпечує:

- глобальну стабільність та підтримку роумінга;
- хендовер та управління потужністю;
- радіус зони покриття у межах 4 км в діапазоні частот нижче 3,5 ГГц.

4.5 Технологія HSPA

4.5.1 Загальні дані про HSPA

Технологія HSPA (High–Speed Packet Access) розроблена для збільшення продуктивності мережі UMTS шляхом підвищення спектральної ефективності з надання послуг з високою швидкістю передачі пакетних даних (зобов'язаних своєю появою пакетним технологіям передачі даних GPRS і EDGE покоління 2,5G/2,75G). Подібно EDGE у мережному середовищі GSM, HSPA являє собою «надбудову» над WCDMA/UMTS, внаслідок чого її відносять до покоління 3,5 G (рис. 4.12) [35].

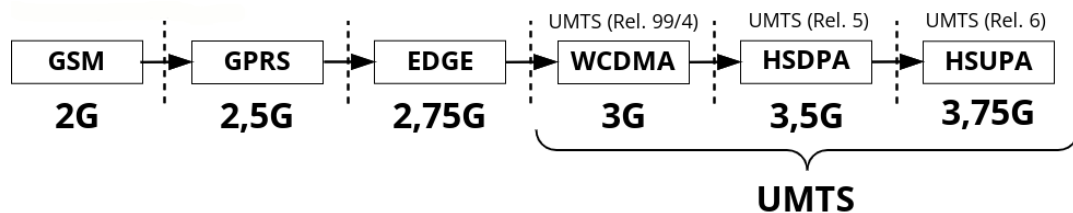


Рисунок 4.12 – Роль та місце HSDPA/HSUPA серед технологій стільникового зв'язку

Впровадження технології HSDPA (високошвидкісна пакетна передача даних від базової станції до мобільної станції) у стандарті UMTS на першому етапі еволюції його базової версії відбулося у рамках Релізу 5, що передбачає перевод на IP-платформу як мережі радіодоступу UTRAN (IP UTRAN), так і транспортної мережі (на мультимедійну IP-платформу – IMS). Зміни, які відрізняє HSDPA від базової версії UMTS (з недостатньою для забезпечення високошвидкісного доступу практичною швидкістю передачі даних до 384 кбіт/с) стосуються функціональних елементів мережі радіодоступу. Максимальна швидкість передачі даних у низхідному каналі, яка забезпечена HSDPA, теоретично може сягати 14,4 Мбіт/с (реальне значення залежить від категорії абонентського обладнання). Пікова швидкість досягається шляхом об'єднання транспортних ресурсів на рівні радіоінтерфейсу (при цьому використовується до 15 різних кодів паралельно) та інтелектуальними механізмами управління ресурсами з урахуванням стану каналу й потребностей користувачів.

Реалізоване в HSDPA кодове мультиплексування каналів дозволяє вдвічі збільшити число користувачів на стільник і майже втричі – об'єм передачі даних. Спільне використання загальних каналів підвищує ефективність використання ресурсів мережі з комутацією пакетів та обходиться дешевше порівняно з виділеними каналами. Крім цього, зменшення середньої затримки в передачі пакетів з 10 мс до 2 мс покращило якість мультимедійних послуг.

Недоліком HSDPA залишається можливість роботи мобільного терміналу з базовою станцією у межах одного стільника (механізм естафетної передачі на даний момент відсутній), що накладає відповідні обмеження на можливості забезпечення мобільного доступу для високошвидкісних абонентів.

Наступним кроком на шляху еволюційного розвитку UMTS/HSDPA стала розробка технології HSUPA (High Speed Uplink Packet Access), яка подана у Релізі 6.

Використання HSPA не потребує додаткових частотних ресурсів або модифікації транспортної мережі UMTS. Модернізація підсистеми радіодоступу UMTS до HSPA здійснюється шляхом завантаження відповідного

програмного забезпечення у віддаленому режимі. Зміни апаратного рівня мінімальні та стосуються лише контролера радіомережі RNC.

4.5.2 Базові елементи та основні методи технології HSPA

До ключових технічних рішень, які стали методологічною базою технології HSPA, належать (рис. 4.13):

- методи адаптивної модуляції та кодування (adaptive modulation and coding – AMC);
- зменшення протяжності кадру з 10 мс до 2 мс, швидка адаптація параметрів передачі до стану радіоканалу (за результатами поточної оцінки характеристик останнього) – Fast Link Adaptation;
- введення т.з. загального спадного каналу HS–DSCH передачі даних (для HSDPA);
- використання мультикодового режиму передачі (на заміну розширюючих кодів змінної довжини) та принципу динамічного виділення кодового ресурсу;
- інтелектуалізація управління ресурсами мережі, передача функцій управління від контролера радіомережі (RNC) до базових станцій (NodeB);
- використання т.з. гібридного автоматичного запиту на повторну передачу (Fast Hybrid Automatic Retransmission Query, FHARQ).

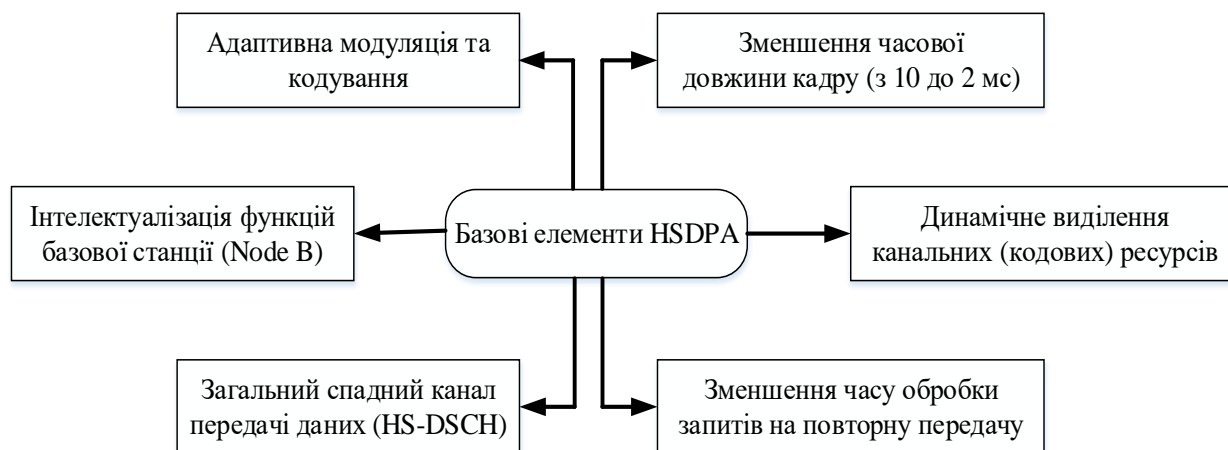


Рисунок 4.13 – Концептуальний базис технології HSPA

4.5.2.1 Адаптація параметрів передачі даних до характеристик радіоканалу. Адаптація модуляції та кодування

Відмінною особливістю технології HSPA від базової версії UMTS є введення принципу адаптивної модуляції (AMC) та кодування з постійною потужністю базової станції (BS). У базовій версії UMTS використовується

адаптація за потужністю, коли BS регулює потужність сигналу в точці прийому. Метод AMC розроблено з метою адаптації формату модуляції та параметрів коректуючого коду до характеристик каналу, які оцінюються за кодом приймача.

За високого відношення сигнал/шум використовується метод 16 QAM, в іншому випадку – QPSK. Параметри коректуючого коду також можуть змінюватися з кожним новим наданим кадром. Наведена вище ідея ілюструється на рис. 4.14.

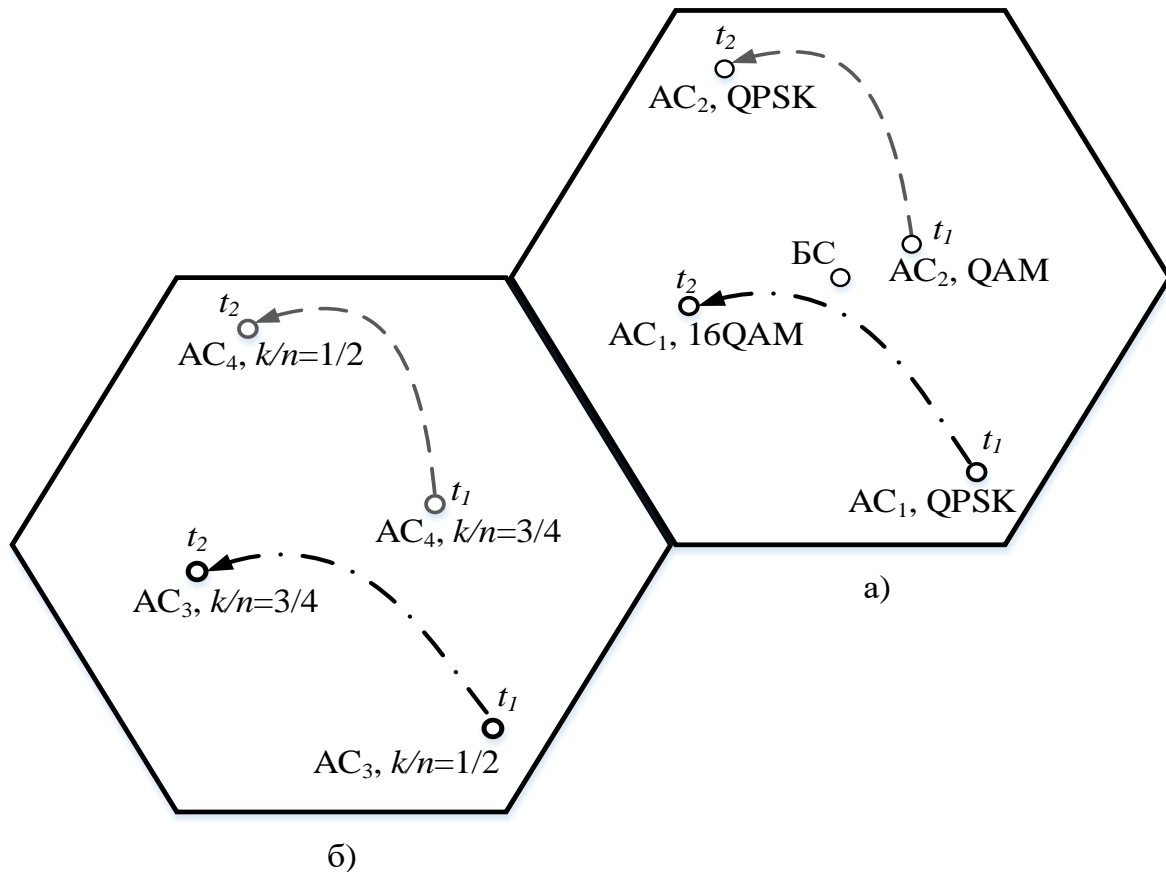


Рисунок 4.14 – Ілюстрація методу AMC в технології HSDPA:
а) адаптивна модуляція; б) адаптивне кодування

Потужність сигналу BS на вході приймача абонента, який знаходиться на межі стільника, зазвичай невелика. Ось чому обладнання користувача обирає найнижчий формат модуляції QPSK за більш потужного низькошвидкісного коду ($R = 1/2$) з найбільшою коректуючою здатністю. Водночас відношення сигнал/шум, які відміряно на вході приймача другої абонентської станції (у зоні прямої видимості BS) дозволяє використовувати більш високошвидкісний режим передачі інформації (16 QAM, швидкість коду швидкість коду $R = 3/4$). В міру наближення до BS першої AS (абонентська станція) та віддалення до меж стільника другої умови прийому змінюються, що дозволяє першій станції підвищити, а другу, навпаки, змушує знизити швидкість передачі інформації.

Фундаментальні відмінності у підходах до використання адаптивних методів передачі інформації (відносно стану каналу) у технології HSDPA/HSUPA та у попередніх релізах стандарту UMTS показані у табл. 4.5.

Таблиця 4.5 – Зіставлення методів адаптації до стану радіоканалу у технології HSDPA та базовій версії UMTS

Параметр	UMTS Release'99	HSDPA
Потужність базової станції	Змінна	Постійні
Параметри коректуючого коду	Постійні	Змінні
Формат модуляції	Постійний	Змінний

4.5.2.2 Введення загального низхідного каналу даних (HS-DSCH)

Важливою відмінністю HSDPA від базової версії UMTS є використання високошвидкісного загального транспортного низхідного каналу передачі даних – HS-DSCH (High Speed Downlink Shared Channel). Він сумісний з фізичними каналами DSCH, визначеними у Релізі'99 (глава 60) та відображається на один або декілька з них (до 15). Цей повний кодовий простір характеризує максимальний кодовий ресурс, який надається користувачу. Один виділений канал DPCH асоційований з транспортним каналом та декількома каналами управління. Коефіцієнт розширення спектра у DSCH має фіксоване значення: $N = 16$.

Використовуючи переваги статистичного мультиплексування, HS-DSCH забезпечує надання послуг щодо високошвидкісної передачі даних великій кількості абонентів. Така технологія майже ідеально підходить для обробки переривчастого пакетного трафіку та багатокористувацького середовища.

Крім того, порівняно з базовою версією UMTS, у HSDPA реалізовані два канали сигналізації для передачі керуючої інформації за спадною та висхідною лініях: HS-SCCH (High-Speed Shared Control Channel) HS-DPCCH (High-Speed Dedicated Physical Control Channel).

4.5.2.3 Принцип динамічного виділення каналних (кодових) ресурсів

Наступною особливістю HSDPA є принцип динамічного розподілу кодового ресурсу в каналі HS-DSCH. У стандартній смузі частотного каналу завширшки 5 МГц користувачам можуть надаватися до 15 кодових каналів з коефіцієнтом розширення спектра 16. Одним з критеріїв, за яким вільний кодовий ресурс розподіляється між користувачами, є відношення сигнал/шум на вході їх приймачів. Раціональний зміст такого підходу є пріоритетом

доступу до каналних ресурсів тим користувачам, які спроможні якнайкраще використовувати їх у поточний момент часу. Сканування відношення сигнал/шум та перерозподіл кодових ресурсів можуть здійснюватися протягом кожного інформаційного кадру, тобто з інтервалом 2 мс. Можливість ефективно використовувати кодовий простір каналу HS–DSCN за рахунок його динамічного розподілу в процесі пакетної передачі інформації по лінії «вниз» є однією з головних відмінностей HSDPA від базової версії UMTS. Пікова швидкість передачі даних у каналі HS–DSCN залежить від типу абонентського терміналу.

4.5.2.4 «Інтелектуалізація» функцій базової станції (Node B)

Зменшення часового інтервалу, який відводиться на адаптування параметрів коду та формату модуляції до стану каналу зв'язку стало однією з причин передачі функцій управління радіоресурсами MAC-рівня від контролера радіомережі (RNC) до базових станцій (Node B). З цією метою було введено новий елемент MAC-рівня – MAC–hs (Medium Access Control–high speed), який має назву планувальника пакетів. Іноді під інтелектуалізацією BS розуміють сукупність змін в архітектурі базових станцій, які передбачені технологією HSDPA.

4.5.2.5 Механізм обробки автоматичного запиту на повторну передачу

Для зниження чутливості характеристик прийому до помилок оцінювання каналу й затримки розповсюдження, на додаток до AMC введено так званий «гібридний» алгоритм Hybrid ARQ (H–ARQ – hybrid automatic retransmission query) – комбінація стандартної процедури запиту на повторну передачу ARQ та коректуючого кодування. Цей алгоритм призначено для адаптації параметрів передачі до миттєвого стану радіоканалу, коли прийнятий з помилками блок даних зберігається приймальною стороною з метою покращення якості прийому цього блоку під час повторної передачі.

Порівняно з базовою версією UMTS, у UMTS/ HSDPA зменшено час обробки запиту на повторну передачу пакетів.

4.6 Радіотехнологія LTE

Впровадження стандартів четвертого покоління (4G) дозволить забезпечити ще більші швидкості передачі даних (та як наслідок підвищення якості наданих послуг) із загальним зниженням витрат в експлуатації

телекомунікаційного обладнання. Однією з технологій для вирішення поточних завдань сучасних телекомунікацій є технологія Long Term Evolution, або скорочено LTE-технологія. Мережі, які реалізовані на основі такої технології, мають назву LTE-мережі.

4.6.1 Загальна характеристика технології LTE

Роботи з проєкту LTE були ініційовані семінаром з еволюції RAN, яку проведено у листопаді 2004 року в Торонто. Метою початкового етапу досліджень є вибір технології фізичного рівня, який забезпечує потрібні швидкості передачі даних. У травні 2006 року Партнерським проєктом 3GPP була розроблена специфікація на радіоінтерфейс Evolved UMTS Terrestrial Radio Access (E-UTRA), і вже до кінця 2008 року затверджені стандарти Release 8, які визначили базові архітектурні та функціональні вимоги до систем LTE [35, 36].

З метою підтримки будь-яких IP-застосунків та забезпечення безперервності послуги LTE під час переміщення користувача між різними безпроводовими мережами (включаючи ті, що не відповідають стандартам 3GPP), розробляється мережна інфраструктура SAE/ESP (System Architecture Evolution/Evolution Packet System Architecture). Потрібно зазначити, що перехід до LTE від мереж на основі технологій UMTS та HSPA+ за суттю передбачає не модернізацію, а фактичну заміну існуючої інфраструктури UMTS.

Радіоінтерфейс LTE заснований на відомій радіотехнології OFDMA для лінії «вниз» і на новому методі частотного розподілу з однією несучою (Single-Carrier Frequency-Division Multiple Access – SC-FDMA) для лінії «вгору». В LTE передбачено використання згорткового коду або турбокоду зі швидкістю 1/3. Крім того, до ключових особливостей, які характеризують цей радіоінтерфейс, слід віднести:

– *гнучкість використання радіоспектра* завдяки підтримці як частотного, (FDD), так і часового (TDD) видів дуплексу та масштабованість робочої смуги частот.

Перша особливість дозволяє системі працювати як у парних, так і в непарних смугах частот, які підтримують частотний (FDD) і часовий (TDD) види дуплекса. Це відкриває шлях до освоєння ринку як старим операторам, які мають парні смуги частот, так і новим гравцям.

Друга особливість дає тим та іншим можливість використовувати частотні смуги різної ширини: від 1,35 до 20 МГц;

– *ефективний механізм диспетчеризації* (планувальник) і схема адаптації до характеристик каналу (АМС). У технології LTE передбачена динамічна диспетчеризація (розподіл ресурсів між користувачами) у висхідному та спадному каналах (залежно від стану каналу) з метою оптимізації загальної продуктивності системи. Для послуг з регулярним пересиланням пакетів через рівні проміжки часу передбачена статична диспетчеризація (оскільки в цьому випадку об'єм трафіку сигналізації, потрібний для динамічної диспетчеризації, не виправдано великий порівняно з корисним трафіком);

– *використання антенних технологій* (МІМО) та схем просторово-частотного кодування з одночасним використанням 4-х антен на базовій станції та від 2-х до 4-х – в обладнанні користувача. Це дозволяє, надаючи чотири практично незалежних потоку даних в одній й тій самій частотній смузі шириною 20 МГц, забезпечувати швидкість передачі даних до 300 Мбіт/с.

Типові значення швидкостей передачі даних, досягнуті у полосі 20 МГц, дещо менше: 100 Мбіт/с для лінії «вниз» та 50 Мбіт/с для лінії «вгору». Передбачається, що радіоінтерфейс LTE дозволяє підтримувати безперервні з'єднання з користувачами, які переміщуються зі швидкістю до 350 км/год.

4.6.2 Послуги LTE

Поряд з пакетною передачею мови основними послугами є такі:

- передача інтернет-файлів (web-browsing);
- доставка електронної пошти;
- мультимедійні повідомлення (MMS, Multimedia Messaging Service), у т.ч. мультимедійне мовлення;
- потокове відео (streaming);
- інтерактивні ігри в реальному часі.

4.6.3 Особливості радіоінтерфейсу LTE

Як вже зазначалося раніше, радіоінтерфейс E-UTRA, стандартизований у рамках 3GPP Release 8, вважається розвитком радіотехнологій 3G (UMTS Terrestrial Radio Access – UTRA). Проте, технічний профіль LTE має не так вже й багато загальних рис зі своїм «попередником». Розглянемо особливості E-UTRA більш детально.

Принцип сигналоутворення в LTE заснований на OFDM, спосіб використання якого у спадному та висхідному каналах істотно відрізняється.

По лінії «вниз» OFDM звичайним чином використовується для інформаційної модуляції та мультиплексування користувачьких каналів (схема множинного доступу технології OFDMA).

Лінія «вгору» відрізняється дещо меншим енергетичним бюджетом – для малопотужних абонентських терміналів енергетична ефективність схеми модуляції є одним з пріоритетів. Відомим недоліком OFDM, де радіосигнал створюється суперпозицією множини незалежно модульованих несучих, є високе відношення пікової потужності сигналу до його середньої потужності, яка має назву пік-фактор. У зв'язку з цим для лінії «вгору» LTE запропонована технологія SC-FDMA. На відміну від схеми OFDMA, в якій на кожному піднесучу водночас передається цілий модуляційний символ, всі піднесучі SC-FDMA модулюються одним і тим самим символом. Інакше кажучи, в OFDMA символи даних передаються паралельно, а в SC-FDMA – послідовно. Це помітно знижує пік-фактор сформованих на передачу сигналів, а також пом'якшує вимоги до динамічного діапазону й ступеня лінійності вихідної характеристики посилювача потужності.

Символ SC-FDMA займає всю доступну смугу частот. При цьому він містить N модуляційних сигналів (саме стільки й піднесучих), але в N разів більш коротких за часом, аніж символ OFDMA. За структурою спектра сигналу схема SC-FDMA еквівалентна схемі CDMA з мультинесучою – MultiCarrier CDMA (MC-CDMA).

Крок між піднесучими LTE/OFDMA дорівнює $A = 15 \text{ кГц}$ (відповідно, тривалість OFDM-символу – 66,7 мкс). Піднесучі модулюються за допомогою QSPK, 16-QAM або 64-QAM таким чином, що передані на них символи містять по 2,4 або 6 біт. Зі стандартним циклічним префіксом довжиною 4,7 мкс (який дозволяє протистояти багатопроменистості з радіусом стільника до 1,5 км) символна швидкість дорівнює 14 ксимв/с, що у режимі FDD відповідає швидкості передачі інформації від 28 до 84 кбіт/с на піднесучу.

4.6.4 Архітектура мережі LTE

Архітектура мережі LTE розроблена так, щоб забезпечити підтримку пакетного трафіку з так званою «гладкою» («безшовною», seamless) мобільністю, мінімальними затримками доставки пакетів та високими показниками якості обслуговування.

Мобільність як функція мережі забезпечується двома її видами: дискретною мобільністю (роумінгом) та безперервною мобільністю (хендовером). Оскільки мережі LTE мають підтримувати процедури роумінгу та хендовера з усіма існуючими мережами, для LTE-абонентів (терміналів) має забезпечуватися помісне покриття послуг безпроводового широкопasmового доступу.

Пакетна передача дозволяє забезпечити всі послуги, включаючи передачу користувацького голосового трафіку. На відміну від більшості мереж попередніх поколінь, в яких спостерігається достатньо висока різнотиповість та ієрархічність мережних вузлів (так звана розподілена мережна відповідальність), архітектуру мереж LTE можна назвати «пласкою», оскільки практично вся мережна взаємодія проходить між двома вузлами: базовою станцією (BS), яка у технічних специфікаціях має назву В-вузла (Node-B, eNB) та блоком управління мобільністю MME (Mobility Management Entity), що реалізовано, як правило, підключенням мережного шлюзу GW (Gateway), тобто мають місце комбіновані блоки MME/GW.

Зазначимо, що контролер радіомережі, який відіграє вельми значну роль у мережах попередніх поколінь, відсторонений від управління потоком даних (фактично він навіть відсутній у структурних схемах), а його традиційні функції – управління радіоресурсами, стиснення заголовків, шифрування, надійна доставка пакетів та ін. передані безпосередньо BS.

MME працює лише зі службовою інформацією – так званою мережною сигналізацією таким чином, що IP-пакети, які містять користувацьку інформацію, через нього не проходять. Перевага наявності такого окремого блоку сигналізації в тому, що пропускну спроможність мережі можна незалежно нарощувати як для користувацького трафіку, так і для службової інформації. Головною функцією MME є управління користувацькими терміналами (UT), які знаходяться у режимі очікування, включаючи перенаправлення та виконання викликів, авторизацію та автентифікацію, роумінг та хендовер, встановлення службових та користувацьких каналів тощо.

Серед усіх мережних шлюзів окремо виділені два: обслуговуючий шлюз S-GW (Serving Gateway) та шлюз пакетної мережі (Packet Data Network Gateway), або скорочено, пакетний шлюз P-GW. S-GW функціонує як блок управління локальною мобільністю, приймаючи та пересилаючи пакети даних, які належать до BS, також він обслуговує UT. P-GW є інтерфейсом між набором BS та різними зовнішніми мережами, і також виконує деякі функції IP-мереж, такі, як розподіл адрес, забезпечення користувацьких політик, маршрутизація, фільтрація пакетів та ін.

В основу принципів побудови мережі LTE покладено розподіл двох аспектів: фізичної реалізації окремих мережних блоків та формування функціональних зв'язків між ними. При цьому завдання фізичної реалізації вирішуються, виходячи з концепції області (domain), а функціональні зв'язки розглядаються у рамках шару (stratum).

Початковим розподілом на фізичному рівні є розподіл архітектури мережі на область користувацького обладнання (UED, User Equipment Domain) та область мережної інфраструктури (SD, Infrastructure Domain).

Остання, в свою чергу, розподіляється на (під)мережу радіодоступу (E-UTRAN, Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network) та базову (пакетну) (під)мережу (EPC, Evolved Packet Core).

Користувацьке обладнання – це сукупність UE з різними рівнями функціональних можливостей, які використовуються абонентами для доступу до LTE-послуг. При цьому як користувацький термінал може фігурувати як реальний («живий») абонент, який користується, приміром, послугами голосового трафіку, так само й безособовий пристрій, який призначено для передачі/прийому визначених мережних або користувацьких застосунків.

На рис. 4.15 показана узагальнена структура мережі LTE, в якій відображена наявність двох шарів функціональних зв'язків: шар радіодоступу AS (Access Stratum) та зовнішність шару радіодоступу NAS (Non-Access Stratum). Показані на рис. овали зі стрілками позначають точки доступу до послуг.

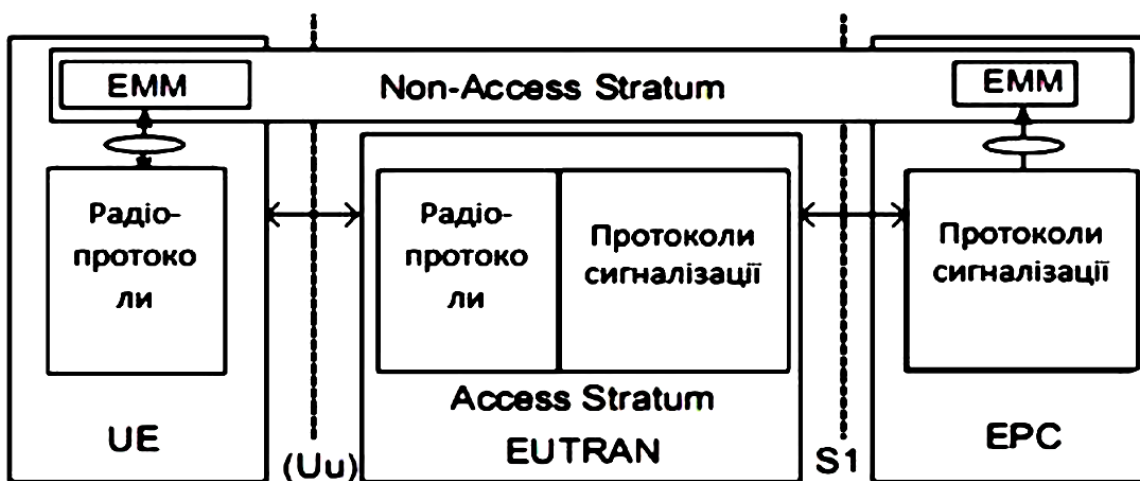


Рисунок 4.15 – Узагальнена структура мережі LTE

Стик між областю UE користувацького обладнання та областю мережі радіодоступу UTRAN має назву Uu-інтерфейс; стик між областю мережі радіодоступу та областю базової мережі EPC–S1-інтерфейс. Склад та функціонування різних протоколів, які належать до інтерфейсів Uu та S1 розділені на дві так звані площини: користувацьку площину UP (User Plane) та площину управління CP (Control Plane).

Поза шаром доступу діють механізми управління мобільністю у базовій мережі EMM (EPC Mobility Management).

У користувацькій площині реалізовані протоколи, які забезпечують передачу користувацьких даних радіоканалом. До площини управління належать протоколи, які у різних аспектах забезпечують з'єднання між УТ та мережею. Також до цієї площини належать протоколи, призначені для транспарентної (прозорої) передачі повідомлень, які стосуються надання різних послуг.

Область мережі радіодоступу логічно розділена на два рівні: рівень радіомережі RNL (Radio Network Layer) і рівень транспортної мережі TNL (Transport Network Layer). Взаємодія вхідних в область мережі радіодоступу BS здійснюється на основі X2-інтерфейсу (рис. 4.15). Окрім того, має місце транзитне з'єднання між базовими станціями та базовою мережею через блок управління мобільністю (S1-MM-інтерфейс) або обслуговуючий вузол (S1-U-інтерфейс) – на рис. 4.16. не показані. Таким чином, можливо стверджувати, що S1-інтерфейс підтримує множинні відносини між набором BS та блоком MME/OU.

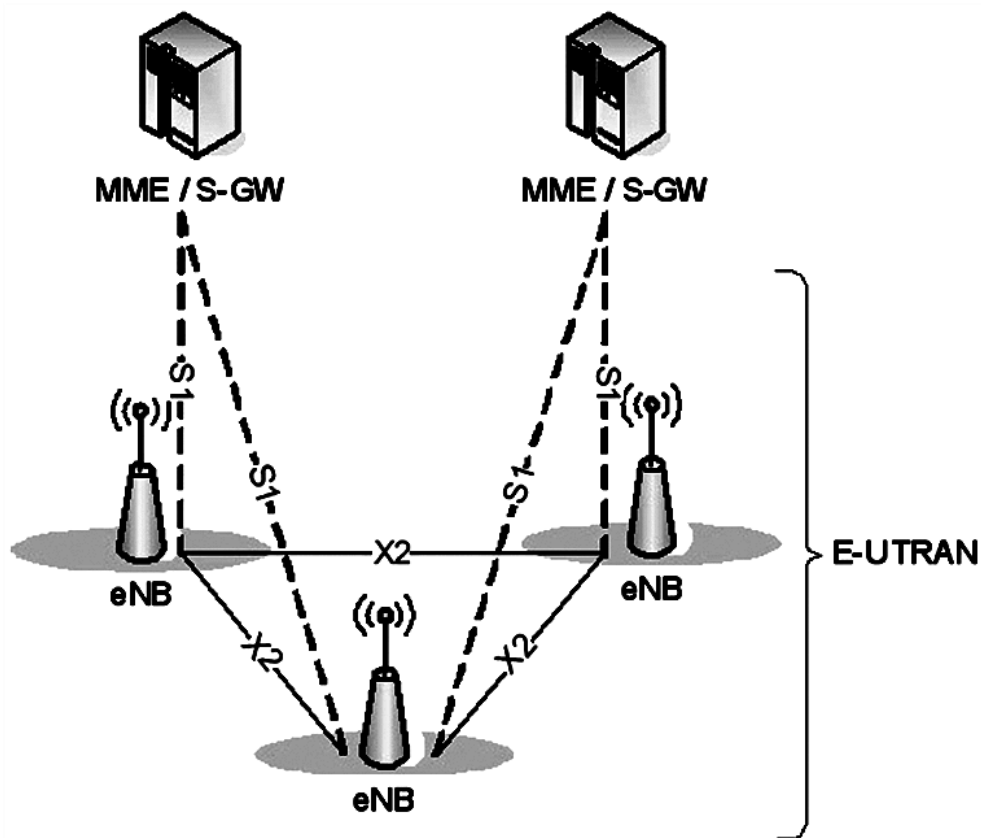


Рисунок 4.16 – З'єднання функціональних вузлів мережі радіодоступу

Основні параметри радіоінтерфейсу LTE для лінії «вниз» наведені у табл. 4.6.

Таблиця 4.6 – Параметри сигналу в радіоінтерфейсі LTE, лінія «вниз»

Ширина смуги, МГц	Тактова частота (частота дискретизації), МГц	Розмір вікна ШПФ	Кількість піднесучих
1,25	$1,92=1/2 \times 3,84$ МГц	128	76
2,5	3,84	256	151
5	$7,68=2 \times 3,84$ МГц	512	301
10	$15,36=4 \times 3,84$ МГц	1024	601
15	$23,04=6 \times 3,84$ МГц	1536	901
20	$30,72=8 \times 3,84$ МГц	2048	1201

Інформаційний обмін у мережі LTE організовано за принципом циклічно повторюваних фреймів тривалістю 10 мс. Фрейм містить 20 часових слотів (0,5 мс), по 15360 квантів часу кожен [37]. Користувачу у межах слота призначено свій каналний ресурс – ресурсна сітка у частотно-часовій області. Комірка сітки (ресурсний елемент) відповідає одній піднесучій за частотою і одному OFDM-символу в часі. Мінімальною ресурсною одиницею є ресурсний блок. Ця група ресурсних елементів, які передають на 12 піднесучих (полоса 180 кГц) в 6–7 OFDM-символах (залежить від тривалості префіксу: довгий/стандартний). Таким чином, загальна тривалість слота складає 0,5 мс. Розподіл ресурсів у межах слота здійснюється BS, використовуючи для цього спеціальний керуючий канал. Загальне число ресурсних блоків у ресурсній сітці залежить від ширини каналу і складає від 6 до 110 (в полосі 20 МГц).

Сучасна версія LTE фактично володіє функціональністю систем 4G і з цієї причини її іноді називають «технологією 3,9G». Подальший розвиток ГТЕ проводитиметься в рамках робіт над Release 10 (LTE Advanced), розпочатих 3 GPP у середині 2008 року після узгодження технічних вимог проєктів LTE та IMT-Advanced. Ці узгоджені вимоги описує технічний профіль систем мобільного четвертого покоління.

На завершення слід зазначити, що основною базовою технологією мереж зв'язку четвертого покоління є технологія ортогонального частотного ущільнення OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing). Крім того, для максимальної швидкості передачі використовується технологія передачі даних за допомогою N антен та їх прийому M антенами – MIMO (Multiple Input/Multiple Output). У даній технології передавальні та приймальні антени рознесені так, щоб досягти слабкої кореляції між сусідніми антенами.

Таким чином, еволюцію стандартів мобільного зв'язку подано на рис. 4.17.

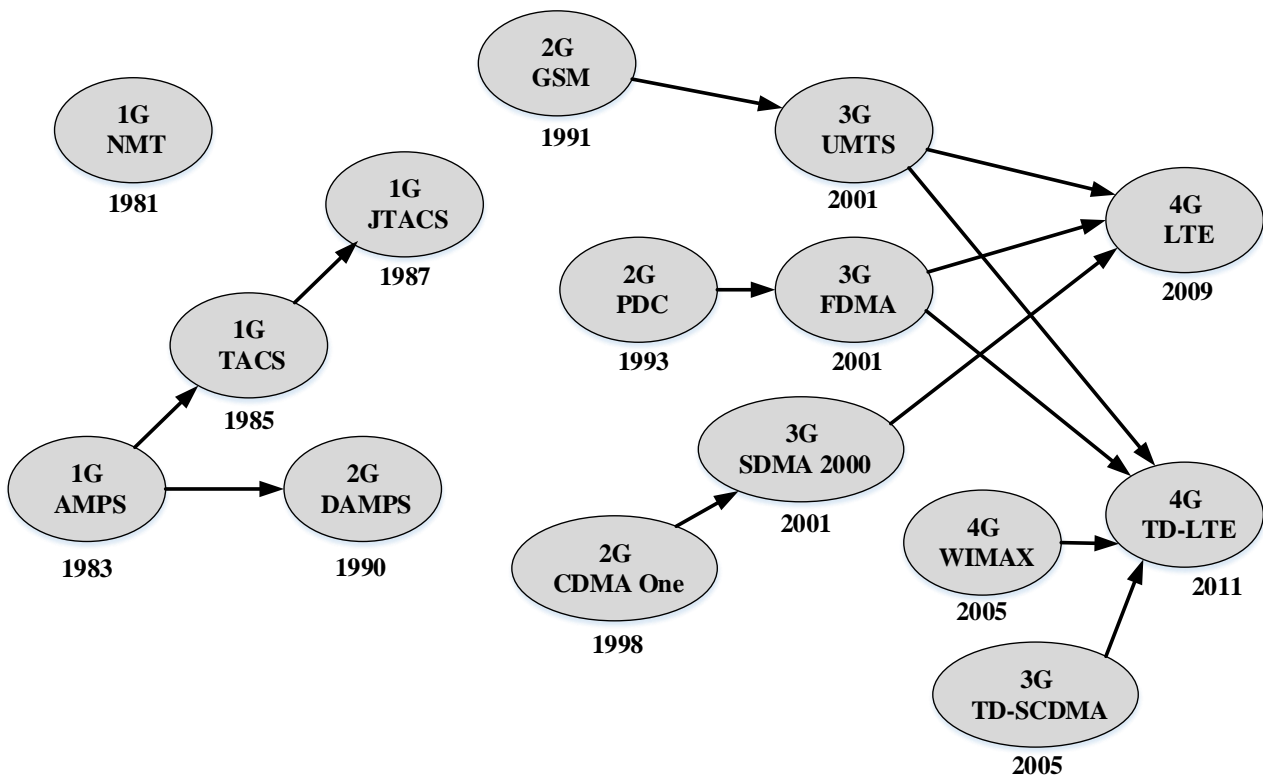


Рисунок 4.17 – Еволюція стандартів мобільного зв'язку:

FDMA – Frequency Division Multiple Access

TDMA – Time Division Multiple Access

CDMA – Code Division Multiple Access

OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing

Контрольні запитання та завдання

1. Дайте загальну характеристику системам 4G.
2. Який принцип OFDM?
3. Викладіть структурну схему методу множинного доступу з ортогональним розподілом частотних каналів (OFDMA).
4. Поясніть процедуру формування технології 4G.
5. Поясніть етапи розвитку стандартів IEEE.802.
6. Поясніть етапи розвитку стандартів IEEE.802.11x.
7. Які параметри мереж стандартів IEEE.802.11x?
8. Викладіть та поясніть архітектуру мережі стандарту IEEE.802.11.
9. Дайте загальну характеристику системі стандарту IEEE.802.11 а, б, в (Wi-Fi).
10. Дайте загальну характеристику системі стандарту стандарту IEEE.802.16 (WIMAX)

5 СИСТЕМИ СТІЛЬНИКОВОГО МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ П'ЯТОГО ПОКОЛІННЯ 5G

5.1 Загальна характеристика покоління 5G

Стандарт п'ятого покоління (5G) мобільного зв'язку згідно з рішенням Міжнародного союзу електрозв'язку (International Telecommunication Union, ITU) отримав офіційну назву IMT–2020 (5G mobile).

Найкрупніші гравці світового ринку, серед яких Qualcomm (США), Huawei (КНР), Ericsson (Швеція), Verizon (США), AT&T (США), Nokia (Фінляндія) та інші пропонують свої концепції майбутніх телекомунікаційних мереж. Наприклад, фахівці компанії Huawei прогнозують, що завдяки високій пропускній спроможності (теоретично до 20Гбіт/с) мережі 5G буде забезпечено десятикратне зниження використання енергії порівняно з 4G у перерахунку на один біт наданих даних.

Ключовою особливістю кожного покоління, про яку заявляють передусім, є швидкість передачі даних, але це не єдина характеристика. З урахуванням розвитку «інтернету речей» та, як наслідок, збільшення кількості підключених пристроїв, а також з постійно збільшуваним об'ємом використаного трафіку вже визначені такі вимоги до покоління 5G [42, 43, 44, 45, 46, 47, 48]:

- пропускна спроможність мережі вища за 10Гбіт/с;
- підтримка одночасного підключення до 100 млн пристроїв/км²;
- затримка передачі даних не більше 1 мс;
- покращення радіопокриття і спектральної ефективності порівняно з попередніми поколіннями систем стільникового зв'язку;
- розподіл між різними послугами необхідного частотного ресурсу.

Найшвидше з'єднання скорочує кількість часу, який витрачається на передачу та прийом інформації, що на практиці стане зниженням витрат батареї в процесі використання мобільного інтернету.

Тестування, які проведені одним зі світових лідерів на ринку телекомунікацій китайською компанією Huawei, показують, що технології 5G забезпечують швидкість доступу у декілька гігабіт на секунду, що на порядок перевищує відповідні технічні рішення. Ємність мереж нового покоління в 20 разів вища, ніж у технології 4G та в 10000 разів вище, ніж у 2G; енергоспоживання технологій 5G порівняно з 4G нижче у 10 разів, а розміри апаратури менше на 70%: базова станція 5G важить – 20 кг, а її габарити співпадають з розмірами звичайного портфеля для документів формату А4.

В ході впровадження технології 5G її гарантованої швидкості буде достатньо для управління різними автоматичними пристроями, для яких важливі надійність – це безпілотні автомобілі чи літальні апарати, телемедичні пристрої, системи управління та датчики контролю комунальним господарством, побутові пристрої та пристрої управління «розумним будинком», «розумним містом» та ін.

Нове покоління мереж 5G у майбутньому розширить можливості у багатьох сферах життєдіяльності:

- промисловість – розвиток робототехніки та віддаленої організації виробництв;
- сільське господарство – управління на відстані безліччю сільськогосподарської техніки, контроль врожайності та випасу тварин;
- медицина – супровід хірургічних операцій на відстані;
- транспорт – забезпечення роботи безпілотного транспорту;
- освіта – технології навчання з зануренням у віртуальну реальність і технології дистанційного навчання;
- відпочинок – розваги, онлайн-ігри з повним зануренням у віртуальний світ, трансляція 4K-відео, розмови в інтерактивному режимі.

Ефективність радіоінтерфейсу п'ятого покоління буде збільшена втричі, тобто стане пропускати до трьох разів більше даних за тією самою шириною смуги. Очікуваний показник: 6 біт/с на 1Гц.

Наприклад, претендентами на звання радіоінтерфейсу мереж 5G компанія Huawei пропонує такі технічні рішення:

- SCMA (Sparse Code Multiple Access) – метод розподілу абонентів, заснований на розряджених кодах і який не потребує підтвердження про доставку. Працює він так: перед трансляцією через радіоінтерфейс бітові потоки різних абонентів з одного частотного ресурсу перетворюються у кодове слово за допомогою так званої кодової книги. Відновлення сигналу на приймальному боці також виконується з використанням кодової книги;
- F-OFDM (Flexible OFDM). F-OFDM надає під кожне завдання свій набір параметрів за рахунок гнучкого розбиття на піднесучі, використання різної довжини символів та змінного значення циклічного префікса. F-OFDM є вдосконаленою версією OFDM;
- Polar Code – технологія з субквадратичною складністю кодування. Являє собою лінійний коректуючий код, який засновано на явищі поляризації каналу.

Слід зазначити, що мережі 5G значно розширюють функціональні можливості мобільних мереж попередніх поколінь. Базовими функціональними особливостями мереж 5G є функції:

- вдосконалений мобільний ширококутний доступ eMBB (enhanced MBW);
- наднадійна комунікація з низькою затримкою ULLRC (Ultra Low Latency Reliable Communication);
- масивні міжмашинні комунікації Massive IoT/IIoT, mMTC (massive Machine Type Communication).

На основі цих трьох генералізованих видів функціоналу будується все різноманіття послуг і можливостей мереж ITM2020 (5G), найбільш характерні з яких показані на рис. 5.1.



Рисунок 5.1 – Різноманіття функціональних можливостей мережі ITM2020/5G

Мережі 5G здатні значно підвищити швидкість передачі даних (Гбіт/с) через різні технології радіодоступу (RAT) і за допомогою залучення нових спектрів радіочастот 5G NR (New Radio). Користувач отримує практично необмежену смугу пропускання для домашнього використання різних сервісів або для різноманітних напрямів підприємництва та промисловості (Immersive Telepresence, Industrial IoT та ін.:

- *розумний будинок*. Цілий спектр різних сервісів інтернету речей (IoT) буде доступним для вирішення «Розумний будинок» (Smart House) і «Розумна

будівля» (Smart Building): відеоспостереження, управління та автоматизація побутової техніки, управління системами безпеки, клімат-системами, сховищем контенту тощо;

– *розумне місто*. Рішення «Розумне місто» – це горизонтальне та вертикальне масштабування функціоналу і спектра сервісів «Розумного будинку». Основні сервіси «Розумного міста»: безпечне місто, електронний уряд e-Government, електронна охорона здоров'я e-Health, електронна освіта e-Education, електронний банкінг e-Bank, електронний збір показань ЖКГ Smart Meters, «розумні електромережі» Smart Grid тощо;

– *нові відеопослуги 4K/8K*: об'ємне відео, екран надвисокої чіткості (UHD), можливість ефекту присутності;

– *робота у хмарі*. Сервіс дає можливість не лише зберігати дані в хмарному сховищі і вилучати їх звідти, а й використовувати прикладні програми, які працюють безпосередньо з хмари. Причому, з можливістю їх використання на будь-якому пристрої з будь-якого місця. Крім того, є можливість використання інтерфейсів прикладного програмування API, через які хмарні сервіс-провайдери можуть надавати свої послуги абонентам оператора мережі 5G;

– *доповнена та віртуальна реальність (AR/VR)*. Сервіс віртуальної реальності VR (Virtual Reality) занурює людину в інший світ (вигаданий), впливаючи на її органи чуття, перш за все зір (VR-окуляри). Сервіс доповненої реальності AR (Augmented Reality) комбінує для користувача реальне середовище з віртуальними предметами. Ці сервіси придатні не лише для розваг, ігор, віртуального спілкування в режимі «телеприсутності», але також можуть істотно поліпшити процес навчання, коли студенти за допомогою VR-окулярів можуть, наприклад, наочно бачити внутрішню будову людини на лекції з анатомії; майстер в цеху може вивчити порядок складання складного агрегату тощо;

– *промислова автоматизація*. Мережа 5G, вкупі з технологією інтернет речей IoT, за допомогою промислових датчиків IoT (AI, Industrial Internet of Things), а також штучного інтелекту II (AI, Artificial Intelligence) здатні істотно підвищити ступінь автоматизації виробництва. При цьому стає можливим у режимі реального часу аналізувати великі обсяги різнорідних даних (Big Data) і на основі отриманих висновків (insights) з використанням машинного та глибокого навчання (Machine learning, Deep learning);

– *бізнес-критичні застосунки*. (Mission Critical Applications). До цих програм можуть належати, приміром, електронна медицина e-Health, зв'язок

у надзвичайних ситуаціях (Mission Critical Communication), тактильний інтернет (Tactile Internet) та інші;

– *безпілотний транспорт (Driveless Vehicles)*. Безпілотний транспорт може виступати як частина послуги «Розумне місто», але може надаватися на власній платформі. До нього входять не лише безпілотні автомобілі (driverless cars), але й також безпілотні трактори для «розумного сільського господарства» (Smart Agriculture), безпілотні поїзди для метро і приміських залізниць, дрони та інші види громадського та спеціального транспорту.

Крім того, на платформі 5G можлива реалізація систем допомоги водієві ADAS (Advanced Driver Assistance Systems).

Слід підкреслити, що на рис. 5.1 показані лише деякі послуги та рішення платформи 5G. На відміну від мереж попередніх поколінь, спектр послуг яких був жорстко обмежений і дещо розширений в 4G, послуги платформи 5G носять синергичний і масштабований характер, і не обмежений одного разу заданим функціоналом. Фактично, 5G відіграє роль платформи для режиму розробки нових послуг і застосунків DevOps, коли нові функції створюються розробниками (Development) у тісній координації з командами, які відповідають за їх впровадження й експлуатацію (Operation).

В цілому можна сказати, що мережа 5G вбирає в себе не лише мобільні, але й фіксовані послуги зв'язку, а також високошвидкісний доступ в інтернет з малою затримкою (див. рис. 5.2) і, крім цього, спеціалізовані та корпоративні мережі для вертикальних галузей економіки.

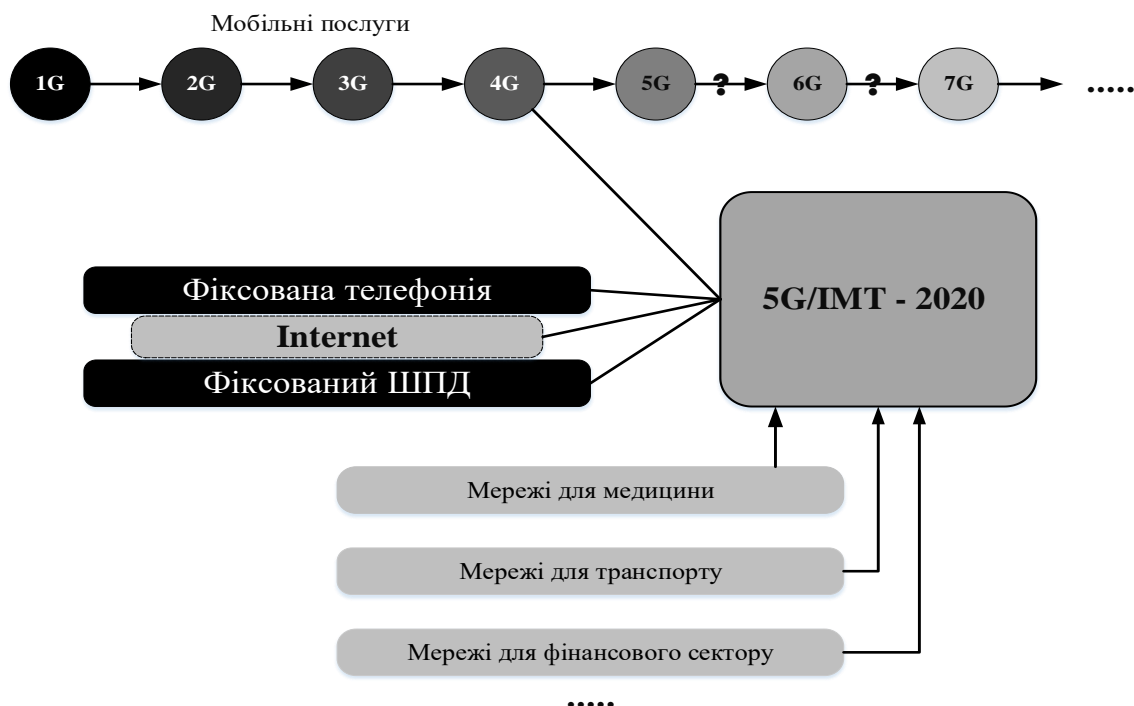


Рисунок 5.2 – Універсальні платформи 5G/IMT2020

Використовуючи переваги статистичного мультиплексування, HS–DSCN забезпечує надання послуг з високошвидкісної передачі даних великій кількості абонентів. Така технологія майже ідеально підходить для обробки переривчастого пакетного трафіку та багатокористувацького середовища.

Крім того, порівняно з базовою версією UMTS, у HSDPA реалізовані два канали сигналізації для передачі керуючої інформації спадною та висхідною лініями: HS–SCCH (High–Speed Shared Control Channel) HS–DPCCH (High–Speed Dedicated Physical Control Channel).

«Південнокорейський оператор SK Telecom – одна з перших компаній, яка продемонструвала в дії технології 5G. На початковому етапі розгортання мереж нового покоління зроблено з орієнтацією на звичайних користувачів як на основних споживачів послуг, – розповіли TAdviser у лютому 2016 року представники компанії, – завдяки 5G користувачі зможуть дивитися 3D-телебачення без окулярів, завантажувати за секунди або дивитися онлайн UltraHD-відео на високій швидкості».

«Також можливо використовувати на новому рівні застосунки віртуальної та доповненої реальності», – додали у SK Telecom. Наприклад, підключати елементи доповненої реальності в освітній процес, створюючи віртуальні музеї та моделі всесвіту в класах.

У проєктах «Розумне місто» 5G дозволить у режимі реального часу передавати інформацію з набагато більшого числа сенсорів на різних об'єктах. Старший директор Qualcomm з менеджменту продуктів мобільних технологій Санджив Аталі (Sanjeev Athalye) зазначає, що можна буде розгорнути тисячу сенсорів замість сотні, для обслуговування яких буде достатньо меншої кількості базових станцій, ніж за існуючих нині мереж. Це можуть бути, наприклад, сенсори моніторингу стану об'єктів житлово-комунального господарства, сенсори «розумного освітлення» або сенсори звуку, встановлені з метою безпеки й дотримання порядку в місті. В останньому випадку сенсори можуть фіксувати підозрілі або занадто гучні звуки, і дана інформація автоматично передаватиметься у служби охорони правопорядку.

Нові сервіси з використанням 5G можуть бути реалізовані в медицині, наприклад, для організації віддаленого моніторингу стану пацієнтів. Лікар зможе отримувати поточну інформацію зі спеціальних сенсорів і стежити за станом пацієнтів цілодобово.

Завдяки дуже низьким затримкам передачі даних, 5G також відкриває більше можливостей для віддаленого проведення операцій з використанням робота. Такий сервіс особливо актуальний для невеликих населених пунктів,

де немає хірургів на місцях: керуючи маніпуляціями робота, операцію може провести фахівець, який перебуває в зовсім іншому місці. За рахунок 5G такий сервіс можливо розгорнути в безпроводових мережах.

Низька затримка даних, яку здатні забезпечити мережі нового покоління, важлива і для розгортання «розумних» мереж електропередач. Використання датчиків дозволить миттєво виявляти пошкодження і блокувати поширення наслідків пошкодження далі по лінії. Таким чином, пошкодження торкнуться невеликої кількості споживачів електроенергії.

У великих виробничих компаніях, у ритейлі та логістиці 5G дасть можливість використовувати більше промислових роботів, що виконують різні функції замість людей, а також дронів. Останні вже зараз використовуються на деяких виробництвах, але найчастіше із використанням мереж Wi-Fi. 5G дозволить охопити більшу дистанцію, ніж мережі Wi-Fi, а завдяки низьким затримкам – підвищити стабільність роботи таких систем. Проєкт розгортання системи доставки товарів за допомогою дронів є, наприклад, у Amazon.

Серед сервісів, для яких матиме перевагу 5G, можна навести і міські системи відеоспостереження. 5G допоможе спростити їх розгортання й використання. Зараз трафік з тисяч камер у містах, як правило, передається фіксованими мережами. Розгорнути таку інфраструктуру – складне завдання, адже потрібно укласти безліч проводів. За допомогою 5G можна буде отримувати терабайти відео високої роздільної здатності без використання дротів.

Ще один приклад – сервіс моніторингу транспорту в компаніях. Санджив Аталі з Qualcomm вважає, що з появою мереж нового покоління оператори, які виступають провайдерами такого сервісу, зможуть знизити його вартість. Це стане можливим за рахунок того, що вартість однієї базової станції Qualcomm буде нижче вартості станцій для існуючих мереж, а також за рахунок того, що одна базова станція зможе водночас обслуговувати більшу кількість пристроїв, відповідно, для сервісу потрібно менше базових станцій.

5.2 Практичні переваги 5G

Платформа мережі 5G надає для операторів значні переваги, що проявляються насамперед у розширенні функціональних можливостей і параметрів. На поверхні можуть розташовуватися кілька десятків, або навіть сотень мініатюрних пристроїв (наприклад, сенсорів IoT).

Енергоефективність мережі 5G на порядок вища, ніж у мережі попереднього покоління.

Ємність трафіку на одиницю площі, тобто швидкість передачі даних на квадратний метр площі покриття мережі в 5G на два порядки вище, ніж у мережі 4G.

Застосування низькочастотних ділянок спектра для мереж 5G дозволяє досягти оптимального покриття мережі без масивних інвестицій у розвиток мережної інфраструктури.

Низькі частоти забезпечують добре проникнення радіохвиль у приміщення, що дуже важливо для IoT. Особливо важливий діапазон 700 МГц, призначений для систем зв'язку M2M, «розумного міста» і «розумних будинків». Для особливо надійного підключення таких об'єктів, як, наприклад, самоврядні автомобілі, роботи, промислова автоматизація, можуть використовуватися діапазони 3,4–3,8 ГГц. Передбачається, що в епоху 5G операторам будуть виділяти суцільні частотні смуги по 300–400 МГц.

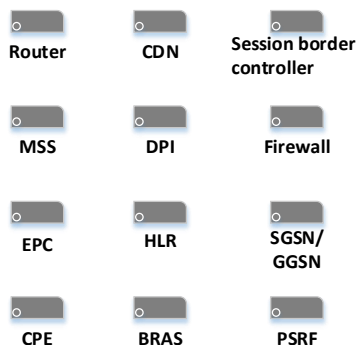
Високочастотний спектр необхідний мережам 5G для досягнення швидкості передачі даних до 20 Гбіт/с. Зокрема, для надання послуг 3D-відео в форматі UHD, AR/VR, хмарних сервісів для роботи та ігор, голографічного зв'язку, тактильного інтернету та ін. Для цього розглядається можливість використання діапазонів 24,25–27,5 ГГц та 37–43,5 ГГц.

5.3 Архітектура мереж 5G

Особливість архітектури мережі 5G полягає у тому, що традиційне поняття «архітектура мережі», засноване на апаратних рішеннях, в мережі 5G втрачає актуальність. Тому 5G частіше називають не мережею, а системою, або «платформою», під якою розуміється не апаратна, а програмна платформа. Якщо мережі 1/2/3/4G будувалися на базі апаратних рішень, то платформа 5G будується на базі програмних рішень, зокрема, програмно-конфігуруючих мереж SDN (Software Defined Network), а також віртуалізації втратити зв'язок із мережею NFV (Network Function Virtualization).

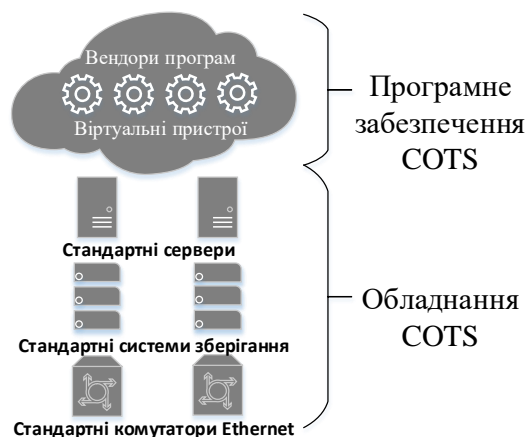
Функції 5G реалізуються у віртуальних програмних функціях VNF (Virtual Network Function), які працюють в інфраструктурі NFV. Відмінність між цими схожими за звучанням поняттями полягає в тому, що VNF – це функція, а NFV – це технологія. У свою чергу, NFV реалізується у фізичній інфраструктурі дата-центрів (DC, data center, центр обробки даних, ЦОД), на базі стандартного комерційного обладнання COTS (Commercial Off The Shelf). Устаткування COTS включає лише три види стандартних, але недорогих пристрійів – сервер (обчислювальний пристрій), комутатор (мережний пристрій) і систему зберігання даних (пристрій зберігання) (рис. 5.3)

Реалізація функцій у вигляді апаратного оснащення



- Довгий час розгортання
- Високі витрати
- Немає гнучкості

Реалізація функцій у вигляді програмних додатків



- Швидке розгортання
- Зниження питомих витрат
- Agile

Рисунок 5.3 – Перехід до віртуальних платформ SDN/ NFV в 5G

Таким чином, обладнання традиційних мереж мобільного зв'язку замінюється на суто програмне, яке працює в дата-центрах на стандартних серверах і віртуальних машинах VM (virtual machines).

Для реалізації програмних функцій, крім віртуальних машин, також будуть використовуватися програмні контейнери (containers), а також програмна архітектура мікросервісів (microservices).

Розподілена архітектура мережі мобільного доступу D-RAN (Distributed RAN) у мережах 4G поступово еволюціонує до централізованої архітектури C-RAN (Centralized RAN).

В архітектурі 5G функції опорної мережі реалізовано в центральній хмарі Central Cloud (Cloud RAN), на віртуальних машинах VM.

Важливу роль у розвитку мереж 5G гратимуть також гранична хмара (Edge Cloud), зокрема, технологія MEC (Mobile Edge Cloud), а також «туманна хмара» (Fog Cloud).

Віртуалізація мережі на базі SDN/ NFV необхідна також для дуже корисної функції 5G: логічної мережної нарізки (Network Slicing). Загальна архітектура мережі 5G показана на рис. 5.4.

Технологія Network Slicing дозволяє на базі єдиного обсягу (пулу) мережних ресурсів виробляти логічний поділ мереж для різних типів послуг 5G, яким потрібні різні технології радіодоступу RAT (Radio Access Technology), з різними характеристиками середовищ передачі даних.

Це, наприклад, послуги:

- високоякісне відео UHD;
- інтернет речей з великою кількістю датчиків, сенсорів і виконавчих пристроїв (Massive IoT);
- голосові послуги (5G Voice);
- інтернет речей для відповідальних застосунків, таких, наприклад, як безпілотний транспорт (V2X), електронна медицина (Mission Critical IoT) і багато інших.

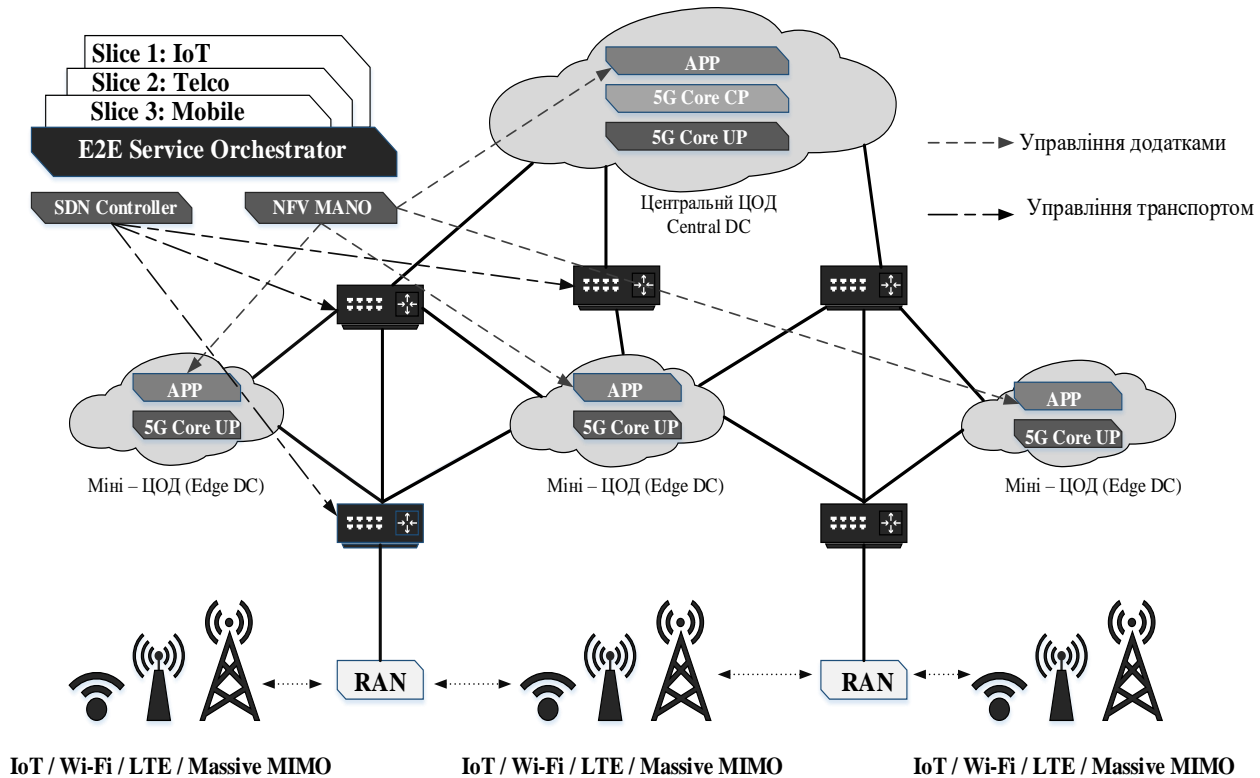


Рисунок 5.4 – Загальна архітектура мережі 5G

Всі ці послуги, що надаються на базі технології Network Slicing, працюють на єдиній фізичній інфраструктурі дата-центрів центральної та граничної хмари, а також «туманної» інфраструктури (Fog Computing), необхідної Massive IoT і промислового інтернету речей IIoT (Industrial IoT).

Це дає можливість багаторазового використання створеної колись програмно-апаратної інфраструктури, а також гнучке перепризначення її наявних ресурсів. Крім того, такий підхід дозволяє знизити не лише капітальні витрати на будівництво мережі, а й операційні витрати на її обслуговування.

На рис. 5.5 показано найпростіший варіант організації ССМС 5G для термінального обладнання (наприклад, мобільного телефону, планшету тощо), який передбачає можливість роботи з інтерфейсами чотирьох поколінь ССМС

у хмарі п'ятого покоління, тобто мобільний термінал 5G має підтримувати віртуальний мультибезпроводовий мобільний зв'язок з безпроводовим доступом (що підтримує OFDM, MC-CDMA, LAS-CDMA, UWB, Network-LMDS і основний протокол IPv6) в Інтернеті [42].

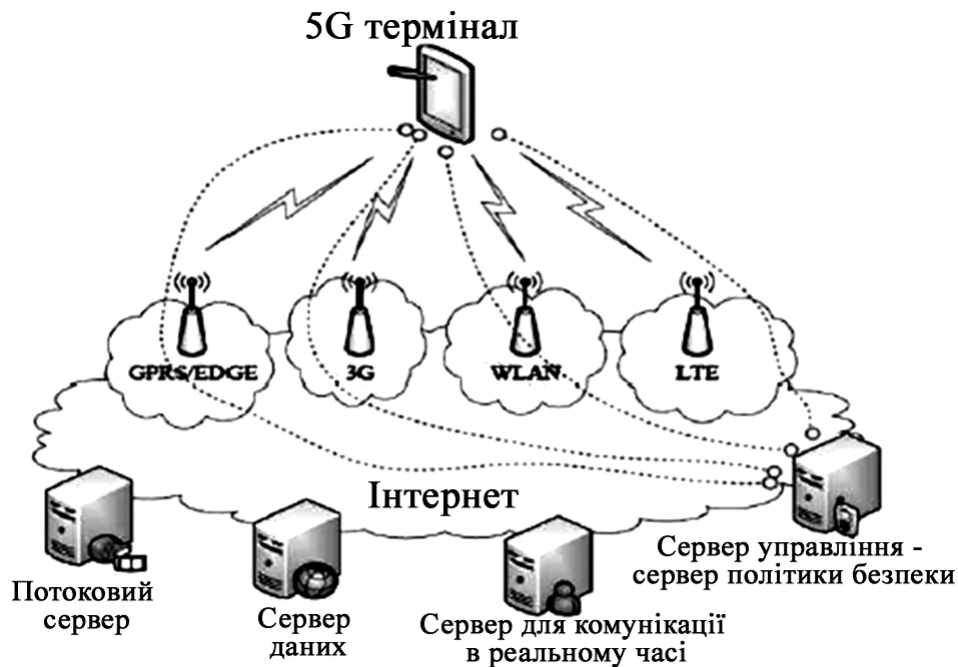


Рисунок 5.5 – Організація ССМС 5G для терміналу

Архітектура мережі, якою базові станції зв'язуються між собою за допомогою інтерфейсу X2, а з мережним ядром 5G – за допомогою інтерфейсу S1, наведена на рис. 5.6, а [42]. На рис. 5.6, б наведена структура мережі, у якій реалізується зв'язок з термінальним обладнанням [42].

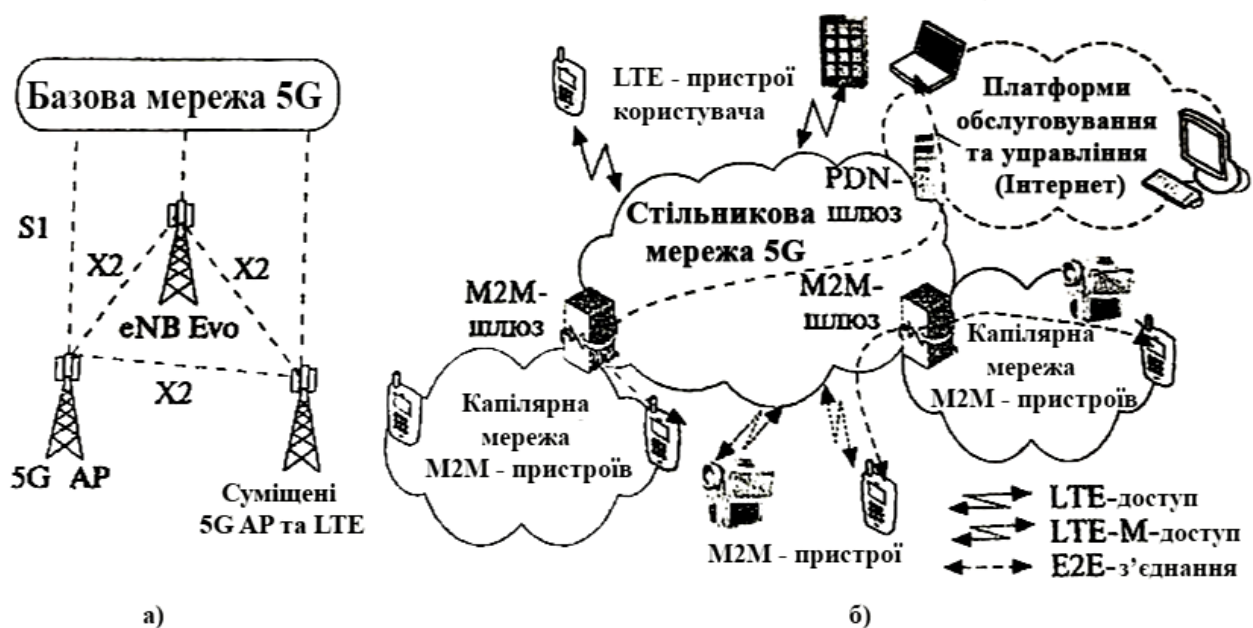


Рисунок 5.6 – Стільники ССМС 5G

PDN (Packet Data Network) Gateway – шлюз мережі пакетних даних зв'язує стільникову мережу з сервісною та керуючою платформами мережі Інтернет, радіоканалами забезпечується зв'язок з користувачами, з M2M-пристроями, з двома 2M2-шлюзами, які у свою чергу організують «капілярну» мережу 2M2-пристроїв. При цьому в радіоканалах використовується два типи доступів: LTE-доступ, LTE-M-доступ та з'єднання E2E.

У роботі [42] наведена також схема можливої 5G гетерогенної безпроводової стільникової архітектури (рис. 5.7).

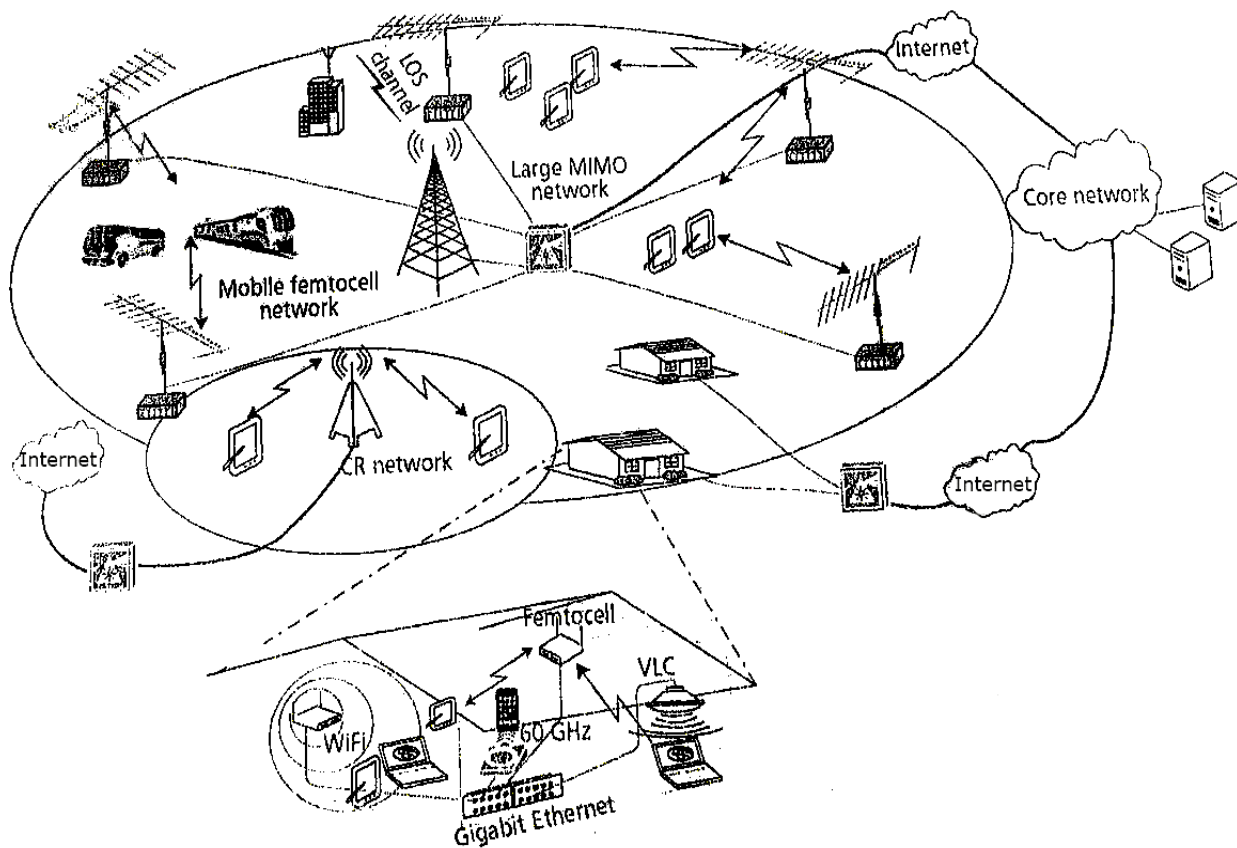


Рисунок 5.7 – Вірогідна 5G гетерогенна безпроводова стільникова архітектура

Віртуалізована хмара на базі програмного забезпечення визначеної архітектури мережі стільникового мобільного зв'язку [42] показана на рис. 5.8.

Як впливає з рис 5.8, локальна хмара віртуальних машин та мережних функцій візуалізації мережі 1 реалізує функції, вказані зліва. При цьому ця хмара з'єднується з оркестровим контролером, який у свою чергу взаємодіє з програмно-конфігурованими мережами, які побудовані з базових блоків обробки сигналів. Взаємодія підмереж відбувається через SDN і комутатори

відкритого потоку та множиною VM, які забезпечують зв'язок з виділеними лініями зв'язку і з Інтернетом [42].

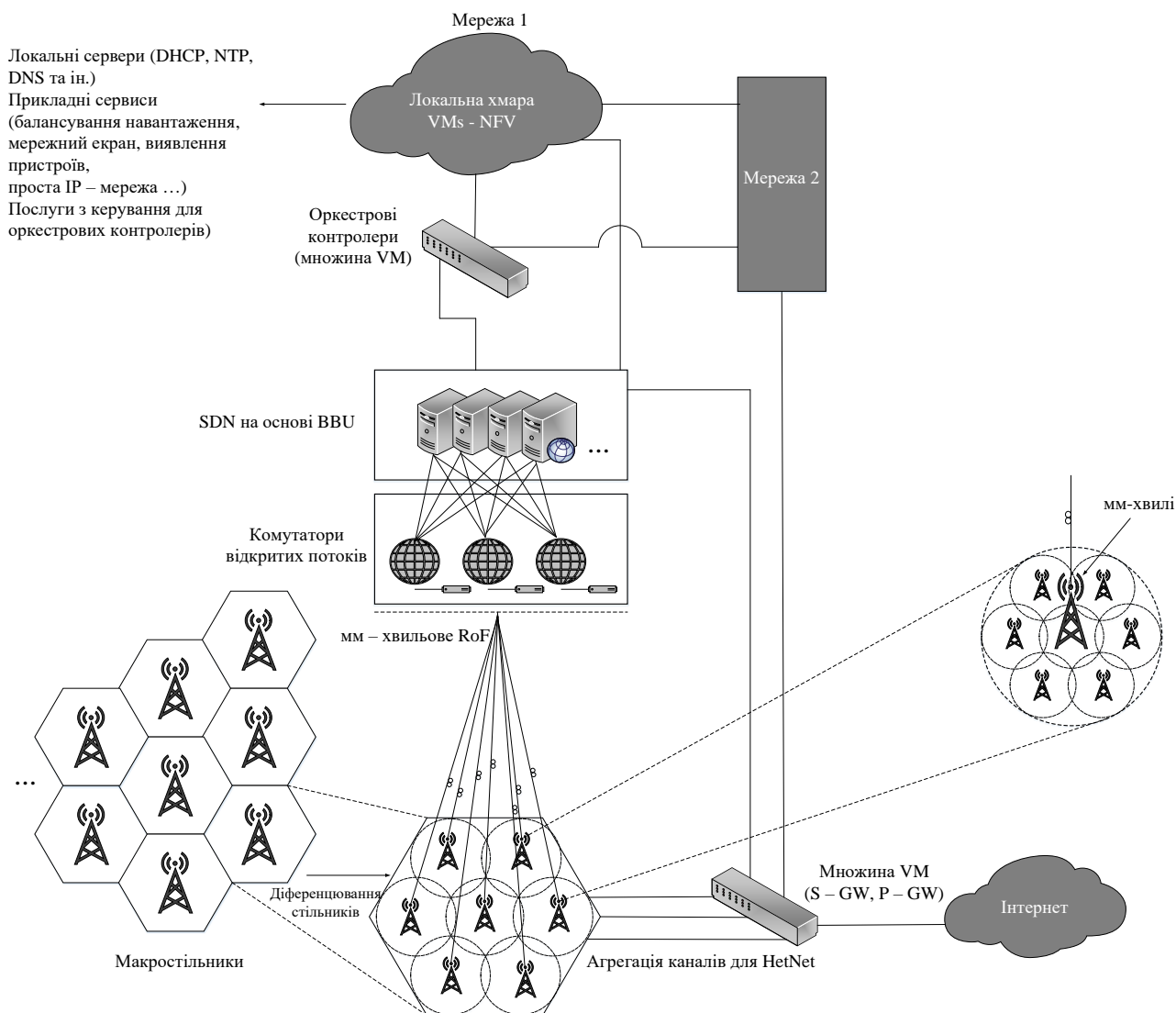


Рисунок 5.8 – Віртуалізована хмара для побудови ССМС 5G:

- VM – віртуальні машини;
- NFV – віртуалізація мережних функцій;
- DHCP – протокол динамічного конфігурування серверу;
- NTP – протокол мережного часу;
- DNS – сервер доменних імен;
- SDN – програмно-конфігурована мережа;
- BBU – базовий блок;
- RAU – блок радіоз'єднання;
- RRH – віддалена радіосистема;
- RoF – радіо по оптоволокну

На рис. 5.9 показана мережна архітектура 5G на базі SDN.

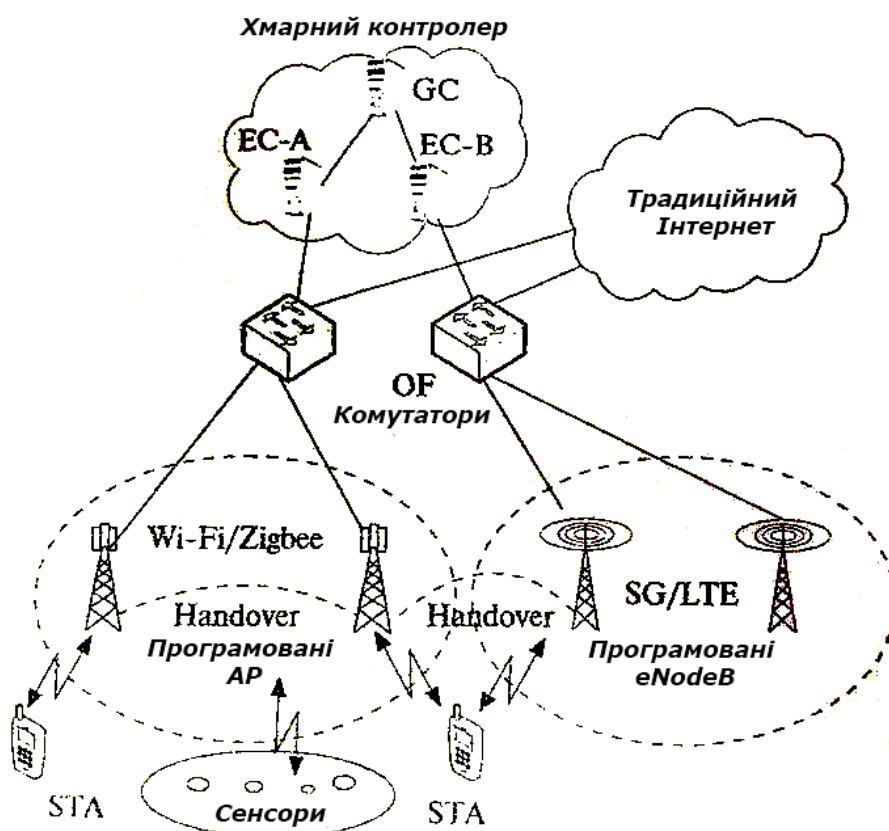


Рисунок 5.9 – Архітектура мережі 5G на базі SDN

5.4 Особливості технології мереж 5G

Технологія 5G не лише має розширювати пропускну спроможність радіоканалів на ділянці між мобільною та базовою станцією. Деякі представники індустрії мобільного зв'язку закликають до реалізації механізмів зменшення часу затримок під час передачі даних. Наступним завданням мереж покоління 5G буде зниження енергоспоживання, що має особливе значення для датчиків та інших пристроїв Інтернету речей [42, 44, 45, 47]. Щоб виконати таку вимогу, потрібно передбачити можливість використання більш високих частотних діапазонів та об'єднання мобільних мереж з технологією Wi-Fi. Провідні світові виробники апаратури виявили зацікавленість до міліметрового діапазону на рівні систем абонентського безпроводового доступу, тобто на рівні рішень 5G. Це Samsung, Nokia, Siemens Networks та Huawei [8]. Публікуються результати експериментів з розповсюдження радіохвиль у міських умовах в діапазонах 28; 38; 60; 72 ГГц.

Створити більш вдосконалену та якісну нову інфраструктуру мереж 5G покликано низкою нових технологій. Серед них Massive MIMO, який дозволить передавати одному абонентові до 8 потоків даних. Технологія MIMO визначається використанням декількох антен на прийомопередавачах, які дозволяють формувати дуже вузькі діаграми напрямності. При цьому замість використовуваних нині MIMO 2x2 та 4x4 використовуватиметься більша кількість антен. Технологія декількох променів покращить співвідношення сигнал/завада та вилучить інтерференцію від сигналів інших абонентів, що позитивно впливатиме на пропускну спроможність мережі та ефективність використання радіоспектра.

Для забезпечення високоякісного обслуговування абонентів у мережах 5G потрібна підтримка як вже існуючих стандартів, тобто GSM, UMTS, LTE, так і інших, наприклад Wi-Fi. Базові станції технології Wi-Fi можуть використовуватися для розвантаження трафіку в особливо завантажених місцях.

Яскравими напрямками концепції «інтернету речей» є взаємодія M2M (міжмашинна взаємодія, або Machine-to-Machine) та D2D (взаємодія пристроїв, або Device-to-Device) [1, 8]. Технології M2M та D2D дозволять пристроям, які знаходяться неподалік один від одного, обмінюватися даними безпосередньо, без участі мереж 5G, через ядро якої проходитиме лише сигнальний трафік (рис. 5.10). Перевагою таких технологій є можливість перенесення передачі даних у неліцензійну частину діапазону частот, що дозволить додатково розвантажити мережу.

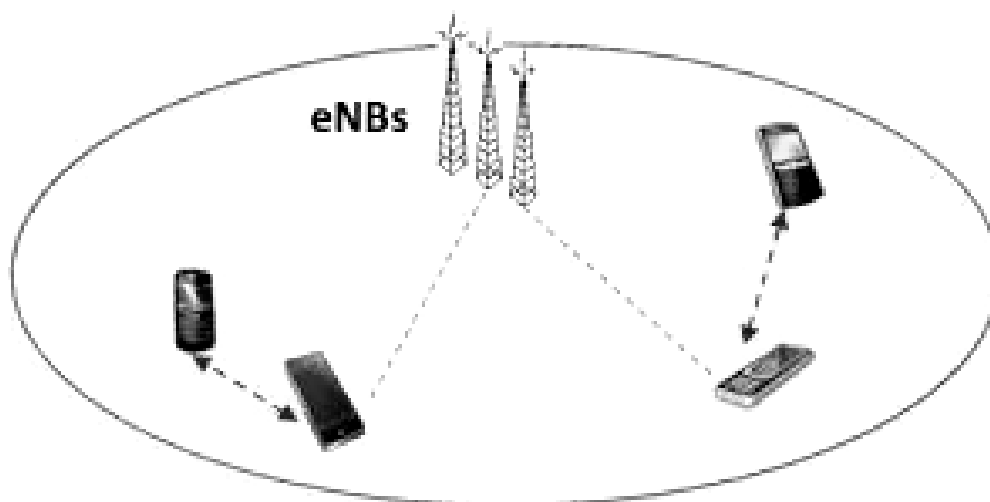


Рисунок 5.10 – Технологія D2D (Device-to-Device)

Нові технології, сфера використання яких достатньо широка, наприклад, у платіжних терміналах, системах безпеки, у системах координації транспортних засобів та ін., здешевлюють процеси і мінімізують їх залежність

від людського фактора, дозволяють оперативно реагувати на збої у роботі систем зв'язку та управління – табл. 5.1.

Таблиця 5.1 – Ефективні технології для мереж 5G

Технології	Функції
Novel Multiple Access	Технологія доступу
Filter Bank Multicarrier/Universal Filter Multi-Carrier	–покращення спектральної ефективності; –оптимізація каналної селективності; – використання 5G в «когнітивному радіо».
Advanced Coding & Modulation	Використання сукупності покращених технологій модуляцій та кодування
Low latency & High reliability	–зменшення затримки мережі; –підвищення надійності мережі.
Flexible Duplex	Гнучка передача трафіка по лініям «вгору» та «вниз»
Ultradense networking	–організація надщільних мереж за рахунок технології віртуалізації; –обслуговування більшої кількості абонентів. Організація одночасної взаємодії стільників між собою.
New Full Duplex	Використання однієї частоти для різних завдань
Spektrum sharing	Організація сумісного використання частотного спектра на різних рівнях різними технологіями доступу

У мережах 5G використовують новий радіоінтерфейс (рис. 5.11).

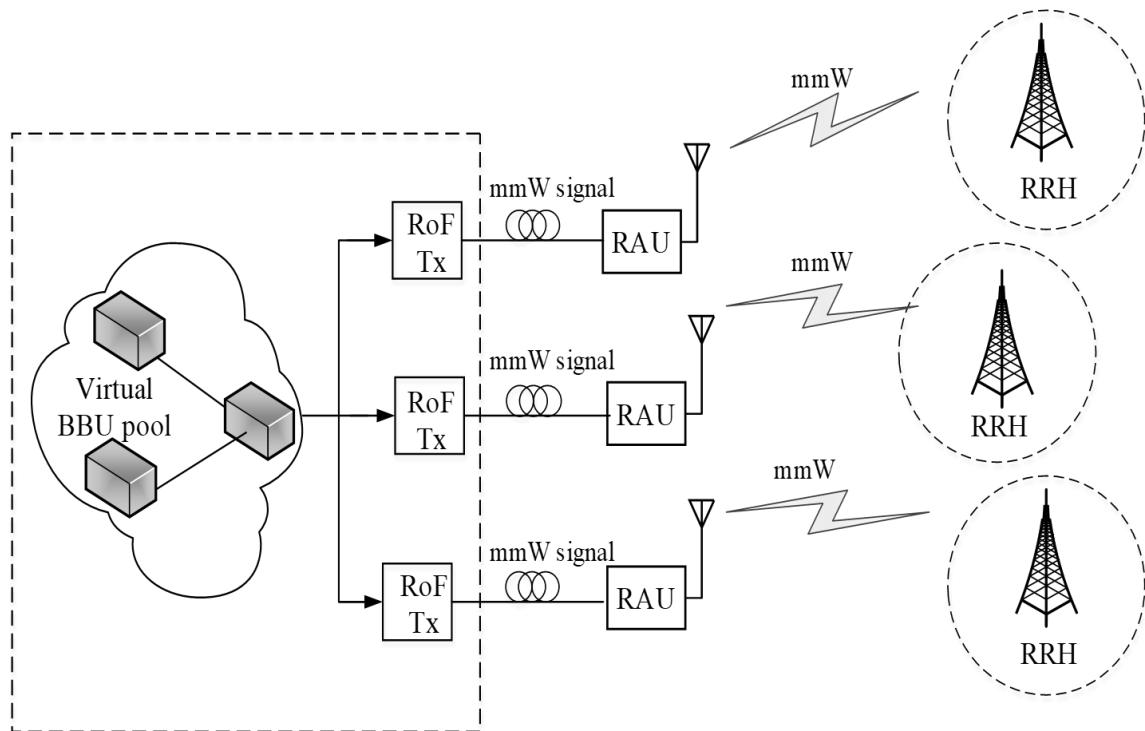


Рисунок 5.11 – Оптово-волоконна безпроводова система з малою затримкою на основі міліметрових хвиль /3D великої MIMO в C-RAN

У роботі [42] вирізняється низка проблем, які стоять перед розробниками систем мобільного зв'язку покоління 5G:

- розробка алгоритму проектування для диференціації та оптимізації стільників, який засновано на CQS (Channel Quality Identifier – індикатор якості каналу) та мережного навантаження для підвищення продуктивності мережі та енергозбереження;
- розробка адаптивної моделі координації міжстільникових завад під час диференціації стільників для забезпечення інтелектуального розподілу ресурсів та забезпечення всіх переваг мережі;
- проектування реконфігурованої далекомагістральної лінії зв'язку з використанням комутаторів відкритих потоків (Open Flow Switches) з малою затримкою на базі оптоволоконного безпроводового зв'язку з використанням 3D–3D–MIMO у міліметровому діапазоні;
- виділення відповідних ключових показників якості (KPI) для досягнення гарантованих QoS і QoE;
- динаміка диференціації стільників та відображення BBU–RRH для тисячкратного збільшення пропускної спроможності;
- використання міліметрового діапазону хвиль у радіоканалі RAU–RHH для 3D–MIMO антен з використанням різного типу поляризації;
- об'єднання мобільного протоколу з протоколом SDN з тест-реалізації 5G.

На рис. 5.12 наведена дорожня карта подальшого розвитку мереж покоління 5G [42].

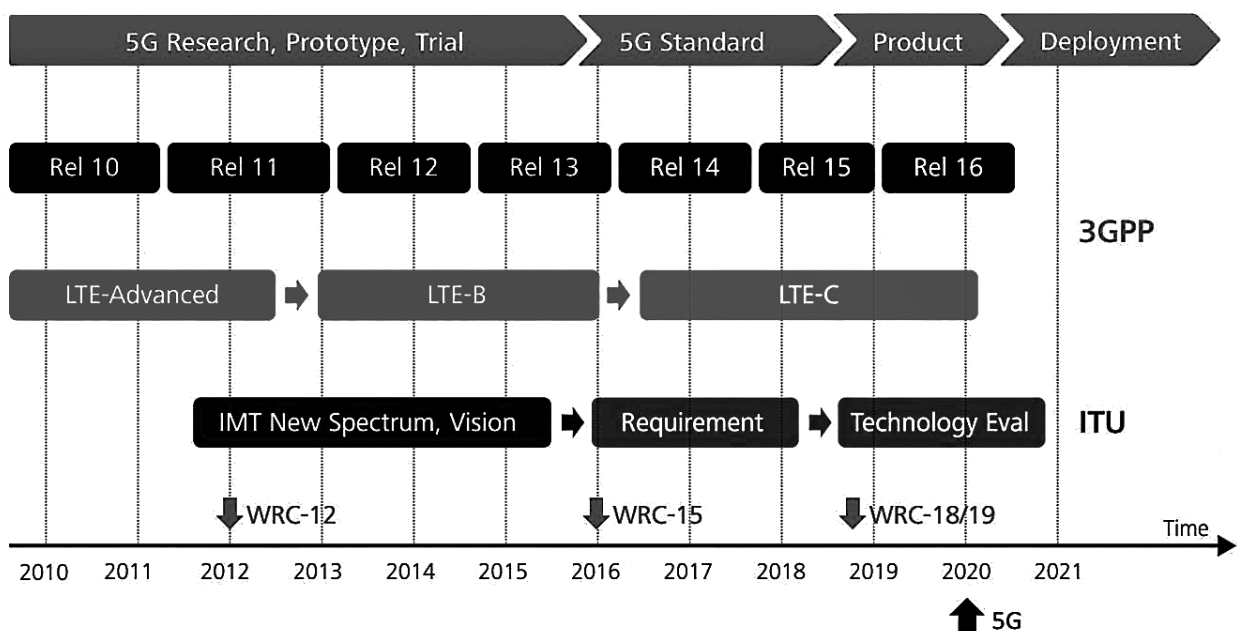


Рисунок 5. 12 – Дорожня карта розвитку 5G

Контрольні запитання та завдання

1. Поясніть структуру мережі ретрансляції.
2. Дайте загальну характеристику технологіям HSPA.
3. Назвіть та поясніть основні методи технології HSPA.
4. Дайте загальну характеристику технології LTE.
5. Назвіть та поясніть послуги LTE.
6. Викладіть та поясніть узагальнену структуру мережі LTE.
7. Яка схема з'єднання функціональних вузлів мережі радіодоступу LTE?
8. Поясніть еволюцію стандартів мереж мобільного зв'язку LTE.
9. Назвіть послуги систем 5G.
10. Поясніть універсальні платформи системи 5G, IMT 2000.
11. Дайте загальну характеристику мережам 5G.
12. Назвіть та поясніть загальну архітектуру мереж 5G.
13. Які практичні переваги 5G?
14. Поясніть організацію CCMC 5G для терміналу.
15. Поясніть структурну схему мережі, яка реалізує зв'язок з термінальним обладнанням.
16. Поясніть вірогідну 5G гетеродинну безпроводову стільникову архітектуру.
17. Поясніть архітектуру мережі 5G на базі SDN.
18. Поясніть особливості технології мереж 5G.

6 ОСНОВНІ ЗАДАЧІ ПЛАНУВАННЯ ТА ОПТИМІЗАЦІЇ СИСТЕМ СТІЛЬНИКОВОГО МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

У даному розділі розглядаються основні етапи створення і вдосконалення систем стільникового мобільного зв'язку, серед яких важливе місце займають нерозривно пов'язані завдання проектування: планування й оптимізація систем мобільного зв'язку.

Матеріали даного розділу підготовлені на основі робіт [69–73].

6.1 Процес проектування систем стільникового мобільного зв'язку

Основні етапи побудови та вдосконалення сучасної системи мобільного зв'язку подані на рис. 6.1.

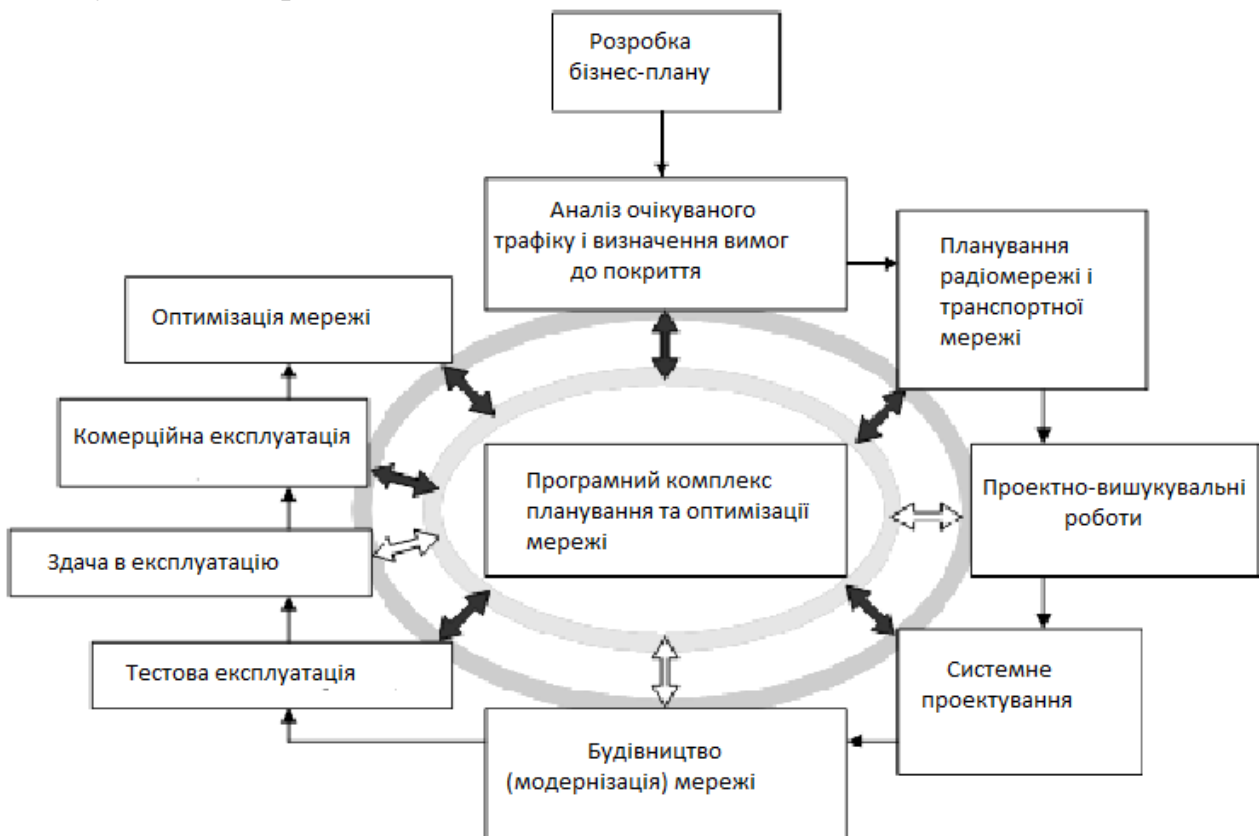


Рисунок 6.1 – Етапи побудови системи мобільного зв'язку

Метою проектування є оптимальна побудова системи стільникового мобільного зв'язку за основним критерієм: висока ефективність – мінімальна вартість. У зв'язку з цим до завдань проектування такої системи входять:

- визначення місць встановлення базових станцій (BTS);

- розподіл частотних каналів між стільниками, тобто складання схеми повторного кластерного розподілу частот у мережі;
- визначення числа користувачів за розрахованим трафіком;
- оптимізація системи за мінімальною кількістю стільників (мінімальною вартістю розгортання мережі) і високою надійністю зв'язку.

Природно вимоги високої ефективності та мінімальної вартості суперечливі: якщо надмірно збільшити число стільників (тобто зменшити розміри стільників, створивши мікро- або піко-стільники), то це збільшить надійність зв'язку (тобто збільшить якість зв'язку – задане значення ймовірності помилки на біт), збільшить можливе число користувачів, зменшить максимальні значення вихідних потужностей мобільних станцій на краях стільників (тобто зменшить рівень електромагнітного опромінення користувачів), але все це призведе до того, що збільшиться вартість розгортання стільникової мережі і певною мірою її експлуатація. У разі рідкого розташування стільників (малого їх числа) за великих максимальних радіусів стільників можуть з'явитися «мертві зони», в яких неможливе обслуговування користувачів, зростуть потужності випромінювання мобільних телефонів на краях стільників (збільшиться рівень електромагнітного опромінення користувачів). Оскільки технологія і параметри системи істотно залежать від умов місцевості (рельєфу, лісових масивів, забудови тощо), то під час проєктування системи необхідна наявність:

- топографічних карт місцевості з усіма параметрами і характеристиками (нерівностей, лісових масивів, густоти забудови);
- характеристик наміченої до використання апаратури і результатів наближеної оцінки енергетичного балансу, а також результатів попереднього проєктування стільників системи і місць розташування базових станцій (радіопокриття території);
- отриманої схеми радіопокриття території з використанням відповідних моделей поширення радіохвиль і характеристик місцевості; при цьому необхідно більш точно розрахувати параметри електромагнітного поля в межах обслуговуваної території, що дозволяють оцінити якість радіопокриття;
- складеного частотно-територіального плану (розподіл частотних каналів за стільниками відповідно з принципом повторного використання частот) для ССМЗ 2G або кодово-територіального плану для ССМЗ 3G, а також оцінок трафіку та ємності для характерних ділянок, стільників і мережі в цілому.

Якщо за будь-якими показниками (якості радіопокриття, трафіку, ємності) складена схема побудови ССМЗ не задовольняє висунутим до неї вимогам, проводиться повторне коригування, і для уточненої схеми мережі розрахунки

знову повторюються. Також проводяться експериментальні вимірювання рівнів електромагнітного поля (зазвичай щільності потоку потужності або напруженості електричного поля в різних точках від базових станцій) та за результатами вимірювань знову коректують схему ССМЗ. Остаточна якість проєкту оцінюється вже на етапі експлуатації системи, де також необхідні коригування та доопрацювання мережі. Особливо це стосується початкового етапу експлуатації ССМЗ, коли реалізується налаштування апаратури та оптимізація системи. Цей етап є найбільш трудомістким.

У процесі проєктування ССМЗ основними завданнями є:

- забезпечення радіопокриття території, на якій мають надаватися користувачам послуги мобільного зв'язку;
- побудова ССМЗ, ємності якої буде достатньо для обслуговування, створюється абонентами трафіку з допустимим рівнем перевантажень;
- оптимізація вирішення зазначених вище завдань (з використанням мінімального числа мережних підсистем і елементів) протягом усього життєвого циклу ССМЗ.

Слід зазначити, що протягом всього життєвого циклу ССМЗ число її абонентів, обсяг трафіку і його розподіл територією, що обслуговується, постійно змінюються. Крім того, існують сезонні зміни обсягу трафіку і його територіального розподілу. Конфігурація системи має адаптуватися до змін, що відбуваються. Тому проєктування стільникової системи є безперервним процесом.

В ході проєктування ССМЗ мають бути виконані такі основні операції: оцінка вартості проєктованої системи; оцінка ємності системи; оцінка радіопокриття і розташування елементів системи; оцінка максимально допустимої щільності абонентів; оцінка кількості викликів; оцінка майбутнього розвитку мережі. До початку проєктування має бути проведена підготовча робота, а саме – збір інформації за такими розділами:

- правила і закони;
- ключова інформація щодо демографії, рівня доходів, прогноз розширення території обслуговування, підтримка послуг, маркетингові дослідження тощо;
- номерні, адресні принципи та принципи маршрутизації;
- наявність орендованих ліній зв'язку, наявність робочих діапазонів частот, вимоги з'єднань з іншими системами;
- топографічні карти;
- існуюча інфраструктура.

Етапи планування системи стільникового мобільного зв'язку подані на рис. 6.2.

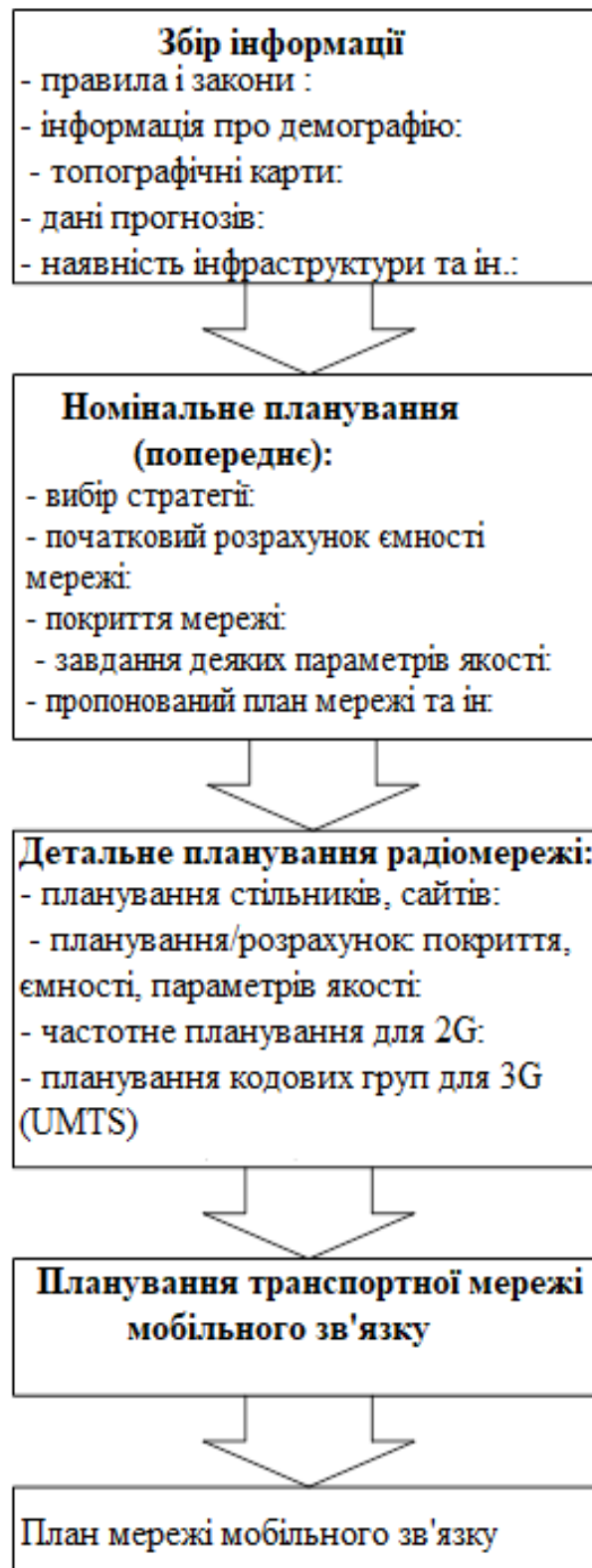


Рисунок 6.2 – Етапи планування системи стільникового мобільного зв'язку

Головними етапами самого процесу планування системи є такі:

1. Етап номінального планування (або попереднє планування)

На цьому етапі визначаються необхідні базові параметри системи з радіопокриття та ємності. Головною проблемою цього етапу планування є оптимізація системи за критерієм вартість–ефективність. Щоб реалізувати на практиці цю задачу, необхідні детальна інформація про системи (зростання вартості етапу плану, захист, наявна необхідна інформаційна інфраструктура), а також формулювання завдань системи та вимог до її якості. Результатом цього етапу є проєкт топології інтегрованої системи, в якому мають бути показані різні послуги і необхідна для її реалізації апаратура. Крім того, має бути підготовлений початковий розгорнутий план реалізації системи. Головна мета номінального планування – проілюструвати комплексний процес планування системи. На цьому першому оцінковому етапі проєктування ССМЗ реалізуються наближені оцінки радіопокриття зони обслуговування, частотного розподілу (за кластерами і стільниками), трафіку і числа можливих абонентів (у стільниках та у всій системі).

2. Детальне планування системи

Детальне планування здійснюється на базі даних, отриманих на етапі номінального планування. На етапі детального планування ССМЗ виконуються такі операції:

- комп'ютерне проєктування системи і вибір апаратних засобів для створення необхідного радіопокриття території;
- аналіз перешкод (зовнішніх шумів);
- частотне планування;
- планування радіоканалів;
- документування тощо.

Крім того, на цьому етапі виконується вибір обладнання для центру комутації (MSC), базових контролерів (BSC) і базових станцій (BTS); місць розташування базових станцій і зйомка місця для заданих MSC, BSC та BTS.

Цей етап включає планування радіомережі і системи комутації.

Під час планування радіомережі (RNP – Radio Network Planning) в СММЗ визначається тип і точне місце розташування базових станцій, тип і розміщення антенних систем, розрахунок зон покриття і меж базових станцій з урахуванням даних про абонентський трафік, а також оформляється детальний план мережі, що включає результати за попереднім пунктом, а також результати вимірювань і тестування території радіопокриття.

Тип і розташування BTS залежать від характеристик навколишнього середовища. В умовах міста стільники зазвичай менше за розмірами, ніж у сільській місцевості. Фактори, що обмежують розміри стільників: зі зростанням робочої частоти, тобто зі зменшенням робочої довжини хвилі, розмір стільників зменшується; зовнішні умови: для відкритих водних просторів загасання радіосигналів менше, ніж у лісових масивах або в міських умовах. Крім того, обсяг трафіку також впливає на число радіоканалів у звичайній соті.

У процесі планування системи комутації мережі (SNP – Switching Network Planning) мають бути вирішені такі завдання:

- шляхом вимірювань та обліку необхідної ємності системи (середнього часу розмов, числа «хендоверів», передач коротких повідомлень та ін.) оцінюється обсяг перемикань;
- встановлюється рівень мережного виконання відповідно до заданої комутаційної ємності системи;
- розглядається реалізація систем комутації та сигналізації системи;
- відпрацьовуються правила для маршрутизації, захисту, синхронізації та управління комутацією;
- визначаються матриці мовного і сигнального трафіку;
- обирається необхідна апаратура для реалізації вищенаведених завдань.

Після цього виконується детальний план з обраним числом входів (наприклад, схема мережі, план маршрутизації, цифровий аналіз, деталі управління, план нумерації, план завантаження та ін.). Крім того, під час планування системи комутації, крім виконання перерахованих вище завдань, розглянуто можливість майбутнього розширення плану системи.

3. Планування транспортної мережі (CTNP – Cellular Transmission Network Planning).

На цьому етапі головним завданням є розробка структури (топології) мережі, що забезпечує взаємодію між усіма вузлами мережі (базовими станціями, базовими контролерами, центром комутації).

Під час планування мережі передачі головною проблемою є опрацювання використання радіоліній або волоконно-оптичних ліній зв'язку в проєктованій мережі, що забезпечують взаємодію між BTS і BSC. Можливі кілька шляхів планування:

- встановлення власних ретрансляційних ліній зв'язку (радіорелейних ліній зв'язку);

- оренда вже існуючих радіорелейних ліній, що вписуються за місцем розташування і умовами стійкого радіозв'язку в розроблювану стільникову мережу;

- прокладка волоконно-оптичних ліній зв'язку.

Під час виконання цього пункту планування мережі необхідно врахувати проблему з'єднання і координації великих потоків різної інформації. На даному етапі слід розробити схему головної передавальної мережі для доступу BTS і мережні вузли, що дозволить отримати чітке зображення мережних з'єднань. Це також необхідно для визначення необхідної ємності мережі.

Як принципи синхронізації, так і шлюзові та комутуючі з'єднання мають бути ідентифіковані. В процесі планування каналів зв'язку необхідно обрати високонадійні ширококутні канали, що дозволяють забезпечити надійний зв'язок між BTS і BSC. Крім того, в мережі замість радіорелейних можуть бути використані волоконно-оптичні канали.

4. Виділяють також інші етапи планування:

- FTP (Fixed Transmission Planning – планування фіксованої передачі);
- NAP (Network Access Planning) – планування мережного доступу;
- DCN (Data Communication Network Planning) – планування мережі передачі даних;
- INP (Intelligent Network Planning) – планування інтелектуальної мережі;
- 3G і IP Network Planning – планування розвитку стільникової системи третього покоління (3G), використання мережних протоколів IP і т.д., що має бути включено в повний процес проектування мережі.

6.2 Оптимізація і розвиток систем стільникового мобільного зв'язку

Планування системи, описане вище, є лише першою частиною тривалого процесу проектування створеної ССМЗ. З подальшим вдосконаленням спроектованої стільникової системи необхідно враховувати такі фактори:

1. Збільшення числа абонентів вимагає розширення системи в даному місці і в даний період часу.

2. Врахування вартості системи для будь-якого оператора є конкурентно-утворюючим параметром на ринку послуг мобільного зв'язку.

3. Ємність системи, з одного боку, необхідно мінімізувати (забезпечувати необхідний трафік), а з іншого, вона не має бути малою величиною, адже це погіршить якість обслуговування (grade of service) абонентів.

Тобто існують суперечливі вимоги:

- система має володіти високою якістю і мати широке радіопокриття;
- але водночас для зменшення вартості системи не має бути надмірною.

4. Необхідність забезпечення якості послуг (quality of services) пов'язана з вимогами зменшення перешкод у радіоінтерфейсі і зменшення числа викличних сигналів в одиницю часу із забезпеченням оптимальної вартості.

5. Для основних і додаткових послуг справжні й майбутні вимоги мають бути задоволені.

Нині великі капіталовкладення реалізуються в напрямку використання високошвидкісних мереж передачі даних, до яких належать:

- високошвидкісні ланцюги комутації даних (HSCSD–High Speed Circuit Switched Data);
- загальна служба пакетної радіопередачі (GPRS);
- покращена передача даних для GSM-систем (EDGE);
- синхронна цифрова ієрархія SDH (використовує волоконно-оптичні лінії зв'язку між вузлами в мережі) і т. д.

Головною причиною впровадження високошвидкісних систем передачі даних є зростання числа користувачів і пов'язане з ним зростання трафіку та обсягу різноманітних послуг у системах мобільного зв'язку.

Тому для оптимізації та розвитку ССМЗ слід:

1) проводити польові випробування створеної системи (досить дорогі), які дозволили б уточнити якість передачі інформації та апаратні проблеми, а також можливості стиснення (gathering) інформації, збільшення числа користувачів за незмінної структури й апаратне забезпечення мережі тощо;

2) використовувати інформацію, яка отримана в центрі управління системою, за оцінкою умов географічного радіопокриття (station map), за рівнем потужності BTS (serving BTS), за рівнями випромінювань сусідніх станцій (neighbor stations).

Дана інформація дозволяє реалізувати керування експлуатаційними характеристиками системи з центру керування системою, отримати важливу інформацію про працездатність різних частин системи, що зрештою визначає можливі альтернативні рішення для оператора системи.

Оптимізація системи передбачає аналіз даних верифікації (перевірки відповідності результатів планування параметрами існуючої) і моніторингу, аналіз проблем, виявлених у ході експлуатації системи (скарг клієнтів, даних про відмови та ремонту системи), вибір параметрів і критеріїв оптимізації, зміна

(регулювання) параметрів, аналіз отриманих результатів на основі повторного моніторингу. Оптимізація відрізняється від планування тим, що вона:

- 1) виконується з розробленим частотно-територіальним покриттям;
- 2) ґрунтується на результатах проведених тест-драйвів і технічного аудиту параметрів системи в проблемних зонах обслуговування.

Цілями оптимізації стільникової системи мобільного зв'язку є:

- підвищення ефективності використання мережних і радіоресурсу;
- забезпечення рівномірного розподілу навантаження в системі;
- поліпшення параметрів якості послуг зв'язку.

Етапи процесу оптимізації системи мобільного зв'язку подані на рис. 6.3.

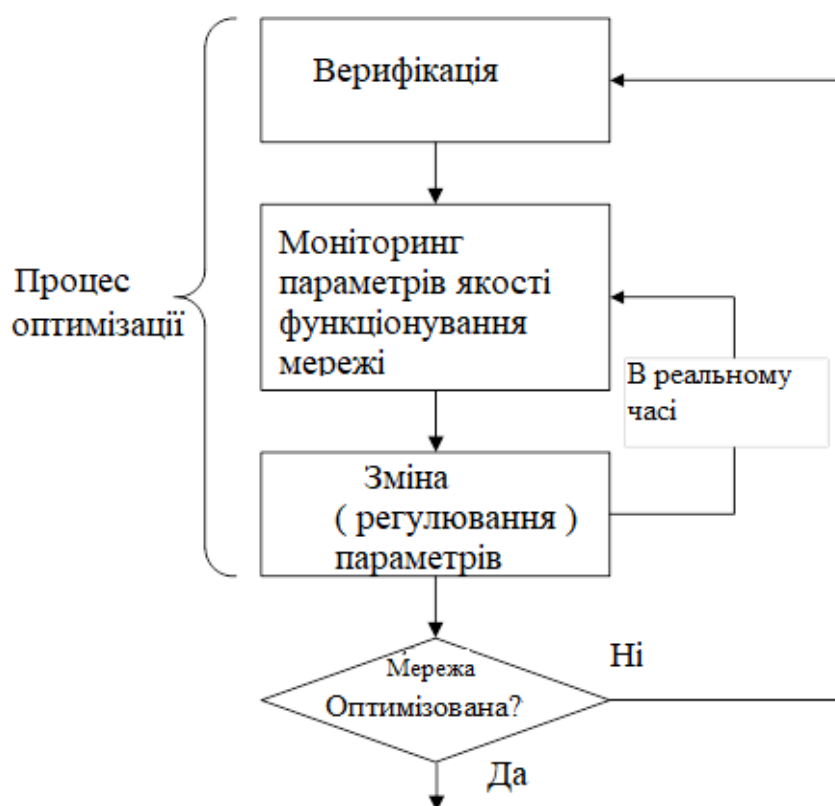


Рисунок 6.3 – Етапи оптимізації ССМЗ

Верифікація передбачає контроль таких основних даних:

- координат розміщення базових станцій;
- зон обслуговування базових станцій;
- зон «хендоверів»;
- списків частот для стільників;
- типів і параметрів приймачів базових станцій (потужність випромінювання, чутливість);
- типів і параметрів антен (коефіцієнта посилення, діаграми спрямованості);

- числа приймачів на антену;
- координат розміщення антен;
- параметрів розміщення антен (кутів нахилу, азимутів, висоти установки, характеристик антенно-фідерного пристрою).

Моніторинг системи виконується за допомогою спеціального вимірювального апаратно-програмного комплексу і дозволяє оцінити радіопокриття та параметри якості функціонування системи для перевірки їх відповідності результатами детального планування і виявлення проблемних ділянок («вузьких місць»).

Оптимізація передбачає різні види перепланування системи на основі даних, отриманих в результаті верифікації та моніторингу. При цьому параметри системи змінюються (оптимізуються) відповідно до обраних завдань і критеріїв. Наприклад, завданнями оптимізації можуть бути:

- перерозподіл трафіку мережі;
- підвищення ефективності використання радіочастотного спектра за рахунок частотно-територіального перепланування;
- мінімізація втрат покриття в зонах обслуговування через вплив інтерференційних перешкод;
- збільшення зони обслуговування;
- поліпшення параметрів «хендоверів»;
- підвищення якості окремих або сукупності послуг;
- використання суміщених стандартів у мережі тощо.

Необхідність перепланування системи залежить від якості проектних рішень, які були отримані на етапах номінального і детального планування ССМЗ. Слід зазначити, що при цьому потрібно оптимально враховувати сукупність, як правило, суперечливих техніко-економічних вимог до проєктованих ССМЗ. Цього можливо досягти із застосуванням під час проєктування методів багатокритеріальної оптимізації та методів прогнозування. Основні особливості методів багатокритеріальної оптимізації наведені у додатку А. Приклади застосування методів багатокритеріальної оптимізації та методів прогнозування під час проєктування ССМЗ розглянуті у розділах 7, 8, 9.

6.3 Аналіз методів планування систем стільникового мобільного зв'язку

У процесі частотно-територіального планування ССМЗ визначають місця встановлення базових станцій і розподіл виділених частотних каналів

між стільниками відповідно до принципу повторного використання частот. Результатом планування є територіально-частотний план, що забезпечує найбільш повне охоплення зони, в якій планується робота розглянутої ССМЗ. Від ефективності процесу частотно-територіального планування істотно залежить якість обслуговування абонентів, надійність системи, вартість її інфраструктури і т.п.

Аналіз існуючих методів територіально-частотного планування системи рухомого зв'язку дозволяє ввести таку їх класифікацію:

- метод, що базується на теорії однорідних мереж передавачів (ТОМП);
- метод, що базується на теорії графів;
- метод, описаний М.А. Биховським;
- комп'ютерні методи планування.

В результаті планування методом однорідних мереж виходить мережа BTS, в якій найближчі передавачі, що працюють у поєднаному каналі, є вузловими точками геометрично правильної сітки на поверхні Землі. Реальні мережі передавачів не мають правильної геометричної форми, а технічні характеристики передавачів не відповідають характеристикам, визначеним у теоретичній мережі. Відхилення від геометрично правильної структури, теоретичних значень потужностей і висот антен знижують ефективність планування методом однорідних мереж.

В ході частотно-територіального планування мереж радіозв'язку часто використовується метод, що базується на теорії графів. У цьому випадку мережа радіомовлення моделюється у вигляді графа, множина вершин якого однозначно відповідає множині передавальних станцій. Ребрами з'єднуються ті вершини, відповідні станції яких можуть створювати в зонах обслуговування один одного неприпустимі перешкоди. Множина виділених для призначення частотних каналів подається у вигляді сукупності кольорів. У цьому методі завдання територіально-частотного планування мережі радіозв'язку зведене до еквівалентної узагальненої задачі розмальовки графа, обмеженою деяким вузьким підкласом класу всіх графів – реберно-обмежених графів, званих дисковими. Результати, отримані щодо обчислювальної складності задачі розфарбування графів, показують, що деякі їх підзадачі мають рішення з поліноміальним часом. Однак відомі рішення підзадач територіально-частотного планування систем рухомого зв'язку методами теорії графів обмежуються лише частинними варіантами, які можуть мати місце на практиці.

Методи частотно-територіального планування, про які йшлося вище, розроблялися насамперед для застосувань у радіомережах телевізійного і звукового мовлення. На відміну від них третій метод, описаний

М.А. Биховським, розроблений виключно з метою планування ССМЗ. Метод дає можливість визначити параметри, необхідні для складання попереднього частотно-територіального плану, який не може бути застосований для місцевості, де територія або розподіл абонентів є неоднорідними. Параметри, які визначаються в процесі планування, відповідають заданим якістю передачі, вираженим відсотком часу, протягом якого допускається, щоб відношення сигнал/завада (BCЗ) на вході приймачів мобільних або базових станцій було менше допустимого значення. Метод враховує, що завади на вході приймача MS (BTS) створюють BTS (MS), які працюють у суміщеному частотному каналі. У методі М.А. Биховського враховуються повільні завмирання сигналів і перешкод, але, на жаль, не враховується, що перешкоди суміщеного каналу зазнають флуктуацій через багатопроменеве поширення.

Крім розглянутих вище методів частотно-територіального планування, існують методи планування покриття зон обслуговування. Територію, що обслуговується, можна розділити на зони двома способами:

- статистичним методом, заснованим на використанні статистичних параметрів поширення сигналів у системах зв'язку;
- детермінованим методом, заснованим на безпосередньому вимірі або розрахунку параметрів розподілу сигналів для конкретного району.

У статистичному методі всю обслуговувану територію поділяють на однакові за формою зони і з допомогою статистичних законів поширення радіохвиль визначають допустимі розміри цих зон, а також відстані між зонами, в межах яких виконуються умови припустимого взаємного впливу.

Детермінований метод поділу робочої області на зони є оптимальним, оскільки він передбачає ретельне вимірювання або розрахунок параметрів системи для визначення мінімального числа базових станцій, що забезпечують задовільне обслуговування абонентів на всій території. При цьому способі враховуються рельєф місцевості для оптимального вибору місця розташування BTS, можливість використання спрямованих антен, пасивних ретрансляторів, а також суміжних BTS у моменти пікового навантаження і т. д. Однак цей спосіб є досить складним і вимагає застосування складного моделювання і використання спеціальних програмних продуктів.

6.4 Особливості розрахунку бюджету радіоліній у системах стільникового мобільного зв'язку

Розрахунок бюджету радіолінії в системах стільникового мобільного зв'язку є одним з важливих завдань під час проектування таких систем.

Він залежить від швидких багатопробієвих релеевських завмирань, повільних логарифмічно нормальних затіньєв, від втрат під час поширення радіохвиль із відстанню тощо.

Головними параметрами в процесі розрахунку є потужності передавачів (MS і BTS) та інтервал повторного використання частот. Ці параметри визначаються для заданої якості передачі, тобто для заданого значення ймовірності помилки на біт і припустимої надійності зв'язку. У свою чергу, ймовірність помилки на біт – $BER = \psi(S/N)$ – є функцією від відношення сигналу до шуму й для GMSK (модуляції в стандарті GSM) складає $\sim 10^{-3}$ при $S/N = 30$ дБ. Надійність радіозв'язку визначається частиною зони обслуговування, в межах якої не може підтримуватися належна якість зв'язку.

Під час проектування системи стільникового мобільного зв'язку вимога до якості передачі визначається зі знання характеристики передачі в умовах впливу тільки багатопробієвих релеевських завмирань без урахування логарифмічно нормальних затіньєв. Надійність зв'язку визначається, виходячи із припущення логарифмічно нормального затіньєвня й зміни втрат під час поширення залежно від відстані.

На якість передачі, що виражена через значення BER , у стільникових системах найбільше впливають теплові шуми й міжканальні перешкоди. На рис. 6.4 показана проста модель повторного використання каналів на території, що обслуговується.

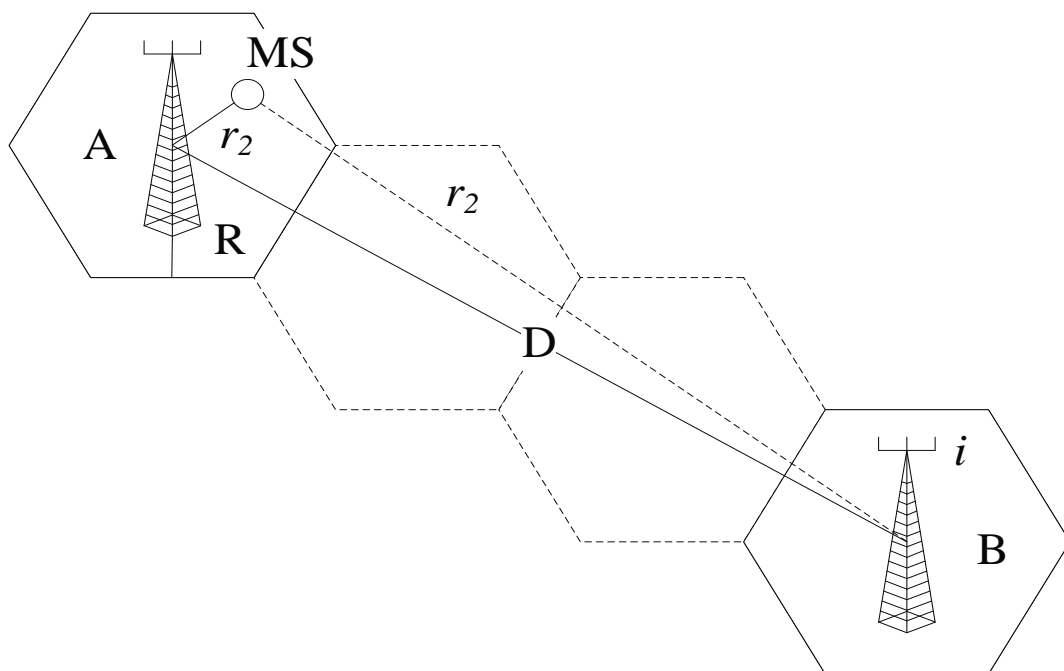


Рисунок 6.4 – Модель повторного використання каналів на території, що обслуговується

Якщо припустити, що локальними середніми значеннями корисного сигналу й перешкоди є значення χ та ν відповідно, то з допущенням, що χ та ν піддаються взаємно незалежному логарифмічно нормальному затіненню, отримаємо спільну функцію щільності розподілу ймовірності величин χ та ν у вигляді:

$$W(\chi, \nu) = \frac{1}{2\pi\sigma^2 \cdot \chi\nu} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \left(\ln^2 \frac{\chi}{\chi_m} + \ln^2 \frac{\nu}{\nu_m}\right)\right], \quad (6.1)$$

де σ – стандартне відхилення, емпіричне значення якого лежить у межах ($5 < \sigma < 12$) дБ для типового міського району;

χ_m і ν_m – територіальні середні значення величин χ та ν , обумовлені формулами:

$$\chi_m = A_1 r_1^{-k}, \quad \nu_m = A_2 r_2^{-k}. \quad (6.2)$$

При цьому A_1, A_2 – коефіцієнти, а k – параметр затухання радіохвиль (у міських умовах показник n лежить у межах $3 < k < 4$).

Якщо провести заміну $\chi = \Gamma$, а $\chi/\nu = \Lambda$, то формулу (6.1) отримаємо у вигляді:

$$W(\Gamma, \Lambda) = \frac{1}{2\pi\sigma^2 \cdot \Gamma\Lambda} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \left(\ln^2 \frac{\Gamma}{\Gamma_m} + \ln^2 \frac{\Lambda}{\Lambda_m}\right)\right], \quad (6.3)$$

де $\Gamma_m = \Gamma_m(r_1)$, $\Lambda_m = \Lambda_m(r_1, r_2)$ – територіальні середні величини S/N і S/I відповідно. Введемо поняття про граничні значення (рівні) для відношення сигнал/шум і сигнал/перешкода як найменші значення $S/N(\Gamma_{nor})$ і $S/I(\Lambda_{nor})$, за яких забезпечується припустиме значення BER . Після відповідних перетворень отримаємо остаточний вираз, що визначає ймовірність того, що $\Gamma \leq \Gamma_{nor}$ або $\Lambda \leq \Lambda_{nor}$:

$$p[\Gamma \leq \Gamma_{nor}, \Lambda \leq \Lambda_{nor}] = \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left\{\frac{\ln(\Gamma_m / \Gamma_{nor})}{\sqrt{2}\sigma}\right\} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left\{\frac{\ln(\Lambda_m / \Lambda_{nor})}{\sqrt{2}\sigma}\right\} - \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\ln(\Gamma_m / \Gamma) / \sqrt{2}\sigma} e^{-t^2} \times \operatorname{erf}\left\{t + \frac{\ln(\Gamma_m / \Gamma_{nor})}{\sqrt{2}\sigma}\right\} dt, \quad (6.4)$$

де $\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{u^2}{2}} du$ – функція ймовірності помилок.

Даний вираз дозволяє залежно від того, як перерозподіляються енергетичні запаси S/N та S/I , оцінити можливі значення ймовірності втрати зв'язку. Розрахунок за формулою (6.4) дозволяє оцінити енергетичні запаси за співвідношенням сигнал/завада S/I і сигнал/шум S/N . При цьому надійність зв'язку за наявності теплового шуму й міжканальних перешкод має визначатися, виходячи з масштабу системи та її рівня якості. Наприклад, коли допускається сумарне значення ймовірності втрати зв'язку $P_B < 0,1$, то можна зробити розрахунок лінії зв'язку: або для умов, коли запас по $S/N < 15$ дБ, а запас по $S/I < 12$ дБ (тобто припустити, що можна віддати пріоритет тепловому шуму), або для умов, коли $S/N < 10$ дБ, а $S/I < 15$ дБ (тобто припустити, що можна віддати пріоритет міжканальним перешкодам). При цьому перший варіант більше годиться для стільникової системи з великими розмірами стільника, а другий – для системи з малими розмірами стільника і великою ємністю.

Якщо надійність зв'язку визначається для відповідних факторів окремо, то енергетичні запаси по S/N і S/I можуть обчислюватися окремо. Наприклад, якщо сумарна ймовірність втрати зв'язку складає $P_B > 0,05$ і з них 0,01 частина виділена на тепловий шум, а 0,04 частини – пов'язані із міжканальними перешкодами, то необхідні енергетичні запаси по S/N та S/I визначаються з розв'язання рівняння (6.4). У даному прикладі значення S/N і S/I при $P_B > 0,05$ такі: $S/N < 15$ дБ, $S/I < 16$ дБ. Ґрунтуючись на взаємозв'язку між надійністю зв'язку й енергетичних запасів, можна знайти потужність передавача та інтервал повторного використання каналів, які є основними параметрами під час розрахунку лінії мобільного зв'язку. Граничні значення для локального середнього S/N і локального середнього S/I встановлюються з урахуванням вимог до якості передачі в умовах впливу суто релеєвських завмрань без урахування логарифмічно нормального затінення. Припустимі значення ймовірності втрати радіозв'язку через вплив теплового шуму та співканальних завад можуть бути визначені окремо, залежно від рівня сигналу й відношення S/N та S/I . Показано, що потужність передавача за заданих географічних втрат зв'язку, імовірності втрати зв'язку в межах стільника, на межі стільників, з урахуванням запасу по S/N , необхідної ймовірності BER, граничного значення S/N параметрів лінії радіозв'язку (рис. 6.5) визначається за формулою:

$$P = \frac{\Gamma_m k T B N_F L_P}{G_{BTS} G_{MS}}, \quad (6.5)$$

де Γ_m – територіальне середнє значення сигналу та S/N ;

$kTBN_F$ – потужність шуму приймача;

L_p – втрати потужності на відстані від BTS до MS;

G_{BTS} та G_{MS} – коефіцієнти підсилення антен BTS і MS, що включають втрати у фідерах передавача й приймача відповідно.

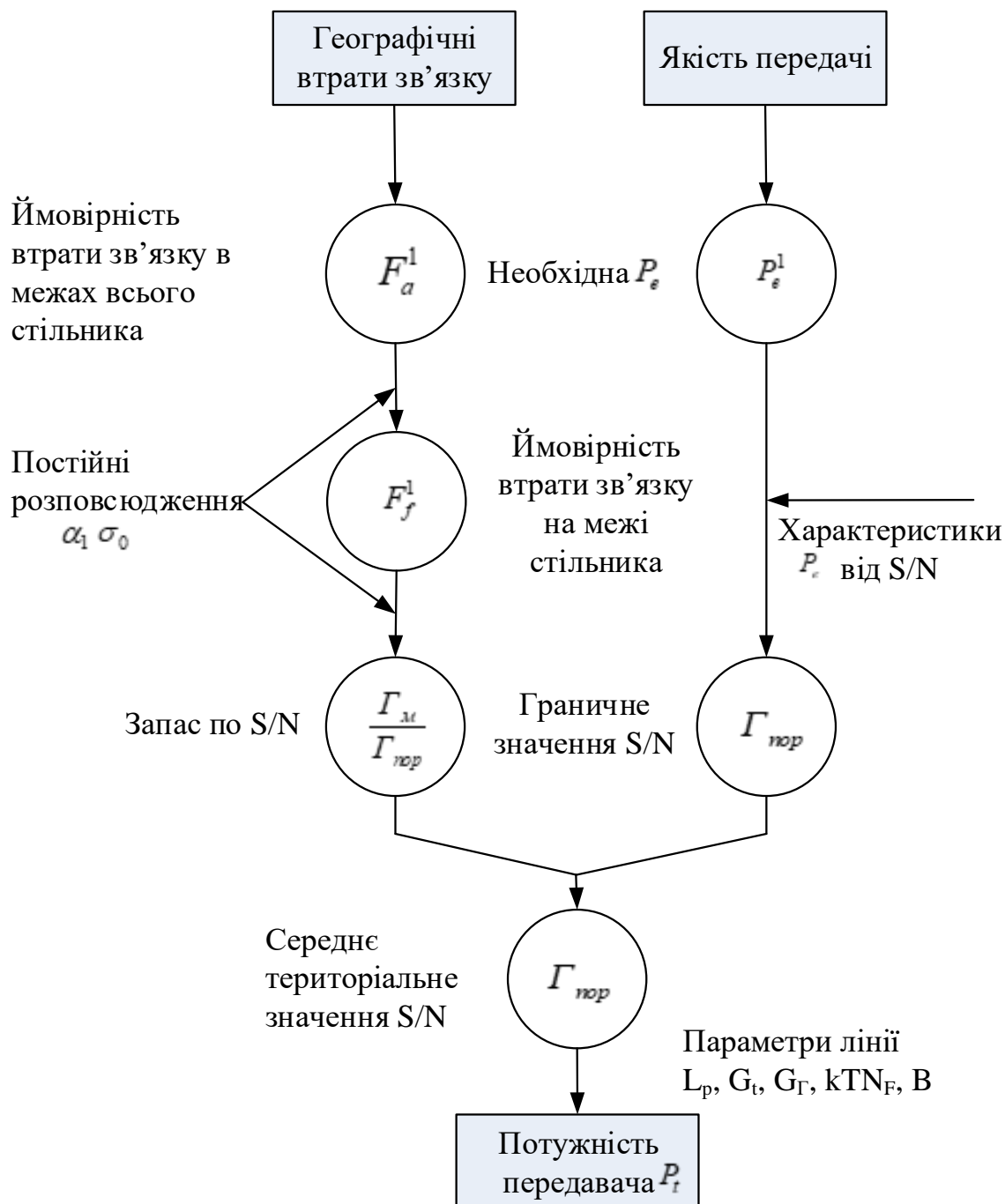


Рисунок 6.5 – Алгоритм визначення необхідної потужності передавача мобільної станції

Середнє територіальне значення сигнал/перешкода S/I в найгіршій точці на межі стільника радіусом $r = R$ подається у вигляді:

$$\Lambda_m = \left(\frac{D - R}{R} \right)^k = \Lambda(R), \quad (6.6)$$

тобто величина інтервалу повторного використання частот визначається як:

$$q = D/R = 1 + [\Lambda_m(R)]^{1/k}. \quad (6.7)$$

Отже, величина $q = D/R$ – це нормований до радіуса стільника R мінімальний інтервал повторного використання каналів.

6.5 Використання програмних комплексів під час планування ССМЗ

Реальне планування ССМЗ неможливе без використання комп'ютерної техніки та спеціальних програмних продуктів. Доцільність використання комп'ютера обумовлена необхідністю подання та обробки великих обсягів просторово-координованої інформації в процесі планування. З метою забезпечення якісних послуг стільникового зв'язку провідні оператори застосовують методи математичного та комп'ютерного моделювання. При цьому основною перешкодою є складність формалізації вихідних даних для формування універсальної просторово-часової моделі умов функціонування мережі.

Найбільш ефективним інструментом автоматизації процесу планування ССМЗ є геоінформаційні технології (ГІС-технології), що пройшли в своєму розвитку шлях від вузькоспеціалізованих способів і методів обробки цифрової картографічної інформації до високорозвинених програмних засобів, званих гео-інформаційними системами. ГІС-технології являють собою сукупність засобів і методів обробки даних, що мають просторовий аспект і забезпечують отримання інформації в потрібному вигляді.

Спеціальні ГІС складаються з програмного та інформаційного компонентів. Програмний компонент містить сервісні та розрахункові програми для введення просторових і описових даних, їх обробки і виведення результатів; інформаційний компонент – електронну (цифрову) карту місцевості і об'єктно-орієнтовану базу даних, що містить відомості з усіх суттєвих аспектів проєктованої мережі стільникового зв'язку.

ГІС-технології дозволяють формувати моделі з урахуванням реальних просторово-розподілених параметрів середовища функціонування, зовнішніх і внутрішніх впливів. Дані моделі є адекватними навколишньому середовищу і забезпечують отримання більш достовірної оцінки, ніж усереднено-статистичні.

Прикладом реалізації ГІС-технологій для вирішення прикладних завдань в області телекомунікацій є програмні комплекси (ПК) планування СММЗ.

Вони використовують цифрову карту місцевості як основу для проведення необхідних розрахунків, яка поповнювала б базу даних з характеристиками антен, передавачів і приймачів, відображають на екрані схему розміщення радіомережі з можливістю редагування її елементів, дозволяють проводити необхідні розрахунки (рівень сигналу, профіль радіотраси і т.д.) з можливістю збереження і друку результатів.

Вихідними даними для планування ССММЗ є загальні дані: стандарт; число і частоти дозволених радіоканалів; необхідна ємність; план мережі з зазначенням можливих пунктів розміщення BTS. Використовуються також географічна карта в цифровому вигляді, карта типів місцевості і забудови, карта річок і водойм, карта автомагістралей, карта рельєфу місцевості та ін. Ці програмні комплекси дозволяють:

- розміщувати базові станції в заданому місці даної території;
- редагувати карту шляхом додавання користувачем окремих перешкод з наявного списку;
- аналізувати системи, що працюють в будь-якому з відомих стандартів, обираючи із запропонованого списку;
- визначати для радіостанцій складу обладнання з бази даних, яка може поповнюватися і редагуватися користувачем;
- задавати і редагувати розподіл щільності трафіку в даному регіоні (для систем радіодоступу, стільникових і транкінгових систем), що дозволяє аналізувати характеристики системи в умовах різного її завантаження;
- розраховувати, відображати на екрані і видавати на друк основні характеристики аналізованої мережі;
- оптимізувати параметри планованої системи шляхом зміни місця розташування радіостанцій, а також варіюючи склад і технічні характеристики розміщеного на них обладнання;
- аналізувати показники електромагнітної сумісності планованої системи; для вирішення цього завдання програма розраховує перешкоди від усіх розташованих у даному регіоні передавачів, а в разі, якщо декілька передавачів знаходиться в одному місці, видає попередження про можливі інтермодуляційні перешкоди третього або п'ятого порядку;
- відображати результати вимірювань рівня сигналу і порівнювати їх з результатами розрахунку;
- готувати підсумкову документацію про проєкт у текстовій і графічній формах.

Розроблюваний при цьому проєкт радіомережі може бути як абсолютно новим, так і бути розвитком, який вже діє в даному регіоні мережі радіозв'язку. Порівняльний аналіз програмних комплексів призводить до висновку про приблизно однакові можливості цих програм за функціональними можливостями і щодо досяжної точності обчислень.

Слід зазначити, що вказані процедури планування виконуються, як правило, для вже заданого попередньо проєкту мережі радіозв'язку, який виходить на етапі номінального планування. Необхідно також відзначити, що опис усіх комп'ютерних засобів планування СММЗ, які є на Інтернет-сайтах розробників, обмежується лише перерахуванням їх можливостей без детального викладення методики планування. Аналіз особливостей застосування деяких програмних комплексів у ході планування ССМЗ більш детально розглянуто у додатку Б.

Контрольні запитання та завдання

1. Перелічіть та дайте характеристику етапів планування системи сотового мобільного зв'язку.
2. Які характеристики є вихідними даними для планування систем мобільного зв'язку?
3. Що є результатом планування системи мобільного зв'язку?
4. Охарактеризуйте зміст номінального та детального планування системи мобільного зв'язку.
5. Що являє собою частотно-територіальне планування системи мобільного зв'язку?
6. Дайте визначення зони обслуговування, ємності та якості обслуговування системи мобільного зв'язку.
7. Наведіть особливості розрахунку бюджету радіолінії в системах стільникового мобільного зв'язку.
8. Як визначаються кількість та місця розташування базових станцій у системах стільникового мобільного зв'язку?
9. В чому полягають особливості розподілу каналів у системі сотового мобільного зв'язку?
10. Охарактеризуйте зміст етапу оптимізації під час планування системи мобільного зв'язку.
11. Вкажіть відомі комплекси планування та оптимізації систем сотового мобільного зв'язку.
12. Які обчислення виконують програмні комплекси планування та оптимізації систем мобільного зв'язку?

7 ВИБІР ОПТИМАЛЬНИХ ПРОЄКТНИХ ВАРІАНТІВ СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ МЕТОДАМИ БАГАТОКРИТЕРІАЛЬНОЇ ОПТИМІЗАЦІЇ

У даному розділі розглядаються особливості застосування методів багатокритеріальної оптимізації для вибору оптимальних проєктних рішень під час планування радіомережі та транспортної мережі системи мобільного зв'язку (СМЗ) з урахуванням сукупності показників якості.

Розглянуто особливості вибору оптимальних проєктних варіантів під час планування СМЗ з урахуванням сукупності показників якості. Наводяться також практичні особливості застосування методів багатокритеріальної оптимізації в процесі вирішення задач вибору оптимальних проєктних варіантів на етапі номінального планування, зокрема, радіомереж і транспортних мереж СМЗ 2-го та 3-го покоління. Сформовано множини допустимих проєктних варіантів, серед яких обрані підмножини Парето-оптимальних варіантів. З використанням введених умовних критеріїв переваги обрані переважні проєктні варіанти СМЗ.

Матеріали даного розділу базуються на основі системного узагальнення відомих методів багатокритеріальної оптимізації, викладеного у додатку А, а також прикладів їх застосування на етапі номінального планування систем мобільного зв'язку 2-го та 3-го покоління, що відображені у публікаціях авторів [59, 76].

7.1 Постановка задачі проєктування оптимальної системи мобільного зв'язку з урахуванням сукупності показників якості

Система мобільного зв'язку є складною організаційно-технічною системою, проєктування якої немислиме без використання системного підходу і методів багатокритеріальної оптимізації.

При цьому методи багатокритеріальної оптимізації використовуються як у процесі створення нових і модернізації вже існуючих систем, так і в процесі їх експлуатації під час управління роботою елементів системи, а також надання телекомунікаційних послуг.

Задача прийняття оптимальних проєктних рішень полягає у виборі серед множини допустимих рішень таких варіантів, які є кращими в заздалегідь зазначеному сенсі. Зручно вважати, що вибір проєктних варіантів робить особа, що приймає рішення (ОПР), яка переслідує цілком певну мету. Залежно

від конкретної ситуації проектування в ролі ОПР може виступати як окрема людина (інженер, науковий співробітник, замовник), так і цілий колектив (група експертів або спеціалістів, залучених до проектування мережі). Кожне проєктне рішення характеризується певним ступенем досягнення мети. Відповідно до цього ОПР має своє уявлення про переваги й недоліки проєктних рішень, на підставі якого надається перевага одного рішення над іншим. Оптимальне рішення – це рішення, яке з точки зору ОПР є найкращим за інші альтернативні рішення. Ця перевага на практиці може виражатися в різній формі і математична формалізація переваги може скласти непросте завдання. Складність полягає в тому, що на початкових етапах ОПР, як правило, не може сформулювати свої переваги (оптимальність рішень) з точки зору математичної формалізації.

У загальному випадку проєктовану СМЗ можна розглядати як впорядковану множину її елементів, відносин і їх властивостей. Однозначне їх задання визначає систему, тобто її мету роботи, структуру та ефективність. Завданням проектування є конкретизація і формальне визначення всіх зазначених категорій. Це завдання включає визначення початкової множини проєктних рішень, формування підмножини допустимих варіантів системи, задання критерію оптимальності системи, а також вибір варіантів структури системи, оптимальних за заданим критерієм. Фактично задача проектування оптимальної системи являє собою окремий випадок загальної теорії прийняття рішень і зводиться до реалізації під час проектування деякої функції вибору найкращої (оптимальної) системи $\Phi^{(o)}$ як оператора відображення множини допустимих варіантів Φ_{δ} на множину оптимальних варіантів $\Phi^{(o)} = C(\Phi_{\delta})$.

В процесі постановки задачі проектування вважається, що кожен варіант СМЗ $\varphi = (s, \vec{\beta}) \in \Phi_{\delta}$ визначається структурою s (сукупністю елементів і зв'язків) і вектором параметрів $\vec{\beta}$. Зокрема, задаються обмеження на умови роботи, структуру $s \in S$ та параметри $\beta \in B_{\delta}$ і значення показників якості, а також визначається підмножина допустимих проєктних варіантів $\Phi_{\delta} = S_{\delta} \times B_{\delta}$. Тут існують суперечливі вимоги. З одного боку, бажано з максимальною повнотою уявити всі можливі варіанти системи, щоб не пропустити потенційно кращих варіантів. З іншого боку, існують обмеження, які визначаються допустимими витратами (часу і коштів) на проектування системи.

Таким чином, задача планування оптимальної СМЗ формулюється так: необхідно обрати такий проєктний варіант СМЗ, який задовольняє сукупності

вихідних даних і при цьому має найкраще за обраним критерієм переваги значення вектора показників якості \vec{K} . Вихідними даними для планування СМЗ є такі: прогнозовані значення числа абонентів у мережі і обсягу трафіку, смуга частот, вимоги щодо якості послуг, що надаються, інформація про існуючу інфраструктуру планованої території, топографічні карти тощо.

7.2 Вибір показників якості системи мобільного зв'язку

Система мобільного зв'язку характеризується сукупністю показників якості k_1, k_2, \dots, k_m . Показником якості системи мобільного зв'язку є така числова характеристика (параметр) системи, яка пов'язана з її якістю строго монотонною залежністю – чим більше (чим менше) величина показника, тим краще система за інших рівних умов. Якщо зі зміною параметра якості системи не змінюється або змінюється немонотонно (тобто спочатку погіршується, а потім поліпшується або навпаки), або з будь-яких причин не вдається встановити характер залежності якості системи від значень параметра, то цей параметр не стосується класу показників якості та використовувати його в ході багатокритеріальної оптимізації системи не можна.

Вибір сукупності показників якості є одним з найбільш складних і відповідальних завдань проектування системи. Це пояснюється тим, що ступінь задоволення системою навіть якоїсь однієї вимоги неможливо повно й досить точно охарактеризувати якимось одним показником якості. Для порівняно повної і точної оцінки якості системи потрібно характеризувати сукупністю показників якості. Обрати оптимальний варіант побудови системи за значної кількості показників якості складно, тому на практиці на початкових етапах проектування враховують найбільш важливі показники, а на наступних етапах проектування число врахованих показників якості збільшують.

Оскільки якість системи характеризується не одним показником якості, а деякою сукупністю показників, то практично завжди виникає суперечність, коли деякі з показників можуть бути краще у одного варіанта системи, а інші показники кращі в іншого варіанта системи. У таких випадках вибір кращого (оптимального) варіанта системи є далеко не тривіальним завданням, оскільки більшість показників якості системи є пов'язаними між собою і суперечливими (антагоністичними), тобто поліпшення одних показників якості призводить до погіршення інших показників якості. Зокрема, суперечливими показниками якості є ймовірність блокування P_{bl} і кількість абонентів N_a , що обслуговуються, кількість базових станцій у мережі N_{BTS} і ширина смуги частот ΔF ,

ефективність використання радіоспектра γ і кількість абонентів, що обслуговуються однією базовою станцією N_{aBTS} .

На різних етапах планування для оцінки СМЗ використовуються різні показники якості. Зокрема, на номінальному етапі планування мережі можна обрати такі показники якості, що характеризують СМЗ:

N_a/S_0 – відношення числа абонентів, які обслуговуються, на площу обслуговуваної території (щільність абонентів, що обслуговуються);

$P_{ош}$ – ймовірність помилки;

N_k – загальна кількість частотних каналів у мережі;

A – допустиме телефонне навантаження;

N_{aBTS} – число абонентів, що обслуговуються однією BTS;

N_{BTS} – необхідна кількість базових станцій;

R – радіус соти;

γ – ефективність використання радіочастотного спектра;

N_a – число абонентів, що обслуговуються;

S_0 – площа території, що обслуговується;

β – активність одного абонента в годину найбільшого навантаження;

$P_{бл}$ – допустима ймовірність блокування виклику;

p_t – відсоток часу, протягом якого допускається, щоб відношення сигнал/перешкода на вході приймача MS було менше деякого захисного відношення;

ΔF_C – смуга частот базових станцій на передачу.

Під час оптимізації СМЗ з урахуванням сукупності показників якості можна використовувати не всі зазначені параметри мережі, а лише деякі з них, найбільш доцільні в кожному конкретному випадку.

На етапі післяпускової оптимізації СМЗ параметрами, що характеризують якість мережі, є такі:

– покриття мережі (територія, яка обслуговується з необхідним відношенням сигнал/шум);

– ємність мережі;

– ймовірність блокування;

– відносна кількість успішних викликів (CSR);

– відносне число зривів з'єднань (DCR);

– відносне число вдалих хендверів (HSR);

– якість виклику;

- час встановлення виклику;
- якість передачі мови;
- якість передачі пакетів даних.

Як видно, більшість з цих параметрів можуть бути виміряні лише для вже працюючої мережі. Саме тому на етапі планування мережі враховуються інші показники якості.

У ряді випадків під час оптимізації використовуються показники якості в стандартній формі – нормовані, безрозмірні і ті, що задовольняють таким трьом умовам:

- $-k_i > 0$;
- чим менше значення k_i , тим краще система за інших рівних умов;
- у ідеальній (за цим показником) системи $k_i \rightarrow 0$.

Щоб привести показники якості до стандартного вигляду, значення показників якості k_i необхідно нормувати до їх максимальних значень $k_{i\max}$:

$$k_{in} = \frac{k_i}{k_{\max}}. \quad (7.1)$$

Після нормування показники якості стануть безрозмірними та їх значення знаходитимуться в інтервалі від 0 до 1.

Крім того, всі показники якості необхідно привести до порівнюваної форми. Для показників якості, які необхідно максимізувати для поліпшення якості системи, виконується перетворення

$$k_{iC} = 1 - k_i. \quad (7.2)$$

Після вказаних перетворень обрані параметри системи стають стандартними показниками якості, які можна використовувати для порівняння та визначення оптимального варіанта системи за заданим критерієм переваги (критерієм оптимальності системи).

7.3 Вибір критерію оптимальності проєктних варіантів

Вибір критерію оптимальності системи пов'язаний з формалізацією уявлення ОПР про її оптимальність. Існують два підходи до опису переваги ОПР одного варіанта системи відносно іншого: ординалістичний і кардиналістичний.

Ординалістичний підхід апелює до порядку (краще–гірше) і заснований на введенні поняття деяких бінарних відношень, що дозволяє формалізувати операції попарного порівняння альтернатив і вибору оптимальних проєктних рішень.

Бінарним відношенням називають множину впорядкованих пар альтернатив, які знаходяться в деякому відношенні R , що записується у вигляді $(x', x'') \in R$ або $x'Rx''$. Поняття бінарного відношення дозволяє формалізувати операції попарного порівняння альтернатив і вибору кращих рішень на множині допустимих варіантів X .

Варіант $x' \in X$ називається найкращим у моделі вибору (X, R) , якщо він не менш привабливий, ніж будь-який інший варіант x'' , тобто коли бінарне відношення $x'Rx''$ справедливе для будь-якого $x'' \in X$.

Існують різні класи бінарних відношень: порядку, квазіпорядку, еквівалентності, нерозрізнюваності. Розглянемо більш докладно відношення строгої переваги, яке часто використовується на практиці під час вибору оптимальних рішень. Якщо з двох рішень x' і x'' ОПР обирає рішення x' , то говорять, що рішення x' більш переважне, ніж рішення x'' . Такі пари (x', x'') утворюють множину, яка називається відношенням строгої переваги і позначається як $x' \succ x''$.

У разі порівняння рішень можливий і такий випадок, коли не буде віддано перевагу жодному з рішень. У цьому випадку вводиться відношення нерозрізнюваності (відношення байдужості), що позначається символом \sim , який позначає, що будь яке рішення, $x' \succ x''$ або $x'' \succ x'$ не виконується. Іншими словами, рішення x' і x'' нерозрізнювані, якщо вони незрівнянні за заданим бінарним відношенням \succ . Це відношення може мати місце і тоді, коли для ОПР в сенсі переваги немає різниці між рішеннями x' і x'' . Крім того, відношення нерозрізнюваності може мати місце і в разі, коли ці рішення ОПР взагалі ніяк не можна порівняти одне з одним.

Отже, для довільно обраної пари рішень $x', x'' \in X$ може виконуватися одне із заданих бінарних відношень: $x' \succ x''$, $x'' \succ x'$, $x' \sim x''$. Часто зручно розглядати ще одне відношення «не менше переважне ніж», що є об'єднанням відношень \succ і \sim . Це бінарне відношення називається відношенням нестрогої переваги.

Розглянемо особливості вибору множини оптимальних рішень для випадку, коли під час вибору «кращих» (оптимальних рішень) із множини можливих рішень ОПР керується відношенням строгої переваги \succ . При цьому з використанням відношення \succ виділяються оптимальні (кращі) рішення. Безумовно гірші рішення, для яких є більш переважні альтернативи, видаляються з множини X , оскільки їх свідомо не можна вважати

оптимальними. В результаті виключення із множини X безумовно гірших рішень залишаються рішення, які є оптимальними за бінарним відношенням \succ . Серед цих рішень виконується відношення нерозрізненості.

Таким чином, множина оптимальних проектних рішень за відношенням строгої переваги \succ включає такі рішення $x^{(o)} \in X$, для яких не існує інших рішень $x \in X$, для яких було б справедливим відношення $x \succ x^{(o)}$. Ця множина оптимальних рішень позначається як $opt \succ X$. Залежно від структури множини X і властивостей бінарного відношення \succ множина оптимальних рішень $opt \succ X$ може містити єдиний елемент, кінцеве або нескінченне число елементів.

Якщо множина X не порожня і містить кінцеве число елементів, а бінарне відношення \succ асиметричне і транзитивне, то множина $opt \succ X \neq \emptyset$ непорожня.

Кардиналістичний підхід до визначення поняття оптимальності проектних рішень заснований на введенні деякої цільової функції $U(\bullet)$, значення якої інтерпретується як корисність (цінність) рішення x і визначає перевагу ОПР. Обрана цільова функція задає відповідне відношення порядку R на множині X . Значення цільової функції $U(\bullet)$ є індикатором переваги R .

Зокрема, під час задання скалярної цільової функції вважається, що рішення x' краще альтернативного рішення x'' тоді і тільки тоді, коли виконується умова $U(x') \geq U(x'')$. За такого підходу може бути задана формалізована процедура вибору оптимальних рішень (критерій оптимальності) за умови екстремуму (мінімуму або максимуму) цільової функції на множині допустимих рішень X

$$X^{(o)} = \arg \underset{x \in X}{\text{extrem}} [U(x)]. \quad (7.3)$$

У цьому випадку для вибору оптимальних рішень використовуються методи скалярної оптимізації, які, як правило, призводять до вибору єдиного рішення.

Однак через недостатню визначеність уявлення ОПР про оптимальність з урахуванням сукупності суперечливих вимог до проектних рішень часто не вдається у формалізованому вигляді задати скалярну цільову функцію і відповідний скалярний критерій оптимальності. Тому на початкових етапах проектування рішення характеризують векторною цільовою функцією, що включає сукупність окремих цільових функцій

$$\vec{f}(x) = (f_1(x), f_2(x), \dots, f_m(x)), \quad (7.4)$$

які визначають корисність (цінність) рішення з точки зору різних вимог. При цьому виникають більш складні задачі оптимізації рішень за сукупністю показників якості, які також називаються задачами багатокритеріальної або векторної оптимізації

$$X^{(o)} = \arg \underset{x \in X}{\text{extrem}} \left[\vec{f}(x) = (f_1(x), f_2(x), \dots, f_m(x)) \right]. \quad (7.5)$$

У багатокритеріальній оптимізаційній задачі (7.5) можливі такі варіанти: окремі цільові функції незалежні між собою; цільові функції зв'язані між собою і є узгодженими; цільові функції зв'язані між собою і є суперечними (антагоністичними). У перших двох випадках оптимізаційна задача (7.5) зводиться до сукупності незалежних оптимізаційних задач для окремих цільових функцій.

В останньому випадку, який зустрічається часто на практиці, оптимізаційна задача (7.5) зводиться до знаходження узгодженого екстремуму окремих цільових функцій. Цей екстремум означає, що подальше поліпшення значення кожної цільової функції може бути досягнуто лише за рахунок погіршення значень інших цільових функцій. В результаті цього знаходиться підмножина рішень, оптимальних за сукупністю показників якості.

Із введенням векторної цільової функції поряд з множиною допустимих альтернативних рішень можна розглянути множину відповідних їм значень цієї функції

$$Y = \vec{f}(X) = \{ \vec{y} \in Y \mid \vec{y} = \vec{f}(x), x \in X \}, \quad Y \subset R^m, \quad (7.6)$$

яку називають множиною векторних оцінок або критеріальним простором.

Кожному рішенню $x \in X$ відповідає одна оцінка $\vec{y} = \vec{f}(x) \in Y$. З іншого боку, кожній оцінці відповідають альтернативні рішення $x \in X$ (їх може бути і більше одного), для яких $\vec{f}(x) = \vec{y}$. Таким чином, між множинами X і Y є тісний зв'язок, і тому вибір рішення на множині X у зазначеному сенсі рівносильний вибору відповідної оцінки в критеріальному просторі Y .

Для векторних оцінок \vec{y}' і \vec{y}'' у просторі Y можна розглядати різні типи бінарних відношень між оцінками, зокрема, широко використовується:

- відношення нестрогої переваги (зване також відношенням Парето)

$$\vec{y}' \Phi_1 \vec{y}'' \leftrightarrow \vec{f}(x') \geq \vec{f}(x''), f_i(x') \geq f_i(x''), i = \overline{1, m}, f_i(x') \neq f_i(x''); \quad (7.7, a)$$

- відношення строгої переваги (зване також відношенням Слейтера)

$$\vec{y}' \Phi_1 \vec{y}'' \leftrightarrow \vec{f}(x') > \vec{f}(x''), f_i(x') \geq f_i(x''), i = \overline{1, m}. \quad (7.7, б)$$

У багатокритеріальних задачах оптимізації бінарне відношення \geq відіграє важливу роль. Множина оптимальних оцінок за відношенням \geq на множині Y має спеціальну назву: множина Парето-оптимальних (оптимальних за Парето) оцінок. Цю множину позначають через $P(Y) = \text{opt} \geq Y$. Включення $\vec{y}^{(o)} = P(Y)$ має місце тоді і тільки тоді, коли не існує іншої оцінки $\vec{y} \in Y$, для якої була б виконана векторна нерівність $\vec{y} \geq \vec{y}^{(o)}$.

Відповідне рішення $x^{(o)} \in X$, для якого справедливе включення $\vec{y}^{(o)} = \vec{f}(x^{(o)}) \in P(Y)$, називають Парето-оптимальним (оптимальним за Парето) рішенням щодо векторної функції $\vec{f}(\bullet)$ на множині X . Множину всіх таких рішень позначають через $P_f(X)$. Таким чином, включення $x^{(o)} \in P_f(X)$ має місце тоді і тільки тоді, коли не існує інших $x \in X$ таких, що виконується векторна нерівність $\vec{f}(x) \geq \vec{f}(x^{(o)})$.

Для особи, яка приймає рішення, бажано за кожною з окремих цільових функцій $f_1(x), f_2(x), \dots, f_m(x)$ отримати за можливості більшого значення, тобто максимізувати кожен з функцій. Точка максимуму на множині X водночас для всіх цільових функцій свідомо є оптимальним рішенням багатокритеріальної задачі максимізації. Однак на практиці цей випадок має місце вкрай рідко, оскільки такої точки максимуму, як правило, не існує.

Тому за відсутності додаткової інформації про переваги \succ X і \succ Y у багатокритеріальній задачі оптимізації вдається знайти лише узгоджений екстремум окремих цільових функцій, якому відповідає деяка множина оптимальних рішень. Узгоджений екстремум сукупності цільових функцій означає, що подальше поліпшення значень кожної з них може бути досягнуто лише за рахунок погіршення інших цільових функцій.

7.4 Особливості застосування методів багатокритеріальної оптимізації під час плануванняСМЗ

Стосовно вибору оптимальних проектних варіантів СМЗ покладається, що прийняте проектне рішення x – це варіант системи $\phi = (s, \vec{\beta})$, який визначається своєю структурою s (сукупністю елементів і зв'язків) і вектором

параметрів $\vec{\beta}$. Ефективність системи оцінюється сукупністю показників якості та відповідної векторної цільової функції

$$\vec{k}(\phi) = (k_1(\phi), \dots, k_i(\phi), \dots, k_m(\phi)). \quad (7.8)$$

Оптимальні проектні рішення можуть бути знайдені як безпосередньо на множині допустимих варіантів побудови СМЗ із застосуванням введених бінарних відношень переваги, так і в просторі введених показників якості – критеріальному просторі оцінок. При цьому кожен варіант системи відображається з множини допустимих варіантів у критеріальний простір (рис. 7.1).

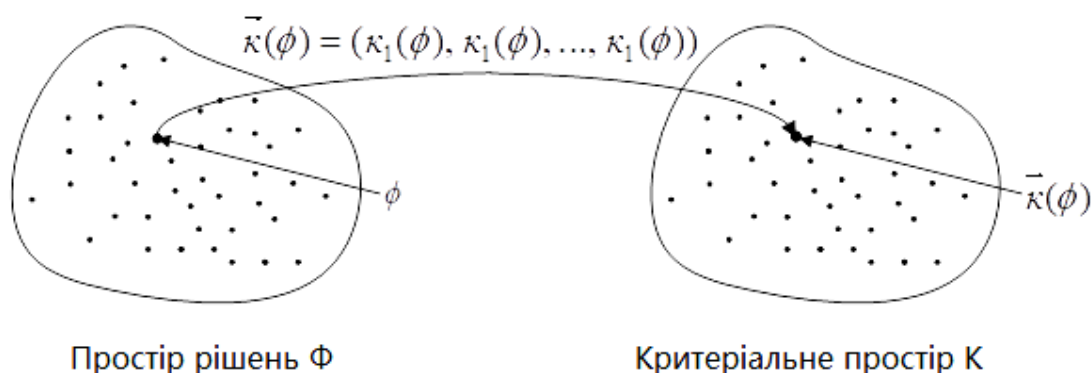


Рисунок 7.1 – Подання множини допустимих варіантів системи в критеріальному просторі векторних оцінок показників якості

Відношенню переваги \succ на множині Φ_∂ відповідає відношення \geq у критеріальному просторі оцінок Y . Для будь-яких двох проектних рішень $\phi', \phi'' \in \Phi_\partial$, для яких справедлива векторна нерівність $\vec{k}(\phi') \geq \vec{k}(\phi'')$, завжди має місце відношення $\phi' \succ \phi''$.

Можливе використання різних методів знаходження Парето-оптимальних оцінок і відповідних їм Парето-оптимальних варіантів мережі.

Метод дискретного вибору

Знаходження Парето-оптимальних оцінок і відповідних їм рішень може здійснюватися відповідно до (7.7, а) методом дискретного вибору закінцевої потужності множини допустимих варіантів мережі Φ_{ii} .

Оптимуму за критерієм Парето в критеріальному просторі відповідає підмножина Парето-оптимальних оцінок, які відповідають недомінованим проектним варіантам

$$P(Y) = opt_{\geq} Y = \left\{ \vec{k}(\phi^o) \in Y : \exists \vec{k}(\phi) \in Y : \vec{k}(\phi) \geq \vec{k}(\phi^o) \right\}. \quad (7.9)$$

Під час знаходження підмножини Парето-оптимальних оцінок, згідно з (7.9), виключаються безумовно гірші оцінки, а отже, і відповідні їм безумовно гірші варіанти мережі.

Крім цього, для знаходження Парето-оптимальних рішень можуть бути використані спеціальні методи, наприклад, ваговий метод, метод робочих характеристик, метод послідовних поступок та інші.

Ваговий метод

У разі застосування цього методу Парето-оптимальні проектні рішення знаходяться шляхом оптимізації зваженої суми окремих цільових функцій

$$P_k(\Phi_\partial) = \left\{ \phi^{(o)} \in \Phi_\partial : \arg \underset{\phi \in \Phi_\partial}{extr} [k_p(\phi) = \lambda_1 k_1(\phi) + \lambda_2 k_2(\phi) + \dots + \lambda_m k_m(\phi)] \right\}, \quad (7.10)$$

в якій вагові коефіцієнти $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$ обираються з умови $\lambda_i > 0, \sum_{i=1}^m \lambda_i = 1$.

Множина Парето-оптимальних рішень містить ті варіанти системи, які задовольняють умові (7.10) за різних допустимих комбінацій вагових коефіцієнтів $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$.

Метод робочих характеристик

Цей метод полягає в тому, що всі цільові функції, крім однієї, наприклад, першої, переводяться в розряд обмежень типу рівності, і шукається її екстремум на множині допустимих альтернатив

$$P_k(\Phi_\partial) = \phi^{(o)} \in \Phi_\partial : \arg \underset{\phi \in \Phi_\partial}{extr} [k_1(\phi)], k_2(\phi) = K_{2\phi}, k_3(\phi) = K_{3\phi}, \dots, k_m(\phi) = K_{m\phi}. \quad (7.11)$$

Тут $K_{2\phi}, K_{3\phi}, \dots, K_{m\phi}$ – деякі фіксовані, але довільні значення показників якості.

Оптимізаційна задача (7.11) вирішується послідовно для всіх допустимих комбінацій значень $K_{2\phi}, K_{3\phi}, \dots, K_{m\phi}$. При цьому визначається деяка підмножина Парето-оптимальних варіантів системи і відповідна їм багатовимірною робоча поверхня в критеріальному просторі, яка за певних умов збігається з Парето-оптимальною поверхнею. Слід зазначити, що кожна точка Парето-оптимальної поверхні має властивість m -кратного узгодженого за Парето оптимуму. Кожній точці цієї поверхні відповідає потенційно досяжне значення одного з показників k_{opt} за фіксованих (відповідних цій точці) значень інших $(m-1)$ показників якості. Парето-оптимальна поверхня може бути описана одним із наведених нижче співвідношень

$$k_{1opt} = f_{no}^1(k_2, k_3, \dots, k_m), \dots, k_{mopt} = f_{no}^m(k_1, k_2, \dots, k_{m-1}), \quad (7.12)$$

які являють собою багатовимірні діаграми обміну (МДО) між показниками якості. МДО показують, як потенційно досяжне значення відповідного показника залежить від потенційно досяжних значень інших показників якості.

Якщо знайдена підмножина Парето-оптимальних варіантів системи виявилася вузькою, то як оптимальний варіант можна використовувати будь-який з них. У такому випадку можна вважати, що відношення строгої переваги в просторі допустимих варіантів системи \succ збігається з відношенням переваги в критеріальному просторі оцінок \geq і тому $opt_{\succ} Y = P(Y)$. Однак часто на практиці підмножина Парето-оптимальних оцінок $P(Y)$ виявляється досить широкою. Це означає, що відношення переваги \succ і \geq хоча і пов'язані між собою, проте не збігаються. При цьому справедливі включення $opt_{\succ} Y \subset P(Y)$, а також $opt_{\succ} \Phi \subset P_k(\Phi_\delta)$.

Багатовимірні потенційні характеристики і багатовимірні діаграми обміну СМЗ

Як було вже зазначено, якість системи можна досить повно охарактеризувати лише сукупністю кількох показників якості $k_1, \dots, k_i, \dots, k_m$. Важливо знати потенційне значення $k_{i \min}$ кожного з цих показників. Із пов'язаними і суперечливими між собою показниками якості мережі ці потенційні значення неможливо отримати незалежно. Мінімальне значення $k_{i \min}$ даного показника якості залежить від значень інших $(m-1)$ показників якості. Ця залежність називається багатовимірною діаграмою обміну (БДО) показників якості, яка має бути строго монотонною (спадання за кожним показником k_2, \dots, k_m)

$$k_{1 \min} = f(k_2, \dots, k_m). \quad (7.13)$$

Отримана з використанням одного з методів Парето-оптимальна поверхня пов'язує потенційно досяжні значення показників і являє собою узгоджений оптимум за критерієм Парето значень у загальному випадку залежних і суперечливих між собою показників якості систем. Тому, визначаючи Парето-оптимальну поверхню в критеріальному просторі, тим самим знаходять багатовимірні потенційні характеристики (БПХ) системи і пов'язані з ними багатовимірні діаграми обміну показників якості мережі.

У порівнянні з широко використовуваними одновимірними потенційними характеристиками системи БПХ дають якісно нову інформацію для аналізу проектних рішень, оскільки дають уявлення про потенційно можливі значення сукупності показників і потенційні можливості мережі. Аналізуючи БДО,

можна з'ясувати, як необхідно змінити значення одних показників якості мережі задля покращення інших показників, а також як при цьому слід змінити структуру і параметри відповідних систем.

На практиці часто використовують двовимірні БДО, оскільки такі діаграми зручно подавати у двовимірному просторі. Але в більшості випадків під час знаходження двовимірної потенційної характеристики знаходиться по суті m -вимірною діаграма обміну між показниками якості, де всі інші показники якості, переведені в розряд обмежень типу рівностей.

Звуження множини Парето-оптимальних проєктних рішень до єдиного проєктного варіанта

Для подальших етапів проєктування, як правило, має бути обраний єдиний варіант системи, тому виникає необхідність звуження підмножини Парето-оптимальних рішень до єдиного варіанта системи з залученням додаткової інформації про відношення переваги ОПР. Така інформація з'являється внаслідок всебічного аналізу Парето-оптимальних варіантів мережі, зокрема, їх структури, параметрів, багатовимірних робочих характеристик, багатовимірних діаграм обміну, відносної важливості введених показників якості системи тощо. Отримана при цьому додаткова інформація про переваги використовуються для побудови умовного критерію переваги, заснованого, зокрема, на введенні деякої скалярної цільової функції, оптимізація якої призводить до вибору єдиного варіанта системи.

Для звуження множини Парето-оптимальних рішень можуть використовуватися різні підходи, зокрема, засновані на теорії корисності, теорії нечітких множин, лексикографічному порівнянні тощо.

Під час використання **теорії корисності** обирається скалярна цільова функція у вигляді адитивної, мультиплікативної, полілінійної функції корисності. На практиці часто використовується скалярна функція корисності у вигляді

$$F(k_1, k_2, \dots, k_m) = \sum_{j=1}^m c_j f_j(k_j), \quad (7.14)$$

де c_j – шкалюючі коефіцієнти, $f_j(k_j)$ – деякі одновимірні функції корисності, що є оцінками корисності варіанта системи ϕ за показником якості системи k_j .

Використання **теорії нечітких множин** ґрунтується на тому, що через апіорну невизначеність щодо переваги замовника поняття «найкращий варіант

системи» неможливо визначити точно. Можна вважати, що це поняття може бути описане поняттям нечіткої множини. При цьому для оцінювання ефективності системи можуть бути використані основні положення теорії нечітких множин. Найбільш загальна форма функції приналежності до цієї множини має вигляд

$$\xi_{\vec{k}}(k_1, k_2, \dots, k_m) = \frac{1}{m} \left\{ \sum_{j=1}^m [\xi_{k_j}(k_j)]^\beta \right\}^{1/\beta}. \quad (7.15)$$

Залежно від значення параметра β реалізується широкий клас функцій від лінійної адитивної форми при $\beta=1$ до суто нелінійних залежностей при $\beta \rightarrow \infty$.

Знаходження екстремального значення функції (7.15) дозволяє обрати відповідний єдиний варіант системи з підмножини Парето-оптимальних проектних рішень.

Лексикографічний підхід до вибору єдиного проектного рішення з підмножини Парето може бути використаний, коли бажано отримати якомога більше значення одного з показників якості, наприклад k_1 , навіть за рахунок «втрат» за іншими показниками. У такій ситуації весь набір показників якості k_1, k_2, \dots, k_m необхідно строго впорядкувати за важливістю і під час порівняння проектних рішень використовувати лексикографічне відношення $\vec{k}' \underset{\gamma}{lex} \vec{k}''$ для відповідних оцінок показників якості варіантів систем ϕ' і ϕ'' .

Це означає, що з пари оцінок показників якості (і відповідних їм проектних рішень) краща та оцінка, у якій перша компонента вектора \vec{k} , (оцінка показника якості k_1) більше, незалежно від співвідношень між іншими компонентами вектора оцінок. Коли перші компоненти двох оцінок однакові, то краща та оцінка (і відповідне проектне рішення), що має більше значення другої компоненти і т.д.:

$$\begin{aligned} \vec{v}' &< \vec{v}'' \\ v'_1 &< v''_1, \\ \vec{v}' &= \vec{v}'' \quad \vec{v}'_2 < \vec{v}''_2, \\ &\dots \\ \vec{v}'_j &< \vec{v}''_j, \quad j=1, 2, \dots, m-1; \quad \vec{v}'_m < \vec{v}''_m. \end{aligned} \quad (7.16)$$

У визначенні лексикографічних відношень важливу роль відіграє порядок перерахування показників якості.

7.5 Приклад оптимізації радіомережі СМЗ 2-го покоління з урахуванням сукупності показників якості

Розглянемо практичні особливості застосування методів багатокритеріальної оптимізації на етапі номінального планування ситем мобільного зв'язку 2-го покоління. Знаходження оптимальних варіантів радіомережі за номінального планування СМЗ із урахуванням сукупності показників якості включає такі стадії:

- задання вихідної множини варіантів мережі, які відрізняються даними з території, що обслуговується, виділеній смузі частот, кількості абонентів;
- виділення множини припустимих варіантів з урахуванням обмежень на структуру й параметри мережі, а також обмежень на значення показників якості;
- вибір підмножини Парето-оптимальних варіантів мережі з використанням безумовного критерію переваги;
- аналіз отриманих Парето-оптимальних варіантів мережі, оцінювання їх багатовимірних потенційних характеристик і багатовимірних діаграм обміну показників якості;
- вибір єдиного переважного варіанта мережі з підмножини Парето з використанням умовного критерію переваги.

В ході дослідження було сформовано множину допустимих варіантів радіомережі СМЗ 2-го покоління, що визначалися різними даними за кількістю абонентів у мережі, розміром території, що обслуговується, активністю абонентів, виділеною смугою частот, розміром кластерів, потужністю передавачів базових станцій (БС), припустимою ймовірністю блокування викликів, відсотком часу погіршення якості зв'язку.

При цьому розраховано такі основні технічні параметри СМЗ:

1. Загальне число частотних каналів, що виділяються для розгортання СМЗ

$$N_k = \text{int}(\Delta F / F_k), \quad (7.17)$$

де F_k – смуга частот, займана одним частотним каналом СММЗ.

2. Число радіочастот, необхідне для обслуговування абонентів в одному секторі кожного стільника

$$n_s = \text{int}(N_k / C \cdot M). \quad (7.18)$$

3. Величина припустимого телефонного навантаження в одному секторі одного стільника або в соті (для БС, що має антени із круговою діаграмою спрямованості), визначається співвідношеннями

$$A = n_0 \left[1 - \sqrt{1 - \left(P_{\text{бл}} \sqrt{\pi n_0 / 2} \right)^{\frac{1}{n_0}}} \right], \quad \text{якщо } P_{\text{бл}} \leq \sqrt{\frac{2}{\pi n_0}}, \quad (7.19)$$

$$A = n_0 + \sqrt{\frac{\pi}{2} + 2n_0 \ln(P_{\text{бл}} \sqrt{\pi n_0 / 2})} - \sqrt{\frac{\pi}{2}}, \text{ якщо } P_{\text{бл}} > \sqrt{\frac{2}{\pi n_0}}, \quad (7.20)$$

де $n_0 = n_s n_a$; n_a – кількість абонентів, які водночас можуть використовувати один частотний канал.

4. Кількість абонентів, що обслуговуються БС, та яка залежить від числа секторів, припустимого телефонного навантаження та активності абонентів

$$N_{aBTS} = M \text{ int}(A / \beta). \quad (7.21)$$

5. Необхідне число БС на заданій території обслуговування

$$N_{BTS} = \text{int}(N_a / N_{aBTS}). \quad (7.22)$$

6. Радіус стільника, за умови, що навантаження розподілене по всій зоні рівномірно

$$R = \sqrt{\frac{1,21 S_0}{\pi N_{BTS}}}. \quad (7.23)$$

7. Величина захисної відстані між BTS з однаковими частотними каналами

$$D = R \sqrt{3C}. \quad (7.24)$$

8. Ймовірність помилки в процесі сеансу зв'язку

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{(\sqrt{3C} - 1)^{2k}}. \quad (7.25)$$

9. Ефективність використання радіоспектра, обумовлена числом активних абонентів, що доводяться на одиницю смуги частот

$$\gamma = 1,21 \frac{S_0}{\pi R^2 F_k C}. \quad (7.26)$$

В результаті розрахунків розроблено початковий (номінальний) частотно-територіальний план. Розглянуто приклад номінального планування СМЗ, у якому були обрані такі показники якості:

- імовірність помилки;
- ємність мережі;
- кількість базових станцій у мережі;
- ефективність використання радіочастотного спектра;
- ймовірність блокування, площа покриття.

Для кожного варіанта СМЗ були знайдені оцінки значень показників якості, проведено їхнє нормування до максимальних значень і приведення до порівнянного виду. Знаходження підмножини Парето-оптимальних варіантів СМЗ виконано у просторі оцінок введених показників якості.

Для реалізації основних стадій вибору оптимальних варіантів СМЗ із застосуванням методології багатокритеріальної оптимізації був створений спеціальний програмний комплекс. Даний програмний комплекс виконує формування множини припустимих варіантів СМЗ, вибір підмножини варіантів систем, оптимальних за критерієм Парето, і звуження підмножини Парето до єдиного переважного варіанта із використанням умовного критерію переваги. За допомогою цього програмного комплексу сформована допустима множина із 100 варіантів СМЗ. Для кожного варіанта знайдені оцінки значень вказаних шести показників якості. У критеріальному просторі цих показників була виділена підмножина Парето-оптимальних варіантів, що включає 71 варіант СМЗ. При цьому відкинуто 29 безумовно гірших за критерієм Парето варіантів СМЗ. За умови умовного критерію переваги у вигляді мінімуму зваженої суми значень обраних показників якості з підмножини Парето обрано єдиний переважний варіант СМЗ. Цей варіант СМЗ характеризують такі дані: кількість абонентів у мережі – 30000; площа території, що обслуговується – 320 кв.км; активність абонентів – 0,025 Ерл; ширина смуги частот – 4 МГц; припустима ймовірність блокування виклику – 0,01; відсоток часу погіршення якості зв'язку – 0,07; щільність обслуговування – 94 акт. аб./км; розмір кластера – 7; кількість базових станцій у мережі – 133; кількість абонентів, що обслуговується однією БС – 226; ефективність використання радіочастотного спектра – $1,614 \times 10^{-4}$ акт. аб./Гц; телефонне навантаження – 3,326 Ерл; імовірність помилки – $5,277 \times 10^{-7}$.

У результаті виконаної Парето-оптимізації отримано також багатовимірні діаграми обміну (БДО) показників якості. Для ілюстрації деякі БДО наведені на рис. 7.2.

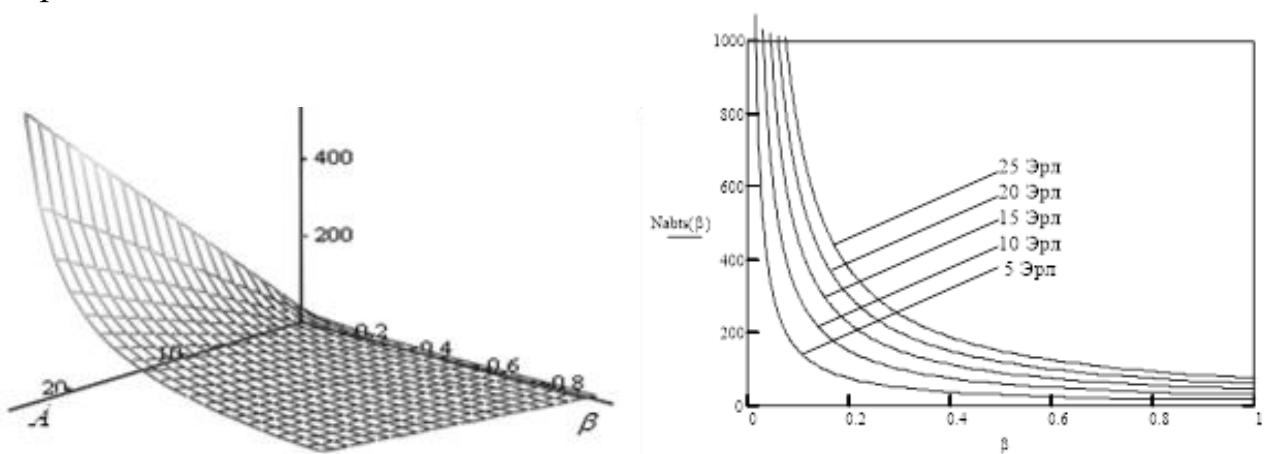


Рисунок 7.2 – Багатовимірні діаграми обміну показників якості (числа абонентів, що обслуговуються однією БС, навантаження, активності абонентів)

Кожна точка БДО визначає потенційно найкращі значення кожного з показників, які можуть бути досягнуті за фіксованих, але довільних значень інших показників якості.

7.6 Приклад багатокритеріального вибору оптимальних варіантів СМЗ 3-го покоління на етапі номінального планування

Розглянемо особливості вирішення оптимізаційної задачі на етапі номінального планування СМЗ 3-го покоління з урахуванням сукупності показників якості. При цьому були використані методи багатокритеріального вибору оптимальних проектних рішень, що наведені в п. 7.3.

Було сформовано множину з 10 варіантів побудови СМЗ стандарту UMTS, які визначалися такими вихідними даними: кількість абонентів у мережі, що планується, розміри обслуговуваної території, передбачувана активність абонентів, допустима ймовірність блокування виклику. Значення вихідних і розрахованих параметрів для допустимої множини варіантів мережі подано в табл. 7.1.

Таблиця 7.1 – Значення вихідних і розрахованих параметрів СМЗ 3-го покоління

№ ССМЗ	Вихідні параметри				Розраховані параметри					
	N_a	S_0	$P_{\text{бл}}$	β	N_a/S_0	A	N_{aBTS}	N_{BTS}	R	Γ
1	50000	300	0,1	0,03	166	49,7	4971	11	3,2	$2,2 \cdot 10^{-6}$
2	40000	300	0,05	0,05	133	45,6	2736	15	2,8	$3 \cdot 10^{-6}$
3	45000	280	0,05	0,07	160	45,6	1956	24	2,1	$4,8 \cdot 10^{-6}$
4	50000	290	0,09	0,05	172	48,7	2925	18	2,5	$3,6 \cdot 10^{-6}$
5	48000	250	0,07	0,06	192	47,1	2358	21	2,1	$4,2 \cdot 10^{-6}$
6	42000	290	0,03	0,06	144	43,8	2193	20	2,4	$4 \cdot 10^{-6}$
7	42000	300	0,04	0,06	140	44,8	2241	19	2,5	$3,8 \cdot 10^{-6}$
8	40000	280	0,04	0,05	142	44,8	2688	15	2,7	$3 \cdot 10^{-6}$
9	55000	300	0,02	0,04	183	42,6	3201	18	2,5	$3,6 \cdot 10^{-6}$
10	55000	290	0,02	0,05	189	42,6	2559	22	2,5	$4,4 \cdot 10^{-6}$

Під час проведення оптимізації СМЗ всі ці параметри тією чи іншою мірою можуть характеризувати якість мережі. Вказані параметри приведені до стандартної форми показників якості – параметри нормовані до максимального значення та приведені до порівнянного виду. Отримані значення показників якості мережі подані в табл. 7.2.

Таблиця 7.2 – Сукупність показників якості СМЗ, приведених до стандартної форми

№ СМЗ	k_1	k_2	k_3	k_4	k_5	k_6	k_7	k_8	k_9	k_{10}
	N_a	S_0	$P_{\text{бл}}$	β	N_a/S_0	A	$N_{\text{аВТS}}$	$N_{\text{ВТS}}$	R	Γ
1	0,091	0	1	0,571	0,135	0	0	0,458	0	0,542
2	0,273	0	0,5	0,286	0,307	0,082	0,45	0,625	0,125	0,375
3	0,182	0,066	0,5	0	0,166	0,082	0,606	1	0,344	0
4	0,091	0,033	0,9	0,286	0,104	0,02	0,412	0,75	0,219	0,25
5	0,873	0,166	0,7	0,143	0	0,052	0,526	0,875	0,344	0,125
6	0,236	0,033	0,3	0,143	0,25	0,118	0,559	0,833	0,25	0,166
7	0,236	0	0,4	0,143	0,271	0,098	0,549	0,791	0,219	0,208
8	0,273	0,066	0,4	0,286	0,26	0,098	0,459	0,625	0,156	0,375
9	0	0	0,2	0,429	0,047	0,143	0,356	0,75	0,219	0,25
10	0	0,033	0,2	0,286	0,015	0,143	0,485	0,916	0,219	0,083

Під час вирішення оптимізаційної задачі серед усіх показників якості були обрані 3 показники якості – k_3 , k_5 та k_8 , які характеризують ймовірність блокування ($P_{\text{бл}}$), щільність обслуговуваних абонентів (N_a/S_0) і необхідну кількість базових станцій у мережі (k_1) відповідно.

Вибір підмножини Парето-оптимальних проєктних варіантів і виключення безумовно гірших варіантів мереж були виконані відповідно до методології, наведеної у п. 7.3. Варіант СМЗ включався до множини Парето, якщо на множині допустимих варіантів були відсутні інші варіанти системи, які домінували його за критерієм Парето. Результати вибору варіантів мережі, оптимальних за критерієм Парето, подані в табл. 7.3.

Як видно з табл. 7.3, підмножина Парето-оптимальних варіантів включає 5 варіантів побудови СМЗ: № 1, № 5, № 8, № 9 та № 10. Решта 5 варіантів системи є безумовно гіршими і були виключені з подальшого розгляду.

Фактично перехід від однієї Парето-оптимальної точки до іншої являє собою діаграму обміну показників якості (в даному випадку двовимірну діаграму обміну). Кожна точка такої діаграми обміну визначає потенційно найкращі значення одного з показників, які можуть бути досягнуті за фіксованих значень інших показників якості.

Для вибору єдиного переважного проєктного варіанта з підмножини Парето-оптимальних був використаний метод, заснований на лексикографічному підході. Спочатку весь набір показників якості був впорядкований у порядку

важливості. Показник k_3 обраний більш важливим, ніж показники k_5 і k_8 , а показник k_8 обраний більш важливим, ніж показник k_5 . В ході порівняння Парето-оптимальних варіантів СМЗ було використано лексикографічне відношення. При цьому єдиним кращим варіантом виявився варіант СМЗ № 9. Цей варіант характеризується допустимою ймовірністю блокування ($P_{\text{бл}} = 0,02$), досить високою щільністю обслуговуваних абонентів ($N_a / S_0 = 183$ аб./км²) і відносно невеликою кількістю базових станцій ($N_{\text{BTS}} = 18$).

Таблиця 7.3 – Результати вибору Парето-оптимальних варіантів СМЗ 3-го покоління

№ СМЗ	k_3	k_5	k_8	Результати Парето-оптимізації
	$P_{\text{бл}}$	N_a / S_0	N_{BTS}	
1	1	0,135	0,458	Парето-оптимальний варіант
2	0,5	0,307	0,625	безумовно гірший варіант
3	0,5	0,166	1	безумовно гірший варіант
4	0,9	0,104	0,75	безумовно гірший варіант
5	0,7	0	0,875	Парето-оптимальний варіант
6	0,3	0,25	0,833	безумовно гірший варіант
7	0,4	0,271	0,791	безумовно гірший варіант
8	0,4	0,26	0,625	Парето-оптимальний варіант
9	0,2	0,047	0,75	Парето-оптимальний варіант
10	0,2	0,015	0,916	Парето-оптимальний варіант

7.7 Приклад вибору оптимальної топології транспортної мережі СМЗ з урахуванням сукупності показників якості

Розглянемо особливості показників якості топології транспортної мережі в рамках рекомендацій ITU–T G.821 і ITU–T G.826, які описують параметри готовності мережі. Зокрема, неготовність апаратури – це такий стан ділянки мережі, за якого протягом десятисекундних інтервалів, що йдуть підряд, має місце зникнення сигналу (втрата синхронізації) або коефіцієнт помилок перевищує норму. Причинами, що призводять до неготовності апаратури, можуть бути такі: ненадійність апаратури; помилки обслуговуючого персоналу; екрануючий вплив перешкоди під час субрефракції; вплив гідрометеорів; вплив промислових або атмосферних чинників.

Для транспортних з'єднань BTS з BSC використовують 2-й і 3-й клас якості гіпотетичної моделі тракту короткої ділянки. Для 2-го і 3-го класу якості коефіцієнт неготовності згідно з рекомендаціями ITU-T G.821 не має перевищувати 0,05% на рік. Цей показник має відношення до існуючого ланцюга, що включає 10 базових станцій мережі, підключених до контроллера. При цьому для кожної ланки значення коефіцієнта неготовності дорівнюватиме 0,005%. Якщо тракт складається з послідовно сполучених ділянок, то коефіцієнт неготовності дорівнює сумі коефіцієнтів неготовності окремих ділянок

$$N = \sum N_i, \quad (7.27)$$

а для паралельно сполучених ділянок коефіцієнт неготовності дорівнює добутку коефіцієнтів неготовності окремих ділянок:

$$N = \prod N_i. \quad (7.28)$$

Коефіцієнт готовності дорівнює $D = 1 - N$, оскільки загальний час роботи устаткування складається з періодів готовності й неготовності.

На рис. 7.3 наведені прості приклади з'єднань BTS, а також неготовність кожної BTS і сумарний відсоток у тракті залежно від типу з'єднань.

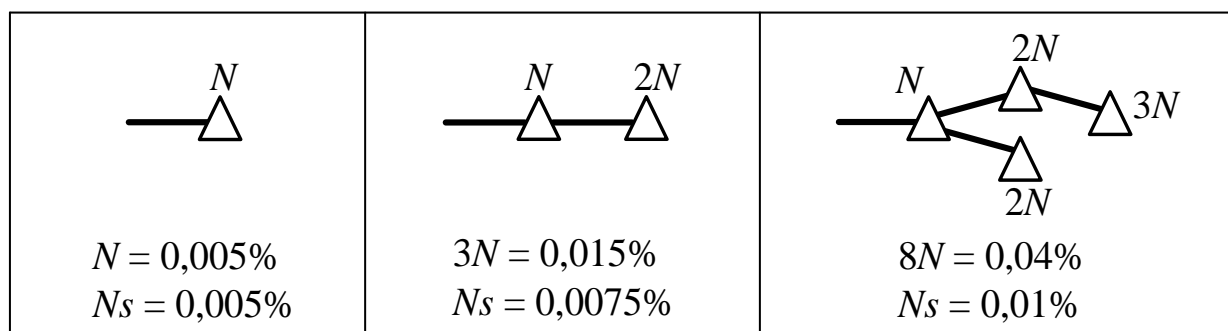


Рисунок 7.3 – Неготовність кожної BTS і сумарний відсоток у тракті залежно від типу з'єднань

Основним методом захисту від збільшення коефіцієнта неготовності є побудова кільцевої топології. На рис. 7.4 показано зменшення коефіцієнта неготовності BTS під час використання топологій мережі типу «кільце».

Видно, що використання кільцевої топології (б) зменшує коефіцієнт неготовності порівняно з (а) майже вдвічі. Проте слід зазначити, що кільцева топологія вимагає додаткового устаткування і сполучних ліній, що приводить до значного збільшення вартості мережі. Тому доцільно виконувати оптимізацію транспортної мережі з урахуванням двох показників якості: коефіцієнта неготовності (готовності) і вартості.

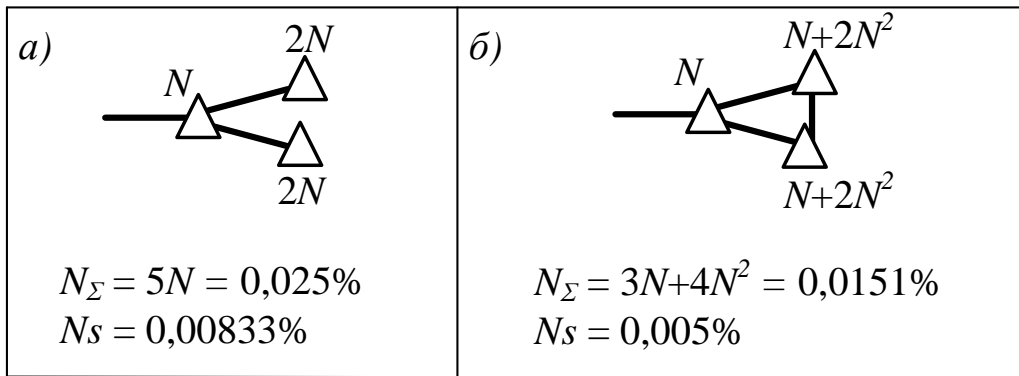


Рисунок 7.4 – Зменшення коефіцієнта неготовності BTS за рахунок використання конфігурації кільцем

Розглянемо приклад, коли в результаті планування радіомережі СМЗ був отриманий план точного розташування 26 базових станцій і контролера мережі (рис. 7.5). Необхідно знайти оптимальний варіант топології транспортної мережі для організації зв'язку між усіма BTS з урахуванням двох показників якості: коефіцієнта неготовності і відносної вартості.

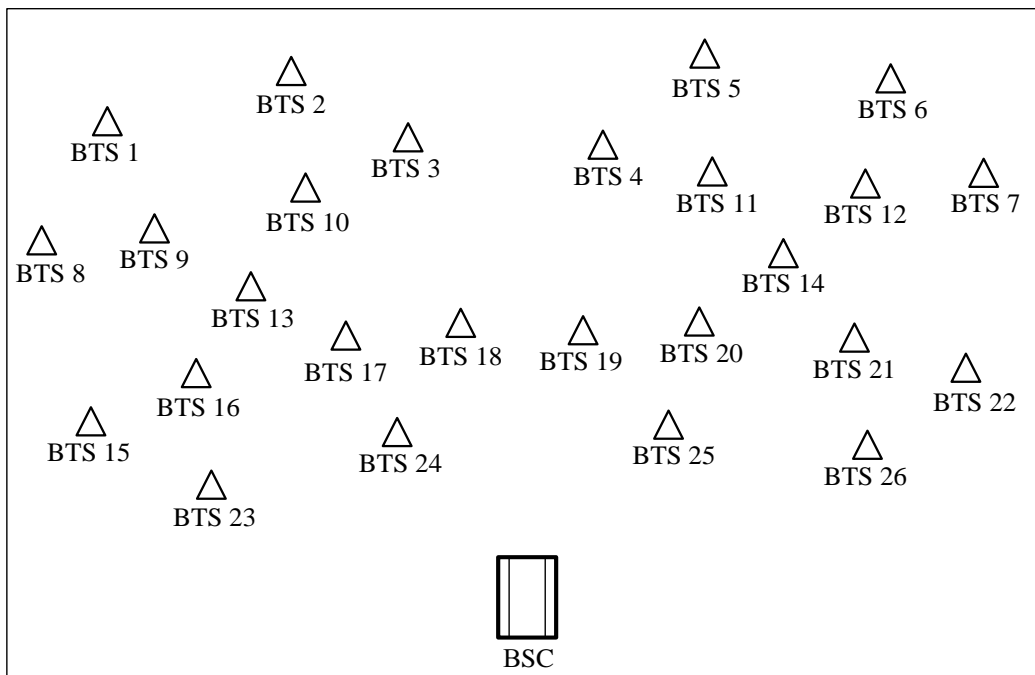


Рисунок 7.5 – План розташування елементів радіомережі

Для даної радіомережі було сформовано деяку множину різних варіантів топологій транспортної мережі, які подані на рис. 7.6 – 7.11.

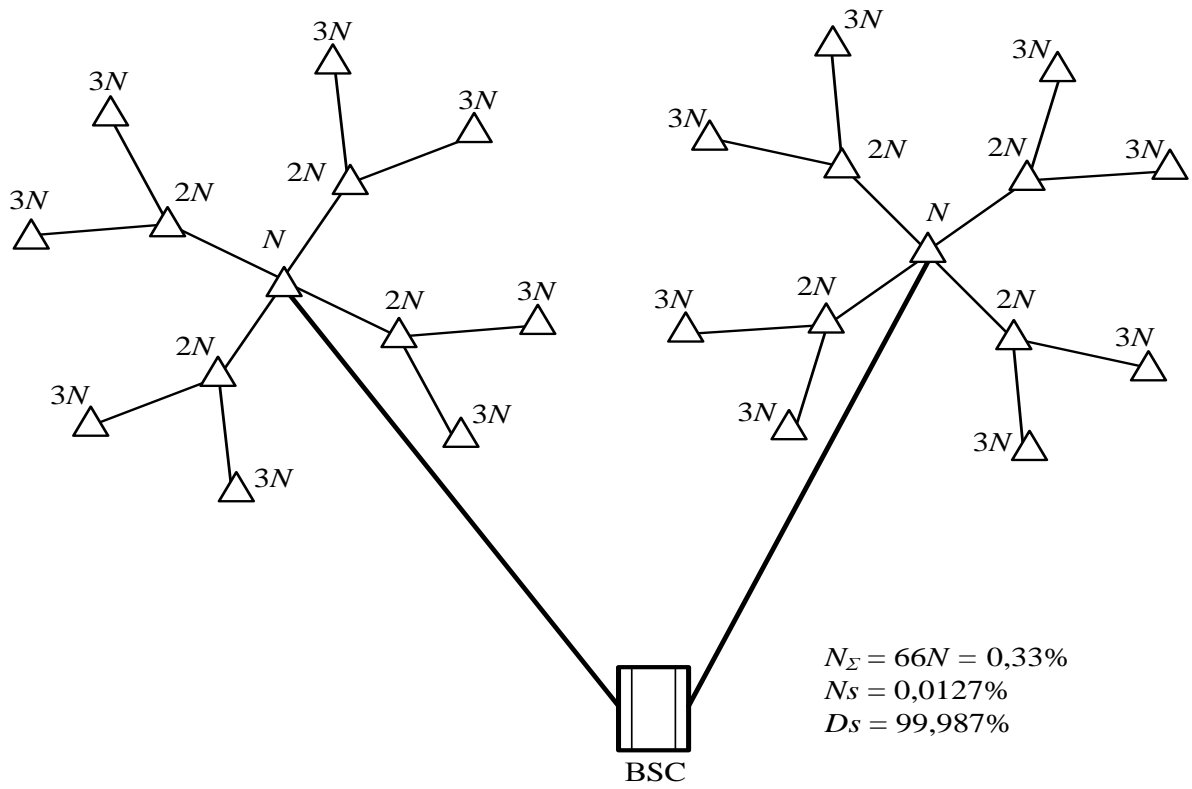


Рисунок 7.6 – Варіант 1 транспортної мережі

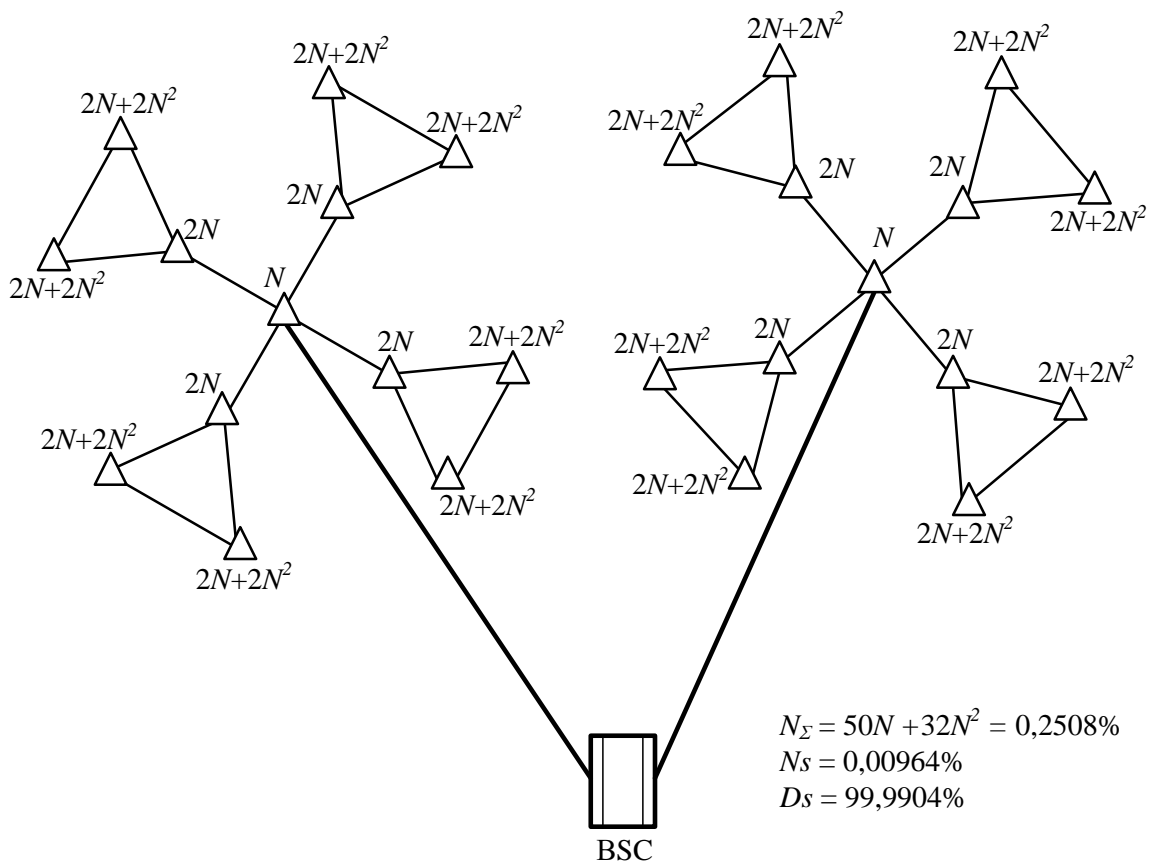


Рисунок 7.7 – Варіант 2 транспортної мережі

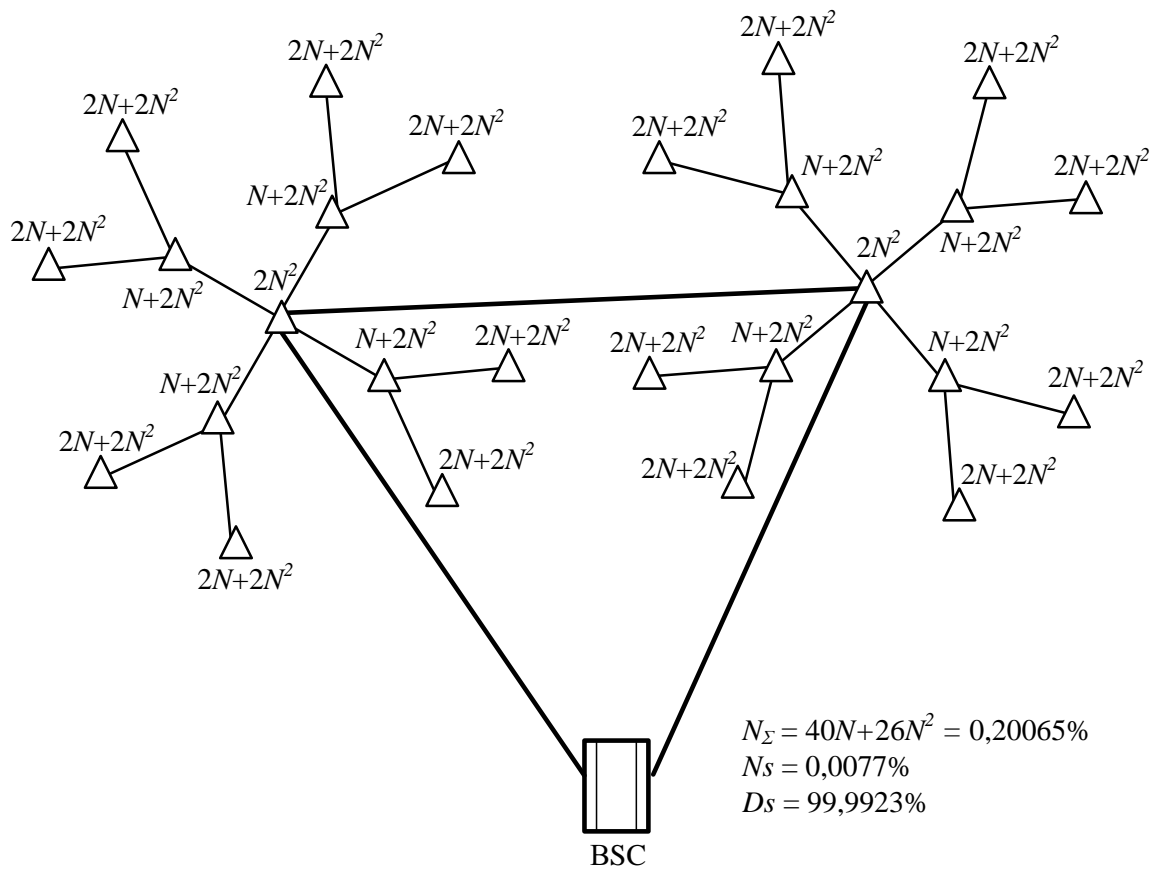


Рисунок 7.8 – Варіант 3 транспортної мережі

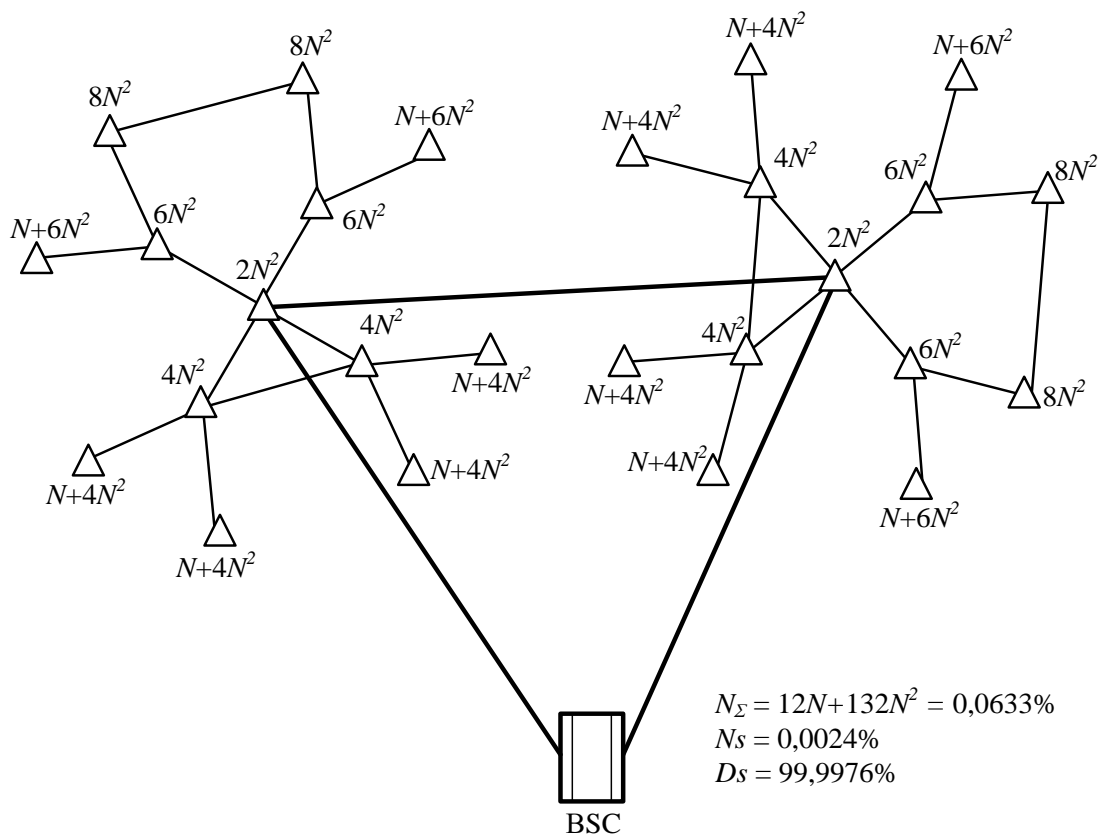


Рисунок 7.9 – Варіант 4 транспортної мережі

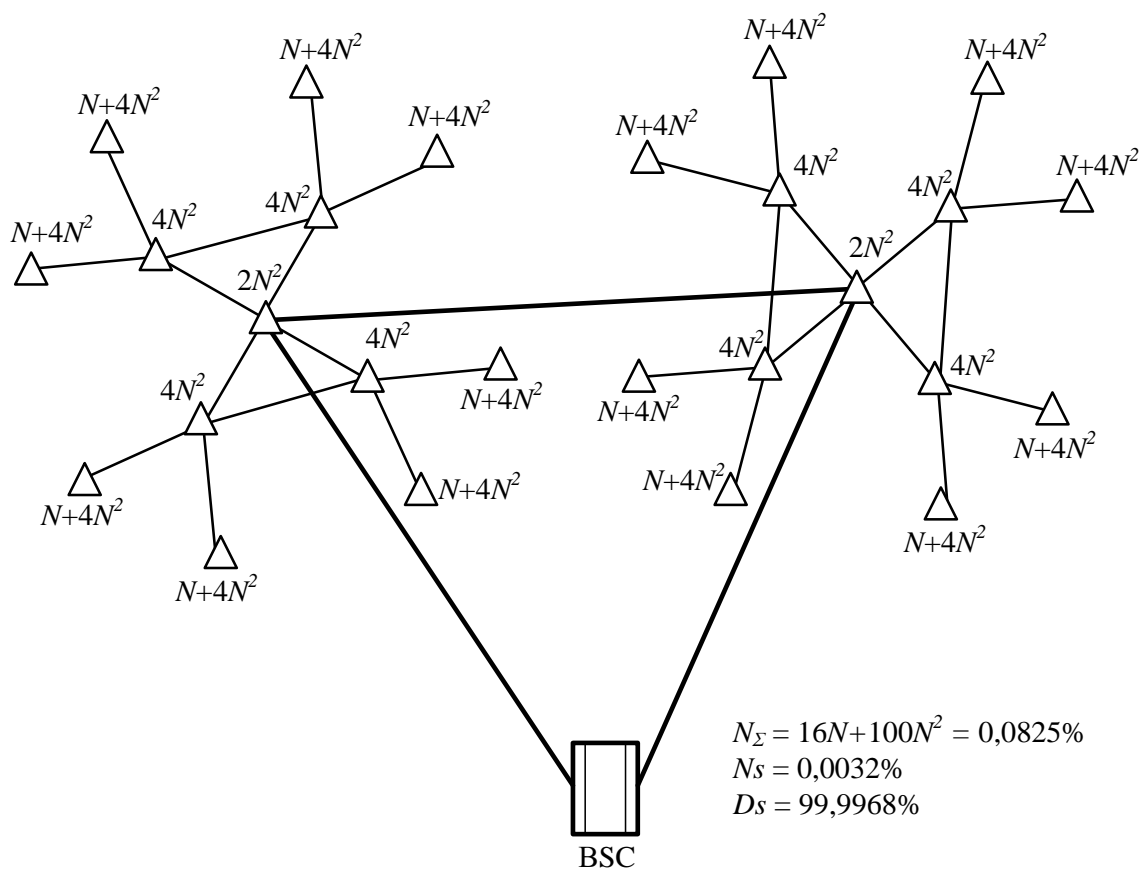


Рисунок 7.10 – Варіант 5 транспортної мережі

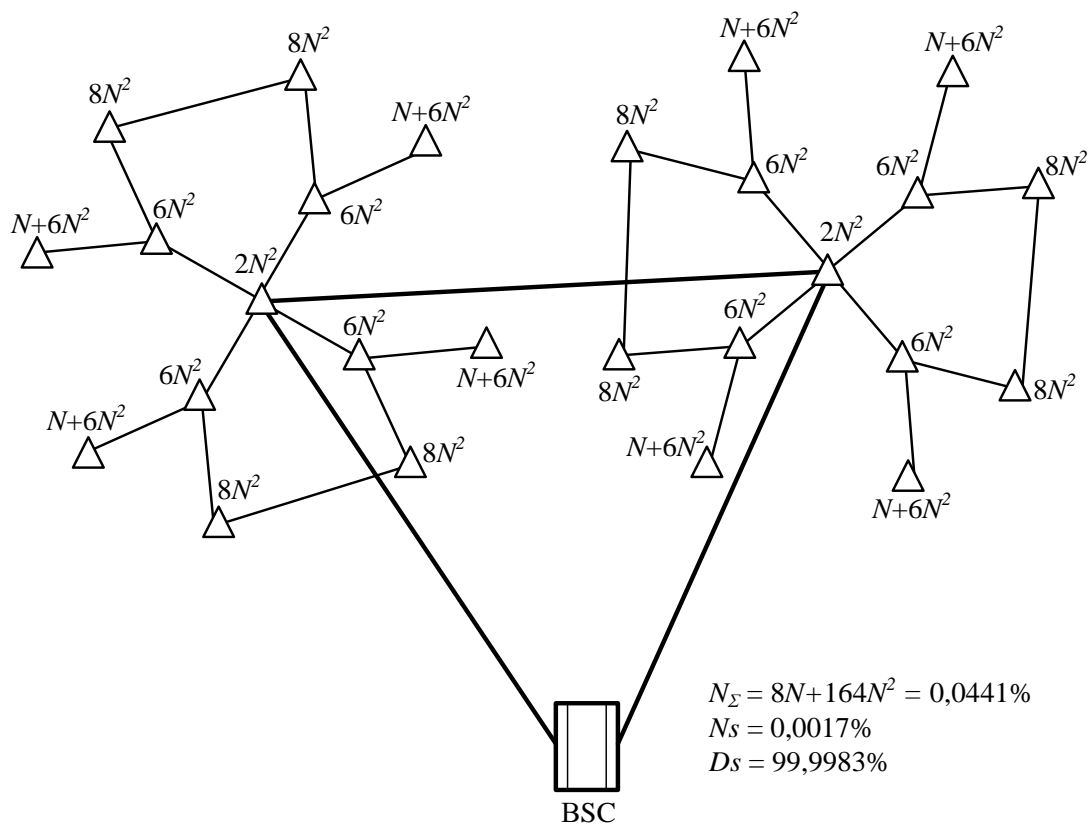


Рисунок 7.11 – Варіант 6 транспортної мережі

Був виконаний порівняльний аналіз варіантів топологій транспортних мереж. На рис. 7.6 подана транспортна мережа, яка має «деревовидну» топологію. Це найдешевший варіант побудови мережі, але в даному випадку відбувається накопичення ймовірності помилок і загального відсотка неготовності мережі. Окрім цього вузьким місцем топології є з'єднання з контролером радіомережі BSC. Тут зосереджується трафік від усіх попередніх BTS, що вимагає широкої смуги каналу зв'язку. Вихід з ладу устаткування на даній ділянці робить відразу недоступною велику частину мережі, що призводить до великих, у тому числі економічних, втрат для оператора. Для наведеної структури використовується 66 з'єднань для підключення 26 базових станцій. При цьому відсоток неготовності BTS складає 0,0127%.

Оптимізувати таку мережу можна, застосувавши кільцеві з'єднання. На рис. 7.7–7.11 подані різні варіанти топології з використанням кільцевих з'єднань. Для кожного з них розраховані показники неготовності (N) та готовності (D).

На рис. 7.7 розглядається вдосконалена структура транспортної мережі. Для підвищення коефіцієнта готовності використовуються з'єднання кільцем трьох BTS. За такої конфігурації сумарний коефіцієнт неготовності BTS дорівнює 0,00964%. Але зазвичай вартість такої конфігурації мережі значно вища.

На рис. 7.8 подано третій варіант конфігурації мережі, кільцем з'єднанні основи дерев і BSC. За такої конфігурації сумарний коефіцієнт неготовності BTS дорівнює 0,0077%, який менше на 0,00194% порівняно з попередньою структурою, що складає 20%. Таким чином, з'єднання великої кількості BTS кільцем ефективніше, ніж об'єднання невеликих ділянок.

На рис. 7.9–7.11 подані варіанти комбінованої конфігурації мережі. В процесі комбінованої структури досягається максимальне зниження коефіцієнта неготовності кожної BTS. Проте в мереж з такою топологією найвища вартість серед запропонованих варіантів. Водночас варіант 6 дає найнижчий показник неготовності, попри практично однакову вартість варіантів 4, 5 і 6.

Як бачимо, топологія з найнижчим коефіцієнтом неготовності має найвищу вартість, а топологія, що має найнижчу вартість, характеризується дуже високим коефіцієнтом неготовності. Таким чином, вказані показники якості транспортної мережі зв'язані між собою і є суперечливими. Конфігурація мережі залежить від середньої неготовності для кожної BTS і збалансованої вартості.

У результаті проведеного аналізу вказаних варіантів транспортної мережі можна зробити такі висновки:

- використання кільцевих з'єднань (варіанти 2–6) значно зменшує коефіцієнт неготовності порівняно з використанням деревовидної топології (варіант 1);

- набагато ефективніше сполучати в кільце найбільш навантажені ланки (варіант 3), ніж невелику кількість базових станцій на кінцях мережі (варіант 2);

- конфігурації 4–6 дають найбільші показники готовності, але при цьому мають найбільш високу вартість. При цьому за відносно рівної вартості варіант 6 має найнижчий показник неготовності.

Розглянуті варіанти побудови транспортної мережі подані в критеріальному просторі показників якості: відносної вартості і коефіцієнта неготовності (рис. 7.12). Вартість мережі розраховувалася згідно з необхідною кількістю з'єднань і наявністю крос-конекторів. Отримано, що варіанти топологій 1, 3, 6 – це негірші варіанти, які були включені в підмножину оптимальних за Парето варіантів топологій транспортної мережі. Інші варіанти топологій 2, 4, 5 є безумовно гіршими і були виключені з подальшого розгляду.

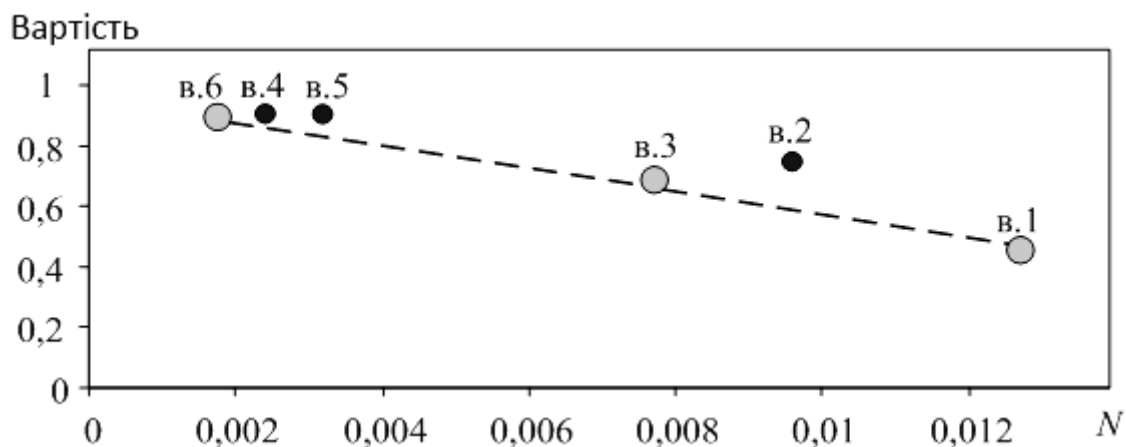


Рисунок 7.12 – Варіанти топології транспортної мережі у критеріальному просторі показників якості

Оптимальні за Парето варіанти топологій транспортної мережі є незрівняними між собою за безумовним критерієм переваги. Будь-який з Парето-оптимальних варіантів топології транспортної мережі може бути використаний для зв'язку базових станцій СМЗ з центром комутації. Для вибору єдиного переважного варіанта транспортної мережі з підмножини Парето-оптимальних також може бути використаний один з методів звуження підмножини Парето із залученням додаткової інформації від експертів.

7.8 Програма для вибору оптимальних проєктних варіантів з урахуванням сукупності показників якості

Для вибору оптимальних проєктних рішень на основі теорії багатокритеріальної оптимізації була розроблена програма МСО (Multi Criterial Optimization). Дана програмна реалізація виконує безпосередньо вибір оптимальних проєктних варіантів з урахуванням сукупності показників якості на основі описаної вище методології багатокритеріальної оптимізації. Етапи і методи багатокритеріальної оптимізації, які були реалізовані у програмі МСО, наведені на рис. 7.13.

Програма вирішує такі задачі:

- вибір і задання значень показників якості для допустимих проєктних варіантів;
- нормування і приведення показників якості до порівнянного вигляду;
- вибір підмножини Парето-оптимальних варіантів з використанням методу дискретного вибору за безумовним критерієм переваги Парето;
- звуження множини Парето до єдиного проєктного варіанта побудови мережі з використанням методу на основі функцій цінності або методу на основі лексикографічних стосунків.



Рисунок 7.13 – Етапи багатокритеріального вибору оптимальних проєктних варіантів системи з урахуванням сукупності показників якості

Програма MCO реалізована мовою Java. Інтерфейс програми показаний на рис. 7.14. Для початку роботи програми необхідно задати множину допустимих варіантів, тобто сформувати таблицю, де рядки відповідають номерам варіантів системи, а стовпці $k_1...k_{10}$ є параметрами системи, які можуть бути обрані як показники якості системи.

Для формування таблиці необхідно обрати кількість допустимих варіантів системи від 1 до 100 за допомогою градуйованої шкали (або вказати число у віконці праворуч від шкали). Кнопка **Create table** фіксує вказану кількість показників якості і число варіантів систем. Таким чином, створюється початковий шаблон для введення значень показників якості для допустимих варіантів системи. Для кожного параметра **K_n**, який братиме участь у подальших обчисленнях, проставляються відмітки **Enabled**. Після цього слід задати, що необхідно виконувати для кожного обраного показника якості (або мінімізувати, або максимізувати), для чого слугують відмітки **min** та **max**. Після перевірки правильності введених даних та обраних параметрів необхідно натиснути кнопку **Load**. При цьому введені дані фіксуються.

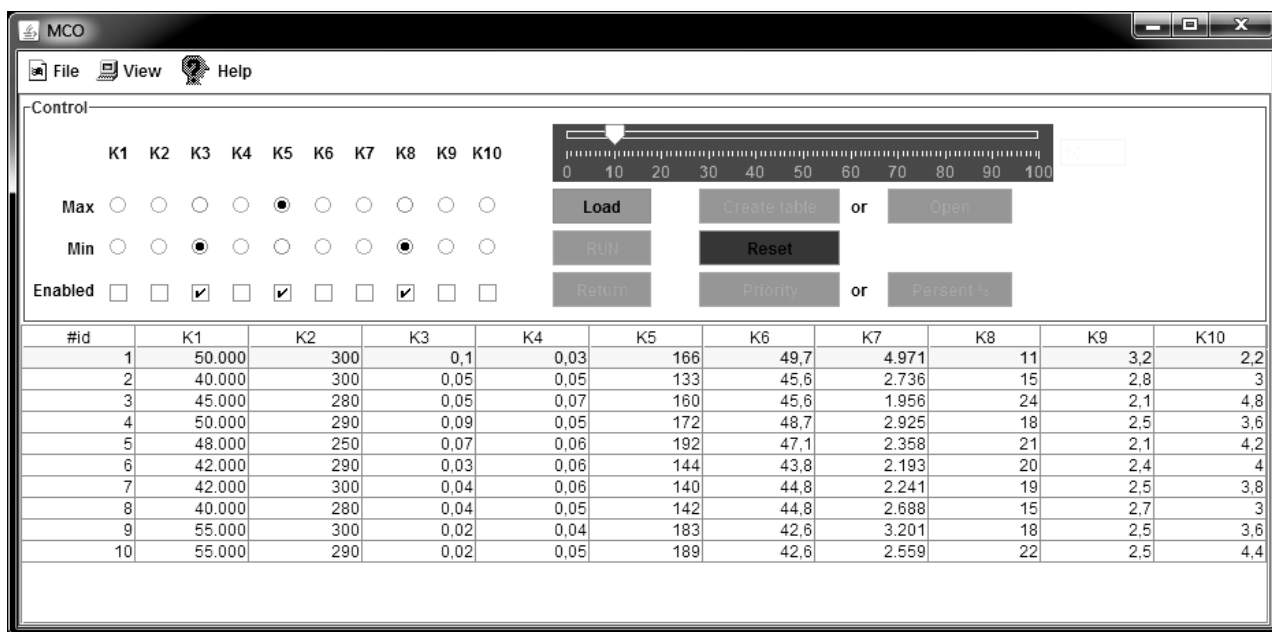


Рисунок 7.14 – Інтерфейс програми MCO для багатокритеріального вибору проектних варіантів

Для виконання Парето-оптимізації необхідно натиснути кнопку **Run**. При цьому значення оцінок показників якості нормуються і за допомогою методу дискретного вибору за безумовним критерієм переваги знаходиться підмножина Парето-оптимальних варіантів системи.

Звуження підмножини Парето до єдиного варіанта в програмі МСО може бути виконане одним з двох методів:

1. *Метод, заснований на лексикографічному підході.* Для вибору єдиного варіанта з підмножини Парето за допомогою цього методу необхідно натиснути кнопку **Priority** і задати пріоритети для кожного показника (від 1 до n , де n – кількість показників якості). Далі необхідно зафіксувати введені дані кнопкою **Load** (на панелі справа) та виконати вибір, натиснувши кнопку **Run**. Отриманий єдиний (оптимальний) варіант підсвічує зеленим кольором.

2. *Метод, заснований на теорії корисності з використанням функцій цінності.* Для вибору єдиного варіанта з підмножини Парето за допомогою цього методу необхідно натиснути кнопку **Persent** і задати коефіцієнти важливості для кожного показника (від 1 до n). Далі необхідно зафіксувати введені дані кнопкою **Load** (на панелі справа) і виконати вибір, натиснувши кнопку **Run**. Отриманий єдиний (оптимальний) варіант підсвічує зеленим кольором.

Програма МСО також дозволяє зберегти набрані дані у файлі з розширенням **.mtm** – **mathTable Model** і відкрити за необхідності раніше збережені дані, щоб продовжити роботу з ними.

Контрольні запитання та завдання

1. Сформулюйте задачу проектування оптимальної СМЗ з урахуванням сукупності показників якості.
2. Які вихідні дані мають враховуватися під час планування СМЗ?
3. В чому полягає ординалістичний підхід до вибору оптимальних проектних варіантів СМЗ?
4. В чому полягає кардиналістичний підхід до вибору оптимальних проектних варіантів СМЗ?
5. Які типи бінарних відношень можуть бути між оцінками показників якості СМЗ?
6. Що таке множина Парето-оптимальних варіантів СМЗ з урахуванням сукупності показників якості?
7. Які існують методи знаходження множини Парето-оптимальних варіантів СМЗ?
8. Що таке багатовимірні потенційні характеристики і багатовимірні діаграми обміну показників якості СМЗ?
9. Які методи можуть бути використані для звуження множини Парето-оптимальних проектних рішень до єдиного проектного варіанта СМЗ?
10. Сформулюйте постановку багатокритеріальної оптимізаційної задачі для прикладу проектування оптимальної СМЗ 2-го покоління.

8 БАГАТОКРИТЕРІАЛЬНИЙ ВИБІР ПЕРЕВАЖНОГО ВАРІАНТА ЗАСОБІВ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ НА ОСНОВІ МЕТОДУ АНАЛІЗУ ІЄРАРХІЙ

Багатокритеріальні задачі оптимізації засобів зв'язку в разі застосування безумовного критерію переваги приводять до вибору підмножини Парето-оптимальних рішень на множині допустимих проєктних варіантів. Для звуження підмножини Парето до єдиного переважного проєктного варіанта необхідно застосувати умовний критерій переваги, заснований на використанні деякої додаткової інформації від експертів. Ефективним методом вибору єдиного переважного проєктного варіанта є метод аналізу ієрархій (МАІ).

У даному розділі розглянуті практичні особливості застосування МАІ для вибору переважного проєктного варіанта на прикладі різних типів засобів мобільного зв'язку, зокрема, СМЗ 3-го покоління, технологій мобільного зв'язку 4-го покоління, типів мобільних телефонів. Матеріали розділу підготовлено на основі робіт [60, 76].

8.1 Математичні особливості методу аналізу ієрархій

Метод аналізу ієрархій полягає в декомпозиції проблеми вибору єдиного переважного варіанта системи на прості складові частини та отриманні суджень експертів щодо парних порівнянь різних елементів проблеми вибору. В результаті обробки отриманих числових даних суджень експертів формуються матриці парних порівнянь. Для цих матриць обчислюються головні власні вектори, відповідні максимальним власним значенням матриць парних порівнянь. Далі згідно з визначеними математичними процедурами отримують вектор глобальних пріоритетів, компоненти якого визначають пріоритетність вибору варіантів проєктованої системи. Єдиному переважному варіанту системи із заданої множини допустимих варіантів відповідає максимальне значення компоненти вектора глобальних пріоритетів.

Принцип декомпозиції передбачає структурування проблеми вибору переважного варіанта системи у вигляді ієрархії рівнів з вершини (мета вибору) через проміжний рівень 2 (показники якості системи) до найнижчого рівня 3 (альтернативні варіанти побудови системи). Принцип порівняльних суджень експертів в МАІ полягає в тому, що об'єкти проблеми вибору порівнюються експертами попарно за важливістю. Попарно порівнюються важливості різних

варіантів систем (на рівні 3) і різних показників якості (на рівні 2). Результати парних порівнянь елементів зводяться до матричної форми

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1j} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2j} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{i1} & a_{i2} & \dots & a_{ij} \end{pmatrix}, \quad (8.1)$$

де $a_{ij} = w_3/w_j$ – оцінки парних порівнянь елементів вибору.

Діагональ цієї матриці заповнюється значеннями "1", а елементи матриці, що лежать нижче діагоналі, заповнюються відповідними зворотними значеннями. Оцінки парних порівнянь елементів отримуються з використанням суб'єктивних суджень експертів, числові значення яких визначаються за шкалою відносної важливості порівнювальних елементів, що подано в табл. 8.1.

Таблиця 8.1 – Шкала відносної важливості порівнювальних елементів

Відносна важливість	Значення
1	Рівна важливість елементів порівняння
3	Невелика перевага одного елемента над іншим
5	Помірна перевага одного елемента над іншим
7	Значна перевага одного елемента над іншим
9	Дуже значна перевага одного елемента над іншим
2, 4, 6, 8	Проміжні рішення між двома судженнями

Далі виконується певна обробка сформованих матриць парних порівнянь на рівнях 2 і 3, яка з математичної точки зору зводиться до обчислення головного власного вектора, відповідного максимальному власному значенню матриці парних порівнянь. Зокрема, компоненти головного власного вектора матриці парних порівнянь показників якості обчислюються як середнє геометричне значення в рядку матриці парних порівнянь

$$V_j = \sqrt[n]{\prod_{i=1}^n a_{ij}}, \quad j = \overline{1, n}, \quad (8.2)$$

де n – число показників якості.

Через компоненти головного власного вектора обчислюються відповідні компоненти вектора пріоритетів показників якості як нормовані значення

$$P_j = V_j/S, \quad j = \overline{1, n}, \quad (8.3)$$

$$S = \sum_{j=1}^n V_j. \quad (8.4)$$

Відповідно знаходяться оцінки матриць парних порівнянь варіантів систем на рівні 3 окремо відносно кожного показника якості системи на рівні 2. На основі цих матриць обчислюються компоненти відповідних головних власних векторів і векторів пріоритетів систем \vec{Q}_j відносно окремих показників якості систем.

З використанням отриманих даних обчислюються значення компонент вектора глобальних пріоритетів \vec{c} згідно з

$$C_i = \sum_{j=1}^n P_j Q_{ij}, \quad i = \overline{1, N}, \quad (8.5)$$

де N – число порівнюваних варіантів систем.

За максимальним значенням компонент вектора глобальних пріоритетів (8.5) обирається відповідний переважний варіант системи.

Як міру узгодженості суджень експертів розглядають два показники: індекс узгодженості (I_c) і відношення узгодженості (OC). Відомо, що узгодженість обернено симетричної матриці парних порівнянь у шкалі відносної важливості еквівалентна вимогам рівності її максимального власного значення λ_{\max} і числа порівнюваних об'єктів ($\lambda_{\max} \geq n$). Як міру неузгодженості розглядають нормоване відхилення λ_{\max} від n , відоме як індекс узгодженості

$$I_c = \frac{\lambda_{\max} - n}{n - 1}. \quad (8.6)$$

Щоб оцінити, чи є отримане узгодження суджень експертів прийнятним, його порівнюють з випадковим індексом C_{II} . Випадковим індексом називають індекс узгодженості, розрахований для квадратної n -вимірної обернено симетричної матриці, елементи якої згенеровані випадковим чином за допомогою датчика випадкових чисел, розподілених за рівномірним законом для інтервалу значень від 1 до 15. У табл. 8.2 подані середні узгодженості для випадкових матриць порядку від 1 до 15.

Таблиця 8.2 – Величина випадкового індексу

Розмір матриці, n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Випадковий індекс C_{II}	0	0	0,58	0,90	1,12	1,24	1,32	1,41	1,45	1,49	1,51	1,54	1,56	1,57	1,59

Отримавши в результаті розрахунку згідно з формулою (8.6) індекс узгодженості та обравши з табл. 8.2 випадковий індекс для заданого порядку матриці, розраховують відношення узгодженості

$$OC = I_c / C_{II}. \quad (8.7)$$

Якщо отримана величина $OC \leq 0,15$, то ступінь узгодженості суджень експертів слід вважати прийнятним. В іншому випадку експертам рекомендується переглянути свої судження. Для цього необхідно виявити ті позиції в матриці суджень, які роблять максимальний внесок у величину відносин узгодженості, і спробувати змінити міру неузгодженості в менший бік.

8.2 Вибір переважного варіанта системи мобільного зв'язку 3-го покоління

Метод аналізу ієрархій було застосовано для вибору єдиного переважного варіанта з підмножини Парето-оптимальних проєктних рішень, які були отримані в п. 7.5 під час планування систем мобільного зв'язку (СМЗ) 3-го покоління. При цьому були використані дані з табл. 7.3 для п'яти Парето-оптимальних проєктних варіантів СМЗ: №1, №5, №8, №9, №10.

За висновками експертів були отримані результати парних порівнянь показників якості СМЗ, зокрема, ймовірності блокування, щільності абонентів, що обслуговуються, кількості базових станцій. Сформована матриця парних порівнянь показників якості СМЗ (табл. 8.3), для якої згідно із співвідношеннями (8.2)–(8.4) обчислені головний власний вектор і вектор пріоритетів, координати якого подані у табл. 8.3.

Таблиця 8.3 – Матриця парних порівнянь показників якості та обчислені компоненти вектора пріоритетів

	K_1	K_2	K_3	V_j	P_j
K_1	1	5	3	2,46	0,62
K_2	1/5	1	1/5	0,34	0,09
K_3	1/3	5	1	1,19	0,30

Також виконані парні порівняння варіантів СМЗ відносно обраних показників якості. У табл. 8.4–8.6 наведені матриці парних порівнянь варіантів побудови СМЗ відносно кожного показника якості, зокрема, ймовірності блокування, щільності абонентів, що обслуговуються, та кількості базових

станцій. Для отриманих матриць обчислені компоненти відповідних головних власних векторів V_{1j}, V_{2j}, V_{3j} , а також векторів пріоритетів Q_{1j}, Q_{2j}, Q_{3j} , які наведені у цих таблицях.

Таблиця 8.4 – Матриця парних порівнянь варіантів СМЗ відносно ймовірності блокування та обчислені компоненти вектора пріоритетів

	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5	V_{1j}	Q_{1j}
N_1	1	1/3	1/7	1/9	1/9	0,23	0,03
N_2	3	1	1/7	1/9	1/9	0,35	0,04
N_3	7	7	1	1/7	1/7	1	0,11
N_4	9	9	7	1	2	4,08	0,47
N_5	9	9	7	1/2	1	3,09	0,35

Таблиця 8.5 – Матриця парних порівнянь варіантів СМЗ відносно щільності абонентів, що обслуговуються, та обчислені компоненти вектора пріоритетів

	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5	V_{2j}	Q_{2j}
N_1	1	1/5	3	1/3	1/5	0,53	0,07
N_2	5	1	7	3	3	3,16	0,45
N_3	1/3	1/7	1	1/5	1/7	0,27	0,04
N_4	3	1/3	5	1	1/3	1,11	0,16
N_5	5	1/3	7	3	1	2,04	0,29

Таблиця 8.6 – Матриця парних порівнянь варіантів СМЗ відносно кількості базових станцій та обчислені компоненти вектора пріоритетів

	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5	V_{3j}	Q_{3j}
N_1	1	7	3	5	7	3,74	0,51
N_2	1/7	1	1/5	1/3	3	0,49	0,07
N_3	1/3	5	1	3	5	1,9	0,26
N_4	1/5	3	1/3	1	3	0,9	0,12
N_5	1/7	1/3	1/5	1/3	1	0,32	0,04

У табл. 8.7 зведено значення компонентів векторів пріоритетів показників якості і варіантів побудови СМЗ відносно кожного показника якості.

На основі цих даних обчислені згідно з (8.5) компоненти вектора глобальних пріоритетів \vec{C} , що наведені в останньому стовпчику табл. 8.7.

Видно, що максимальному значенню компонент вектора глобальних пріоритетів \vec{C} відповідає переважний варіант СМЗ (N_4). Це варіант СМЗ, який характеризується мінімальною припустимою можливістю блокування $P_{bl} = 0,02$, щільністю абонентів, що обслуговуються $N_a/S_0 = 183$ аб./км² і кількістю базових станцій $N_{BTS} = 18$.

Таблиця 8.7 – Результати обчислення компонент глобального вектора пріоритетів СМЗ

СМЗ	Q_{1j}	Q_{2j}	Q_{3j}	\vec{C}
N_1	0,03	0,07	0,51	0,18
N_2	0,04	0,45	0,07	0,09
N_3	0,11	0,04	0,26	0,15
N_4	0,47	0,16	0,12	0,34
N_5	0,35	0,29	0,04	0,26
P_j	0,62	0,09	0,3	

8.3 Вибір переважної технології мобільного зв'язку 4-го покоління

Для порівняльного аналізу було обрано такі технології мобільного зв'язку (МЗ) 4-го покоління: HSPA, WiMAX і LTE. Стисло розглянемо їх особливості.

В результаті розвитку технологій СМЗ була створена технологія HSPA + (HSPA реліз 7 і окремі поправки релізу 8). У низхідному каналі її відрізняє модуляція 64-QAM з SIMO (1×2) або 64-QAM з SIMO (2×2). У висхідному каналі додана модуляція 64-QAM і поліпшені можливості для VoIP. Поправки відповідно до релізу 8 дозволяють використовувати в низхідному каналі режим MIMO (2×2) з модуляцією 64-QAM, розглядається можливість використання MIMO високих порядків у низхідному каналі і MIMO (2×2) – у висхідному каналі.

Системи мобільного зв'язку з технологією WiMAX призначені для надання сервісів як нерухомим, так і рухомим користувачам. Мобільний WiMAX (реліз 1.5) має порівняні з HSPA + (реліз 8) пікові швидкості в низхідному каналі за однакової модуляції, швидкості кодування і ширини каналу. При цьому у мобільного WiMAX у висхідному каналі пікова швидкість

вище в 2–3 рази. Мобільний WiMAX підтримує ширину каналу до 20 МГц, а також як частотне, так і часове дуплексування. Його частотні профілі плануються в діапазонах 700, 1700, 2300, 2500 і 3500 МГц. Мобільний WiMAX забезпечує «гладку IP-мережу» (від краю до краю).

Наступним кроком еволюції систем 3GPP є системи Long Term Evolution (LTE). Їх відрізняє технологія OFDMA у низхідному каналі і SC-FDMA – у висхідному, а також модуляція – 64-QAM, ширина каналу – до 20 МГц, дуплексування TDD і FDD. Застосовані адаптивні антенні системи, гнучка мережа доступу. Її мережна архітектура – це повністю IP-мережа. В системі LTE застосовуються технології і методи, які вже застосовуються в мобільному WiMAX, тому схожі показники їх ефективності. Системи LTE – це революційне поліпшення систем 3G. LTE являє перехід від систем з CDMA до систем з OFDMA, а також перехід до повністю IP-системи з комутацією пакетів. Тому впровадження цієї технології на існуючих системах мобільного зв'язку означає необхідність нових радіочастотних ресурсів для отримання переваги від широкосмугового каналу. Для забезпечення зворотної сумісності необхідні дворезимні абонентські пристрої.

Показники якості розглянутих технологій мобільного зв'язку носять конкуруючий характер. Тому для вибору переважного варіанта технології необхідно застосовувати методи багатокритеріальної оптимізації. Розглянемо особливості вибору переважної технології мобільного зв'язку 4-го покоління з використанням методу аналізу ієрархій.

У табл. 8.8 наведені матриця парних порівнянь показників якості, а також обчислені оцінки компонент головного власного вектора і вектора пріоритетів показників якості.

Таблиця 8.8 – Матриця парних порівнянь показників якості та обчислені компоненти вектора пріоритетів

	K_1	K_2	K_3	V_j	P_j
K_1	1	3	1/3	1	0,2584
K_2	1/3	1	1/5	0,4058	0,1049
K_3	3	5	1	2,464	0,6367

Далі виконані парні порівняння варіантів технологій МЗ на 3-му рівні ієрархії. Зокрема, виконані парні порівняння технологій відносно обраних показників якості. В результаті обробки отриманих матриць парних порівнянь обчислені відповідні головні власні вектори і вектори пріоритетів.

У табл. 8.9, 8.10, 8.11 наведені матриці парних порівнянь технологій мобільного зв'язку відносно показників якості – спектральної ефективності, радіусу дії, швидкості передачі даних. Тут же наведені обчислені компоненти відповідних головних власних векторів і векторів пріоритетів.

Таблиця 8.9 – Матриця парних порівнянь варіантів технологій СМЗ відносно спектральної ефективності та обчислені компоненти вектора пріоритетів

	N_1	N_2	N_3	N_4	V_{1j}	Q_{1j}
N_1	1	1/5	1/5	1/5	0,299	0,057
N_2	5	1	3	3	2,59	0,4935
N_3	5	1/3	1	3	1,495	0,2849
N_4	5	1/3	1/3	1	0,863	0,1645

Таблиця 8.10 – Матриця парних порівнянь технологій СМЗ відносно радіусу дії та обчислені компоненти вектора пріоритетів

	N_1	N_2	N_3	N_4	V_{2j}	Q_{2j}
N_1	1	1/3	1/5	5	0,76	0,1301
N_2	3	1	1/3	7	1,627	0,2785
N_3	5	3	1	7	3,201	0,5481
N_4	1/5	1/7	1/7	1	0,253	0,0433

Таблиця 8.11 – Матриця парних порівнянь технології СМЗ відносно швидкості передачі даних та обчислені компоненти вектора пріоритетів

	N_1	N_2	N_3	N_4	V_{3j}	Q_{3j}
N_1	1	1/3	1/5	1/7	0,31	0,0433
N_2	3	1	1/3	1/5	0,67	0,0928
N_3	5	3	1	3	2,59	0,3593
N_4	7	5	5	1	3,64	0,5046

У табл. 8.12 наведені результати обчислення компонент вектора глобальних пріоритетів C_i згідно з (8.5).

Видно, що переважним варіантом технології СМЗ, що відповідає максимальному значенню компонент вектора глобальних пріоритетів, є варіант N_4 . Це технологія LTE зі швидкістю передачі даних – 75 Мбіт/с,

спектральною ефективністю – 1,57 біт/Гц/с та радіусом дії базових станцій – 5 км.

Таблиця 8.12 – Результати обчислення компонент вектора глобальних пріоритетів технологій СМЗ 4-го покоління

Технологія ММЗ	Q_{1j}	Q_{2j}	Q_{3j}	\vec{c}
N_1	0,057	0,13	0,043	0,0553
N_2	0,494	0,279	0,093	0,2158
N_3	0,285	0,548	0,359	0,3586
N_4	0,165	0,043	0,505	0,3704
P_j	0,26	0,1	0,64	

8.4 Вибір переважного типу мобільного телефону

Вважається, що задана деяка множина різних типів мобільних телефонів, які характеризуються сукупністю техніко-економічних показників якості. Згідно з методологією розв’язання багатокритеріальних задач, спочатку знайдена підмножина Парето-оптимальних типів мобільних телефонів у критеріальному просторі показників якості. Потім у підмножині Парето виділено єдиний переважний варіант із залученням методу аналізу ієрархій.

При цьому використовувалися дані про 19 типів мобільних телефонів, які оцінювалися сукупністю показників якості, що характеризують їх споживчі властивості: k_1 – характеристики процесора, k_2 – характеристики екрану, k_3 – характеристики камери, k_4 – характеристики оперативної пам’яті, k_5 – ціну. У табл. 8.13 наведені нормовані вихідні значення показників якості мобільних телефонів.

На основі отриманих даних у критеріальному просторі оцінок показників якості з множини 19 типів мобільних телефонів виділено підмножину Парето-оптимальних варіантів, що включає 9 варіантів мобільних телефонів (в табл. 8.13 вони позначені знаком +). Далі розглянуто вибір типу мобільного телефону з підмножини Парето-оптимальних варіантів з використанням методу аналізу ієрархій. Для підмножини Парето-оптимальних варіантів телефонів побудована матриця парних порівнянь сукупності показників якості (табл. 8.14).

Для заповнення цієї таблиці за допомогою експерта виконано парні порівняння важливості показників якості мобільних телефонів. Для отриманої

матриці парних порівнянь обчислені значення компонент вектора пріоритетів показників якості P_j , що наведені в табл. 8.14.

Таблиця 8.13 – Нормовані значення показників якості мобільних телефонів

№	Тип телефону	k_{1H}	k_{2H}	k_{3H}	k_{4H}	k_{5H}	Парето-оптимальні варіанти
1	Samsung Galaxy S5	0,63	0,85	1	0,66	0,21	+
2	Samsung Galaxy S4	0,59	0,83	0,81	0,66	0,37	-
3	Samsung Galaxy S3	0,51	0,8	0,5	0,5	0,54	-
4	Samsung Galaxy Note Edge	1	0,93	1	1	0,14	+
5	Samsung Galaxy A7	0,48	0,91	0,81	0,66	0,27	-
6	Samsung Galaxy Ace 4	0,37	0,66	0,31	0,17	1	+
7	HTC Desire Eye	0,85	0,86	0,81	0,66	0,2	+
8	HTC One E8	0,92	0,83	0,81	0,66	0,19	+
9	HTC Desire 700	0,44	0,83	0,5	0,33	0,35	-
10	HTC Desire 510	0,44	0,78	0,31	0,33	0,51	-
11	HTC Desire 610	0,44	0,78	0,5	0,33	0,43	-
12	Asus ZenFone 6	0,74	1	0,81	0,66	0,38	+
13	Asus ZenFone 5	0,44	0,83	0,5	0,66	0,41	-
14	Lenovo Vibe Z2	0,92	1	1	1	0,18	+
15	Lenovo S90	0,44	0,83	0,81	0,66	0,38	-
16	Lenovo S580	0,44	0,83	0,5	0,33	0,81	+
17	Lenovo S856	0,44	0,93	0,5	0,33	0,43	-
18	Lenovo A7000	0,55	0,93	0,5	0,66	0,59	+
19	Sony Xperia L C2105	0,37	0,71	0,5	0,33	0,62	-

Таблиця 8.14 – Матриця парних порівнянь показників якості мобільних телефонів і обчислені оцінки компонент вектора пріоритетів

Показники якості	Процесор	Екран	Камера	ОП	Ціна	V_j	P_j
Процесор	1	5	9	3	7	3,936	0,509
Екран	1/5	1	3	1/3	5	1,043	0,135
Камера	1/9	1/3	1	1/7	1/3	0,278	0,036
ОП	1/3	3	7	1	5	2,032	0,263
Ціна	1/7	1/5	3	1/5	1	0,441	0,057

Далі виконані парні порівняння типів мобільних телефонів відносно обраних показників якості. В результаті обробки отриманих матриць парних порівнянь обчислені власні вектори і вектори пріоритетів. Для прикладу

в табл. 8.15 наведена матриця парних порівнянь мобільних телефонів відносно показника якості ОП, а також обчислені компоненти головного власного вектора \vec{V}_4 і відповідного вектора пріоритетів \vec{Q}_4 .

Таблиця 8.15 – Матриця парних порівнянь типів мобільних телефонів відносно ОП і обчислені оцінки компонент вектора пріоритетів

№	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5	N_6	N_7	N_8	N_9	V_{4j}	Q_{4j}
N_1	1	1/4	7	2	2	2	1/4	5	2	1,484	0,114
N_2	4	1	9	4	4	4	2	7	4	3,697	0,285
N_3	1/7	1/9	1	1/7	1/7	1/7	1/9	1/3	1/7	0,183	0,014
N_4	1/2	1/4	7	1	2	2	1/4	5	2	1,273	0,098
N_5	1/2	1/4	7	1/2	1	2	1/4	5	2	1,091	0,084
N_6	1/2	1/4	7	1/2	1/2	1	1/4	5	2	0,935	0,073
N_7	4	1/2	9	4	4	4	1	7	4	3,169	0,246
N_8	1/5	1/7	3	1/5	1/5	1/5	1/7	1	1/5	0,299	0,024
N_9	1/2	1/4	7	1/2	1/2	1/2	1/4	5	1	0,801	0,062

Відповідно обчислені компоненти векторів пріоритетів Q_{ij} відносно характеристик процесора, екрана, камери й ціни. Компоненти цих векторів наведені у вигляді відповідних стовпців у табл. 8.16. У цій таблиці в нижньому рядку також наведені отримані раніше компоненти вектора пріоритетів показників якості.

З використанням цих даних обчислені значення компонент вектора глобальних пріоритетів згідно зі співвідношенням (8.5), які наведені в останньому стовпчику табл. 8.16.

Таблиця 8.16 – Результати обчислення значень компонент вектора глобальних пріоритетів

№	Типи телефонів	Q_{ij}					C_i
		k_1	k_2	k_3	k_4	k_5	
1	Samsung Galaxy S5	0,06	0,06	0,25	0,11	0,06	0,08
2	Samsung Galaxy NoteEdge	0,29	0,17	0,21	0,29	0,02	0,25
3	Samsung Galaxy Ace 4	0,02	0,01	0,01	0,01	0,37	0,04
4	HTC Desire Eye	0,03	0,08	0,11	0,10	0,04	0,06
5	HTC One E8	0,23	0,02	0,09	0,08	0,03	0,15
6	Asus ZenFone 6	0,12	0,26	0,08	0,07	0,08	0,12
7	Lenovo Vibe Z2	0,19	0,23	0,18	0,25	0,03	0,20

8	Lenovo S580	0,02	0,03	0,03	0,02	0,27	0,04
9	Sony Xperia L C2105	0,05	0,12	0,02	0,06	0,11	0,06
	P_j	0,51	0,14	0,04	0,26	0,06	

За максимальним значенням компонент вектора глобальних пріоритетів C_i обирається переважний тип мобільного телефону. Таким є мобільний телефон типу Samsung Galaxy NoteEdge, який характеризується такими характеристиками: процесора – 2.7 ГГц, екрану – 5.6", камери – 16 Мп, ОП – 3 Гб і ціна – 19000 грн.

Контрольні запитання та завдання

1. Які умовні критерії переваги існують в процесі вибору єдиного переважного варіанта з підмножини Парето-оптимальних рішень?
2. Сформулюйте суть методу аналізу ієрархій під час вибору переважного проєктного варіанта.
3. На які складові рівні виконується декомпозиція проблеми вибору єдиного переважного варіанта проєктованої системи у методі аналізу ієрархій?
4. Як формуються матриця парних порівнянь на різних рівнях проблеми вибору переважного варіанта системи?
5. Як обчислюються компоненти головного власного вектора та вектора пріоритетів для матриці парних порівнянь?
6. Як обчислюються компоненти вектора глобальних пріоритетів?
7. Як обирається переважний проєктний варіант проєктованої системи?
8. Опишіть приклад вибору переважного варіанта СМЗ методом аналізу ієрархій.
9. Опишіть приклад вибору переважного варіанта технології СМЗ.
10. Опишіть приклад вибору переважного варіанта мобільного телефону.

9 ПРОГНОЗУВАННЯ ТРАФІКУ СИСТЕМИ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ НА ОСНОВІ МОДЕЛІ ЛІНІЙНОГО ПЕРЕДБАЧЕННЯ

Під час вирішення задач планування системи мобільного зв'язку, а також ефективного управління та оптимізації часто необхідно прогнозувати можливі сценарії розвитку поведінки транспортної мережі зі зміною умов роботи. До таких умов можуть належати: введення в експлуатацію нового устаткування каналів зв'язку, зміна маршрутизації трафіку, зональності (кластеризації) контролерів базових станцій, введення в сервіс нових мультимедійних послуг і додаткових сервісів, а також зміна агресивності трафіку абонентів. У деяких погано прогнозованих випадках це може призводити до часткової або повної зупинки якого-небудь сервісу або викликати лавиноподібне зростання трафіку чи абонентської бази оператора.

Існуючі на даний момент часу системи управління системи мобільного зв'язку дозволяють лише оповістити про виниклу проблему і не мають інструменту, який хоча б у малому наближенні зміг оцінити наслідки для системи у разі зміни вхідних параметрів (склад устаткування, його конфігурація, агресивність трафіку абонентів і так далі).

При цьому раціональним є застосування математичних методів, що дозволяють на основі даних, зібраних автоматизованими вимірювальними комплексами, виконати математичне моделювання процесів, що відбуваються в системі. Побудована імовірнісна модель процесів має давати можливість ефективно прогнозувати характеристики системи.

У даному розділі подані теоретичні основи побудови моделей лінійного передбачення часових рядів, що характеризують функціонування системи мобільного зв'язку стандарту GSM. Наводяться результати перевірки адекватності використання такої математичної моделі для вирішення задачі прогнозування трафіку на реальних даних, отриманих у системі мобільного зв'язку. Матеріали розділу підготовлені на основі робіт [77, 81–84].

9.1 Особливості математичної моделі трафіку транспортної мережі системи мобільного зв'язку

Моделі лінійного передбачення використовуються в теорії синтезу та аналізу лінійних систем. З їх допомогою будуються моделі систем, що якнайкраще пояснюють спостереження. До таких систем, зокрема,

належать формуючі і відбілюючі фільтри на основі математичної моделі лінійного передбачення. Формуючі фільтри дозволяють синтезувати лінійні моделі реальних випадкових процесів, відновлювати реальні сигнали за параметрами їх моделей, генерувати імітаційні випадкові процеси із заданими статистичними характеристиками.

В основу моделі лінійного передбачення покладена кореляція відліку випадкового процесу в поточний момент часу з деяким скінченним або нескінченним числом відліків у попередні моменти часу. Кореляційні зв'язки дозволяють здійснити регресію поточного відліку на попередні відліки. Такий вид регресії називається авторегресією (АР). У рівнянні АР поточний відлік подається зваженою сумою попередніх відліків з деякими коефіцієнтами ваги

$$x[t] = \sum_{j=1}^p \Phi[j]x[t-j] + a[t], \quad (9.1)$$

де $\Phi[j]$ – коефіцієнти АР;

$a[t]$ – некорельовані випадкові відліки;

p – порядок моделі АР.

Величина

$$\tilde{x}[t] = \sum_{j=1}^p \Phi[j]x[t-j]$$

називається передбаченням випадкової величини. Різниця між поточним значенням відліку і його передбаченням називається помилкою передбачення

$$a[t] = x[t] - \tilde{x}[t].$$

Величина $a[t]$ характеризує максимальну точність передбачення поточного відліку, а її статистичні властивості визначають вибір порядку моделі АР.

З (9.1) випливає, що побудова АР моделі випадкового процесу зводиться до знаходження коефіцієнтів АР і визначення порядку p . Помножуючи праву і ліву частини (9.1) на $x[t-j]$ та усереднюючи, можна отримати систему рівнянь

$$R[i] = \sum_{j=1}^p \Phi[j]R[j-i] = 0, \quad i = 1 \div p, \quad (9.2, a)$$

$$R[0] - \sum_{j=1}^p \Phi[j]R[j] = D_a, \quad (9.2, б)$$

де $R[i] = E\{x[t]x[t-i]\}$ – значення функції кореляції випадкового процесу;

D_a – дисперсія помилок передбачення моделі АР;

$R[0]$ – дисперсія випадкового процесу.

Набір рівнянь (9.2, а) і (9.2, б) називається повною системою рівнянь Юла–Уокера. Рішенням цієї системи є коефіцієнти АР і дисперсія помилок передбачення. Під час визначення рівнянь (9.2 а, б) було враховано, що

$$E\{a[t]a[t-i]\} = 0, \quad i \neq 0, \quad i > 0; \quad (9.3, \text{а})$$

$$E\{a[t]x[t-i]\} = 0, \quad i \neq 0, \quad i > 0. \quad (9.3, \text{б})$$

Співвідношення (9.3 а, б) впливають із некорельованості помилок передбачення $a[t]$.

Вирішення системи рівнянь (9.2, а) можна подати у матричному вигляді

$$\vec{\Phi} = R_p^{-1} \vec{R},$$

де

$$\vec{\Phi} = \begin{bmatrix} \Phi[1] \\ \Phi[2] \\ \vdots \\ \Phi[p] \end{bmatrix}, \quad R_p = \begin{bmatrix} R[0] & R[1] & \dots & R[p-1] \\ R[1] & R[0] & \dots & R[p-2] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R[p-1] & R[p-2] & \dots & R[0] \end{bmatrix}, \quad \vec{R} = \begin{bmatrix} R[1] \\ R[2] \\ \vdots \\ R[p] \end{bmatrix}.$$

Як видно з (9.2, а), рівняння не зміниться, якщо замість $R[i]$ використовувати нормовані значення функції кореляції $r[i] = R[i]/R[0]$, які називатимемо коефіцієнтами кореляції. Вочевидь, що при цьому параметри моделі АР залишаться колишніми.

Для визначення стаціонарності випадкового АР-процесу використовується характеристичне рівняння

$$\Phi(c) = c^p - \Phi[1]c^{p-1} - \dots - \Phi[p] = 0. \quad (9.4)$$

Якщо корені характеристичного рівняння (9.4) лежать всередині одиничного кола на комплексній площині, то процес АР задовольняє умові стаціонарності.

Формула для знаходження спектра моделі АР лежить в основі параметричного спектрального оцінювання. Для її виведення розглядатимемо процес АР як реакцію фільтра $x[t]$, на вхід якого подаються некорельовані відліки $a[t]$. Використовуючи z -перетворення, можна показати, що z -перетворення передавальної функції АР фільтра має вигляд

$$H(z) = 1/\Phi(z), \quad (9.5, \text{а})$$

де оператор АР описується виразом

$$\Phi(z) = -\sum_{i=1}^p \Phi(i)z^{-i}, \quad \Phi[0] = -1. \quad (9.5, \text{б})$$

z -перетворення спектральної щільності потужності (СЩП) вихідного і вхідного процесів пов'язані співвідношенням

$$P(z) = |H(z)|^2 P_a[z] = P_a[z] / |\Phi(z)|^2. \quad (9.6)$$

Щоб знайти СЩП вихідного АР-процесу, необхідно в (9.6) зробити заміну $z = e^{j2\pi jT}$ і покласти, що для білого шуму постійна величина $P_a[z] = D_a$. Тоді з (9.6) випливає

$$P(f) = D_a / \left| 1 - \sum_{i=1}^p \Phi[i] e^{-j2\pi jT} \right|^2. \quad (9.7)$$

Вираз (9.7) широко використовується в параметричному методі спектрального оцінювання випадкових процесів. Як параметри, що повністю характеризують спектральне оцінювання випадкового процесу, виступають коефіцієнти АР і порядок моделі. Параметричне спектральне оцінювання має ряд переваг порівняно з традиційними методами спектрального оцінювання (корелограмним і періодограмним). До них належать: більш висока спектральна роздільна здатність в процесі використання коротких вибірок, відсутність бічних пелюсток.

Для прогнозування використовуються моделі лінійного передбачення деякого класу нестационарних випадкових процесів. Цей клас характеризується нестационарним математичним очікуванням у вигляді тренду, описуваного ступеневою функцією. Показник ступеня має бути цілим позитивним числом. Наявність тренду призводить до нестационарності моментних функцій усіх порядків. Аналітично складно описувати нестационарні процеси. Серед моделей цього класу є описаний спосіб перетворення нестационарних процесів до стаціонарних шляхом побудови деякої мультиплікативної моделі лінійного передбачення. Одна зі складових мультиплікативної моделі описує стаціонарний процес, а друга враховує ступеневий тренд. Слід мати на увазі, що попереднє перетворення процесу в цьому способі є причиною виникнення додаткової похибки.

Моделі лінійного передбачення, що описують такий клас нестационарності, можна отримати, припустивши, що якась підходяща різниця відліків процесу буде стаціонарною. Розглядатимемо властивості класу нестационарних процесів, у яких d -та різниця є стаціонарним процесом авторегресії.

У загальному випадку розглядають процеси авторегресії – ковзного середнього. Але для прогнозування трафіку транспортної мережі системи мобільного зв'язку достатньо застосовувати спрощену модель АР лінійного передбачення. Розглядатимемо моделі АР для класу процесів з детермінованим,

як правило, з апіорі відомим періодом коливань випадкового процесу. У загальному випадку нестационарні процеси, що мають такі властивості, прийнято називати сезонними процесами. Для таких процесів СЩП сезонних процесів має вузьку смугу, а кореляційна функція слабо загасає і має значну довжину. Для таких процесів періодична складова процесу маскує менш виражену стаціонарну складову процесу, модель якої являє інтерес для ідентифікації моделі. Спосіб побудови моделей лінійного передбачення сезонних процесів з трендом ґрунтується на взятті відповідних різниць відліків процесу, що усувають тренд і періодичні складові.

Розглянемо можливий випадок – коли корені характеристичного рівняння $\Phi(c) = 0$ лежать на одиничному колі. Моделі з такою властивістю важливі, тому що дозволяють описувати однорідні нестационарні випадкові процеси зі ступеневими трендами. Розглянемо модель

$$\varphi(z)x'[t] = a[t], \quad (9.8)$$

де $\varphi(z)$ – нестационарний оператор авторегресії, такий, що d коренів рівняння $\varphi(z) = 0$ дорівнюють одиниці, а решта лежать поза одиничного кола. $x'[t]$ – випадковий нестационарний процес з ненульовим середнім.

Модель (9.8) можна подати у вигляді

$$\varphi(z)x'[t] = \Phi(z)(1-z)^d x'[t] = a[t], \quad (9.9)$$

де $\Phi(z)$ – стаціонарний оператор авторегресії (9.5).

Оскільки $\nabla^d x'[t] = \nabla^d x[t]$ для $d \geq 1$, можна уявити модель (9.9) у вигляді

$$\Phi(z)\nabla^d x[t] = a[t]. \quad (9.10)$$

Еквівалентне (9.10) визначення процесу можна подати двома рівняннями

$$\Phi(z)\omega[t] = a[t]$$

і

$$\omega[t] = \nabla^d x[t].$$

Ця модель відповідає припущенням, що d -та різниця може бути подана стаціонарним процесом АР.

Взяття d -ї різниці по суті еквівалентно диференціюванню дискретного процесу. Тому необхідно зазначити, що операція взяття похідної, усуваючи деякі види трендів, змінює властивості стаціонарного процесу. Диференціювання випадкового процесу призводить до ослаблення низькочастотних і підйому високочастотних спектральних компонент. Спотворення спектра аналізованого випадкового процесу призводить до погрішностей оцінки параметрів моделі

лінійного передбачення. Таким чином, стаціонарна модель лінійного передбачення будується не для стаціонарної складової процесу, а для його d -ї похідної, з усіма наслідками, що випливають з цього. У багатьох випадках, похибка, що вноситься під час взяття різниці, є прийнятною для вирішуваних завдань прогнозування.

У загальному випадку застосовується так звана модель авторегресії – проінтегрованого ковзного середнього (АРІКС) для нестаціонарних часових процесів, що має фундаментальне значення в задачах прогнозування та управління.

9.2 Аналіз реальних даних, що характеризують трафік системи мобільного зв'язку

У дослідженнях аналізувалися одинадцять вибірок реальних даних, що характеризують мережний трафік системи мобільного зв'язку, зокрема, запити на встановлення високошвидкісної сесії передачі даних, успішно встановлені високошвидкісні сесії передачі даних, спроби встановлення виклику, проклучені виклики, трафіки передачі абонентів вгору і вниз, статистика передачі даних на одній сектор-несучій частоті для однієї базової станції.

Проведено попередній аналіз даних про функціонування мережі стільникового зв'язку за 356 днів, виміряних через кожні 30 хвилин. Аналіз показав, що трафік має нестаціонарний характер у вигляді тренду і двох сезонних складових. Для прикладу на рис. 9.1 наведені дані, що показують трафік інтенсивності переговорів у мережі. Видно яскраво виражену сезонну складову, пов'язану з добовою періодичністю інтенсивності переговорів. На графіку спостерігається також стійка сезонна складова з тижневим періодом, а також зростаючий тренд інтенсивності переговорів. Проте в цілому тренд неоднорідний, оскільки в ньому є присутні ділянки зростання з різною швидкістю і навіть спаду. На рис. 9.2 зображена вибірка даних, підсумованих за кожен добу.

Для побудови моделі лінійного передбачення інтерес являють статистичні характеристики стаціонарних даних, що характеризують функціонування системи. Отримання цих характеристик ускладнене наявністю сезонних коливань процесу, а також існуванням тренду. Для побудови моделі стаціонарного процесу необхідно спочатку усунути тренд і сезонні коливання. Повна модель нестаціонарного процесу, яка може бути використана для прогнозування, мультиплікативно включає моделі стаціонарної, трендової і сезонної складових.

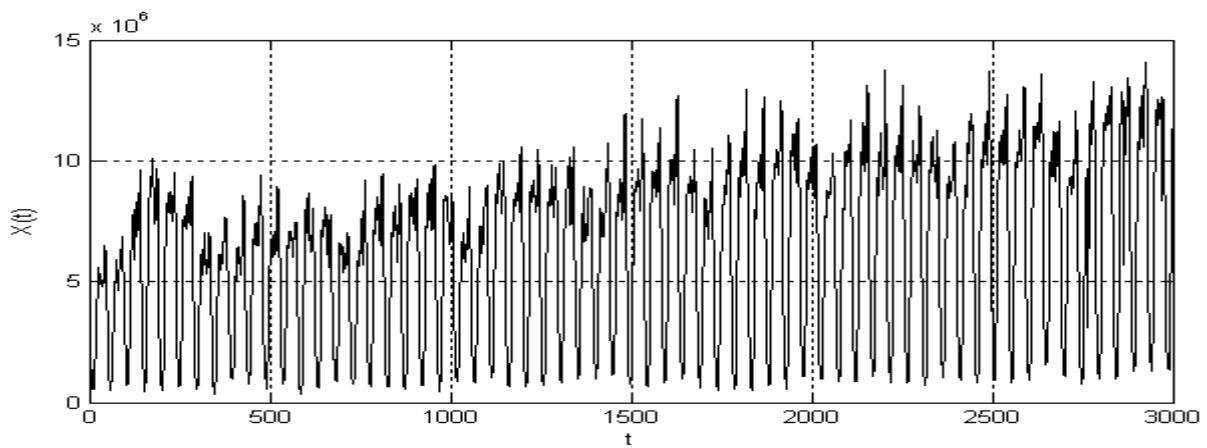


Рисунок 9.1 – Вибірка даних про інтенсивність переговорів абонентів у мережі через кожні 30 хвилин

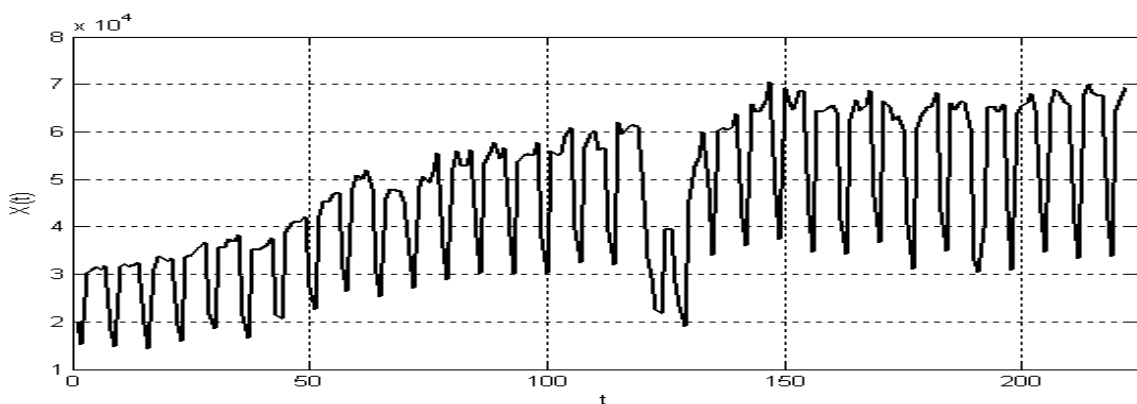


Рисунок 9.2 – Вибірка даних трафіку, підсумованих за кожну добу

На рис. 9.3 поданий графік оцінки кореляційної функції, вчисленої для стаціонарної складової процесу. На ньому видно, що є значні значення кореляції для малих зміщень часу. Окрім цього, в області зміни відліків, що відповідають добовим циклам, спостерігаються негативні значення кореляції. Аналіз кореляційної функції за великих значень аргументів вказує на циклічність кореляційної функції, яка спостерігається для змінних, рівних тижневому інтервалу $T_n = 48 \times 7 \text{ днів} = 336 \text{ відліків}$.

У ряді випадків для аналізу часових рядів, зокрема під час вирішення задач прогнозування, застосовується попереднє нелінійне перетворення даних, зокрема, логарифмування даних. Використане нелінійне перетворення зменшує розкидання даних для великих інтенсивностей, але збільшує розкидання даних за низьких інтенсивностей трафіку. На рис. 9.3, б наведена кореляційна функція даних з попереднім логарифмуванням. На графіку кореляційної функції прологарифмованого процесу видно, що зменшилися коливання кореляційної функції відносно нульової лінії, а із зсувом на 48 відліків її значення стали помітно більшими.

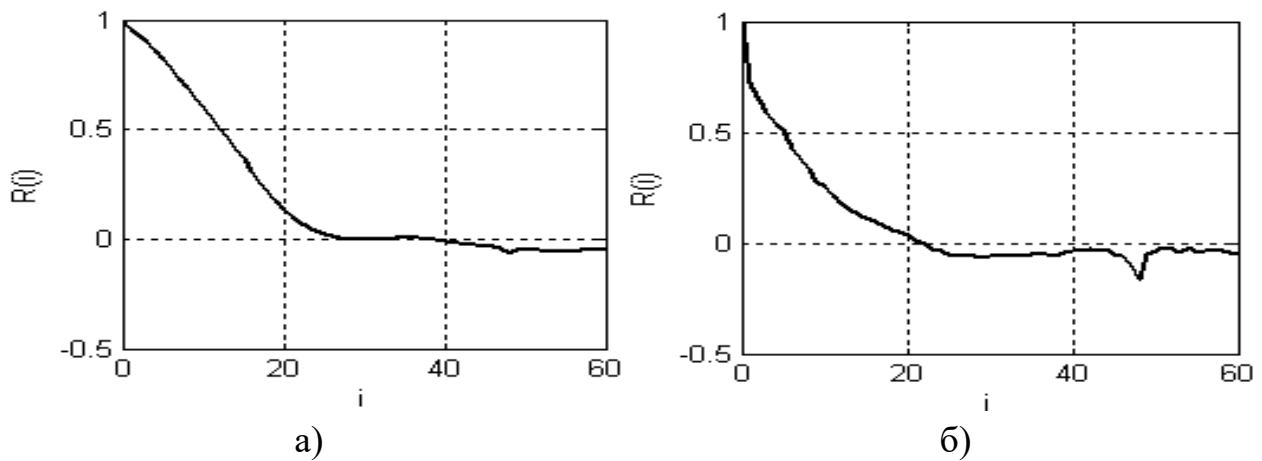


Рисунок 9.3 – Кореляційні функції даних інтенсивності переговорів абонентів:
 а) для даних без попереднього логарифмування;
 б) для прологарифмованих даних

9.3 Особливості короткострокового прогнозування мережного трафіку

Нестационарні дані, що характеризують функціонування мережі мобільного зв'язку, раціонально моделювати процесами АРПКС. Для виключення сезонної складової застосовується спрощуючий оператор узяття різниці $\nabla_s = 1 - z^{-s}$, де z^{-s} – оператор зсуву, дія якого визначається виразом $z^{-s}x[t] = x[t - s]$. Оскільки прогнозовані дані є значеннями інтенсивності переговорів через кожні 30 хвилин, то для виключення в межах добових коливань треба обрати зсув, рівний кількості відліків за одну добу. Після такої дії оператором на початковий процес отримуємо новий випадковий процес $\omega_1[t]$ без добових коливань.

$$\omega_1[t] = \nabla_s x[t] = x[t] - x[t - 48]. \quad (9.11)$$

Для усунення тренду використовується метод, що вживається для побудови нестационарних моделей АРПКС, який базується на застосуванні до випадкових процесів з трендом оператора взяття різниці

$$\omega[t] = \nabla^d x[t] = (1 - z)^d x[t], \quad (9.12, a)$$

де d – порядок стаціонарних приростів процесу. Для лінійного тренду обирають $d = 1$, а для квадратичного необхідно брати $d = 2$. Зазначимо, що для нестационарних процесів з довільним законом зміни тренду застосування цього методу дає істотні погрішності прогнозу. Для лінійних ділянок тренду з (9.11) з урахуванням (9.12, а), отримуємо при $d = 1$

$$\omega_2[t] = \nabla \omega_1[t] = \omega_1[t] - \omega_1[t - 1]. \quad (9.12, б)$$

Виключення з нестационарного процесу сезонної складової і тренду дозволяє синтезувати моделі лінійного передбачення стаціонарного процесу.

На графіку кореляційної функції процесу $\omega_2[t]$, поданої на рис. 9.3, а видно, що в ньому є присутніми значимі кореляції для малих зміщень часу. Окрім цього спостерігаються негативні значення кореляції. Аналіз кореляційної функції за великих зміщень вказує на циклічність кореляційної функції, яка спостерігається для зміщення, рівного тижневому інтервалу $T_H = 48 \times 7 \text{ днів} = 336 \text{ відліків}$. Під час довгострокового прогнозу для усунення цієї сезонної складової можна використати також спрощуючий оператор ∇_s , де $s = 336$. Проте для довгострокового прогнозу використовуватимемо підсумовані за добу дані (рис. 9.12), для яких $s = 7$.

Для сезонних процесів з трендом існує проблема вибору відповідної моделі з множини можливих. Як показали дослідження, для аналізованих даних за кореляційної функції (рис. 9.3, а) найбільш відповідна модель визначається виразом

$$\nabla_{48}(1 - z^{-1}) = (1 - \Phi z^{-1})x[t] = a[t], \quad (9.13)$$

де Φ – коефіцієнт першого порядку моделі авторегресії (АР) для стаціонарного процесу $\omega_2[t]$.

Тоді сезонна модель описується різницевим рівнянням

$$\hat{x}[t+l](\pm) = \hat{x}[t+l] \pm u_{1-\varepsilon/2} \left(1 + \sum_{i=1}^{l-1} h_i^2\right)^{1/2} \sigma_a \quad (9.14)$$

Помноживши (9.14) на $x[t-1]$ і усереднивши результат, отримаємо вираз для розрахунку коефіцієнта Φ через відповідні значення кореляційної функції:

$$\Phi = \frac{R[1] - R[0] - R[47] + R[48]}{R[0] - R[1] - R[48] + R[49]}.$$

Прогнозування із застосуванням різницевого рівняння (9.13) забезпечує мінімальну середньоквадратичну помилку в момент t з упередженням на l кроків. Такий прогноз являє собою умовне математичне очікування $x[t+l]$ в момент l за умови, що усі $x[t]$ до моменту t відомі. Умовне математичне очікування випадкових величин, що входять в (9.13), дорівнює

$$\begin{aligned} \{x[t+i]\} &= \begin{cases} x[t+i], & i \leq 0, \\ \hat{x}[t+i], & i > 0, \end{cases} \\ \{a[t+i]\} &= \begin{cases} a[t+i], & i \leq 0, \\ 0, & i > 0, \end{cases} \end{aligned}$$

де $\hat{x}[t+i]$ – це прогноз $x[t]$ у момент t на i кроків.

Різницеве рівняння, що використовується для прогнозування в момент на l кроків, отримуємо з (9.13)

$$\begin{aligned} x[t+l] = & (\Phi + 1)x[t+l-1] - \Phi x[t+l-2] + x[t+l-48] - \\ & - (\Phi + 1)x[t+l-49] + \Phi x[t+l-50] + a[t+l]. \end{aligned} \quad (9.15)$$

Прогноз на упередження l кроків отримуємо як умовне математичне очікування від (9.15).

Формули для корекції і дисперсії помилки прогнозу виражаються через імпульсну характеристику лінійної системи, що описується різницеvim рівнянням (9.13). Процес на виході лінійної системи з імпульсною характеристикою $h[i]$ може бути поданий у вигляді згортки

$$x[t] = h(z)a[t-i] = \sum_{i=0}^{\infty} x[i]a[t-i].$$

Помилка прогнозу для упередження на l кроків дорівнює

$$e[t+l] = a[t+l] + h[1]a[t+l-1] + \dots + h[l-1]a[t+1]. \quad (9.16)$$

Прогноз буде незміщеною оцінкою, адже умовне математичне очікування помилки прогнозу задовольняє рівності. Дисперсія помилки прогнозу знаходиться з (9.16) і визначається виразом

$$D_e(l) = \left(1 + h^2[1] + h^2[2] + \dots + h^2[l-1]\right) D_a.$$

За довірчої ймовірності $1 - \varepsilon$ інтервальна оцінка прогнозу $\hat{x}[t+l]$ визначається співвідношенням

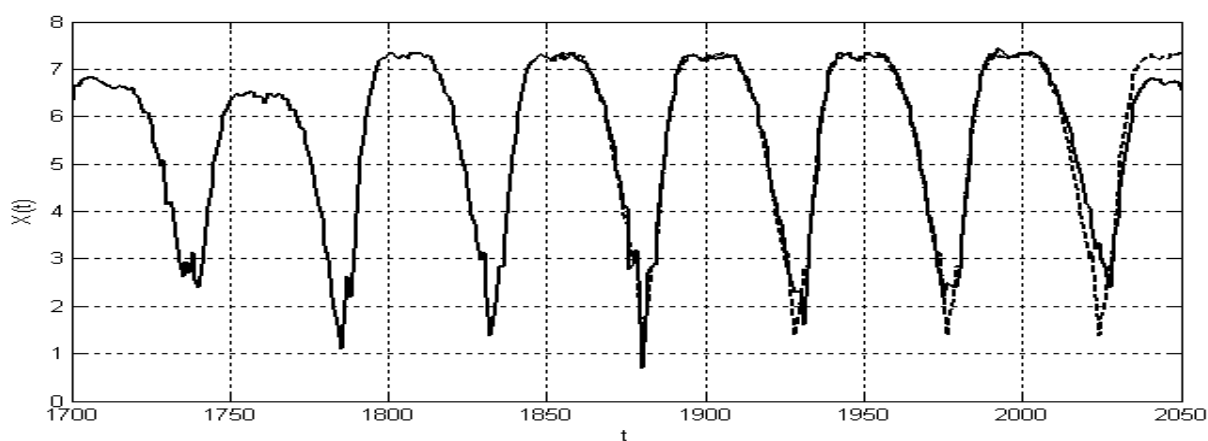
$$\hat{x}[t+l](\pm) = \hat{x}[t+l] \pm u_{1-\varepsilon/2} \left(1 + \sum_{i=1}^{l-1} h_i^2\right)^{1/2} \sigma_a,$$

де σ_a – середньоквадратична помилка передбачення;

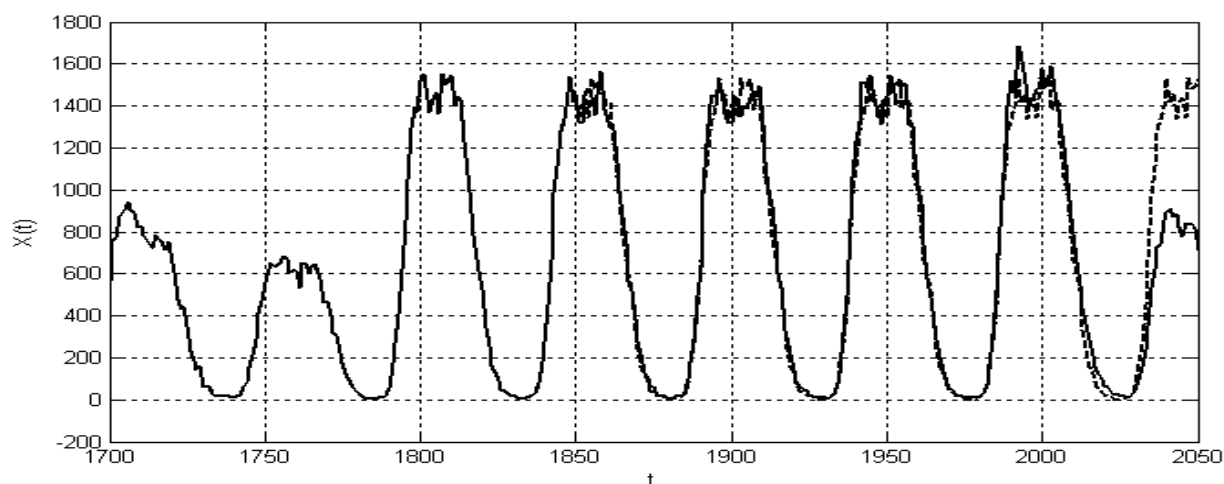
$u_{1-\sigma/2}$ – квантиль нормального розподілу рівня значущості ε .

У першій серії експериментів проводився короткостроковий прогноз на 4–5 днів. При цьому трендовою складовою трафіку передачі даних можна знехтувати. В ході прогнозу враховувалася сезонна складова з періодом 48 відліків. Прогнозування проводилося за допомогою системи різницеvих рівнянь (9.15). На рис. 9.4, а подані графіки прогнозів для прологарифмованої вибірки даних, а на рис. 9.4, б графік прогнозів даних без попереднього логарифмування.

Для прогнозування використовувалися моделі АР першого порядку з коефіцієнтами $\Phi = 0.8982$ та $\Phi = 0.7249$ і відповідно. Аналіз графіків показує, що прогнози з використанням попереднього нелінійного передбачення більш точні в найбільш цікавій області – за високої інтенсивності переговорів.



а)



б)

Рисунок 9.4 – Прогнозування вибірки даних
про інтенсивність переговорів абонентів:

а) для прологарифмованої вибірки; б) без логарифмування

9.4 Особливості довгострокового прогнозування мережного трафіку

Крім короткострокового прогнозу для ефективного управління мережею стільникового зв'язку необхідно також проводити довгостроковий прогноз даних, що характеризують функціонування мережі зв'язку. Аналіз довгострокових часових рядів, що являють собою підсумовані за добу дані (рис. 9.2), показує наявність у тренді сезонних складових з квазідетермінованим періодом. Циклом є щотижневі коливання трафіку.

Для вирішення задачі довгострокового прогнозування будувалася модель стаціонарних процесів лінійного передбачення даних трафіку після усунення лінійного тренду і сезонної складової. Для усунення лінійного тренду застосовувалася операція взяття різниці (9.12, б). Сезонна складова видалялася операцією взяття різниці

$$\omega_1[t] = \nabla_s x[t] = x[t] - x[t - 7].$$

Довгострокове прогнозування викликає труднощі, пов'язані насамперед з неоднорідністю тренда, з малою довжиною аналізованої реалізації даних і вибором відповідної стаціонарної моделі. Як показали дослідження трендів аналізованих даних, вони характеризуються неоднорідними швидкостями зростання і спаду тренда. Тому довгостроковий прогноз можливий лише для невеликих упереджень на однорідній ділянці тренду. На рис. 9.5 подані дані прогнозування вибірки щоденних даних. Для стаціонарного випадкового процесу, отриманого після видалення тренда, застосовувалася модель АР першого порядку з коефіцієнтом авторегресії, рівним 0,5663. Початок прогнозу обирався в точці відносної однорідності тренду. Упередження прогнозу становило три цикли, що відповідає трьом тижням.

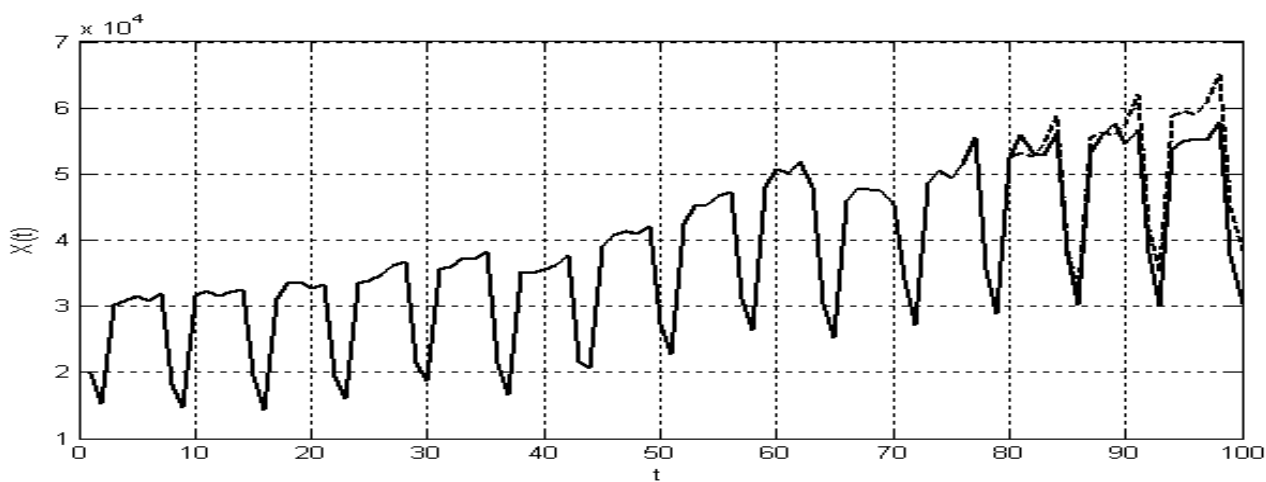


Рисунок 9.5 – Прогнозування прологарифмованої вибірки щоденних даних

Як видно з графіка прогнозу, поданого на рис. 9.5, застосування попереднього нелінійного перетворення даних у цьому випадку помітного поліпшення не дає. Очевидно, це пояснюється тим, що процентна зміна даних (відмінність мінімального значення від максимального значення) невелика, на відміну від даних, прогноз яких наведено на рис. 9.4–9.5.

Точність прогнозу істотно залежить від початкової точки прогнозу в разі неоднорідного тренда. На рис. 9.6 поданий графік прогнозу прологарифмованої вибірки щоденних даних з точкою початку прогнозу, рівною 60 відліків, а не 80 відліків, як у прогнозах, поданих на рис. 9.5.

На рис. 9.7 і 9.8 показані результати експериментів щодо прогнозування, які проводилися на інших вибірках щоденних даних трафіку, зокрема, відповідно для передачі даних абонентів вгору і вниз, а також щоденних даних спроб встановлення виклику.

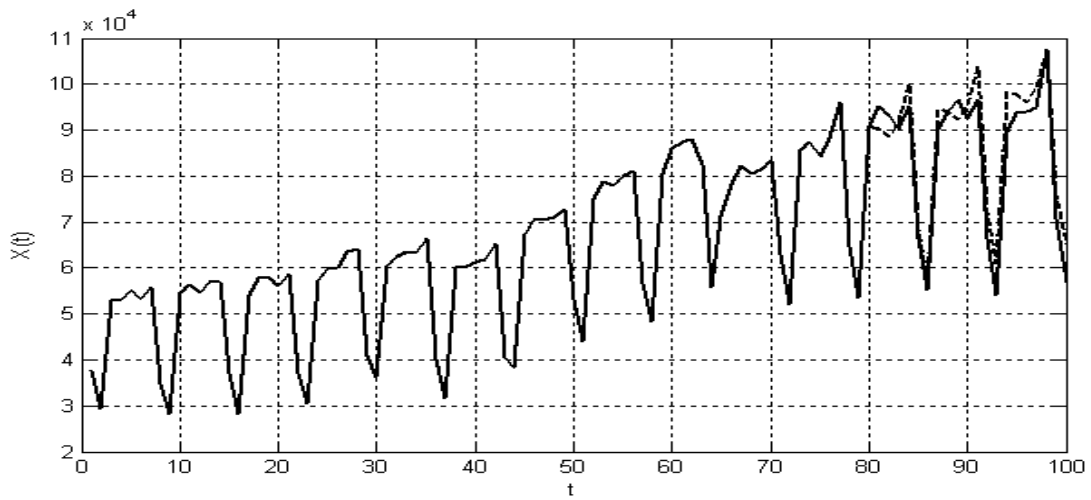


Рисунок 9.6 – Прогнозування вибірки щоденних даних з початковою точкою прогнозу 60 відліків

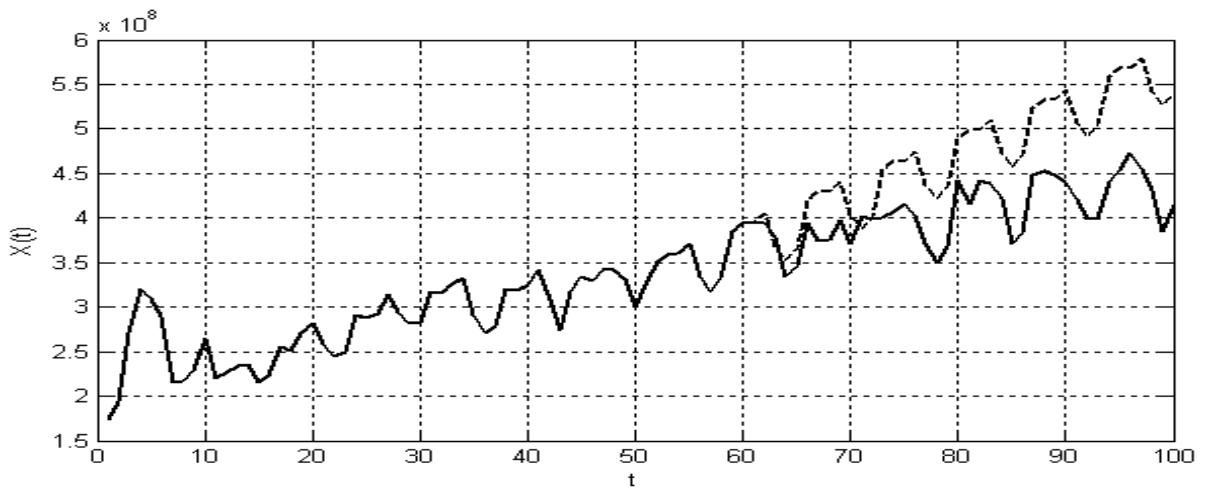


Рисунок 9.7 – Прогнозування трафіку передачі даних абонентів вгору

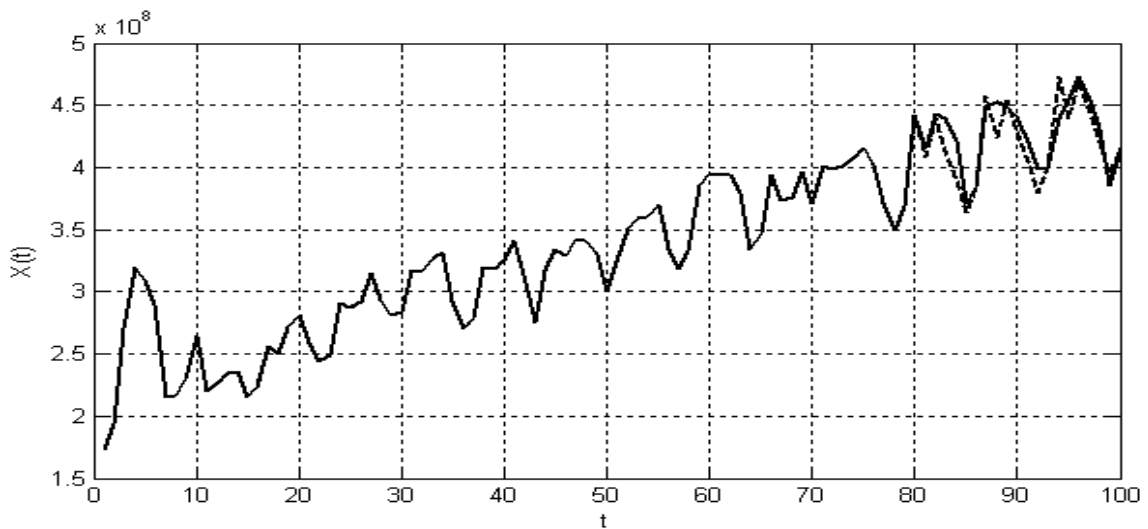


Рисунок 9.8 – Прогнозування прологарифмованих даних передачі даних абонентів вниз

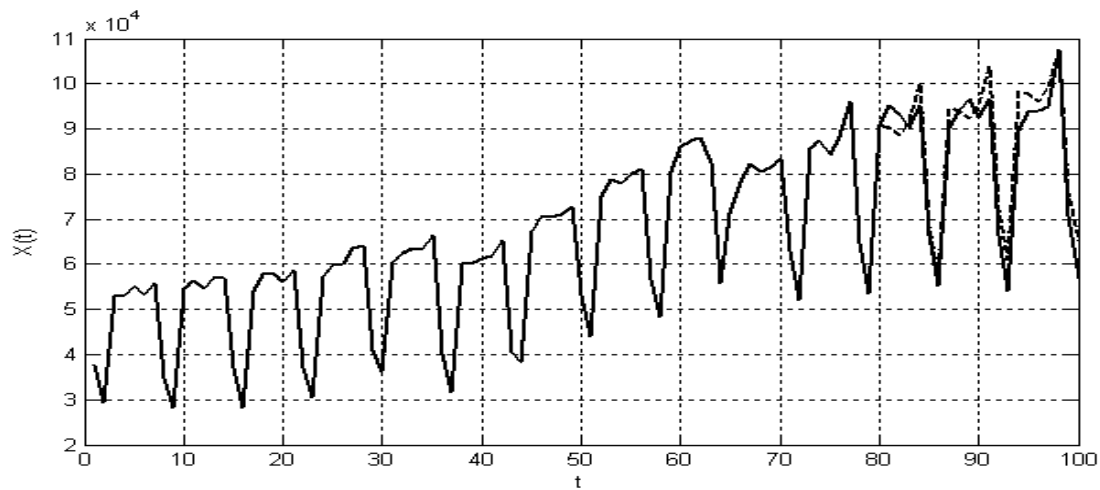


Рисунок 9.9 – Прогнозування даних спроб встановлення виклику

Були отримані залежності нормованої середньоквадратичної помилки прогнозування від глибини прогнозу для випадків короткострокового і довгострокового прогнозування різних типів мережного трафіку. Для прикладу на рис. 9.10 наведено залежність нормованої дисперсії похибки прогнозу вибірки щоденних даних трафіку передачі даних абонентів вгору від глибини прогнозу.

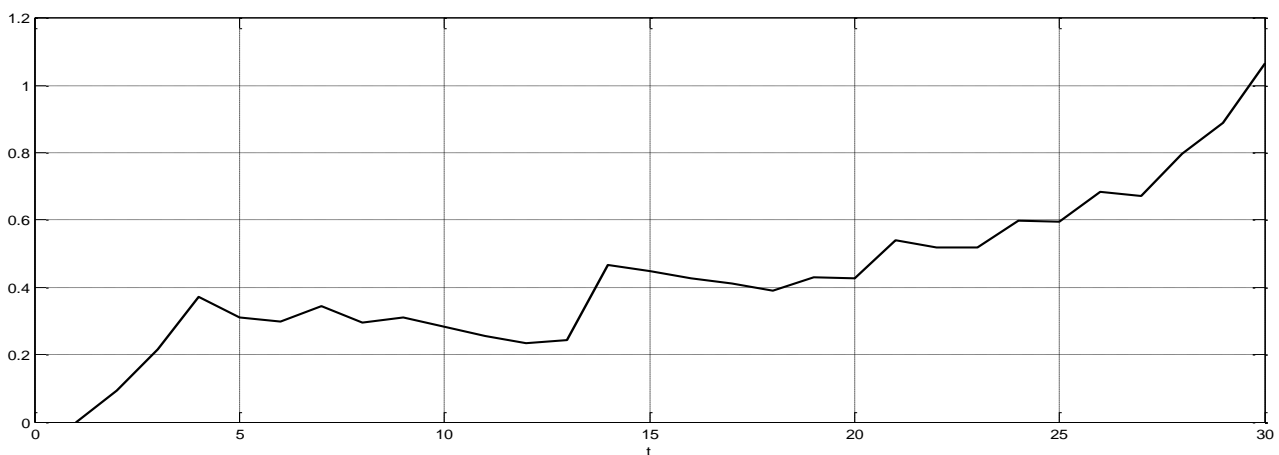


Рисунок 9.10 – Залежність нормованої помилки прогнозування трафіку передачі даних абонентів вгору від глибини прогнозу

Таким чином, внаслідок проведених досліджень встановлено, що в процесі прогнозування трафіку системи мобільного зв'язку може бути використана математична модель лінійного передбачення. При цьому точність прогнозування трафіку залежить від однорідності прогнозованих даних і точності побудови моделі, яка використовується для описування процесів передачі у системі мобільного зв'язку.

Контрольні запитання та завдання

1. Поясніть необхідність вирішення задачі прогнозування трафіку під час планування системи мобільного зв'язку.
2. На основі якої математичної моделі випадкового процесу може бути описаний трафік транспортної мережі системи мобільного зв'язку?
3. Яка статистична характеристика випадкового процесу лежить в основі моделі лінійного передбачення?
4. Що характеризує кореляція відліків випадкового процесу в поточний момент часу з деяким скінченим числом відліків у попередні моменти часу?
5. Наведіть рівняння авторегресії та поясніть, що означають складові елементи.
6. Поясніть, як оцінюються параметри авторегресії через отримані реальні дані трафіку транспортної мережі системи мобільного зв'язку.
7. Поясніть, як визначаються прогнозні значення трафіку транспортної мережі на основі моделі лінійного передбачення.

10 ОПТИМІЗАЦІЯ ВИКОРИСТАННЯ ЧАСТОТНОГО РЕСУРСУ В СИСТЕМАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ З ВИКОРИСТАННЯМ ТЕХНОЛОГІЇ КОГНІТИВНИХ РАДІО

Сучасні тенденції розвитку інформаційних систем і технологій спрямовані на підвищення ефективності їх експлуатації. Особливий розвиток отримали безпроводові технології, які стрімко розвиваються в поточний момент часу. Зокрема, це стосується розвитку перспективних систем мобільного зв'язку із використанням технології когнітивного радіо. В даному розділі розглядаються деякі особливості застосування технології когнітивного радіо для оптимізації використання частотного ресурсу в системах мобільного зв'язку. Матеріали розділу підготовлені на основі сучасних публікацій у даній галузі та з використанням результатів власних досліджень авторів [78, 85–87].

10.1 Особливості технології когнітивного радіо

З кожним роком кількість пристроїв, що використовують радіоресурс, неухильно зростає. Однак сам частотний ресурс обмежений і вже зараз досить переповнений. Огляд сучасного стану потреб абонентів щодо мобільних послуг свідчить, що зараз відбувається інтенсивне зростання мобільного трафіку в мережах зв'язку. Тому щоб задовольнити запити споживачів, необхідне впровадження сучасних технологій використання частотного ресурсу. Водночас їх введення в експлуатацію пов'язано з низкою проблем, однією з яких є недостатня кількість вільних частотних смуг. При цьому оператори не можуть відмовитися від експлуатації існуючих технологій, щоб таким чином звільнити частоти для впровадження нових технологій.

На даний момент часу розподіл смуг частот між операторами зв'язку відбувається на підставі ліцензій, які видає державний центр радіочастот. Смуги частот, на які видано ліцензії, можуть використовуватися лише тими організаціями, за якими вони закріплені, що виключає можливість його використання іншими засобами та іншими користувачами. При цьому аналіз використання частотного ресурсу свідчить, що його ефективне використання відбувається не на всіх доступних частотах. Освоєння нових частотних діапазонів через різні фактори відбувається досить повільно, тому все частіше вдаються до процедур рефармінгу і вимушеного ущільнення технологій на частотних діапазонах. Таким чином, отримання нових ліцензій стає досить

складним, але водночас вкрай необхідним для розвитку телекомунікаційної індустрії в цілому.

Слід зазначити, що всі безпроводові мережі доступу від WPAN до WMAN використовують діапазони УВЧ і НВЧ, які характеризуються значним загасанням під час поширення і слабким огинанням хвилею перешкод. Це означає, що на цих частотах, на відстанях більше 2–3 км практично неможливо забезпечити зв'язок поза прямої видимості між передавачем і приймачем. Якщо для щільної міської забудови проблема усувається встановленням достатньої кількості базових станцій, тоді як для сільської місцевості з її малою щільністю абонентів – таке рішення не є рентабельним.

Ця обставина стала однією з передумов появи на світ стандарту IEEE 802.22, який працює на більш низьких частотах, де ослаблення з відстанню значно менше, а перешкоди не є непереборною перешкодою. Його робота заснована на принципах когнітивного радіо (CR).

Впровадження технології когнітивного радіо покликане стати вирішенням вищезазначених проблем, оскільки його використання призводить до підвищення ефективності використання радіочастотного ресурсу.

Стандарт використовує діапазон частот від 54 до 862 МГц. Даний діапазон має такі позитивні властивості:

- відносно низький рівень виробничих та іоносферних шумів;
- прийнятні габарити антен для ефективного прийому і передачі сигналу;
- високі якісні характеристики поширення сигналу в умовах прямої видимості;
- можливість забезпечення великих зон покриття, особливо в передмісті та сільській місцевості.

Водночас значна частина діапазону частот від 54 до 862 МГц активно використовується для мереж наземного телевізійного мовлення, зокрема цифровим стандартом DVB-T.

У цих умовах робота нового стандарту IEEE 802.22 заснована на застосуванні когнітивних радіотехнологій, щоб забезпечити електромагнітну сумісність системи широкосмугового радіодоступу та наземного ТВ-мовлення в одному географічному районі.

Когнітивна радіомережа – самоорганізаційна радіосистема з динамічним доступом до радіочастотного спектра, яка здатна пізнавати своє експлуатаційне та географічне середовище, адаптувати до нього свої функціональні параметри і протоколи та/або змінювати своє експлуатаційне середовище за рахунок

накопичених у процесі функціонування знань і набутих навичок, з урахуванням встановлених регуляторних політик і свого функціонального стану.

Цей принцип організації функціонування радіомереж дозволяє працювати декільком радіотехнологіям в умовах браку частотного ресурсу. Радіомережі, робота яких організована за даним принципом, здатні аналізувати поточний стан зайнятості радіоефіру та приймати рішення про використання не зайнятих на даний момент часу радіочастот, що призводить до збільшення ефективності експлуатації радіочастотного ресурсу в цілому. Таким чином, відбувається його використання на вторинній основі, що розширює кількість доступних частотних ресурсів, і при цьому немає необхідності у виділенні додаткових частот.

Однією з найбільш важливих властивостей когнітивного радіо є можливість прийому, вимірювання, моніторингу, вивчення і сканування радіоспектра з метою виявлення та ефективного використання для адаптивної передачі вільних частотних смуг. Це є важливим завданням, оскільки когнітивні радіопристрої фактично не мають відомостей про інші пристрої, що використовують частотний ресурс. Отримання відомостей про них ґрунтується на інформації, отриманій від інших пристроїв, або ж отриманій самостійно.

Задача сканування спектра полягає у виявленні так званих «спектральних дірок», а саме діапазонів частот, виділених первинним користувачам, але в певний момент часу або залежно від географічного розташування, що не використовуються цими користувачами. На рис. 10.1 зображено, яким чином утворюються незайняті канали під час використання спектра.



Рисунок 10.1 – Ілюстрація поняття «Спектральні дірки»

Розподіл спектра для загального використання користувачами КР в даному частотному діапазоні може бути вертикальним і горизонтальним.

Горизонтальний поділ: користувачі КР і первинні користувачі мають однакові шанси на доступ до спектра так само, як і в безпроводових локальних мережах WI-FI, і в порядку загального поліпшення функціонування системи користувачі КР можуть обрати канал з меншою кількістю користувачів чи меншим трафіком. За даного підходу первинні користувачі і користувачі КР співіснують і використовують діапазони водночас.

Вертикальний поділ – користувачі КР мають менший пріоритет щодо первинних користувачів. І таким чином користувачі КР мають звільняти частотні канали якомога швидше, коли первинні користувачі починають свою роботу.

Для того, щоб ефективно використовувати прогалини у вже використовуваних частотах, передбачений цілий ряд механізмів, які забезпечують когнітивність радіомережі.

Властивість когнітивності відносно радіосистеми означає її здатність вирішувати такі задачі:

- моніторинг спектра з метою виявлення незайнятих у даний момент часу частотних смуг (спектральних дірок);
- аналіз параметрів радіоканалу з метою отримання інформації та прогнозування стану радіоканалу;
- контроль рівня випромінюваної потужності та управління процесом динамічного розподілу частот.

Для виконання цих завдань функціональна схема КР повинна мати в своєму складі елементи, які забезпечують:

- формування та обробку радіосигналів з використанням SDR-технологій;
- моніторинг радіочастотного спектра;
- аналіз результатів, отриманих внаслідок спостережень і навчання системи;
- контроль і управління системою згідно з діючими правилами, а також з політикою управління спектром;
- накопичення знань (база даних).

10.2 Аналіз методів виявлення незайнятих частотних каналів у когнітивних радіомережах

У стандарті IEEE 802.22 для отримання відомостей про радіоспектри використовуються два основних методи: геолокаційні бази даних (пасивний) та радіомоніторинг (активний).

На рис. 10.2 зображена базова класифікація методів отримання відомостей про радіоспектри в когнітивних радіомережах.

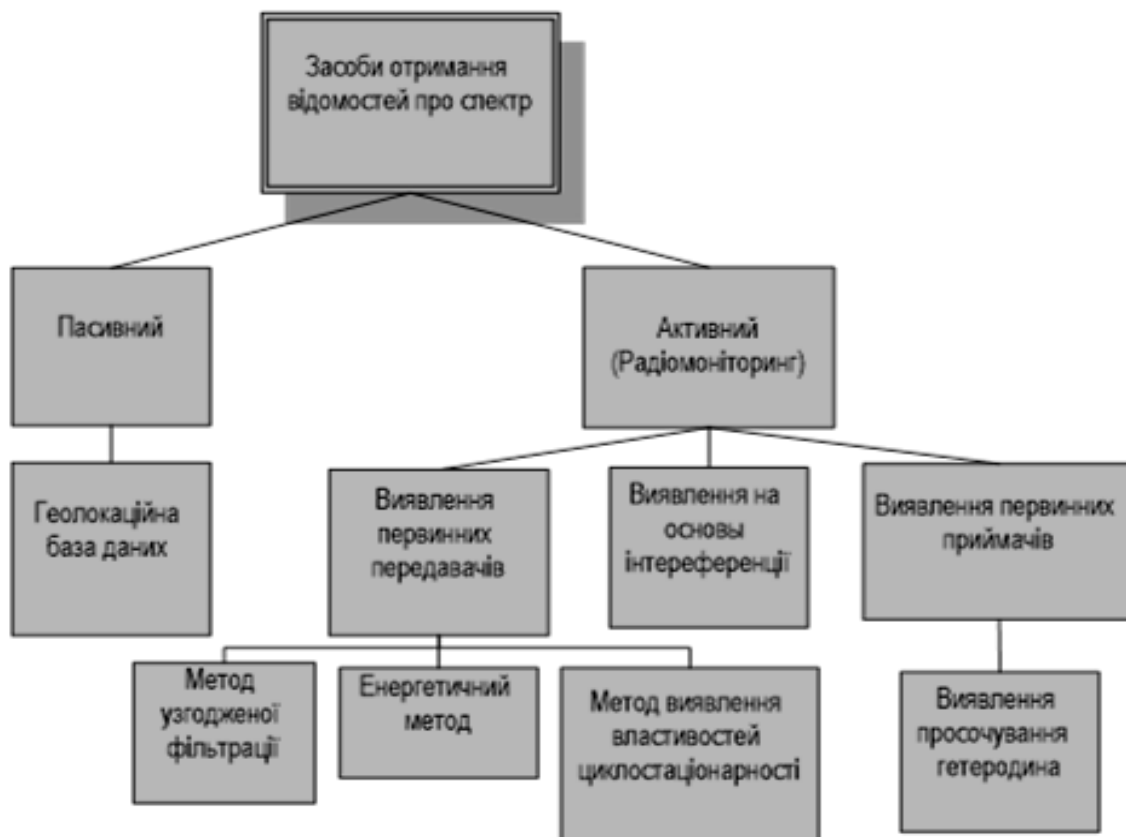


Рисунок 10.2 – Класифікація способів отримання відомостей про радіоспектр

Під час пасивного способу інформація про радіоспектр приймається ззовні, наприклад, від первинних комунікаційних систем, від сервера, від централізованої бази даних, або зумовлених налаштувань політики функціонування.

При цьому використовується інформація про розташування когнітивних пристроїв у поєднанні з базою даних ліцензованих передавачів, що дозволяє визначити, які канали локально доступні для їх повторного використання. Геолокація дозволяє визначити регіон розміщення і за базою даних визначити, які канали зайняті в конкретній місцевості, а також обрати оптимальний маршрут для передачі пакетів інформації. В рамках специфікації передбачається застосовувати супутникове або наземне позиціонування.

Активний спосіб отримання інформації заснований на РМ. Моніторинг спектра в системі КР являє собою спостереження за ефіром в широкому діапазоні частот з метою отримання інформації про наявність вільних у даний момент смуг частот, доступних для користувачів КР. Для стандарту IEEE 802.22 смуга огляду становить 54–862 МГц. Моніторинг спектра може бути здійснений кооперативним або одиночним способом.

Під час одиночного способу виявлення користувач КР може виявляти сигнал первинного передавача (ПП) за його власними спостереженнями і аналіз отриманих даних проводиться незалежно від інших користувачів. Водночас як кооперативний спосіб виявлення використовує дані, отримані від багатьох користувачів для виявлення ПП.

Більше того, метод кооперативного виявлення дозволяє подолати багатопроменеве поширення і ефект затінення, що збільшує його ефективність. Існує два методи для реалізації кооперативного способу виявлення: централізований і розподілений. Під час централізованого методу базова станція відповідає за збір всієї інформації від інших користувачів КР для виявлення ПП.

Кооперативний метод моніторингу спектра значно покращує статистику помилок, навіть якщо використовується невелика кількість незалежних скануючих одиниць. У разі кооперативного виявлення розподіл інформації серед користувачів когнітивного радіо та комбінування результатів від різних вимірювань є досить складним завданням.

Кооперативне зондування спектра відіграє дуже важливу роль у дослідженні КР, завдяки його здатності покращувати результати сканування, особливо з урахуванням явищ загасання, затінення і шумової невизначеності.

10.2.1 Методи виявлення первинних радіопередавачів

У даному методі виявлення первинних користувачів здійснюється за сигналами, які випромінюють їх передавачі. Їх приймають користувачі КР з допомогою своїх приймальних пристроїв.

Задача виявлення первинних передавачів (ПП) може бути сформульована як перевірка бінарних гіпотез:

$$H^1 : x(t) = S(t) + \xi(t), \quad (10.1)$$

$$H^0 : x(t) = 0 + \xi(t), \quad (10.2)$$

де H^1 – гіпотеза про наявність сигналу первинного користувача;

H^0 – гіпотеза про відсутність сигналу первинного користувача;

$x(t)$ – прийнятий сигнал;

$S(t)$ – переданий сигнал;

$\xi(t)$ – адитивний білий гаусовий шум з нульовим математичним очікуванням та ладанною дисперсією.

Під час перевірки бінарних гіпотез можуть бути допущені помилки двох типів. Ці помилки називаються «помилка першого роду» і «помилка другого роду». Помилка першого роду відбувається, якщо приймається гіпотеза H^1 , коли виконується гіпотеза H^0 . Імовірність здійснення помилки першого роду часто називається «помилковою тривоною». У задачах радіомоніторингу ймовірність помилкового виявлення є важливим параметром, оскільки помилкові виявлення призводять до пропуску вільних ділянок спектра. Помилка другого роду відбувається, якщо приймається гіпотеза H^0 , коли виконується гіпотеза H^1 . Помилка другого роду носить назву «пропуск цілі».

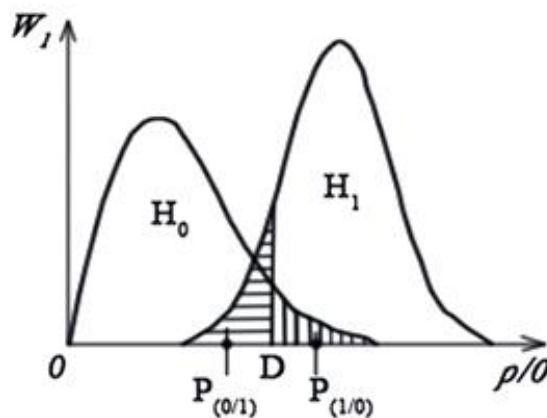


Рисунок 10.3 – Густина розподілу ймовірностей гіпотез щодо виявлення сигналу

Пропуск цілі призводить до того, що виникають колізії з первинними користувачами. Когнітивні радіомережі мають задовольняти обмеженням помилкової тривоги і пропуску цілі. Методи виявлення є компромісом між двома типами помилок. Однак слід враховувати той факт, що робота виявлювача заснована на усереднених значеннях, тобто ймовірність виникнення помилок зменшується із збільшенням числа вибірок спостережень. Обидва обмеження можуть бути задоволені вибором досить великого числа таких вибірок. З точки зору виконання бажано мати такі алгоритми, поріг спрацьовування яких може бути задано аналітично, і властивості яких можуть бути аналітично проаналізовані. На практиці ймовірність виявлення і кількість вибірок, необхідних для досягнення заданої ймовірності виявлення, має визначатися переважно експериментально через велику кількість факторів, що впливають на це значення: помилки синхронізації, загасання в каналі, невизначеність потужності шуму.

При цьому в сучасному ефірі працює велика кількість радіозасобів, що в свою чергу призводить до апріорної невизначеності на етапі виявлення.

Традиційні моделі параметричної невизначеності сигналу (повністю відомий сигнал, сигнал з невідомою фазою і флюктуючою амплітудою, невідомим часом надходження, невідомою частотою) дають добре наближення під час опису роботи виявлювачів у радіолокаційних і радіонавігаційних приймачах, у приймачах радіосистем передачі інформації. Але для засобів радіомоніторингу в КР найчастіше характерний граничний випадок обмеженості апріорних даних щодо виявлюваних сигналів – це повна їх відсутність. Вирішення задачі пошуку вузькосмугових радіосигналів, що мають, як правило, високе відношення сигнал/шум, може здійснюватися на основі відносно простих статистичних моделей спостережуваних сигналів, що вимагають мінімуму апріорних відомостей. Виявлення широкосмугових сигналів на фоні перешкод в умовах часткової або повної апріорної невизначеності являє собою істотну проблему.

Алгоритми виявлення бувають точкові та інтервальні. Відмінністю алгоритмів точкового типу є той факт, що вони ґрунтуються на прийнятті рішення за кожним спектральним коефіцієнтом спостережуваного процесу окремо [17]. В аналізованій смузі частот кожна складова спектрограми (амплітуда) порівнюється з порогом виявлення, який розраховується залежно від заданої ймовірності помилкової тривоги. У разі перевищення порогу приймається рішення про наявність сигналу на відповідній частоті, в іншому випадку приймається рішення про відсутність сигналу. Таким чином, аналізується вся смуга частот.

В процесі використання інтервальних алгоритмів виявлення рішення приймається на основі декількох спектрограм водночас. При цьому ширина інтервалу відповідає найменшій очікуваній смузі сигналу.

Незважаючи на певні відмінності, і той, і інший тип алгоритмів використовують як вихідні дані відліки спектра спостережуваного процесу. Тому початковим для виявлення сигналів є розрахунок спектрограми. Другим етапом виробляють оцінку потужності шуму, оскільки вона є апріорно невизначеним параметром. Для цього можуть бути використані оцінки за мінімумом згладженого енергетичного спектра, оцінки на основі виключення максимальних складових, інші оцінки.

Оцінка потужності шуму проводиться в більшості алгоритмів виявлення, що використовують як інформативні ознаки відмінність рівнів сигналу і шуму. Ефективність даної оцінки безпосередньо впливає на величину ймовірності помилкової тривоги. А значення ймовірності помилкової тривоги є гарантією правильного виявлення сигналу.

Вихідними даними алгоритмів виявлення є послідовність випадкових величин, які можуть приймати значення «0» і «1». Дана послідовність

«0» і «1» та відповідні їм частоти використовуються для подальшого аналізу зайнятих смуг частот.

Під час виявлення передавачів кожен термінал КР повинен мати можливість незалежного визначення присутності або відсутності первинного користувача в заданій ділянці спектра.

Як вже зазначалося, завдання моніторингу спектра КР відрізняється істотною апіорною невизначеністю, оскільки не лише значення параметрів сигналів, які виявляються, але й закони їх розподілу апіорі невідомі. Залежно від наявності та характеру апіорної інформації про статистичні характеристики оброблюваних вхідних впливів розрізняють параметричну і непараметричну невизначеність.

10.2.2 Енергетичний метод виявлення сигналів

Якщо КР не має основної інформації про сигнал первинного користувача, проте відома потужність випадкового гаусового шуму, можна використовувати енергетичний детектор.

Енергетичне виявлення – найбільш простий спосіб аналізування спектра завдяки його малій обчислювальній складності і простоті реалізації. Це найбільш універсальний метод, адже приймачу не потрібно жодних даних про сигнал первинного користувача. Сигнал виявляється шляхом порівняння сигналу з виходу енергетичного детектора з порогом, який залежить від рівня шуму. Основною проблемою під час використання енергетичного методу є вибір порога виявлення первинних користувачів. Під час використання цього методу неможливо відрізнити перешкоди від первинних користувачів, через це він має низькі характеристики виявлення за малого відношення «сигнал–шум». Даний метод не розрізняє потужність сигналу і потужність шуму.

Ймовірність виявлення і ймовірність помилкової тривоги є важливими факторами для виявлення на основі енергетичного методу. Так само характеристики енергетичного детектора залежать від фактора невизначеності потужності шуму. Даний метод неефективний у випадку, коли енергія сигналу розподіляється на широку смугу частот, зокрема, в системах CDMA. Вибір порога складний, оскільки він є функцією зміни фонових перешкод і шуму.

Для енергетичного детектора справедлива така статистика:

$$D = \sum_{n=1}^N X(n)^2 . \quad (10.3)$$

Під час виконання гіпотези H^0 тестова статистика D – це випадкова величина, функція щільності ймовірності якої є розподілом χ^2 -квадрат з N ступенями свободи.

10.2.3 Метод узгодженої фільтрації сигналів

Узгоджений фільтр – це лінійний фільтр, розроблений для забезпечення максимального відношення «сигнал–шум» на його виході для заданого сигналу. Даний фільтр є оптимальним для каналу, в якому діє адитивний гаусів білий шум (АБГШ), якщо заздалегідь відомий сигнал первинного користувача. Це означає, що КР повинна мати апріорну інформацію про сигнал первинного користувача, наприклад: тип модуляції, форму імпульсу і формат пакета інформації. Таким чином, якщо КР не має таких апріорних відомостей, то виявити сигнал ПП дуже складно.

Узгоджена фільтрація досить поширена тому, що в більшості випадків для мереж зв'язку ця узгодженість досягається шляхом введення пілот-сигналів, преамбул, синхронізації або введенням кодів сигналів первинних користувачів.

Сигнал, прийнятий КР, подається на вхід узгодженого фільтра в суміші сигналу з шумом. Узгоджений фільтр виконує згортку послідовності. В кінцевому результаті сигнал з виходу узгодженого фільтра порівнюється порогом для прийняття рішення, присутній первинний користувач чи ні.

Обмеженням застосування цього методу в КР є той факт, що КР має володіти відомостями про всі сигнали первинних користувачів.

Перевагою методу є той факт, що апріорне знання вимагає мінімуму значень вихідної вибірки, дозволяючи здійснити виявлення досить швидко.

До недоліків можна віднести необхідність застосування певного виду приймального пристрою для кожного класу первинних користувачів, що робить даний метод непрактичним для більш широкого застосування в когнітивних радіомережах.

10.2.4 Метод виявлення властивостей циклостаціонарності сигналів

Даний метод виявлення заснований на вихідній надмірності, яка властива сигналу. Коли переданий сигнал промодульований синусоїдальною послідовністю, циклічним префіксом (у системах OFDM), або кодом (у системах CDMA) виникає явище циклостаціонарності. Цей факт використовується у виявлювачі даного типу, в якому вимірювання проводиться за допомогою спектральної кореляційної функції.

Якщо сигнал ПП проявляє сильні властивості циклостаціонарності, то він є періодичною функцією часу з деяким періодом. Модульовані сигнали найчастіше пов'язані з несучими синусоїдальні форми імпульсними послідовностями, кодами або циклічними префіксами, які призводять до вбудованої періодичності.

Навіть коли дані є в широкому сенсі стаціонарним випадковим процесом, ці модульовані сигнали характеризуються циклостаціонарністю, так само, як їх статистики, математичне очікування і автокореляція проявляють періодичність. Ця періодичність вводиться навмисне, щоб приймач міг її використовувати для оцінки фази несучої сигналу синхронізації імпульсів. Коли ми не маємо даних про форму сигналу первинних користувачів, що є в реальних умовах роботи, метод виявлення на основі властивостей циклостаціонарності є кращим. Даний метод забезпечує кращі характеристики виявлення, ніж енергетичне виявлення, за низького значення «сигнал–шум», завдяки його здатності пригнічувати шуми, і більшу надійність під час шумової невизначеності. Це відбувається тому, що шум є випадковим процесом і не проявляє жодних періодичних властивостей.

При цьому схема модуляції первинного користувача може бути легко визначена. Циклостаціонарний метод сканування набагато складніший, ніж енергетичний, що призводить до значних затрат на реалізацію.

До недоліків методу можна віднести велику обчислювальну складність і значний час спостереження.

10.2.5 Кореляційний метод виявлення сигналів

Коли відома структура сигналу, може бути застосовано метод виявлення, який використовує кореляцію прийнятого сигналу з його відомою копією. Було показано, що даний метод краще енергетичного методу щодо надійності і збіжності в часі.

Кореляційний приймач має ряд переваг порівняно з іншими приймачами виявлення, що дозволяє отримати найкраще значення відношення сигнал–шум. Із зазначеного випливає, що даний приймач вимагає апріорних відомостей для виявлення сигналу. Цей недолік відводить даному приймачу роль ідеалізованої моделі приймача виявлення в теорії оптимальної обробки сигналів.

10.2.6 Параметричні методи виявлення сигналів

У разі параметричної апріорної невизначеності відомі щільності розподілу ймовірностей спостережень мають невідомі параметри (наприклад, математичне очікування і дисперсія для гаусового розподілу), які можуть змінюватися в часі. Для забезпечення стійкого до зовнішніх умов функціонування алгоритми виявлення мають здійснювати попередню оцінку невідомих параметрів за навчальною вибіркою з подальшим використанням цих оцінок для нормування вхідних сигналів виявлювача або для управління

порогом виявлення. Такі виявники отримали назву адаптивних, а також виявників з постійною ймовірністю помилкового виявлення або з постійним рівнем помилкових тривоги.

Слід зазначити, що завдання адаптації виявлення дуже ускладнюється, коли невідомо кілька параметрів або вид функцій розподілу, які використовуються у задачі виявлення сигналів. Тому такі виявлювачі сигналів досить складно реалізуються для роботи в реальному масштабі часу.

Для подолання такої апріорної невизначеності статистична теорія синтезу оптимальних алгоритмів виявлення рекомендує адаптивний метод, згідно з яким замість невідомих величин слід використовувати їх максимально правдоподібні оцінки. Однак під час практичної реалізації систем моніторингу спектра одним із важливих факторів є швидкодія. Тому для завдань КР має сенс розгляд квазіоптимальних алгоритмів, які ціною незначного зниження точності дозволяють істотно зменшити обчислювальну складність обробки і проводити моніторинг спектра в реальному масштабі часу.

10.2.7 Непараметричні методи виявлення сигналів

Розв'язанням задачі виявлення сигналів в умовах непараметричної апріорної невизначеності може бути застосування непараметричних алгоритмів виявлення. Більшість описаних у літературі алгоритмів виявлення, заснованих на непараметричних критеріях (знаковий, Ван-дер-Вадена, Гаєка, Севиджа, Вілкоксона), дозволяють виявляти сигнали на фоні перешкод, мають симетричний вигляд функції розподілу.

Вони незначно поступаються в ефективності виявлення оптимальним алгоритмам, алгоритмам, заснованим на непараметричних критеріях Ван-дер-Вадена, Левіна–Кушніра, Гаєка, маючи при цьому меншу обчислювальну складність. Вони можуть застосовуватися для виявлення сигналу на фоні шуму з симетричним розподілом.

Непараметричними виявниками називаються пристрої виявлення сигналів, які здатні підтримувати заданий рівень помилкової тривоги в тих випадках, коли розподіл завади $w(x)$ належить до деякого параметричного сімейства розподілів W . Непараметричним це сімейство називається тому, що включає розподіли, які не можуть бути описані за допомогою кінцевого числа параметрів. Як приклад сімейства W можна назвати сукупність усіх розподілів з нульовою медіаною. Зрозуміло, що до складу сімейства W можуть входити і параметричні розподіли з відомою щільністю ймовірності, якщо вони володіють загальною ознакою цього сімейства.

Непараметричні детектори на відміну від адаптивних не формують оцінок параметрів, що визначають форму розподілу завади. Їм не потрібен час для адаптації під заваду, отже, довжина реалізації вхідного процесу, на основі якої виноситься рішення про наявність або відсутність сигналу цілі, може бути менше. Непараметричні алгоритми, як правило, мають підвищену стійкість своїх характеристик виявлення до зміни виду і параметрів розподілу перешкоди. Іншими словами, ймовірність правильного виявлення в схемі непараметричного пристрою може бути значно вище, ніж у параметричного виявника, оптимального для певного розподілу перешкоди $w_1(x)$, коли фактичний розподіл перешкоди відрізняється від $w_1(x)$.

Недоліком непараметричних виявників є їх великі втрати щодо відношення сигнал/завада, ніж у адаптивних виявників, що є платою за універсальність їх застосування.

Клас непараметричних виявників включає в себе велику кількість різноманітних пристроїв, що істотно відрізняються за принципом дії. До них належать фазові корелятори з попереднім обмеженням вхідного сигналу, коректори збігу полярностей, знаковий виявник і велика група рангових пристроїв виявлення. Рангові непараметричні виявники сигналів, засновані на використанні статистичних рангових критеріїв, у свою чергу поділяються на одновибіркові і двовибіркові. Цей поділ здійснюється відповідно до того, чи потрібна ранговому виявнику додаткова інформація про перешкоду, одержувана у вигляді допоміжної опорної вибірки.

Залежно від того, як формується рангова статистика (функція рангового вектора, порівнювана з порогом вирішального пристрою) рангові алгоритми (критерії) можуть бути лінійними або нелінійними. До лінійних належать одновибірковий і двовибірковий критерії Вілкоксона, Ван-дер-Вардена, Фішера–Лейтса, медіанний і деякі інші. Нелінійними ранговими є критерії Колмогорова–Смірнова, Ренї, Крамера–Мізеса, τ -тест Кендалла та інші. Нелінійні критерії складніше в реалізації, але в деяких випадках більш ефективні, ніж лінійні.

Існує також особлива група перемішаних рангових алгоритмів, що відрізняється дещо більшими значеннями втрат у пороговому сигналі порівняно з суто ранговими, але значно простіше реалізовані. До них належить узагальнений знаковий алгоритм.

За непараметричної апіорної невизначеності невідомий вираз для щільності розподілу ймовірностей перешкоди і суміші сигналу з завадою, а про відмінність цих розподілів є тільки відомості загального характеру (наприклад, відмінності

у зсуві, масштабі та ін.). У цьому випадку стійкі алгоритми виявлення базуються на алгоритмах перевірки непараметричних статистичних гіпотез.

Одержувані при цьому непараметричні алгоритми виявлення (головним чином, знакові та рангові) володіють незалежністю (інваріантністю) ймовірності помилкової тривоги від щільності розподілу ймовірностей перешкоди.

Під час відхилення справжніх розподілів від розрахункових ефективність непараметричних алгоритмів порівняно з фіксованою параметричною різко зростає. Тому застосування непараметричної обробки особливо доцільно як з точки зору стабілізації ймовірності помилкової тривоги, так і з точки зору ефективності (ймовірності) виявлення в тому випадку, коли розподіл перешкоди відмінний від нормального.

Використання непараметричних алгоритмів обробки є доцільним і в разі виявлення сигналу на фоні гаусової завади невідомої інтенсивності. У виявниках спостерігається помітна і критична залежність умовної ймовірності помилкової тривоги від потужності перешкоди, коефіцієнта посилення приймача і порогового рівня виявлення. Крім того, якщо реально існують завади, відмінні від нормальної моделі, в ряді випадків треба відмовлятися і від її гаусової моделі, яка традиційно вважається нормальною.

Основним недоліком даного типу виявлювачів є той факт, що для обчислення статистики непараметричного тесту необхідно зробити досить великий обсяг логічних і алгебраїчних операцій. Тому робота таких непараметричних виявників у реальному масштабі часу досить складна.

10.2.8 Методи виявлення сигналів на основі виявлення зміни ймовірнісних властивостей сигналів

Виявлення зміни властивостей (розлагодження) випадкових сигналів є інтенсивно зростаючим напрямком математичної статистики, яка знаходить широке застосування в задачах обробки сигналів у технічній діагностиці, геофізиці, радіолокації тощо.

У цих термінах може також розглядатися близька за змістом задача в області радіоконтролю – задача виявлення нових радіовипромінювань (РВ) у частотному каналі, який аналізується. При цьому до появи нового РВ спостерігається тільки станційна перешкода з відомими ймовірнісними властивостями. Після появи нового невідомого РВ в аналізованому частотному каналі ймовірнісні властивості спостережуваного сигналу змінюються, що і дозволяє виявити появу нових сигналів.

Таким чином, має місце задача виявлення нового сигналу з невідомими ймовірнісними властивостями на фоні завади з відомими ймовірнісними властивостями або отриманими за заданою навчальною вибіркою. Це окремий випадок задачі розпізнавання в умовах підвищеної апіорної невизначеності. Складність таких «некласичних» задач обробки сигналів породжує різноманіття підходів і методів їх вирішення. Було виконано узагальнення такої задачі на випадок багатоальтернативного виявлення. Під час вирішення задачі використана ймовірнісна модель у вигляді ортогональних розкладів випадкових сигналів, що призводить до спектральних методів виявлення та розпізнавання сигналів в умовах апіорної невизначеності.

10.3 Дослідження спектральних методів виявлення невідомих сигналів на фоні шуму у частотному каналі

У даному підрозділі наведені результати досліджень деяких методів виявлення невідомих сигналів на фоні шуму в частотному каналі, що можуть бути використані для визначення незайнятих частотних каналів у КР. Ці методи відрізняються використанням некласичних методів виявлення невідомих сигналів на фоні шуму, що базуються на зміні ймовірнісних властивостей спостережень. Це спектральні методи виявлення невідомих сигналів на фоні шуму у частотному каналі для випадку, коли спостереження подаються у спектральній області шляхом перетворення Фур'є-сигналів.

10.3.1 Особливості спектральних методів виявлення невідомих сигналів

При цьому вирішується задача виявлення невідомого сигналу в частотному каналі на фоні шуму, заданого навчальною вибіркою його реалізацій. Під час обробки спостережень у вигляді вектора дискретних часових відліків \vec{X} у частотному каналі висуваються дві гіпотези: H^1 – діє сигнал на фоні шуму; H^0 – діє тільки шум. У випадку подання вектора спостережень \vec{x} у деякому ортонормованому базисі і в припущенні некорельованості отриманих координат вектора спектральних відліків $\vec{C} = X^T B$ для прийняття рішень за вибіркою спостережень об'ємом v реалізацій $\{\vec{X}_r, r = \overline{1, v}\}$ використовується таке вирішальне правило виявлення невідомих сигналів:

$$\begin{aligned} H^1 &: \sum_{r=1}^v \sum_{j=1}^N (c_{jr} - \mu_j^0)^2 / (\sigma_j^0)^2 > \Delta_v^0; \\ H^0 &: \sum_{r=1}^v \sum_{j=1}^N (c_{jr} - \mu_j^0)^2 / (\sigma_j^0)^2 \leq \Delta_v^0. \end{aligned} \quad (10.4)$$

де c_{jr} – спектральні відліки спостережень;

$\mu_j^0, (\sigma_j^0)^2$ – оцінки математичних очікувань і дисперсій спектральних відліків;

N – розмірність спектрального подання спостережень;

Δ_v^0 – деяке порогове значення, що обирається за умови забезпечення заданої ймовірності хибної (помилкової) тривоги $P_{(1/0)}$.

Для випадку прийняття рішень за оцінками енергетичного спектра спостережень $\{\bar{X}_r, r = \overline{1, v}\}$ вирішальне правило виявлення невідомих сигналів базується на порівнянні близькості оцінок енергетичного спектра спостережень до еталону у такому вигляді:

$$\begin{aligned} H^1: \sum_{j=1}^N (G_j - G_j^0)^2 &> \Delta_G^0; \\ H^0: \sum_{j=1}^N (G_j - G_j^0)^2 &\leq \Delta_G^0. \end{aligned} \quad (10.5)$$

Тут еталон $G_j^0 = \frac{1}{n} \sum_{r=1}^n c_{jr}^2$, $j = \overline{1, N}$ – це оцінки координат енергетичного спектра шуму, знайдені за навчальною вибіркою обсягом n реалізацій; $G_j = \frac{1}{v} \sum_{r=1}^v c_{jr}^2$, $j = \overline{1, N}$ – поточні оцінки координат енергетичного спектра спостережень, отримані за вибіркою спостережень $R[0]$ меншого обсягу $v \ll n$; Δ^0 – деяке порогове значення, що обирається за умови забезпечення заданої ймовірності хибної тривоги $P_{(1/0)}$.

Вирішальні правила виявлення невідомих сигналів у частотному каналі (10.4) і (10.5) характерні тим, що для їх побудови не потрібна інформація про сигнали, використовується апріорна інформація лише про шум у частотному каналі. Накопичені навчальні вибірки реалізацій шуму використовуються для оцінювання параметрів вирішувальних правил. Прийняття рішень виконується в результаті обчислення відповідної статистики (10.4) або (10.5) для отриманих спостережень і порівняння їх значення з заданим пороговим значенням.

10.3.2 Робочі характеристики спектральних алгоритмів виявлення невідомих сигналів на фоні шуму

Проведені дослідження робочих характеристик виявлення невідомих сигналів шляхом імітаційного моделювання на реальних сигналах і шумах.

Для отримання вибірок реалізацій шуму та сигналів була використана установка, що складається з комп'ютера і SDR-приймача, який дозволяє проводити запис сигналів з ефіру. З використанням спеціалізованого програмного забезпечення реалізовано запропоновані алгоритми виявлення невідомих сигналів на фоні шуму, а також проведено статистичні випробування алгоритмів виявлення. В результаті отримані їх робочі характеристики у вигляді залежностей імовірностей правильного виявлення від відношення сигнал–шум.

Результати дослідження спостережень показали, що в часовій області шум у частотному каналі підпорядковується закону нормального розподілу. Додатково було проведено тест на однорідність розподілів відліків шуму. Було використано критерій Колмогорова–Смирнова для перевірки гіпотези про приналежність розподілів вибірок шуму одному й тому самому розподілу. При цьому була підтверджена гіпотеза, що шум є однорідним.

На рис. 10.4 зображені отримані значення вирішальної статистики (10.4) для різних реалізацій шуму у спектральній області. При цьому розглядалося спектральне подання спостережень шуму у вигляді відліків амплітудного спектра в базисі Фур'є. Розмірність блока дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) обрано 512, кількість реалізацій для прийняття рішень $\nu=1$, кількість експериментів $N=1000$.

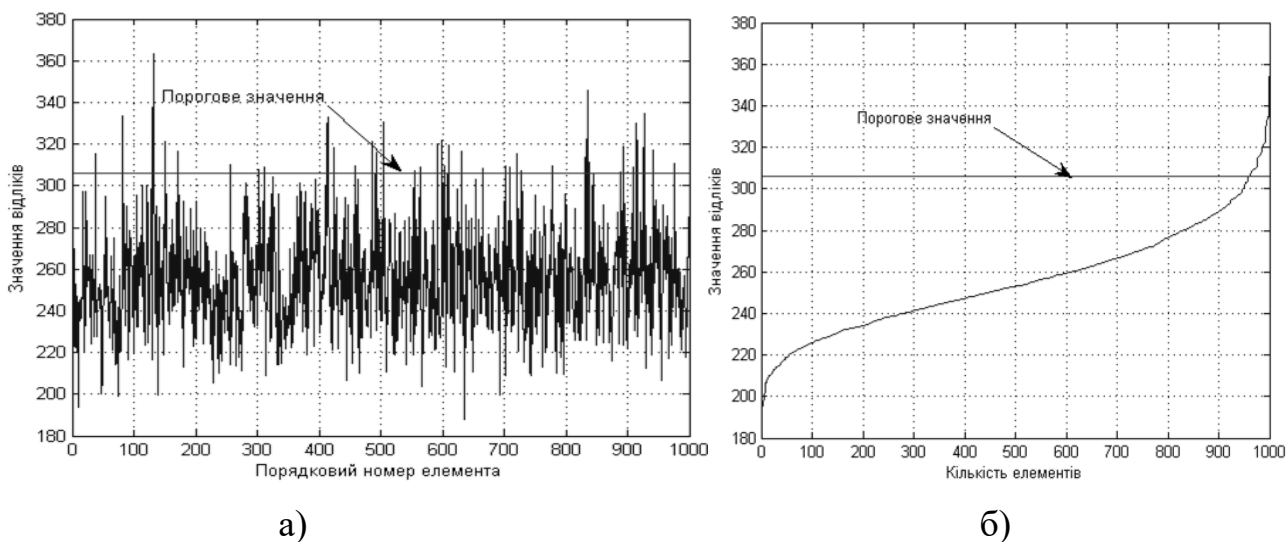


Рисунок 10.4 – Значення елементів:

а) вирішальної статистики; б) ранжовані значення вирішальної статистики

На рис. 10.5 зображено форми амплітудних спектрів сигналів, які розглядалися як невідомі сигнали, що з'являються на фоні шуму в частотному каналі.

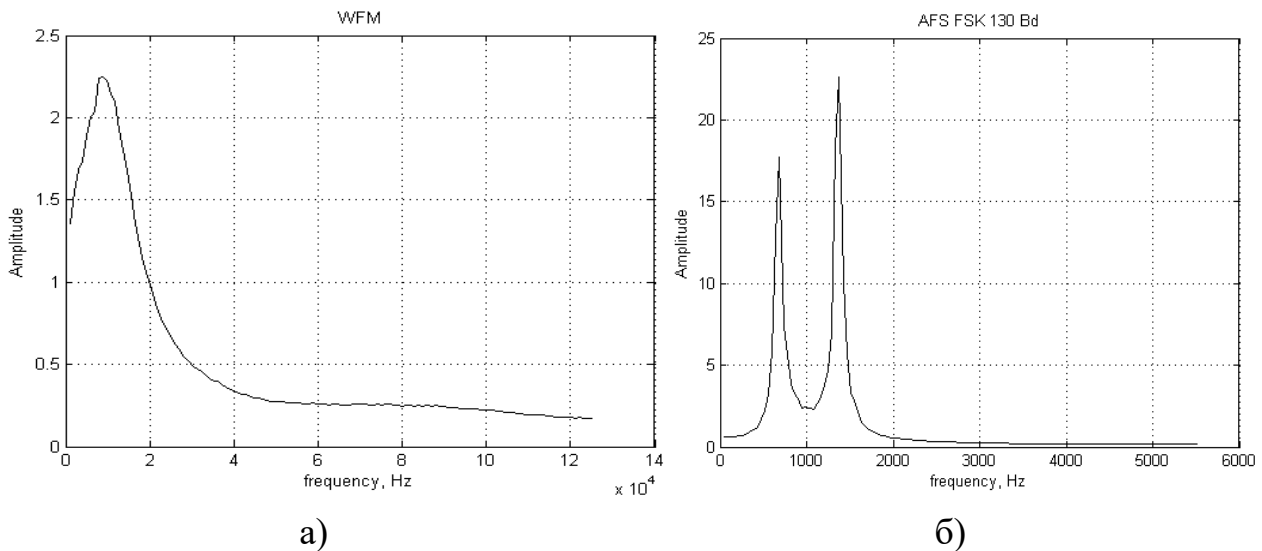


Рисунок 10.5 – Амплітудні спектри сигналів,
що розглядалися як невідомі сигнали:

- а) сигнал з широкосмуговою частотною модуляцією (WFM);
- б) сигнал з вузькосмуговою частотною маніпуляцією (FSK)

Проведені дослідження робочих характеристик алгоритмів виявлення, реалізованих на основі запропонованих вирішальних правил (10.4) і (10.5). З метою порівняння також були проведені дослідження робочих характеристик виявлення невідомих сигналів для випадку використання вирішального правила у вигляді енергетичного детектора (ЕД), що базується на порівнянні енергії спостереження з обраним пороговим значенням. На рис. 10.6 наведена залежність імовірності правильного виявлення невідомих сигналів від ВСШ для вирішального правила (10.4) (за умови $P_{(1/0)} = 0,04$) за різних значень $\nu = 1, 2, 3$ і для різних типів невідомих сигналів а) і б). Для порівняння також наведені залежності для виявлення невідомих сигналів енергетичним детектором.

Залежності ймовірності правильного виявлення невідомих сигналів від ВСШ для вирішального правила (10.5) та енергетичного детектора наведені на рис. 10.7. Наведені робочі характеристики алгоритмів виявлення невідомих сигналів, отримані для випадку подання спостережень у спектральній області. Слід зауважити, що відліки амплітудного спектра підпорядковуються розподілу Райса, який за певних умов наближається до нормального розподілу. Як показують дослідження, перехід у частотну область приводить до покращення характеристик виявлення невідомих сигналів, що особливо видно за менших значень ВСШ, незважаючи на певне відхилення від нормального розподілу. Цей факт можна пояснити тим, що відліки більшості сигналів у часовій області мають нормальний розподіл і на малих

ВСШ вони мало відрізняються від власне шуму. З переходом у спектральну область сигнал локалізується і тим самим збільшується відмінність суміші «сигнал+шум» від шуму і таким чином покращуються результати виявлення. Тому подальші дослідження запропонованих методів виявлення невідомих сигналів проводились в області амплітудних спектрів спостережень.

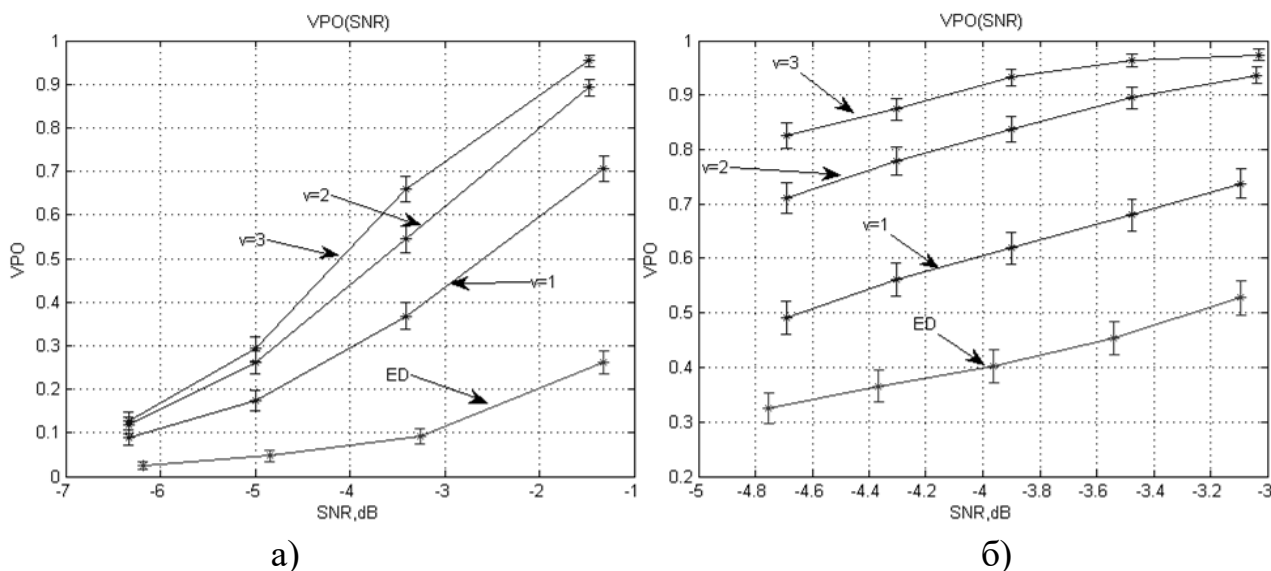


Рисунок 10.6 – Залежності ймовірності правильного виявлення невідомих сигналів від ВСШ:

а) для вирішального правила (10.4); б) для сигналів ЕД

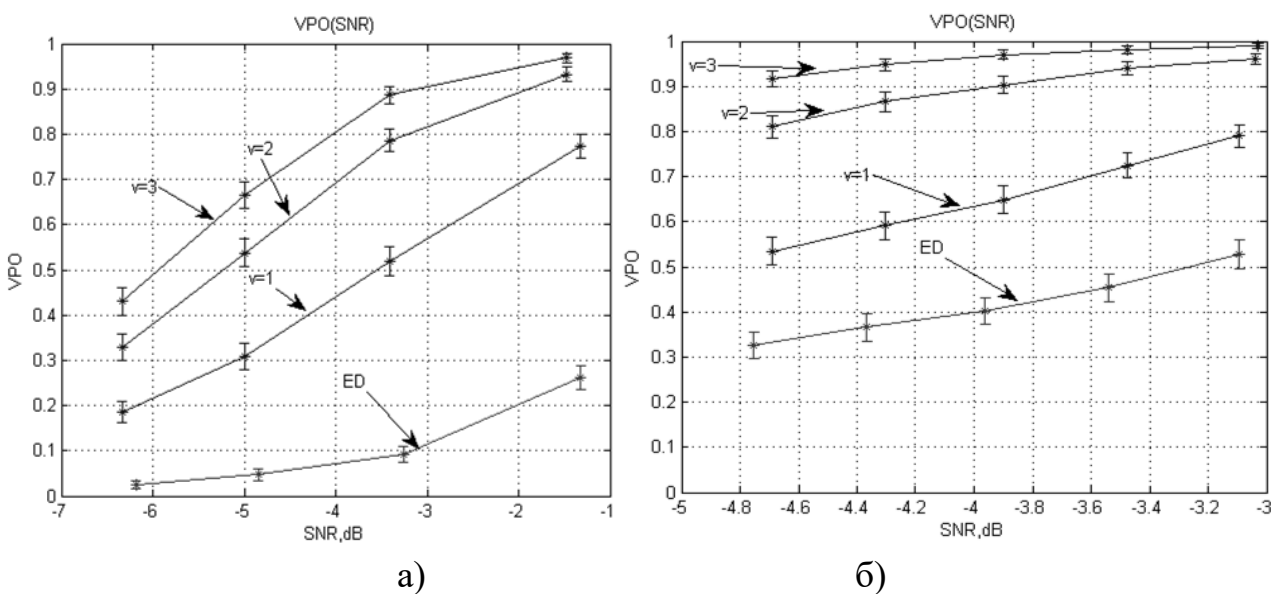


Рисунок 10.7 – Залежності ймовірності правильного виявлення невідомих сигналів від ВСШ:

а) для вирішального правила (10.4); б) для сигналів ЕД

Із залежностей рис. 10.6 та рис. 10.7 видно, що шляхом вибору відповідних параметрів вирішальних правил можуть бути отримані прийнятні

для практики ймовірності правильного виявлення невідомих сигналів на фоні шуму в частотному каналі. Це дає можливість їх використання вирішальних правил (10.4) і (10.5) для вирішення задачі визначення незайнятих частотних каналів з радіомоніторингом робочого діапазону частот. В результаті частково незайняті первинними користувачами частотні канали можуть бути надані для користування вторинним користувачам.

Контрольні запитання та завдання

1. Поясніть суть технології когнітивного радіо.
2. Як технологія когнітивного радіо використовується для оптимізації частотного ресурсу?
3. Які методи можуть бути використані для виявлення незайнятих частотних каналів?
4. Чому існує апіорна невизначеність під час вирішення задач виявлення сигналів у частотних каналах?
5. Сформулюйте задачу виявлення незайнятих частотних каналів методом виявлення зміни ймовірнісних характеристик спостережень.
6. Поясніть, на що впливають ймовірності хибної тривоги та пропуску під час вирішення задачі виявлення незайнятих частотних каналів.
7. Що таке робочі характеристики алгоритмів виявлення сигналів?
8. Поясніть, як проводяться дослідження алгоритмів виявлення сигналів методом статистичних випробувань.

ДОДАТОК А

ОСОБЛИВОСТІ МЕТОДІВ БАГАТОКРИТЕРІАЛЬНОЇ ОПТИМІЗАЦІЇ СИСТЕМ

Планування та проектування оптимальних систем зв'язку вимагає врахування на строго формалізованому рівні сукупності техніко-економічних показників якості. З метою вибору оптимальних проектних рішень необхідно використовувати методи багатокритеріальної оптимізації, що за своєю суттю відрізняються від методів скалярної оптимізації. У цьому додатку, базуючись на матеріалах робіт [55–57, 77], розглядаються деякі особливості методів багатокритеріальної оптимізації систем.

А.1 Формулювання задачі багатокритеріальної оптимізації

Задача прийняття оптимальних рішень полягає у виборі серед множини можливих рішень (їх називають також варіантами, планами тощо) такого рішення, яке було б у певному значенні найкращим (оптимальним) з урахуванням сукупності показників якості.

Вважають, що вибір виконує особа, що приймає рішення (ОПР) для досягнення певної мети. Залежно від конкретної ситуації в ролі ОПР може виступати як окрема людина (інженер, науковий співробітник), так і цілий колектив (група фахівців, зайнята розв'язанням однієї задачі).

Кожне можливе рішення характеризується певною мірою досягнення мети. Відповідно до цього в ОПР є своє уявлення про переваги і недоліки рішень, на підставі чого одному рішенню віддається перевага над іншим. Оптимальне рішення – це рішення, яке з точки зору ОПР переважає над іншими можливими рішеннями. Переваги рішень на практиці виражаються в різній формі, і їх математична формалізація може скласти непросту задачу, оскільки ОПР, як правило, не може чітко сформулювати їх у математичній формі.

Мета теорії прийняття рішень і полягає в розробці методів, які допомогли б ОПР якнайповніше й точніше відобразити свої переваги у рамках відповідної математичної моделі і зрештою обґрунтовано обрати дійсно оптимальне рішення.

У багатокритеріальних задачах оптимізації, які розглядаються в даному розділі, вважатимемо, що множина можливих рішень зображується вектором $\vec{X} \in R^n$. Кожне рішення \vec{X} оцінюється набором цільових функцій $f_1(\vec{x})$, $f_2(\vec{x})$, ..., $f_m(\vec{x})$, заданих на множині X . Набір цільових функцій

утворює векторну цільову функцію, яку далі позначатимемо через $\vec{f}(\vec{x}) = (f_1(\vec{x}), f_2(\vec{x}), \dots, f_m(\vec{x}))$.

Нарівні з множиною допустимих рішень X розглядатимемо множину оцінок векторних цільових функцій

$$Y = \vec{f}(X) = \{ \vec{y} \in R^m \mid \vec{y} = f(\vec{x}), \text{ за деякого } \vec{x} \in X \}. \quad (\text{A.1})$$

Простір R^n , в якому міститься множина X , називають *простором рішень*, а простір R^m , в якому містяться оцінки \vec{y} , – *простором оцінок* або *критеріальним простором*.

Кожному рішенню $\vec{x} \in X$ відповідає одна певна оцінка $\vec{y} = f(\vec{x}) \in Y$. З іншого боку, кожній оцінці відповідають рішення $\vec{x} \in X$ (їх може бути і більш за одне), в яких $\vec{f}(\vec{x}) = \vec{y}$. Таким чином, між множиною X і Y є тісний зв'язок і тому вибір оптимальних рішень у просторі X у вказаному сенсі рівносильний вибору відповідних оцінок у критеріальному просторі.

У багатокритеріальній задачі оптимізації вважається відомою певна інформація про переваги ОПР. Це міркування про те, що бажано цільові функції максимізувати (або мінімізувати). При цьому може бути відома і використана також додаткова інформація про переваги одного рішення над іншим.

A.2 Множина оптимальних рішень

Відношення переваг і розрізнюваності. Якщо з двох заданих рішень a і b ОПР обирає рішення a , то говорять, що рішення a переважніше, ніж рішення b . Пари виду (a, b) , де $a, b \in Z$, для яких рішення a переважніше, ніж рішення b , утворюють деяку множину, яку називають відношенням строгої переваги і позначають символом \succ . Вказана множина є відношенням, заданим на множині Z . Відповідно до цього запис $a \succ b$ означає, що рішення a для ОПР переважніше, ніж рішення b .

Якщо порівнюється за перевагою пара рішень a і b , можливий і такий випадок, коли не буде віддано перевагу жодному з них. Це має місце, якщо, наприклад $a = b$. Тому вводять наступне визначення. Говорять, що рішення a і b незрівнянні, якщо не виконується ані співвідношення $a \succ b$, ані $b \succ a$. Іншими словами, рішення a і b незрівнянні, якщо вони не можуть бути порівняні за відношенням \succ . Множину пар виду (a, b) , в яких рішення a і b незрівнянні, називають відношенням нерозрізнюваності (відношенням байдужості) і позначають символом \sim .

Не слід вважати, що відношення $a \sim b$ означає рівність $a=b$. Якщо, наприклад, $Z = R^n$ ($n > 1$) і за відношення взято відношення \geq , то правильно вважати, що $(1.0)^T \sim (0.1)^T$, проте $(1.0)^T \neq (0.1)^T$. Відношення $a \sim b$ може мати місце тоді, коли ОПР вважає, що в сенсі переваги для нього немає різниці між рішеннями a і b (зокрема, коли $a=b$). Крім того, нерозрізнюваність може бути і у випадку, якщо рішення a і b ОПР взагалі ніяк не можна порівняти одне з одним.

Отже, для довільно обраної пари рішень $a, b \in Z$ виконується одне і лише одне із заданих відношень: $a \succ b$, $b \succ a$, $a \sim b$.

Нерідко зручно розглядати ще одне відношення – «не менш переважний ніж», що є об'єднанням відношень \succ і \sim . Називають його відношенням нестрогої переваги і позначають \succcurlyeq . Таким чином, відношення $a \succcurlyeq b$ означає, що має місце відношення $a \succ b$ або ж виконано відношення $a \sim b$.

Знаходження множини оптимальних рішень. Нехай ОПР під час вибору рішення з множини Z керується деяким відношенням строгої переваги \succ , яке є асиметричним і транзитивним. Скористаємося відношенням \succ для того, щоб виділити рішення, які можуть бути «кращими», тобто оптимальними рішеннями. Всі ті рішення, для яких знайдуться більш переважні рішення, слід видалити з Z ; їх свідомо не можна вважати оптимальними. В результаті подібного виключення в Z залишаться рішення (єдине рішення), кожне з яких може бути визнане оптимальним згідно з даним відношенням \succ .

Таким чином, рішення $z^{(0)} \in Z$ називатимемо оптимальним за відношенням \succ на множині Z , якщо не існує іншого рішення $z \in Z$, для якого справедливе відношення $z \succ z^{(0)}$. Використовуючи відношення \succcurlyeq , побудоване на основі відношень \succ і \sim , можна навести еквівалентне формулювання: відношення $z^{(0)} \in Z$ називають оптимальним за відношенням \succ , якщо для будь-якого іншого $z \in Z$ не виконується співвідношення $z \succ z^{(0)}$.

Множину всіх оптимальних рішень множини Z позначають через $opt \succ Z$. Залежно від структури Z і типу відношення \succ множина $opt \succ Z$ може містити єдиний елемент, кінцеву або нескінченну множину елементів, а також не містити жодного елемента.

Якщо множина Z не порожня і містить кінцеве число елементів, а відношення \succ асиметричне і транзитивне, то множина оптимальних рішень непорожня $opt \succ Z \neq \emptyset$. Доведення цього твердження носить конструктивний

характер і фактично є алгоритмом знаходження всієї множини оптимальних розв'язань. Розглянемо цей алгоритм. Введемо позначення

$$Z = Z_1 = \{z^{(11)}, z^{(12)}, \dots, z^{(1n_1)}\}.$$

Якщо $n_1 = 1$, то $Z_1 = \{z^{(11)}\} = opt \succ Z_1$. Тому далі вважатимемо $n_1 > 1$.

Перший крок алгоритму полягає в попарному порівнянні рішення $z^{(li)}$ з кожним з останніх рішень. Якщо для деякого $i \in \{2, 3, \dots, n_1\}$ виконується відношення $z^{(11)} \succ z^{(li)}$, то рішення $z^{(li)}$ з множини Z_1 видаляють: воно не може бути оптимальним. Інакше, тобто коли $z^{(11)} \approx z^{(li)}$ або $z^{(11)} \prec z^{(li)}$, рішення $z^{(li)}$ зберігають. Після виконання всіх порівнянь рішення $z^{(11)}$ також слід вилучити з Z_1 . При цьому, якщо для жодного $i = 2, 3, \dots, n_1$ не виявилось виконаним співвідношення $z^{(li)} \succ z^{(11)}$, то рішення $z^{(11)}$ є оптимальним і його потрібно запам'ятати. Множину рішень, що залишилася в результаті вилучення, позначимо через $Z_2 = \{z^{(21)}, z^{(22)}, \dots, z^{(2n_2)}\}$, $n_2 < n_1$.

Якщо $Z_2 = \emptyset$, то рішення $z^{(11)}$ оптимальне (воно зберігається в пам'яті), оскільки через асиметричність відношення \succ виходить, що відношення $z^{(li)} \succ z^{(11)}$, $i = 2, 3, \dots, n_1$ не може мати місця. У цьому випадку процедура відшукування множини $opt \succ Z_1$ закінчена. Якщо ж $Z_2 \neq \emptyset$, то переходять до наступного кроку алгоритму.

Другий крок аналогічний першому і полягає в попарному порівнянні рішення $z^{(21)}$ з кожним з рішень $z^{(22)}, \dots, z^{(2n_2)}$. Всі рішення $z^{(2i)}$, для яких $z^{(2i)} \succ z^{(21)}$, з множини Z_2 виключають. Крім того, вилучають рішення $z^{(21)}$. При цьому, якщо для жодного $i = 2, 3, \dots, n_2$ не виявилось виконаним відношення $z^{(2i)} \succ z^{(21)}$, то $z^{(21)} \in opt \succ Z_2$, більш того $z^{(21)} \in opt \succ Z_1$ і рішення $z^{(21)}$ слід запам'ятати. Насправді відношення $z^{(11)} \succ z^{(21)}$ не може мати місця, оскільки рішення $z^{(21)}$ не було видалене з Z_1 на першому кроці. Відношення $z^{(li)} \succ z^{(21)}$ для $z^{(li)} \in Z_1 \setminus Z_2$, $i \neq 1$, також не може бути виконано, оскільки $z^{(11)} \succ z^{(li)}$ і відношення \succ транзитивне: з $z^{(11)} \succ z^{(li)}$ і $z^{(li)} \succ z^{(21)}$ випливає, що $z^{(11)} \succ z^{(21)}$. Множину рішень, що залишилася після виключення, позначають через $Z_3 = \{z^{(31)}, z^{(32)}, \dots, z^{(3n_3)}\}$, $n_3 < n_2$. Якщо $Z_3 \neq \emptyset$, то переходять до наступного кроку і т.д.

Алгоритм такий, що згідно з транзитивністю відношення \succ рішення $z^{(k1)}$, оптимальне на множині Z_k , є оптимальним на Z_{k-1} , $k = 2, 3, \dots$, а отже, і на вихідній множині Z_1 .

Оскільки множина Z_1 містить кінцеве число елементів, то через кінцеве число кроків процедура закінчиться. Рішення, що зберігаються в пам'яті, утворюють шукану не порожню множину оптимальних рішень за відношенням $\succ : opt \succ Z$.

Оцінимо «трудомісткість» сформульованого алгоритму, тобто визначимо найменше і найбільше можливе число попарних порівнянь, яке буде потрібно для знаходження всієї множини $opt \succ Z$. Найменше число порівнянь $n_1 - 1$ має місце, якщо $z^{(11)} \succ z^{(li)}$, $i = 2, 3, \dots, n_1$. У «найдовшому варіанті» доведеться порівнювати між собою всі можливі пари рішень і тому максимальне число порівнянь дорівнюватиме $n_1(n_1 - 1)/2$.

А.3 Парето-оптимальні оцінки і рішення

Узгодженість відношень переваги на множині рішень і на множині оцінок. Нехай цільова векторна функція $\vec{f}(x) = (f_1(x), f_2(x), \dots, f_m(x))$ визначена на множині допустимих рішень $X \subset R^n$. Даній множині X під час відображення $\vec{f}(\bullet)$ відповідає множина оцінок Y , що визначається рівністю (А.1). Вважатимемо, що на множинах X і Y задані відношення строгої переваги \succ_X і \succ_Y відповідно. Кожному рішенню $\vec{x} \in X$ відповідає певна оцінка $\vec{y} = \vec{f}(\vec{x}) \in Y$ і, навпаки, кожній оцінці \vec{y} відповідають такі рішення \vec{x} , для яких $\vec{f}(\vec{x}) = \vec{y}$. Тому вказані відношення погоджені один з одним: $\vec{y} \succ_Y \vec{y}'$ має місце тоді і лише тоді, коли $\vec{x} \succ_X \vec{x}'$, де $\vec{y} = \vec{f}(\vec{x})$ і $\vec{y}' = \vec{f}(\vec{x}')$. Отже, результати, сформульовані в термінах оцінок, можуть бути переформульовані стосовно рішень, і навпаки.

Багатокритеріальні задачі. Розглянемо дві довільні оцінки $\vec{y}, \vec{y}' \in Y$, які пов'язані між собою нерівністю $\vec{y} \geq \vec{y}'$ (тобто $\vec{y} \neq \vec{y}'$). При цьому оцінка \vec{y} може виявитися для ОПР кращою, ніж \vec{y}' .

Багатокритеріальна задача максимізації характеризується тим, що оцінка \vec{y} завжди переважає оцінку \vec{y}' , якщо лише $\vec{y} \geq \vec{y}'$. Інакше кажучи, в багатокритеріальній задачі максимізації вважають виконаною наступну аксіому Парето (в термінах оцінок). Для будь-яких двох оцінок $\vec{y}, \vec{y}' \in Y$, що відповідають нерівності $\vec{y} \geq \vec{y}'$, завжди виконується відношення $\vec{y} \succ_Y \vec{y}'$.

Аксіома Парето (в термінах рішень). Для будь-яких двох рішень $\vec{x}, \vec{x}' \in X$, для яких справедливе відношення $\vec{f}(\vec{x}) \geq \vec{f}(\vec{x}')$, завжди має місце відношення $\vec{x} \succ_X \vec{x}'$.

У багатокритеріальній задачі мінімізації вважають, що для двох довільних оцінок $\vec{y}, \vec{y}' \in Y$, пов'язаних нерівністю $\vec{y}' \geq \vec{y}$, завжди виконується відношення $\vec{y} \succ_Y \vec{y}'$. Для визначеності обмежимося розглядом задач максимізації. Отримані результати і висновки можна легко переформулювати щодо завдань мінімізації.

Аксіома Парето накладає певні вимоги на характер відношення переваги в багатокритеріальній задачі максимізації. А саме: для особи, що приймає рішення, бажано за кожним з критеріїв f_1, f_2, \dots, f_m отримати за можливості більшого значення, тобто максимізувати кожен з критеріїв. Точка максимуму на множині X одночасно для всіх функцій f_1, f_2, \dots, f_m свідомо є оптимальним рішенням багатокритеріальної задачі максимізації. Проте на практиці цей випадок має місце вкрай рідко, оскільки такої точки максимуму, як правило, не існує. Тому за відсутності додаткової інформації про переваги \succ_X і \succ_Y у багатокритеріальній задачі вдається знайти лише певну оцінку зверху для шуканої множини оптимальних рішень.

Парето-оптимальність. Згідно з аксіомою Парето, у багатокритеріальних задачах відношення \geq відіграє важливу роль. Тому множина оптимальних оцінок за відношенням \geq на множині Y має спеціальну назву: *множина Парето-оптимальних* (оптимальних за Парето) або *ефективних оцінок*. Цю множину позначають через $P(Y)$. Використовуючи символіку, прийняту в попередньому підрозділі, за визначенням можна записати: $P(Y) = \text{opt} \geq Y$. Далі використовуватимемо позначення $P(Y)$. Таким чином, включення $\vec{y}^{(0)} \in P(Y)$ має місце тоді і лише тоді, коли не існує іншої оцінки $\vec{y} \in Y$, для якої було б виконано нерівність $\vec{y} \geq \vec{y}^{(0)}$.

При $m=1$ відношення \geq перетворюється на відношення $>$ для чисел і Парето-оптимальна оцінка збігається з максимальним елементом числової множини $y \subset R$.

Рішення $\vec{x}^{(0)} \in X$, для якого справедливе включення $\vec{y}^{(0)} = \vec{f}(\vec{x}^{(0)}) \in P(Y)$, називають *Парето-оптимальним* (оптимальним за Парето) або *ефективним рішенням* відносно вектор-функції $\vec{f}(\bullet)$ на множині X . Множини всіх таких рішень позначають через $P_f(X)$. Таким чином, включення $\vec{x}^{(0)} \in P_f(X)$ має місце тоді і лише тоді, коли не існує $\vec{x} \in X$ такого, що виконується нерівність $\vec{f}(\vec{x}) \geq \vec{f}(\vec{x}^{(0)})$.

Якщо $m=1$, тоді сформульоване визначення Парето-оптимального рішення перетворюється на визначення точки максимуму числової функції $f_1(\bullet)$. Таким чином, поняття Парето-оптимальної точки можна розглядати як узагальнення поняття точки максимуму цільової функції на випадок декількох цільових функцій.

А.4 Практичні особливості вибору оптимальних проєктних рішень з урахуванням сукупності показників якості

Багатокритеріальна оптимізація системи визначає правила вибору оптимальних проєктних рішень – оптимальних варіантів побудови системи з урахуванням сукупності показників якості системи. Методи багатокритеріальної оптимізації набули бурхливого розвитку як у галузі загальносистемного аналізу, так і у галузі систем зв'язку. Це було викликано об'єктивною необхідністю враховувати під час проєктування сукупність, як правило, суперечливих техніко-економічних вимог до системи. Основні положення багатокритеріальної оптимізації використовуються в задачах синтезу й аналізу системи, коли створюється проєкт оптимальної системи з використанням математичних моделей повідомлень, сигналів, завод, критеріїв оптимальності, а також методів вибору оптимальних проєктних рішень.

Розглянемо практичні особливості формалізованої постановки та основні методи розв'язання задач багатокритеріальної оптимізації, що можуть бути використані на початкових етапах проєктування оптимальних систем, зокрема, мереж зв'язку з урахуванням сукупності показників якості.

Особливості постановки задачі проєктування оптимальних систем. Під час проєктування оптимальних систем постановка задачі відіграє важливу

роль. Недарма говорять, що правильна постановка задачі наполовину дає її успішне розв'язання. Розглянемо проблеми формалізованої постановки задачі проектування оптимальної системи з урахуванням сукупності показників якості. Вважатимемо, що альтернативне проектне рішення – це варіант побудови системи ϕ .

У загальному вигляді систему можна подати як упорядковану множину елементів, відносин між ними та їх властивостей. Їх однозначне задання цілком визначає побудову та ефективність системи. Вважатимемо, що варіант побудови системи $\phi = (S, \vec{p})$ задається структурою S і вектором параметрів \vec{p} . Ці абстрактні визначення системи мають бути конкретизовані в процесі проектування. Під час проектування має бути визначена структура оптимальної системи як сукупність відповідних елементів і зв'язків між ними, а також мають бути отримані значення оптимальних параметрів цієї системи.

Вихідні дані для проектування системи включають: сукупність умов роботи системи $\{Y\}$; обмеження на умови роботи, структуру та параметри системи $\{Q_s\}$; сукупність показників якості $\vec{K} = (k_1, \dots, k_m)$ та обмежень на значення цих показників якості $\{Q_k\}$; критерій оптимальності системи.

Вектор показників якості $\vec{K} = (k_1, \dots, k_m)$ включає сукупність зовнішніх параметрів, що характеризують основні тактико-технічні характеристики мереж зв'язку, наприклад, швидкість передавання повідомлень, імовірність похибок передавання, пропускну спроможність, надійність, час затримки повідомлень, імовірність хибної доставки повідомлень. Під час постановки задачі задаються не числові значення, а лише склад показників якості, що мають враховуватися в ході оптимізації системи. На початкових етапах проектування, як правило, до уваги беруться лише найбільш важливі показники якості. Обмеження Q_k , що накладаються на числові значення показників якості, можуть бути також типу рівностей, нерівностей або функціонального зв'язку.

Системи, які задовольняють сукупності даних $\{Y\}, \{Q_s\}$, називають допустимими, а такі системи, які задовольняють ще й обмеження на значення показників якості $\{Q_k\}$ – строго допустимими. Раніше під час проектування систем обмежувалися вибором строго допустимих систем. З ускладненням і збільшенням вартості систем, що проектуються, актуальним стає пошук оптимальних за сукупністю показників якості систем.

З усіх строго допустимих систем оптимальною (найкращою) є та система, якій відповідає найкраще (у раніше встановленому розумінні) значення

вектора \vec{K} . Для вибору оптимальної системи слід обрати чи обґрунтувати критерій переваги однієї системи над іншою (критерій оптимальності), тобто правило, на основі якого одне значення вектора показників якості \vec{K} слід визнати кращим порівняно з іншим його значенням.

Таким чином, задача проектування оптимальної системи формулюється так: знайти таку систему, яка задовольняє сукупності вихідних даних $\{Y\}$, $\{Q_s\}$, $\{Q_k\}$ і при цьому має значення вектора показників якості \vec{K} , найкраще за обраним критерієм переваги.

Проектування, що проводиться з урахуванням сукупності показників якості $\vec{K} = (k_1, \dots, k_m)$, називають векторним синтезом (векторною оптимізацією, оптимізацією за векторним критерієм, багатокритеріальною оптимізацією). На відміну від цього, синтез системи з урахуванням одного показника якості ($m = 1$) називається скалярним.

Залежно від сформульованих вихідних даних знаходження оптимальної системи може зводитися до розв'язання різних у математичному відношенні оптимізаційних задач:

1. Синтез оптимальної структури системи, що означає знаходження оптимальної структури системи.
2. Параметрична оптимізація, тобто вибір оптимальних значень параметрів системи за заданої її структури.
3. Дискретний вибір оптимальних варіантів системи із скінченної множини допустимих варіантів.

Математичні методи оптимізації параметрів і дискретного вибору добре розвинуті й широко використовуються під час проектування систем. Синтез структури системи є складнішою задачею і часто стикається з труднощами не лише математичного, а й принципового характеру, які пов'язані з інформаційною невизначеністю під час формулювання умов роботи системи, а також вибором узагальненої цільової функції системи.

Під час формування цільової функції системи та її оптимізації виникає непроста задача «апроксимації» функції вибору оптимальної системи, яка є в уяві замовника системи іншою функцією вибору, що формалізується у вигляді певного критерію оптимальності з використанням строгих математичних методів. Як правило, відразу не вдається обрати глобальний критерій оптимальності у вигляді скалярної цільової функції, що включає сукупність показників якості, і оптимізація якої призвела б до вибору єдиного оптимального варіанта системи. Тому виникає необхідність вводити сукупність

цільових функцій, пов'язаних з відповідними показниками якості, що призводить до необхідності розв'язання задач багатокритеріальної оптимізації. Із введенням векторної цільової функції $\vec{K}(\phi) = (k_1(\phi), k_2(\phi), \dots, k_m(\phi))$ множина допустимих варіантів системи Φ_δ , кожен варіант якої характеризується відповідним вектором оцінок $\vec{v} = (v_1, v_2, \dots, v_m)$ і відображується у критеріальний простір векторних оцінок $\Phi_\delta \rightarrow Y \in R^m$. Це дає можливість порівнювати варіанти системи між собою у критеріальному просторі Y та обирати оптимальні векторні оцінки і відповідні оптимальні варіанти системи за певним критерієм оптимальності.

Вибір критерію оптимальності системи. Дуже важливим під час розв'язання задач оптимізації є питання вибору критерію оптимальності системи. Саме критерій оптимальності визначає істинну цінність проєктованої системи. Жодні зручності математичного чи іншого характеру не можуть компенсувати шкідливих наслідків застосування неадекватного критерію оптимальності системи.

Вибір критерію оптимальності, як уже зазначалося, пов'язаний з формалізацією уяви замовника системи (ОПР) про переваги системи та її оптимальність. Існує два підходи щодо опису переваги одного варіанта системи над іншим: ординалістичний і кардиналістичний.

Кардиналістичний підхід до опису переваги замовника приписує кожній системі $\phi \in \Phi_\delta$ деяке числове значення функції корисності $U(\phi)$. Функція корисності визначає відповідний порядок (або перевагу) R на множині Φ_δ тоді і тільки тоді, коли для різних варіантів $\phi' R \phi''$ виконується нерівність $U(\phi') > U(\phi'')$. У цьому випадку говорять, що функція корисності $U(\phi)$ є індикатором переваги R . Фактично цей підхід пов'язаний із заданням такої скалярної цільової функції, оптимізація якої у загальному випадку може призвести до вибору єдиного найкращого (оптимального) варіанта системи:

$$\phi_0 = \underset{\phi \in \Phi_\delta}{\operatorname{arg\,extr}} \{U(\phi)\}.$$

Однак на початкових етапах проєктування систем задати скалярну функцію корисності досить складно. Тому спочатку вводять сукупність показників якості та пов'язаних з ними цільових функцій. Це пов'язано з такими причинами: багатогранність технічних вимог, які висуваються до проєктованої системи; необхідність забезпечення оптимальності системи за різних умов її роботи; система складається з декількох взаємозалежних

між собою підсистем і оптимальність системи в цілому визначається ефективністю роботи її складових частин.

У зв'язку з тим, що систему ϕ доводиться характеризувати сукупністю показників якості та пов'язаних з ними цільових функцій, це ускладнює процес вибору оптимальних варіантів систем. При цьому мають місце три випадки: показники якості не пов'язані між собою; показники якості пов'язані між собою, але є узгодженими; показники якості пов'язані між собою і є конкуруючими (антагоністичними).

У першому випадку знаходження оптимальних варіантів системи виконується шляхом оптимізації за кожною із цільових функцій незалежно

$$\phi_{0i} = \arg \underset{\phi \in \Phi_\partial}{extr} \{k_i(\phi)\}, i = \overline{1, m}. \quad (\text{A.2})$$

У другому випадку оптимальні варіанти можуть знаходитися також шляхом оптимізації окремих цільових функцій, тобто цей випадок близький до першого.

У третьому випадку екстремуми за різними цільовими функціями не збігаються. Розв'язанням цієї оптимізаційної задачі є узгоджений оптимум цільових функцій. Узгоджений оптимум полягає в тому, що досягається мінімальне (максимальне) значення кожної із цільових функцій за умови, що інші цільові функції приймають фіксовані, але довільні значення.

Ординалістичний підхід апелює до порядку (краще–гірше) і базується на введенні певних бінарних відношень на множині допустимих варіантів системи. У цьому випадку поняття переваги замовника системи – це бінарне відношення R на множині допустимих систем Φ_∂ , яке відображує уяву замовника системи, що система ϕ' краща за систему ϕ'' : $\phi' R \phi''$.

На практиці часто під час вибору системи на множині Φ_∂ можна керуватися відношенням строгої переваги \succ , що є асиметричним і транзитивним. При цьому система $\phi_0 \in \Phi_\partial$ називається оптимальною за відношенням \succ , якщо не існує іншої системи $\phi \in \Phi_\partial$, для якої справедливе відношення $\phi \succ \phi_0$. Множина оптимальних систем за відношенням \succ позначається як $opt_\succ \Phi_\partial$. Залежно від структури допустимої множини Φ_∂ і властивостей відношення \succ , множина оптимальних систем може включати єдиний елемент, скінченну або нескінченну кількість елементів. Якщо відношення нероздільності збігається з відношенням рівності $=$, то множина $opt_\succ \Phi_\partial$ (якщо вона не порожня) складається з єдиного елемента.

Із введенням сукупності цільових функцій кожен варіант системи характеризується вектором оцінок $\vec{v} = (v_1, v_2, \dots, v_m)$ і відображується у критеріальний простір. При цьому вказане відношення строгої переваги існує і для векторних оцінок. Узгодженість відношення переваги на множині проектних рішень Φ_∂ і у просторі векторних оцінок V встановлює аксіома Парето. Згідно з нею, для будь-яких двох векторних оцінок $\vec{v}', \vec{v}'' \in V$, що задовольняють векторну нерівність $\vec{v}' \geq \vec{v}''$, завжди виконується відношення $\phi' \succ \phi''$.

Множину оптимальних оцінок відносно \geq у просторі V називають множиною Парето-оптимальних (оптимальних за Парето) або ефективних оцінок і позначають $P(V) = \text{opt}_{\geq} V$. Включення $\vec{v}^0 \in P(V)$ має місце тоді і тільки тоді, коли немає оцінок, для яких виконується нерівність $\vec{v} \geq \vec{v}^0$. Такий критерій вибору оптимальних рішень називають безумовним критерієм переваги (БКП) або критерієм Парето.

Проектні рішення, тобто варіанти побудови системи $\phi_0 \in \Phi_\partial$, для яких справджується включення $\vec{v}_0 = \vec{K}(\phi_0) \in P(V)$, називають Парето-оптимальними відносно векторної цільової функції $\vec{K}(\phi)$, заданої на множині Φ_∂ , і позначають як $P_{\vec{K}}(\Phi_\partial)$. Іншими словами, $\phi_0 \in P_{\vec{K}}(\Phi_\partial)$ тоді і тільки тоді, коли не існує такої системи $\phi \in \Phi_\partial$, для якої виконується векторна нерівність

$$\vec{K}(\phi) \geq \vec{K}(\phi_0). \quad (\text{A.3})$$

Співвідношення (A.3) означає, що виконуються нерівності $k_j(\phi) \geq k_j(\phi_0)$ для всіх $j = \overline{1, m}$ і принаймні для одного з показників якості виконується строга нерівність.

Слід зазначити, що відношення строгої переваги \geq , яке має місце для векторних оцінок, перетворюється при $m=1$ на відношення $>$ для скалярних оцінок. При цьому Парето-оптимальна оцінка збігається з екстремумом скалярної цільової функції $k(\phi)$. Таким чином, поняття Парето-оптимальності слід розглядати як узагальнення поняття оптимуму на випадок декількох цільових функцій. При цьому оптимум за Парето – це узгоджений оптимум зв'язаних між собою і конкуруючих показників якості системи.

Для Парето-оптимальних проектних рішень характерні такі властивості:

1. Усі елементи множини допустимих варіантів системи Φ_∂ , що не належать до множини Парето-оптимальних $P_{\vec{K}}(\Phi_\partial)$, є безумовно гіршими.

обмежень. Якщо використані умови оптимальності є також і достатніми, то знайдена у такий спосіб множина рішень є множиною Парето-оптимальних рішень. У протилежному випадку знайдена множина може включати й зайві рішення, які мають бути відкинуті.

Знаходження множини Парето-оптимальних систем може здійснюватися або безпосередньо перебиранням усіх строго допустимих варіантів системи та перевіркою умови (1.3), або з використанням спеціальних методів, наприклад, методу послідовних поступок, вагового методу, методу робочих характеристик. Вибір відповідного методу оптимізації залежить від змісту сформульованих вихідних даних та типу поставленої задачі проектування. Розглянемо особливості деяких методів.

Метод дискретного перебору. Під час розв'язання оптимізаційної задачі методом перебору згідно з умовою (А.3) вважається, що множина Φ_0 має скінченну потужність. Такі задачі виникають, наприклад, під час вибору з уже відомих («наявних» або у вигляді технічних проєктів) варіантів систем. Зокрема, множина допустимих систем може формуватися на основі відомого морфологічного підходу як різні допустимі комбінації певної кількості підсистем. Тут суттєво зазначити, що навіть для порівняно простих систем, які складаються лише з декількох підсистем, кількість допустимих комбінацій останніх може бути значною (десятки й сотні тисяч). Тому, хоча принципових труднощів під час використання методу перебору не існує, проте на практиці можливі складнощі обчислювального характеру.

Метод робочих характеристик. Метод полягає в тому, що знаходиться екстремум однієї з цільових, наприклад, першої функції на множині строго допустимих систем за умови, що на всі інші цільові функції накладаються обмеження типу рівності

$$\text{extr}_{\phi \in \Phi_0} k_1(\phi), \text{ при } k_2(\phi) = k_{2\phi}, \dots, k_m(\phi) = k_{m\phi}. \quad (\text{А.5})$$

Парето-оптимальні варіанти системи знаходяться шляхом розв'язання множини скалярних оптимізаційних задач за різних допустимих комбінацій фіксованих значень показників якості $k_{2\phi}, \dots, k_{m\phi}$.

Очевидно, оптимальне значення показника $k_{1\phi}$ у загальному випадку залежатиме від фіксованих значень інших показників якості $k_{1\phi} = f_p(k_{2\phi}, k_{3\phi}, \dots, k_{m\phi})$. Знайдені у такий спосіб залежності за допустимих комбінацій фіксованих значень $k_{2\phi}, k_{3\phi}, \dots, k_{m\phi}$ у критеріальному просторі є

робочою поверхнею. Робочій поверхні відповідає сім'я із $(m-1)$ одновимірних робочих характеристик виду

$$\begin{aligned} k_{1o} &= f_p(k_2, \underline{k_3, \dots, k_m}), \\ k_{1o} &= f_p(\underline{k_2}, \underline{k_3, \dots, k_m}), \\ &\dots\dots\dots \\ k_{1o} &= f_p(\underline{k_2}, k_3, \dots, k_m). \end{aligned} \tag{A.6}$$

Тут підкреслені змінні, що розглядаються як фіксовані параметри.

Робоча поверхня має такі характерні властивості:

1. Робоча поверхня включає усі Парето-оптимальні точки, але поряд з ними має і ряд безумовно гірших точок. Вони мають бути відкинуті з подальшого розгляду.

2. Необхідною і достатньою умовою збігу робочої поверхні з Парето-оптимальною множиною є її строга монотонність, тобто монотонно спадний характер відносно кожного з аргументів. У цьому випадку робоча поверхня визначає БПХ системи.

Основні складнощі під час використання методу робочих характеристик полягають у розв'язанні задачі скалярної оптимізації в умовах $(m-1)$ -го обмеження типу рівностей. Але у багатьох практичних випадках таку задачу вдається довести до одержання конкретної структури системи з довільними параметрами.

Ваговий метод. Під час його застосування Парето-оптимальні рішення знаходяться шляхом оптимізації зваженої суми цільових функцій виду

$$\underset{\phi \in \Phi_o}{extr} \{k_\phi = k_1(\phi) + a_1 k_2(\phi) + \dots + a_{m-1} k_m(\phi)\} \tag{A.7}$$

за допустимих комбінацій позитивних вагових коефіцієнтів a_1, a_2, \dots, a_{m-1} . При цьому знаходяться оптимальні значення $k_{\phi o}$ і відповідні їм значення показників якості $k_{1\phi}, k_{2\phi}, \dots, k_{m\phi}$,

$$k_{\phi o} = k_{1\phi} + a_1 k_{2\phi} + \dots + a_{m-1} k_{m\phi}. \tag{A.8}$$

У загальному випадку значення $k_{1\hat{a}}, \dots, k_{m\hat{a}}$ залежать від обраних вагових коефіцієнтів a_1, \dots, a_{m-1} :

$$\begin{aligned} k_{1\hat{a}} &= f_{1\hat{a}}(a_1, \dots, a_{m-1}), \\ k_{2\hat{a}} &= f_{2\hat{a}}(a_1, \dots, a_{m-1}), \\ &\dots\dots\dots \\ k_{m\hat{a}} &= f_{m\hat{a}}(a_1, \dots, a_{m-1}). \end{aligned} \tag{A.9}$$

Для розв'язання оптимізаційної задачі (А.7), а також для знаходження залежностей (А.9) необхідно виконати оптимізацію для всіх можливих комбінацій коефіцієнтів $0 < a_j < \infty$, $j = \overline{1, m-1}$.

Розв'язавши систему із m рівнянь (А.9), можна отримати залежність

$$k_{1\varepsilon} = f_{1\varepsilon}(k_{2\varepsilon}, k_{3\varepsilon}, \dots, k_{m\varepsilon}). \quad (\text{А.10})$$

У m -вимірному просторі векторних оцінок ця залежність розглядається як рівняння вагової поверхні. Неважко побачити, що використання вагового методу зводиться до множини задач скалярної оптимізації, зокрема, відомим методом множників Лагранжа.

Вагова поверхня має такі властивості:

1. Включає тільки Парето-оптимальні точки, тобто жодна з безумовно гірших точок не може належати цій поверхні.

2. У багатьох випадках вагова поверхня є повністю визначеною і неперервною в усьому діапазоні значень показників якості k_2, k_3, \dots, k_m . У таких випадках вагова поверхня збігається з Парето-оптимальною множиною.

Отже, під час використання розглянутих методів, а також їхніх модифікацій векторна оптимізаційна задача зводиться у математичному відношенні до розв'язання множини скалярних оптимізаційних задач з урахуванням різного роду обмежень.

У загальному випадку під час розв'язання оптимізаційних задач (А.5), (А.7) варіюється оператор системи $\phi = (S, \vec{p})$, тобто як структура S , так і параметри \vec{p} системи. При цьому можуть бути використані методи варіаційного числення, функціонального аналізу, теорії статистичних рішень, теорії інформації. За фіксованої структури системи S задача знаходження оптимального варіанта системи зводиться до задачі оптимізації вектора параметрів \vec{p} . Ця задача у ряді випадків може розв'язуватися методами лінійного, нелінійного чи динамічного програмування.

Якщо знайдена множина Парето $P(Y)$ порівняно вузька, то за оптимальне рішення може бути прийнята будь-яка Парето-оптимальна оцінка та відповідна їй система. У таких випадках можна вважати, що відношення строгої переваги \succ збігається з відношенням \geq на множині векторних оцінок, а тому $opt_{\succ} Y = P(Y)$. При цьому часто і не вдаються до пошуку всієї множини Парето-оптимальних систем, а одразу обирають один із Парето-оптимальних варіантів.

Проте часто множина $P(Y)$ є занадто великою. Це свідчить, що відношення \succ та \geq хоча і пов'язані аксіомою Парето, але не збігаються. Для звуження множини Парето-оптимальних оцінок слід використати умовний

критерій переваги (УКП), який зводиться до формування деякої скалярної функції вибору єдиного варіанта, яка може бути задана після одержання додаткової інформації від ОПР про його розуміння переваги однієї системи перед іншою.

При цьому постає запитання: чи має сенс виконувати вибір варіантів системи на основі безумовного критерію переваги – критерію Парето, якщо на заключному етапі все ж доводиться вводити умовний критерій переваги. В обґрунтування доцільності пошуку Парето-оптимальних варіантів систем з використанням БКП на початкових етапах оптимального проектування зазначимо таке:

1. БКП дає змогу знайти всі Парето-оптимальні варіанти системи, тобто відкинути безумовно гірші варіанти системи.

2. БКП дає змогу знайти потенціальні (найкращі можливі) значення кожного з показників якості і зв'язок між ними, тобто БПХ і БДО.

3. Методи знаходження Парето-оптимальних варіантів системи зводяться у математичному відношенні до оптимізації скалярних цільових функцій, тобто зводять розв'язання задачі векторного синтезу до деякої множини задач скалярного синтезу.

4. У виродженому випадку БКП дає змогу знайти єдиний найкращий варіант системи.

5. У невиродженому випадку знаходження Парето-оптимальних варіантів системи часто призводить до однієї структури системи, але з різними параметрами.

6. Навіть тоді, коли на заключному етапі синтезу для вибору єдиного варіанта системи доводиться вводити УКП, то краще вводити різного роду умовності на більш пізньому етапі проектування.

Методи звуження множини Парето-оптимальних рішень. Формальна модель задачі Парето-оптимізації не містить інформації для вибору єдиної альтернативи. При цьому множина допустимих варіантів системи лише звужується до множини Парето шляхом виключення безумовно гірших варіантів за відношенням \succ . Проте для подальших етапів проектування системи, як правило, має бути обраний єдиний варіант системи.

Тому виникає необхідність звуження множини Парето-оптимальних рішень із залученням додаткової інформації про відношення \succ . Така інформація з'являється внаслідок різностороннього аналізу структури і параметрів Парето-оптимальних варіантів системи, багатовимірних діаграм обміну показників якості системи, відносної важливості показників якості, порівняльного

аналізу отриманих варіантів системи між собою. Такий аналіз проводиться із залученням ОНР.

Отримана при цьому додаткова інформація може бути використана для побудови деякої скалярної цільової функції $U(k_1(\phi), \dots, k_m(\phi))$, що залежить від сукупності показників якості. Оптимізація на множині Парето-оптимальних рішень $P_k(\Phi_\delta)$ приводить до вибору єдиного оптимального варіанта системи

$$\phi_0 = \text{extr}(U(k_1(\phi), \dots, k_m(\phi))), \quad \phi \in P_k(\Phi_\delta). \quad (\text{A.11})$$

Загальна вимога до функції $U(k_1, \dots, k_m)$ зводиться до того, щоб вона була монотонною (зростаючою чи спадною) за кожним зі своїх аргументів.

Існують як об'єктивні, так і суб'єктивні підходи щодо побудови такої функції. У ряді випадків на основі розгляду призначення системи, що проектується у складі більш складної надсистеми (комплексу), об'єктивними методами може бути встановлено взаємозв'язок показників якості системи (k_1, \dots, k_m) з деяким глобальним показником якості K надсистеми у вигляді відповідної функції $K = U(k_1, \dots, k_m)$. Проте у більшості випадків об'єктивно ввести таку функцію не вдається і доводиться вдаватися до її побудови значною мірою суб'єктивними методами. Розглянемо деякі з них.

Вибір оптимальних рішень з використанням функцій цінності. Одним із широко використовуваних методів звуження множини Парето-оптимальних рішень є використання скалярної функції цінності (корисності), оптимізація якої веде до вибору одного з оптимальних варіантів системи. Числову функцію $U(v_1, \dots, v_m)$ називають функцією цінності для відношення строгої переваги \succ , якщо для довільних оцінок $\vec{v}', \vec{v}'' \in Y$ у критерійному просторі Y нерівність $U(\vec{v}') > U(\vec{v}'')$ має місце тоді і тільки тоді, коли $\vec{v}' \geq \vec{v}''$. Припустимо, що відношення строгої переваги \succ задовольняє аксіому Парето. При цьому із нерівності $\vec{v}' \geq \vec{v}''$ випливає відношення $\vec{v}' \succ \vec{v}''$, що означає $U(\vec{v}') > U(\vec{v}'')$, тобто функція цінності $U(\vec{v})$, є зростаючою за відношенням \geq . Якщо побудована функція цінності $U(\vec{v})$, то оптимальна оцінка знаходиться шляхом максимізації цієї функції на множині Парето

$$\vec{v}_0 \in Y : U(\vec{v}_0) = \max_{\vec{v} \in \text{opt} \geq V} U(\vec{v}). \quad (\text{A.12})$$

Таким чином, знаходження оптимальної оцінки зводиться до розв'язання задачі скалярної оптимізації функції багатьох змінних $U(\vec{v})$. При цьому можуть бути побудовані адитивна, мультиплікативна та полінійна функції цінності.

Процедура побудови функції цінності $U(\vec{v})$ інколи називається згорткою векторного критерію $\vec{K} = (k_1, k_2, \dots, k_m)$.

Операція згортки можлива, якщо:

– частинні критерії кількісно сумарні за важливістю, тобто кожному з них відповідає певне число C_i , яке визначає його відносну важливість відповідно до інших критеріїв;

– частинні критерії є однорідні, тобто кількісно порівнюються в одній вимірності.

Існують різноманітні форми подання узагальненого скалярного критерію та вибору відповідних оптимальних рішень. Зокрема, це такі способи згортки частинних критеріїв:

– формується узагальнений критерій, чисельник якого складає добуток критеріїв, які підлягають максимізації, а знаменник – добуток критеріїв, які підлягають мінімізації;

– формується узагальнений критерій з використання елементів теорії адитивної корисності, тобто підсумовування частинних критеріїв з певними ваговими коефіцієнтами;

– формується узагальнений критерій відносно всіх частинних критеріїв.

Узагальнена функція цінності може набувати такого вигляду:

$$U(v_1, \dots, v_m) = \sum_{j=1}^m c_j \varphi_j(v_j), \quad (\text{A.13})$$

де $\varphi_j(\cdot)$ – одновимірні функції цінності, що характеризують цінність системи за j -м показником якості; c_j – зважуючі коефіцієнти.

Задача побудови функції цінності (A.13) зводиться до оцінки коефіцієнтів c_j , вибору виду функцій $\varphi_j(v_j)$, перевірки їх незалежності за перевагою \geq , перевірки узгодженості побудованої функції цінності. У ряді випадків може бути використана функція цінності (A.13) у вигляді еквівалентної суми частинних оцінок

$$U(\vec{v}) = \sum_{j=1}^m c_j v_j. \quad (\text{A.14})$$

При цьому використовуються різні методи одержання додаткової інформації про значення зважуючих коефіцієнтів c_j . Зокрема, це добре розроблені методи експертних оцінок. Вони зводяться до опитування обраної групи експертів про цінність отриманих Парето-оптимальних варіантів системи, відносну важливість показників якості тощо. Існують добре розроблені методики урахування отриманої інформації, які реалізовані у методі Сааті.

Інколи для вибору єдиного варіанта обмежуються так званою пороговою оптимізацією: найбільш вагомий критерій піддається оптимізації, інші включаються до системи обмежень. Слід зауважити, що існує також багато інших принципів і підходів до вибору єдиного варіанта з використанням скалярних критеріїв оптимальності. Фактично співвідношення (А.14) визначає байєсовий детермінований критерій оптимальності. За умов невизначеності про умови вибору рішень використовує методи теорії ігор. Такі ситуації вибору проектних рішень під час створення систем часто називають «іграми з природою». Для прийняття рішень знаходять найкращу стратегію, з використанням критерію Вальда, критерію Севіджа, критерію Гурвіца, критерію Лапласа та ін.

Вибір оптимальних рішень на основі теорії розмитих множин. Цей підхід базується на тому, що через апіорну невизначеність поняття «найкращий варіант системи» неможливо визначити точно. Можна вважати, що це поняття є розмитою множиною і для оцінки системи можуть бути використані основні положення теорії розмитих множин. У загальному випадку розмита множина G на множині X задається функцією приналежності $\xi_G : X \rightarrow [0, 1]$, яка зіставляє з кожним елементом $x \in X$ дійсне число ξ_G на інтервалі $[0, 1]$. Це число називається ступенем належності елемента x розмитій множині G . Чим воно ближче до 1, тим вищий ступінь належності. Функція $\xi_G(x)$ є узагальненням характеристичної функції множин, яка набуває лише двох значень: 1 – при $x \in G$ і 0 – при $x \notin G$. У випадку дискретних множин використовується запис розмитої множини як множини пар $G = \{x, \xi_G(x)\}$.

Згідно з цими основними положеннями, кожен показник якості системи може задаватися у вигляді розмитої множини $k_j = \{k_j, \xi_{k_j}(k_j)\}$, де $\xi_{k_j}(k_j)$ – функція належності конкретного j -го показника якості розмитій множині найкращого значення.

Такий запис окремого показника якості має високу інформативність, оскільки дає уяву про фізичну природу показника якості, конкретне його значення і цінність відносно найкращого (екстремального) значення, що характеризує функція належності. Універсальна форма функції належності, яка може бути використана як скалярна цільова функція, має такий вигляд:

$$U(k_1, \dots, k_m) = \frac{1}{m} \left\{ \sum_{j=1}^m [\xi_{k_j}(k_j)]^\beta \right\}^{\frac{1}{\beta}}. \quad (\text{A.15})$$

Перевагою такої цільової функції є те, що вибором параметра β може бути реалізовано широкий клас функцій від лінійної адитивної за умови $\beta = 1$ до суто нелінійної при $\beta \rightarrow \infty$.

Вибір оптимального варіанта зі строго впорядкованими за важливістю показниками якості. Інколи для замовника системи за результатами аналізу Парето-оптимальних варіантів, а також їх БДО виявляється бажаним отримати якомога більше значення одного з показників якості, наприклад k_1 , навіть за рахунок погіршення інших показників якості. Це означає, що показник k_1 є важливішим порівняно з іншими показниками якості.

Можливий також випадок, коли весь набір показників якості k_1, \dots, k_m , строго упорядкований за важливістю, тобто показник k_1 більш важливий, ніж показники k_2, \dots, k_m , показник k_2 більш важливий, ніж показники k_3, k_4, \dots, k_m і т.д. Цьому відповідає ситуація, коли під час порівняння оцінок систем використовується лексикографічне відношення. Наведемо визначення цього відношення та особливості використання під час вибору єдиного варіанта системи у критеріальному просторі оцінок.

Нехай є два вектори оцінок $\vec{v}', \vec{v}'' \in V$. Лексикографічне відношення $\vec{v}' \succ_{lex} \vec{v}''$ має місце тоді і тільки тоді, коли виконується одна з таких умов

$$\begin{aligned} \vec{v}'_1 &> \vec{v}''_1, \\ \vec{v}'_1 &= \vec{v}''_1, \quad \vec{v}'_2 > \vec{v}''_2, \\ &\dots\dots\dots \\ \vec{v}'_j &= \vec{v}''_j, \quad j=1, 2, \dots, m-1; \quad \vec{v}'_m > \vec{v}''_m. \end{aligned} \tag{A.16}$$

Для $m=1$ лексикографічне відношення збігається з відношенням $>$ на підмножині дійсних чисел. У ході виконання відношення $\vec{v}' \succ_{lex} \vec{v}''$ говорять, що вектор \vec{v}' лексикографічно переважає вектор \vec{v}'' .

Якщо використовується лексикографічне відношення під час вибору єдиної системи, то це означає, що з пари оцінок (і відповідних їм систем) перевага віддається тій оцінці (системі), в якій перша компонента вектора \vec{v}' (тобто оцінка показника якості k_1) більша, незалежно від співвідношення за іншими компонентами вектора. Якщо перші компоненти оцінок однакові, то перевага віддається тій оцінці (системі), в якій більша друга компонента

вектора \vec{v}' (Оцінка показника якості k_2). Наступні компоненти вектора \vec{v}' можуть при цьому значно програвати відповідним компонентам вектора \vec{v}'' .

Аналогічні висновки мають місце під час рівності перших двох компонент, трьох компонент і так далі до $(m-1)$ компонент векторів \vec{v}' і \vec{v}'' . У таких випадках стверджують, що компоненти v_1, v_2, \dots, v_m , тобто оцінки показників якості системи $k_1(\phi), k_2(\phi), \dots, k_m(\phi)$ строго упорядковані за важливістю.

У визначенні лексикографічного відношення важливу роль відіграє порядок перерахування показників якості. Зміна нумерації показників якості призводить до другого лексикографічного відношення. Крім згаданих вище методів побудови скалярної цільової функції і вибору варіанта з множини Парето-оптимальних, існує і багато інших. Вибір підходящого методу визначається вихідними даними та типом конкретної оптимізаційної задачі. Але як би там не було, оптимальні варіанти системи слід шукати серед Парето-оптимальних розв'язків задачі. Тобто етап Парето-оптимізації є обов'язковим під час проектування систем з урахуванням сукупності показників якості.

ДОДАТОК Б

ПРОГРАМНІ КОМПЛЕКСИ ПЛАНУВАННЯ ТА ОПТИМІЗАЦІЇ СИСТЕМ СТІЛЬНИКОВОГО МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

У даному додатку розглядаються особливості програмних комплексів планування й оптимізації ССМЗ. Проаналізовано основні можливості застосування відомих комплексів планування й оптимізації. Розглянуто більш детально особливості використання програмних комплексів ONEPLAN RPLS, а також TEMS CellPlanner Universal. Матеріали розділу підготовлено на основі роботи [74].

Б.1 Аналіз можливостей відомих комплексів планування й оптимізації ССМЗ

Основні етапи проектування, побудови й удосконалення системи стільникового мобільного зв'язку з використанням програмних комплексів показано на рис. Б.1.

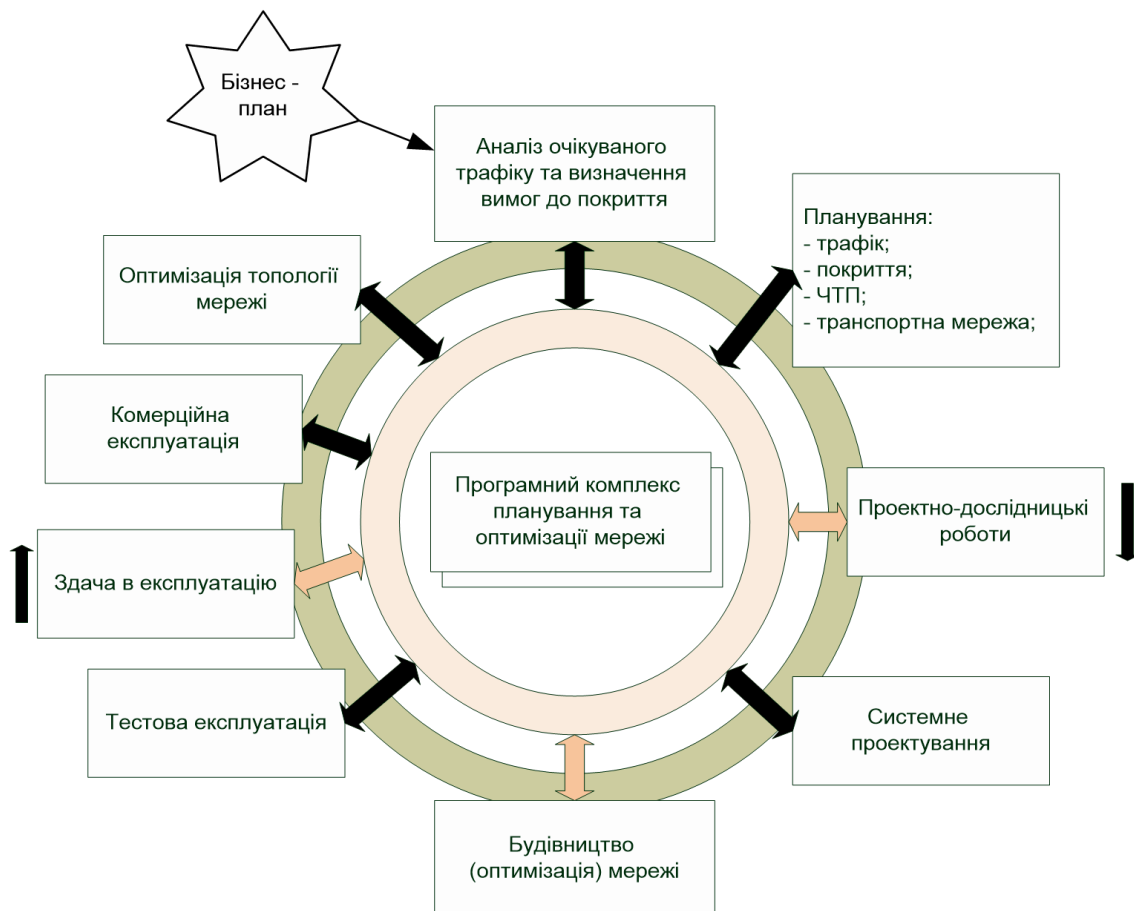


Рисунок Б.1 – Етапи проектування, побудови та модернізації ССМЗ з використанням програмних комплексів

При цьому вирішуються такі задачі:

1. Розробка бізнес-плану, що включає формування цілей планування / оптимізації, оцінку необхідних інвестицій, часу реалізації та окупності.
2. Аналіз (уточнення) щільності розподілу трафіку в регіоні та визначення вимог до зони покриття.
3. Формування (модернізація) топології мережі, уточнення моделі трафіка, прогнозування зони покриття, розробка частотно-територіального плану (ЧТП) і транспортної підсистеми мережі.
4. Обстеження обраних позицій встановлення базових і радіорелейних станцій.
5. Проектно-пошукові роботи.
6. Розробка системного проєкта мережі.
7. Будівництво (модернізація) мережі.
8. Тестування і налаштування основних параметрів якості функціонування мережі.
9. Задача мережі (елементів мережі) в експлуатацію.
10. Надання послуг на комерційній основі.
11. Моніторинг статистичних параметрів функціонування мережі.
12. Подальша оптимізація топології і параметрів якості функціонування мережі.

У процесі розвитку мобільного ССМЗ із введенням нових фрагментів або елементів в її структуру етапи багаторазово повторюються. З метою забезпечення якісних послуг мобільного зв'язку під час планування ССМЗ провідні оператори зв'язку застосовують методи математичного та комп'ютерного моделювання, які реалізовані у спеціальних програмних комплексах. При цьому використовують програмні комплекси планування ССМЗ як імпортного, так і вітчизняного виробництва. У табл. Б.1 наведена інформація про деякі з існуючих програмних комплексів планування ССМЗ.

Аналіз можливостей сучасних комп'ютерних засобів планування ССМЗ показує, що їх робота зосереджується переважно на визначенні характеристик підсистеми BTS: географічних координат BTS; типу, орієнтації і висоти підвісу антени BTS; потужності передавача BTS.

Таблиця Б.1 – Програмні комплекси планування ССМЗ

Країна	Місто	Фірма	Програмний комплекс	Основні можливості
Швеція	Стокгольм	Ericsson	TEMS CellPlanner Universal	Радіочастотне планування
			TEMS Link-Planner	Планування радіорелейних інтервалів
			Planet EV	Планування та оптимізація радіорелейних мереж
Франція	Париж	Alcatel	Alcatel 955	Планування радіомережі
	Блан'як, Верхня Гаронна	Forsk	Atoll Core	ПК радіочастотного планування и розрахунку радіорелейних інтервалів
Велика Британія		AIRCOM Int	ASSET Enterprise	Включає такі модулі:
			ASSET3G	Радіопланування
			ILSA	Автоматизованого розподілу частот
			CONNECT	Планування радіорелейних інтервалів
			DIRECT	Планування транспортної мережі
			ADVANTEG	Автоматизованого планування стільників
Фінляндія	Еспоо	Nokia	Nokia NetAct Planner	Радіочастотне планування, розрахунків покриття інтервалів радіорелейного зв'язку
США	Санта-Клара, Каліфорнія	Agilent Technologies	WIZARD	Радіопланування
			CellOpt AFP	Радіочастотне планування
			CellOpt ACP	Планування стільників
			OPAS32	Мережний аналізатор
	Сан-Дієго, Каліфорнія	Qualcomm	QEDesign	Багатофункціональний ПК радіочастотного планування
		LCC International	CellCAD II	Розрахунок радіопокриття, оцінка EMC BTS, планування ємності та частотне планування
Норвегія		LCC Europe AS	CellAD System 7	Система вимірювання і аналізу характеристик радіомережі GSM
Росія	Санкт-Петербург	ЛОНІП	Балтика	Планування ССМЗ
		ІнфоТел	ONEPLAN RPLS	Планування систем стільникового мобільного зв'язку
	Зеленоград	Силікон Телеком Софт	RPS-2	Розрахунок покриття системи стільникового мобільного зв'язку і радіорелейних інтервалів

При цьому можна виділити такі фази планування:

1. *Визначення «розмірів» системи* [91, 93], що включає в себе вибір ССМЗ і розрахунки бюджету радіолінії, радіусу зони BTS, каналної ємності, вартості створення ССМЗ. Дана фаза планування реалізується зазвичай без урахування географічної інформації. Головними параметрами в розрахунках бюджету радіолінії є потужність передавача та інтервал повторного використання частот. Ці параметри визначаються для заданої якості передачі, вираженої: відношенням сигнал / перешкода; відсотком часу, протягом якого допускається, щоб ВСЗ на вході приймача станції стільникового рухомого зв'язку було менше захисного відношення ймовірності помилки на біт у цифрових ССМЗ.

2. *Розміщення обладнання BTS* з використанням електронної карти міста і розрахунку радіопокриття для окремих BTS, їх груп і системи в цілому. Тут, як правило, існує можливість зміни конфігурації і параметрів BTS (типу, орієнтації секторів і висот підвісу антен, потужності передавачів) та вибір однієї з кількох моделей поширення радіохвиль, що забезпечує необхідну точність розрахунків у конкретній ситуації. Рішення про задовільності (або незадовільності) карти радіопокриття приймається групою експертів. У разі недостатності радіопокриття фаза повторюється для нового розташування BTS.

3. *Частотного присвоєння окремих номіналів і груп частот конкретним BTS.* Призначення частот виконується, як правило, в ручному режимі із залученням критерію мінімуму внутрішньоканальних накладень сигналів. Кількість частот, виділених одній BTS, визначається з урахуванням допустимої ймовірності блокування викликів і демографічних даних про розподіл абонентів на території. Всі комп'ютерні засоби планування використовують для розрахунку допустимої ймовірності блокування викликів формулу Ерланга.

4. *Аналізу результатів планування.* У деяких комп'ютерних засобах в цій фазі розраховуються параметри якості обслуговування мобільних абонентів. Згідно з визначенням Міжнародного союзу електрозв'язку (МСЕ), під якістю обслуговування розуміють «сукупний ефект від надання послуг, який визначає ступінь задоволення ними абонента». Крім технічних аспектів якості роботи ССМЗ в це визначення включені й аспекти, пов'язані з наданням додаткових послуг (наприклад таких, як передача коротких повідомлень), з вартістю обслуговування, ціною і якістю роботи MS і т.д.

Під час оцінювання результатів територіально-частотного планування ССМЗ для аналізу технічних аспектів якості її роботи МСЕ рекомендує використовувати такі основні параметри: ймовірність блокування виклику

через брак ресурсів системи; ймовірність розриву з'єднання через неуспішні спроби міжстільникового перемикання зв'язку; інтервал часу між передачею запиту на встановлення з'єднання викликає MS і закінченням процедури встановлення з'єднання; інтервал часу між передачею MS запиту на роз'єднання з'єднання і отриманням нею підтвердження про роз'єднання. Ці параметри безпосередньо впливають на ступінь задоволення абонента роботою ССМЗ.

Однак у зазначених комп'ютерних засобах планування розраховується обмежена кількість параметрів якості обслуговування. В основному це ймовірність блокування виклику через брак ресурсів СММЗ і ймовірність розриву з'єднання через неуспішні спроби міжстільникового перемикання. У разі, коли оцінки якості обслуговування мобільних абонентів визначаються експертами незадовільними, планування може бути повернуто на будь-яку з вищевказаних фаз планування.

Реалізація всіх чотирьох фаз планування ССМЗ вимагає великого часу і задіює значні ресурси обчислювальної техніки, оскільки оптимізація ССМЗ виконується в кожній фазі процесу планування шляхом повернення до минулих фаз і повного перерахунку нової конфігурації ССМЗ.

Найбільш ефективним інструментом автоматизації процесу оптимізації систем стільникового зв'язку є геоінформаційні технології, що пройшли у своєму розвитку шлях від вузькоспеціалізованих способів і методів обробки цифрової картографічної інформації до високорозвинених програмних засобів, що називаються геоінформаційними системами (ГІС). ГІС є сукупністю засобів і методів обробки даних, що мають просторовий аспект і забезпечують одержання інформації в необхідному вигляді. Геоінформаційні технології містять у собі дві взаємозалежні області:

- моделювання просторових даних (тобто визначення координат і топології реальних об'єктів, створення й відновлення електронних карт);
- використання просторових даних у прикладних розрахунково-аналітичних завданнях для кількісного обґрунтування прийнятих рішень.

Спеціальні ГІС складаються із програмного та інформаційного компонентів. Програмний компонент містить сервісні й розрахункові програми для введення просторових та описових даних, їхньої обробки й виведення результатів; інформаційний компонент – електронну (цифрову) карту місцевості й об'єктно-орієнтовану базу даних, що містить відомості з усіх істотних аспектів проектованої мережі стільникового зв'язку.

Геоінформаційні технології надають унікальну можливість трансформації аналітичного апарату моделювання складних систем з області переважно

імовірнісних величин в область, переважно, детермінованих. Іншими словами, Геоінформаційні технології дозволяють формувати моделі з урахуванням реальних просторово-розподілених параметрів середовища функціонування, зовнішніх і внутрішніх впливів. Дані моделі є адекватними навколишньому оточенню й забезпечують одержання більш достовірної оцінки, ніж усереднено-статистичні.

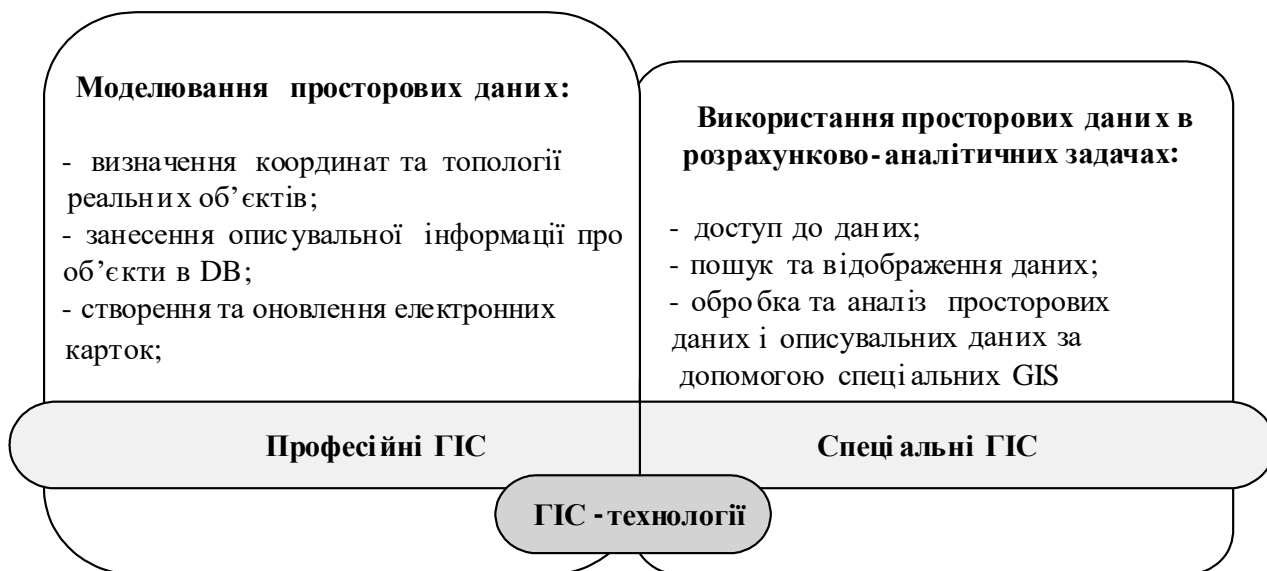


Рисунок Б.2 – Склад геоінформаційних технологій

Далі розглянемо особливості використання деяких популярних програмних комплексів планування й оптимізації ССМЗ.

Б.2 Призначення та особливості роботи програмного комплексу ONEPLAN RPLS

Основним призначенням ПК ONEPLAN RPLS є автоматизація розробки з використанням геоінформаційних технологій технічно й економічно обґрунтованих планів розвитку мереж стільникового зв'язку 2G/3G, мереж транкінгового і пейджингового зв'язку, мереж ТВ і радіомовлення діапазону УКВ, розрахунку радіорелейних інтервалів і ліній, оцінки електромагнітної сумісності угруповання інтервалів і ліній радіорелейного зв'язку.

Функціональні можливості даного ПК найбільш повно реалізуються під час планування систем стільникового зв'язку. Програмний комплекс дозволяє підвищити оперативність і обґрунтованість рішень, прийнятих під час проектування, розвитку й експлуатації регіональних мереж, а також сформувати раціональні структурно-топологічні й технічні характеристики

мереж. Користувач програмного комплексу отримує раціональний проєкт, у якому топологічна структура й технічні параметри системи стільникового зв'язку забезпечують мінімальні витрати апаратного й частотного ресурсів із задоволенням потреб абонентів у послугах зв'язку заданої якості. Процес формування раціонального проєкту системи стільникового зв'язку базується на методі послідовного аналізу різних варіантів побудови структури системи, кожен з відповідними наборами параметрів якості функціонування системи.

Автоматизація планування систем стільникового зв'язку в програмному комплексі реалізована на основі аналізу послідовності завдань, які розділені на три рівні, що спільно впливають на підсумковий час розрахунків і розрізняються алгоритмами прийняття рішення.

Верхній рівень: визначення складу й чисельних значень керованих параметрів (місць розміщення і режимів роботи базових станцій), зовнішніх факторів (радіоелектронних засобів, що заважають, і умов поширення радіохвиль), а також цілей і критеріїв розрахунків.

Середній рівень: вибір і реалізація правила (послідовності) перебору керованих параметрів і зовнішніх факторів, що враховуються.

Нижній рівень: обчислення параметрів якості функціонування системи стільникового зв'язку.

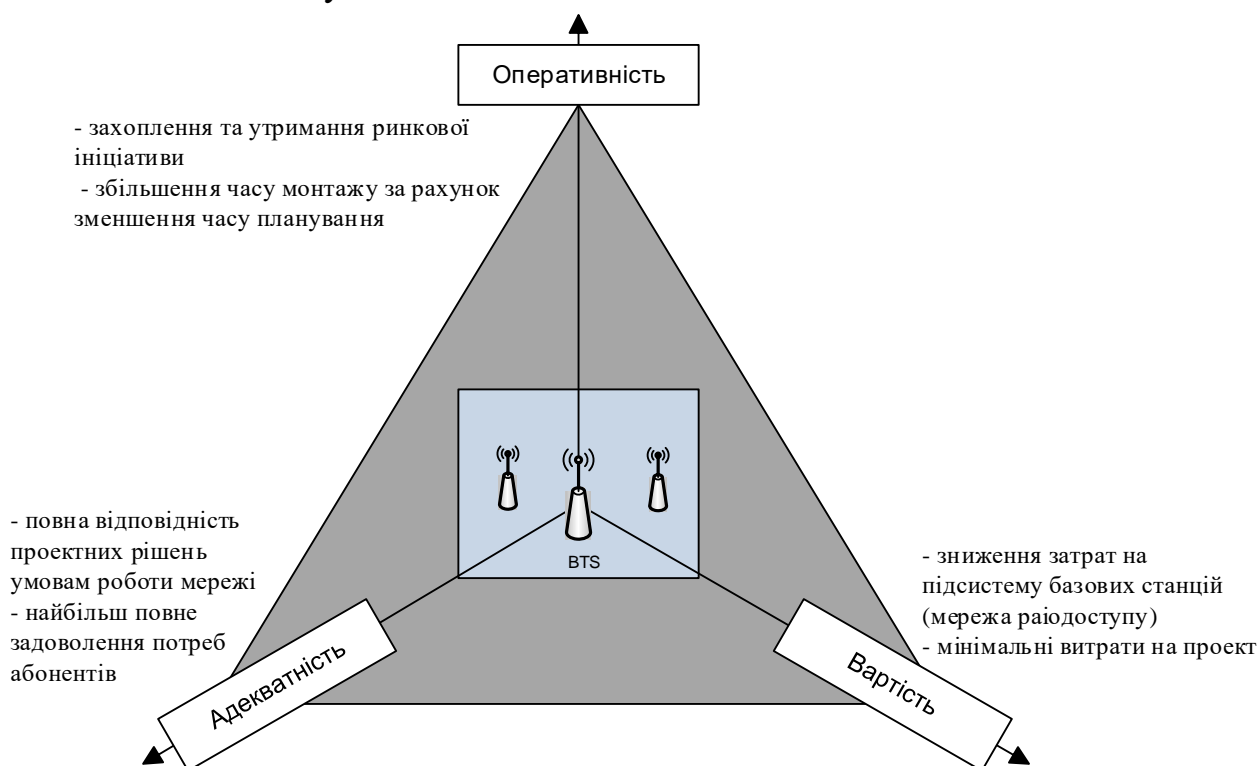


Рисунок Б.3 – Показники якості процесу планування й оптимізації системи, виконаного за допомогою ONEPLAN RPLS

Залежно від поставленого завдання, часових і вартісних обмежень користувач програмного комплексу може оцінити ефективність прийнятих рішень за трьома взаємозалежними глобальними показниками планування – оперативності, адекватності й вартості. Якщо потрібно в стислий термін не тільки прийняти рішення, наприклад щодо модернізації системи, але й реалізувати його, то можна використовувати спрощені процедури: розрахунку, і тим самим підвищити оперативність прийнятих рішень. Однак у цьому випадку доведеться пожертвувати точністю розрахунків, тобто погіршиться адекватність прийнятих рішень. І навпаки, якщо потрібно детально опрацювати питання вдосконалення системи стільникового зв'язку, тобто отримати достовірне й адекватне рішення, доведеться використовувати більш точні методи розрахунку параметрів якості функціонування системи. У цьому випадку затрачується значний часовий ресурс, а отже, погіршується оперативність. Вартість кожного рішення має оцінюватися індивідуально.

Частотне планування системи

Частотне планування мережі є важливим етапом частотно-територіального планування системи стільникового зв'язку із частотним (частотно-часовим) розподілом каналів. Від частотного планування істотно залежить ступінь впливу внутрішньосистемних (інтерференційних) перешкод на якість зв'язку в ході спільного використання обмеженого частотного ресурсу на обмеженій території всіма базовими станціями й абонентськими терміналами.

У ПК ONEPLAN RPLS реалізований функціонально повний набір інструментів частотного планування, що включає поряд з основними інструментами аналізу й синтезу частотних розподілів безліч допоміжних засобів підготовки вихідних даних, керування розрахунками, обробки й збереження результатів, а також вирішення суміжних завдань планування, прямо або побічно пов'язаних з розподілом частот.

Основним інструментом аналізу заздалегідь підготовленого частотного розподілу, що може бути введене вручну, завантажене із зовнішніх джерел або розраховане за допомогою інструментів синтезу, є модуль розрахунку карт інтерференції (відношення сигнал/перешкода основним каналом S/I, сусіднім каналом S/A і сумарне S/IA), а також модуль розрахунку якості передачі мови (за розбірливістю, що виражена в одиницях за шкалою MOS) і даних (за пропускнуою спроможністю TP – Throughput) з урахуванням розрахованих співвідношень сигналів і перешкод (рис. Б.4).

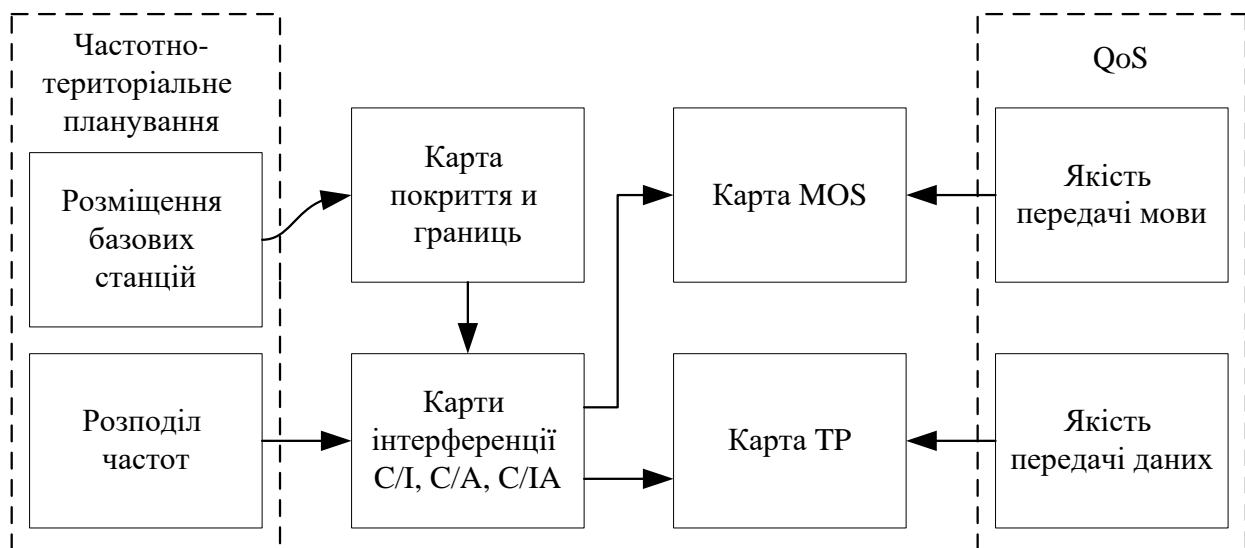


Рисунок Б.4 – Результати аналізу частотних розподілів

Перед розрахунком карт інтерференції й карт якості зв'язку засобами ПК ONEPLAN RPLS мають бути розраховані карти покриття й меж, згідно з якими для кожної конкретної площадки визначаються BTS (сектори BTS), сигнали яких є корисними, і BTS (сектори BTS), сигнали яких є заважаючими (завадовими). Дані розрахунки можуть бути погоджені з результатами вимірів у реальній мережі спеціальними засобами. Для формування карт розподілу параметрів якості послуг зв'язку в довіднику ПК мають бути попередньо підготовлені таблично-графічні залежності параметрів Qo від відношення сигнал/перешкода S/I.

Поряд із графічним поданням карт інтерференції і якості зв'язку в ПК є зручні засоби перегляду чисельних результатів розрахунку внутрішньо-системних перешкод для кожної площадки в табличному вигляді та з виділенням кольором заглушених частот і секторів, яким ці частоти призначені.

Крім того, у ПК існує можливість контролю узагальнених параметрів якості частотного розподілу для кожного сектора та для всього планованого району у вигляді сумарної площі покриття, ураженої внутрішньосистемними перешкодами (у кожному секторі та в усьому районі) і вираженої в абсолютній і відносній кількості площадок з неприпустимо низьким відношенням сигнал/перешкода, як на окремих, так і на всіх призначених кожному сектору частотах. В останньому випадку з призначенням окремим секторам більше однієї частоти виконується оптимістичний або песимістичний розрахунок ураженої площі. За оптимістичного розрахунку ураженими вважаються тільки ті площадки, на яких заглушені всі призначені частоти, а за песимістичного – хоча б одна частота.

За наявності вихідних даних про розподіл трафіку якість частотного розподілу в кожному секторі й районі в цілому можна оцінити не кількістю уражених площадок, а значенням сумарного загубленого навантаження. У випадку значно нерівномірного розподілу трафіку усередині окремих секторів і між секторами подібна узагальнена оцінка втрат навантаження (трафіку) більш адекватна реальним втратам якості послуг і доходів операторів.

Наявний у ПК інструмент синтезу ЧТП вирішує зворотне завдання – формування підходящих частотних розподілів, за яких забезпечується припустимий або мінімальний ступінь погіршення якості зв'язку через внутрішньосистемні перешкоди. Для вирішення даного завдання використовується комплексна методика автоматичного розподілу частот (рис. Б.5), яка дозволяє обирати методи оптимізації, що розрізняються як цільовою функцією з різними обмеженнями, так і послідовністю дій під час пошуку екстремуму обраної функції з різною черговістю перевірки заданих обмежень. При цьому методи відрізняються один від одного співвідношенням між гарантованою близькістю до найкращого результату (екстремуму обраної цільової функції) і необхідними витратами машинного часу.

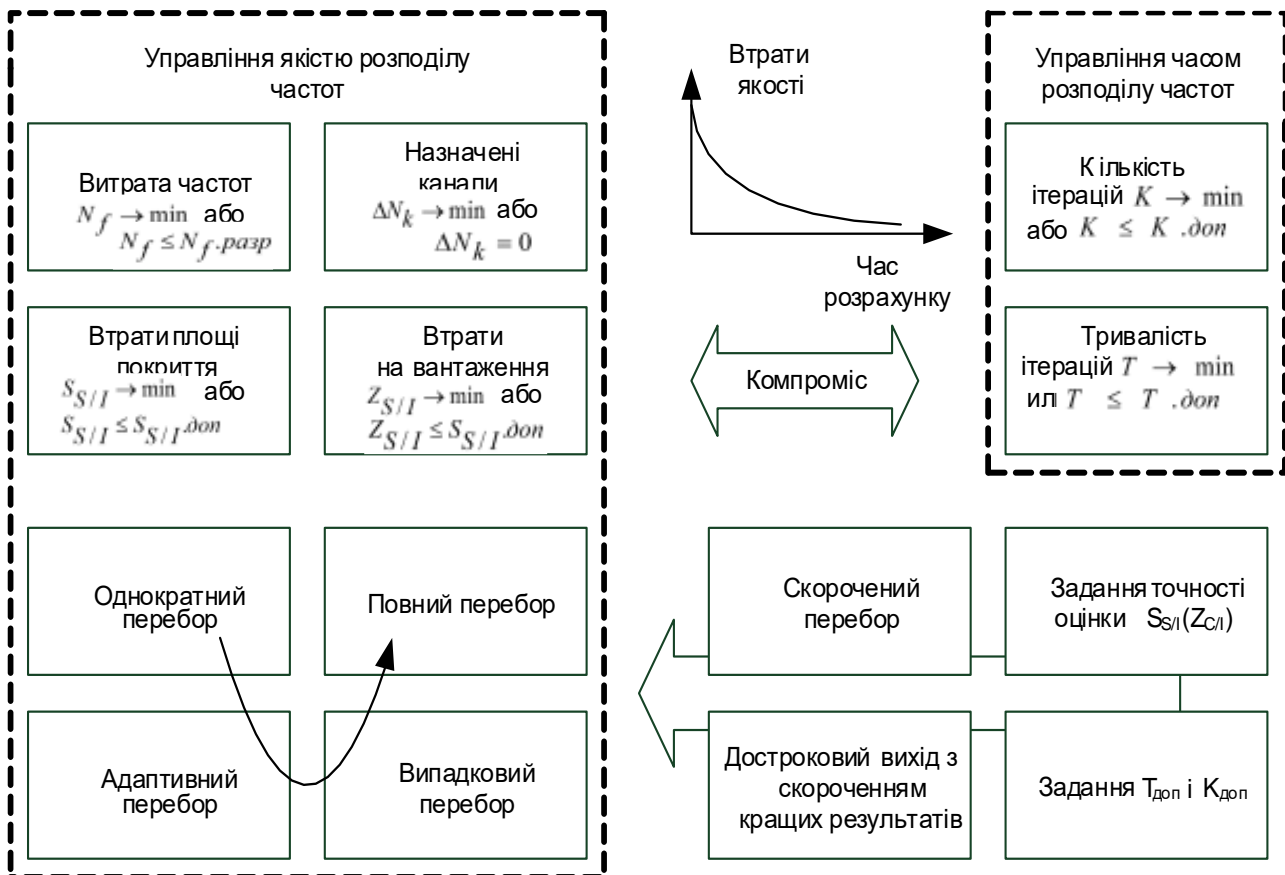


Рисунок Б.5 – Характеристики методики автоматичного розподілу частот

На даному рисунку введено такі позначення: N_f – кількість частот, що використовуються під час планування; $N_{fразр}$ – кількість частот, дозволених для планування; ΔN_k – кількість каналів, яким не призначені частоти через недостатній частотний ресурс; $S_{S/I}$ – втрати площі покриття, що характеризуються частками загальної площі покриття мережі, у якій рівень внутрішньосистемних перешкод за основним каналом вище припустимого; $S_{S/I доп}$ – припустимі втрати площі покриття; $Z_{S/I}$ – втрати навантаження, що характеризуються частками загубленого користувальницького трафіку через високий рівень внутрішньосистемних перешкод за сусіднім каналом; $Z_{S/I доп}$ – припустимі втрати навантаження.

Основу всіх завдань оптимального частотного планування складає завдання мінімізації числа прийомо-передавачів, яким не вдається призначити частоти з дотриманням усіх заданих обмежень на повторне використання частот у вигляді матриць припустимого взаємного попарного впливу (сусідства) всіх секторів. Всі варіанти розподілу частот, що забезпечують $\Delta N_k = 0$, вважаються рівнозначними, тому при першому ж виконанні умови $\Delta N_k = 0$ розподіл частот припиняється, що істотно знижує витрати машинного часу.

На рис. Б.6 введено такі позначення: $F_{S/I}[n, m]$ – елемент матриці $F_{S/I}$, що відповідає відносній частці загубленої площі покриття m -го стільника через перешкоди по основному каналу від n -го стільника; $S_{C/A}[n, m]$ – елемент матриці $F_{S/A}$, що відповідає відносній частці загубленої площі покриття m -го стільника через перешкоди сусіднім каналом від m -го стільника; $Z_{S/I}[n, m]$ – елемент матриці $Z_{C/I}$, що відповідає відносній частці загубленого користувальницького трафіка m -го стільника через завади основним каналом від n -го стільника; $Z_{S/A}[n, m]$ – елемент матриці $Z_{S/A}$, що відповідає відносній частці загубленого користувальницького трафіка m -го стільника через завади сусідньому каналом від m -го стільника; $A[n, m]$ – елемент матриці A , що відповідає ступеню однакової спрямованості антен n -го і m -го стільників (при цьому відстань між стільниками має бути не більше заданої); $H[n, m]$ – елемент матриці H , що характеризує можливість виконання хендвера з n -го стільника в m -й стільник.

Описане вище основне завдання планування частот вирішується шляхом послідовного пошуку першої підходящої частоти із заданого частотного ресурсу для кожного чергового прийомо-передавача з урахуванням усіх заданих індивідуальних і загальних обмежень. При цьому алгоритми оптимізації, доступні

в програмі, розрізняються черговістю (послідовністю) перебору секторів, прийомо-передавачів у секторі й частот у частотному діапазоні, а також кількістю проходів з різною черговістю й правилами зміни черговості на кожному проході. За вдало обраних початкових черговостях перебору секторів, прийомо-передавачів у секторах і частот можна отримати прийнятний (або найкраще) розподіл частот (за критерієм \min АЛГК) за один прохід з мінімально можливими витратами машинного часу.

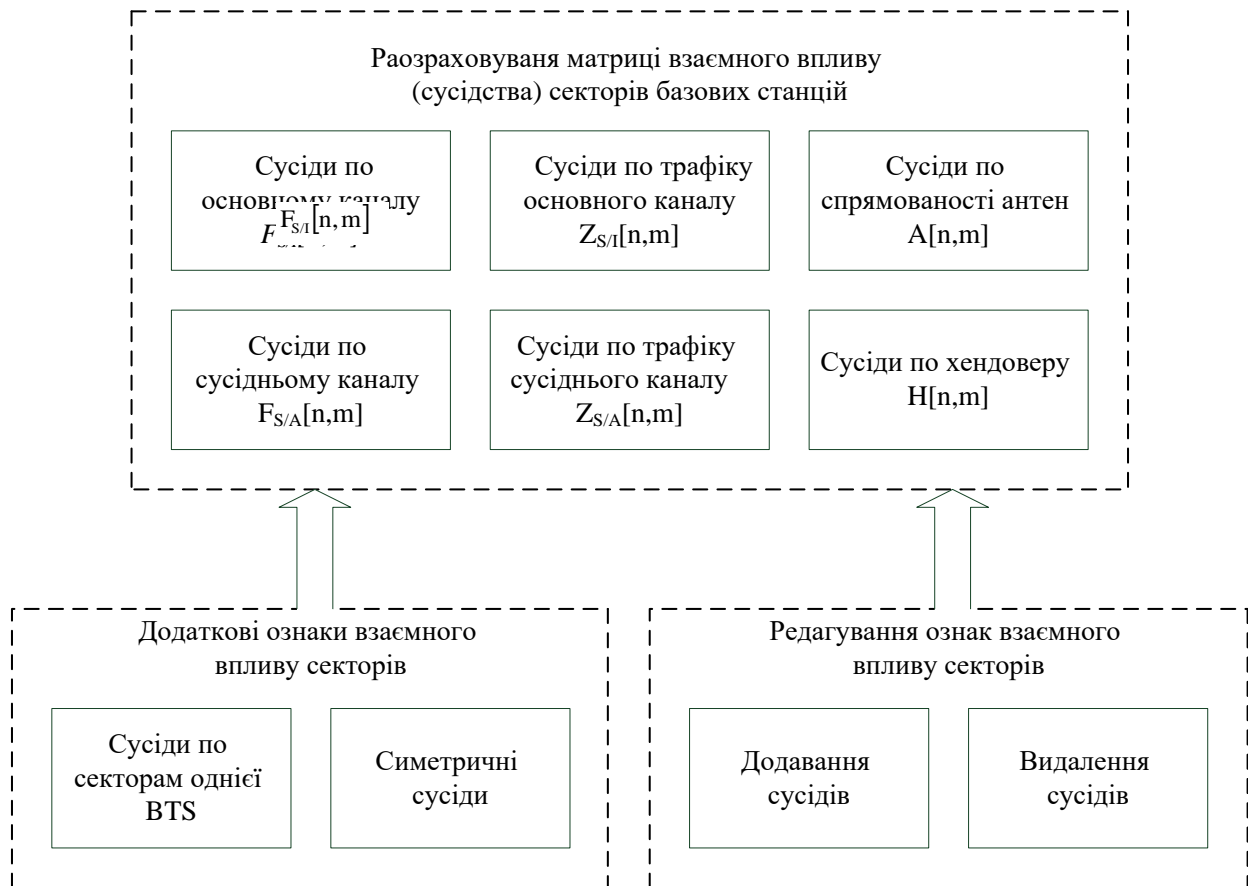


Рисунок Б.6 – Врахування взаємного впливу (сусідства) різних секторів мережі під час розподілу частот

Програмний комплекс дозволяє фіксувати максимально припустиме значення цільової функції $ЛЛГК = 0$, перетворивши його, таким чином, в обмеження, та обрати як цільову функцію будь-який інший показник. Після цього можна знайти екстремальне значення нового показника шляхом ітераційного підбору. У ПК реалізоване автоматичне розв'язання подібної зворотної оптимізаційної задачі з мінімізуючою цільовою функцією у вигляді припустимого взаємного впливу будь-якої пари секторів на будь-якій призначеній частоті.

Із числа додаткових інструментів, пов'язаних з розподілом частот, слід зазначити засоби погодженого призначення частот віщальним каналам ВССН, засоби розподілу ідентифікаційних кодів базовим станціям BSIC, які складаються з коду мережі зв'язку NCC (Network Color Code) і коду базової станції ВСС (Base Color Code), засоби розподілу кодів зон маршрутизації LAC (RAC), а також засоби формування й розподілу частотних груп.

Б.3 Програмний комплекс планування систем стільникового зв'язку з кодовим розподілом каналів

Для планування системи 3G з кодовим розподілом каналів (CDMA2000, UTRA FDD та ін.) розроблена спеціальна версія ПК – ONEPLAN RPLS–CDMA, що має такі основні відмінності від описаної вище версії ПК ONEPLAN RPLS, призначеної для планування систем 2G із частотно-часовим розподілом:

- замість інструментів частотного планування введено інструменти аналізу різних конфігурацій мереж з кодовим розподілом каналів;
- удосконалені інструменти моделювання різних класів трафіку;
- збільшене число карт, що розраховуються, і введені нові інструменти керування їхнім складом, порядком розрахунку та відображенням у чисельному й графічному вигляді. Узагальнена методика поетапного планування мереж стільникового зв'язку складається із трьох етапів:

1. Забезпечення покриття (заданої території з урахуванням неоднорідних умов поширення радіохвиль).

2. Забезпечення обслуговування (із заданою якістю на заданій території з урахуванням неоднорідного просторового розподілу трафіку).

3. Забезпечення електромагнітної сумісності (всіх базових станцій, MS, зовнішніх РЕС із урахуванням їх розміщення, характеристик спрямованості антен, а також частотно-енергетичних параметрів сигналів і перешкод).

Під час планування системи стільникового зв'язку 2G, як правило, на кожному попередньому етапі вдається виділити й вирішити завдання планування, що не залежать від результатів вирішення завдань на наступних етапах. У свою чергу, результати вирішення завдань на попередніх етапах є вихідними даними для завдань, що розв'язуються на наступних етапах (рис. Б.7).

На рис. Б.7 використовуються позначення:

MS – абонентські термінали;

BTS – базові станції;

ПРД – передавачі;
 ПС – пілот-сигнал;
 EMC – електромагнітна сумісність;
 SHO – м'який хендовер;
 UL/DL – лінії «вверх» і «вниз».

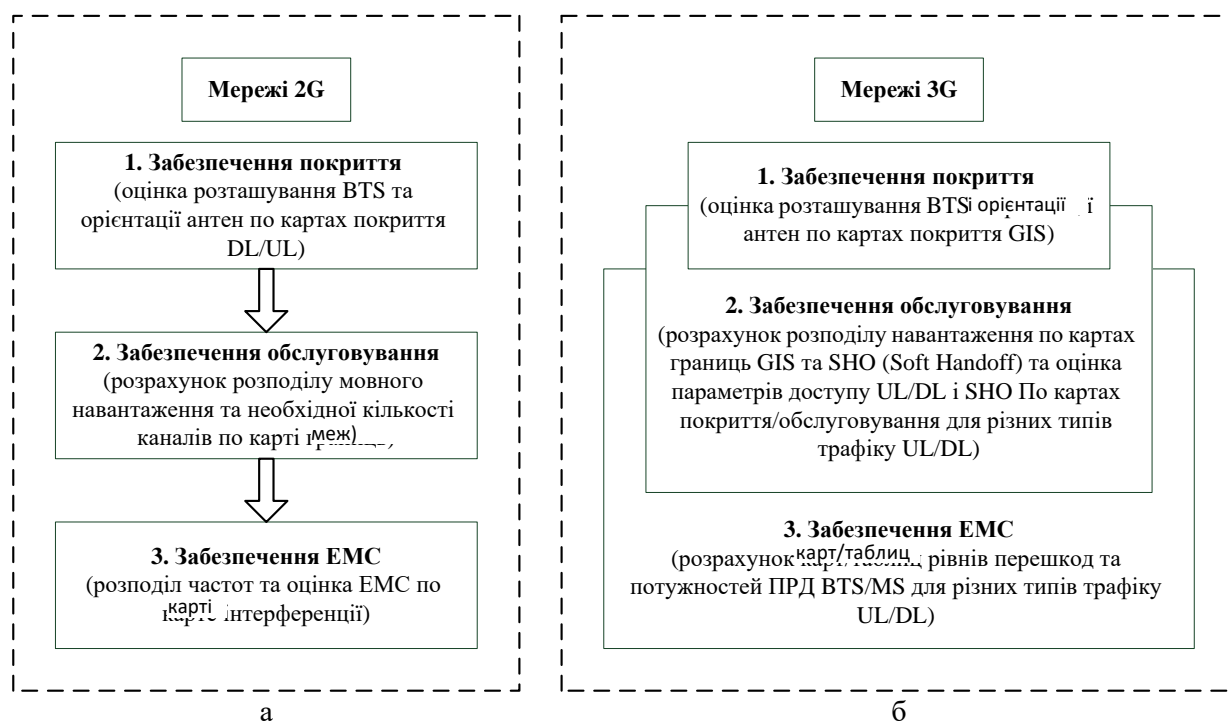


Рисунок Б.7 – Особливості розв’язання завдань на різних етапах планування мереж 2G / 3G

Планування мереж стільникового зв’язку 3G відрізняється складністю виділення й незалежного вирішення завдань на кожному з попередніх етапів, оскільки не тільки результати вирішення завдань на попередніх етапах є вихідними даними для завдань на наступних етапах, але й навпаки – результати вирішення завдань на наступних етапах є вихідними даними для завдань на попередніх етапах.

Б.4 Програмний комплекс TEMS CellPlanner Universal

TEMS CellPlanner Universal – це сучасне програмне забезпечення для проектування й планування систем 2G, 2.5G і 3G. Програмний комплекс TEMS CellPlanner Universal розроблено компанією Ericsson і надає користувачу широкий спектр можливостей планування, що дозволяють зменшити витрати під час розгортання мережі. ПК TEMS CellPlanner Universal відповідає всім

потребам сучасних радіомереж. Відмінною рисою цих мереж є наявність відкритих інтерфейсів, нової й більш гнучкої архітектури, а також підтримки всіх основних технологій. Унікальні патентовані алгоритми, що використані в програмному забезпеченні, гарантують точність і швидкодію. Модульна платформа спрощує налаштування, дозволяє легко змінювати його відповідно до вимог користувача й додавати нові функції. TEMS CellPlanner забезпечує гнучку системну конфігурацію й ефективне робоче середовище. Для легкого й швидкого планування в польових умовах оператори можуть обрати автономну конфігурацію. При цьому не потрібна установка бази даних. Вибір мережної конфігурації дозволяє безлічі користувачів з однієї організації спільно використовувати мережні дані і водночас планувати загальну мережу. Такий груповий метод роботи став можливий завдяки введенню унікальної мережі безпеки, що забезпечує надійність і конфіденційність даних.

Основні можливості даного програмного комплексу:

- всі технології співіснують в одному сеансі;
- кращі у своєму класі симуляції радіофункцій;
- розвинена функціональність HSDPA і EV-DO;
- доступ до даних мобільного тестування застосунків TEMS Investigation і TEMS Automatic;
- інтеграція в інфраструктуру мережі за допомогою функції CM (керування конфігурацією), при цьому підтримується обладнання різних виробників;
- удосконалений аналіз параметрів сусідніх стільників.

Додаткові можливості:

- підтримка мультирастрової графіки;
- удосконалена симуляція Монте-Карло для WCDMA/CDMA;
- AFP (автоматичне планування частот) від Ericsson TEMS;
- кращі у своєму класі моделі прогнозування;
- загальний інтерфейс для функцій імпорту;
- підтримка скриптів;
- підтримка мереж великого розміру.

Спільне планування мереж 2G і 3G

ПК TEMS CellPlanner Universal спрощує спільне детальне планування систем 2G і 3G. Це єдине програмне забезпечення, спеціально створене для планування нових систем і розширення вже існуючих у єдиному проєкті. TEMS CellPlanner Universal забезпечує всі необхідні функції для виконання точного проєктування систем стільникового зв'язку всіх поколінь і на всіх етапах – від повторного використання стільників і антен до модуля детального

планування сусідніх стільників. Спільне планування дозволяє користувачу розподіляти мережні дані між двома системами й надавати докладний план для планування внутрішньо системної естафетної передачі й аналізу. За допомогою унікального алгоритму підтримується створення розширеного списку сусідніх стільників і робота з удосконаленим комплектом функцій аналізу. Цей алгоритм розглядає поведінку реальної «soft» естафетної передачі зі значеннями для потужності пілот-каналу та граничних значень естафетної передачі в системах CDMA і WCDMA, і можливості HCS (ієрархічна структура стільника) для систем GSM/GPRS/EDGE. Можливість доступу до інформації про сусідні стільники для окремо обраного стільника дозволяє робити широкий аналіз необхідних параметрів.

Підтримка WCDMA

У ПК TEMS CellPlanner Universal є сучасний високоточний механізм аналізу систем WCDMA. Функція Quick Analysis WCDMA обчислює й зберігає інформацію на рівні детальної конфігурації кожного стільника. Крім того, симулятор Monte Carlo забезпечує гнучкий розподіл критеріїв конвергенції перешкод для каналу вверх на рівні стільника, конвергенції шуму й потужності на каналі вверх, а також конвергенції шуму на каналі вверх й конвергенції S/I на каналі «вниз» для окремо взятого користувача. Функція Pilot Power Balancing (балансування потужності контрольного сигналу) дозволяє користувачу оцінювати й запобігати забрудненню контрольного сигналу. Це може виконуватися на рівні окремого стільника або на рівні мережі з балансуванням відношення покриття контрольним сигналом до покриття каналу трафіку. «Soft» естафетна передача може відобразитися на графіках, а також у статистичних звітах на рівні сектора. Використовуючи варіаційне моделювання каналів і сервісів, користувач може набудувати параметри передачі трафіку для мереж WCDMA. Наприклад, можна здійснювати симуляцію зміни швидкості передачі в каналі подібно тому, як це робиться в системі WCDMA або змодельовати керування присвоєнням і переповненням за допомогою складних механізмів, що контролюють зростання і захоплення трафіку. Користувач також може виводити на дисплей і роздруковувати на принтері безліч різних графіків для покриття й потужностей. Наприклад, інформація про параметри потужності прийнятого сигнального коду (RSCP) для пілот-сигналів у зоні охоплення спрощує розгортання мережі й початкове налаштування мережі WCDMA.

Розширена підтримка HSDPA

Робота з функціями HSDPA є унікальною частиною TEMS CellPlanner Universal. Вона допомагає точно моделювати можливості HSDPA для користувачів, що працюють із високошвидкісною передачею даних, шляхом випадкового розподілу користувачів і симуляцією виділення HSDPA-радіоканалів. Такий удосконалений підхід дає більш точну картину радіоохоплення, якості обслуговування й продуктивності в системах HSDPA, ніж алгоритми моделювання, що використовують тільки оцінки значень параметра потужності на каналі «від мережі до абонента». Планувальник системи може встановити початкові граничні значення для використання HSDPA на рівні стільника й таким способом може контролювати максимальну підтримувану кількість високошвидкісних даних для одного користувача. Симуляція HSDPA забезпечує широкий спектр статистик і графіків параметрів покриття й параметрів, що описують продуктивність мережі, а також надання статистичних даних для планування мережі HSDPA.

Моделювання поширення

ПК TEMS CellPlanner Universal підтримує кілька моделей поширення радіосигналу, широко використовуваних в усьому світі протягом останніх 15 років. Вона використовує модель 9999, що є реалізацією компанії Ericsson моделі Okumura–Hata, з емпіричними коректуваннями. Використовується також напівекранна модель для імітації втрат сигналу з поширенням його над дахами будинків і рекурсивна мікростільникова модель для обчислення поширення сигналу між будинками. Крім того, підтримуються традиційні моделі розповсюдження радіосигналу Okumura–Hata і Walfisch–Ikegami.

РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА

1. Громаков Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. – М.: Эко–Трендз, 1997. – 238 с.
2. Андрианов В.И., Соколов А.В. Средства мобильной связи. – СПб: ВНИ «Санкт-Петербург», 1998. – 256 с.
3. Берлин А.Н. Цифровые сотовые системы связи. – М.: Эко-Трендз, 2007, 296 с.
4. Ратынский М.В. Основы сотовой связи. Под ред. Зимина Д.Б. – 2 изд, перераб. та доп. – М.: Радио и связь, 2000. – 248 с.
5. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: пер. с англ.; под ред. Журавлева В.И. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
6. Столлингс В. Беспроводные линии связи и сети.: пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 640 с.
7. Попов В.И. Основы сотовой связи стандарта GSM. – М.: Эко–Трендз. – 2005. – 296 с.
8. Системы мобильной связи: уч. пособие для вузов / В.П. Ипатов, В.И. Орлов, И.М. Самойлов и др. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 272 с.
9. Ипатов В.П. Широкополосные системы с кодовым разделением сигналов. Принципы и приложения / Ипатов В.П. – М.: Техносфера, 2007. – 488 с.
10. Закиров З.Г., Надеев А.Ф., Файзуллин Р.Р. Сотовая связь стандарта GSM. – М.: Эко–Трендз, 2004. – 264 с.
11. Климаш М.М., Пеліток В.О., Михайленіч П.М. Технології мереж мобільного зв'язку. – К.: «Освіта України», 2010. – 624 с.
12. Сукачев Э.А. Сотовые сети радиосвязи с подвижными объектами: учебн. пособие. [3-е изд. перераб и дополн.]. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2013. – 256 с.
13. Сукачев Э.А. Сотовые сети радиосвязи с подвижными объектами: Учебн. пообие. – Изд. 2-е, испр. и дополн. – Одесса: УГАС, 2000. – 119 с.
14. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – Изд. 2-е; пер. с англ. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. – 272 с.
15. Карташевский В.Г., Селинов С.Н., Фирстова Т.В. Сети подвижной связи. – М.: Эко–Трендз, 2001. – 299 .
16. Бобков В.Ю., Вознюк В.А., Михайлов П.А. Сети мобильной связи. Частотно-территориальное планирование. СПбГУТ. – СПб., 2000 – 196 с.

17. Невдяев Л.М. Мобильная связь 3-го поколения. – М.: Связь и бизнес, 2000. – 208 с.
18. Емельянов В.В. Системы сотовой подвижной радиосвязи. – Изд. 2-е перераб. и доп. – Х.: Торсинг, 2007. – 300 с.
19. Емельянов В.В., Свид І.В. Системи стільникового рухомого радіозв'язку. – Х.: ТОВ «Компанія СМІТ», 2011. – 336 с.
20. Безрук В.М, Емельянов В.В., Кривенко С.А. Інформаційні мережі зв'язку. Частина 3. Мережі мобільного зв'язку: навч. посібник. – Харків: ХНУРЕ, 2011. – 420 с.
21. Быковский М.А. Частотное планирование сотовых сетей подвижной радиосвязи // Электросвязь, 1993, № 8, С. 30–32.
22. Быковский М.А. Исследование эффективности сотовых систем сухопутной подвижной связи с кодовым разделением каналов // Электросвязь, 1995, № 8, С. 29 – 33.
23. Самуйлов К.Е., Никитина М.В. Сети сотовой подвижной связи в стандарте GSM // Сети, 1996, № 6.
24. Никодимов Н.Ю., Макарьев М.И. Планирование сети GSM // Сети и системы связи, 1999, № 3.
25. Сухопутная подвижная радиосвязь. Кн. 1. Основы теории / И.М. Пышкин, И.И. Дежурный и др.; Под ред. В.С. Семенихина и И.М. Пышкина. – М.: Радио и связь, 1990. – 432 с.
26. Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ // Под ред. У.К. Джейкса. – М.: Связь, 1979. – 520 с.
27. Емельянов В.В. Системы сотовой подвижной радиосвязи. – Х.: Торсинг, 2005. – 290 с.
28. Емельянов В.В. Аналоговые системы сотовой связи. – Х.: Темтех, 2004. – 130 с.
29. Емельянов В.В. Сотовая связь. Часть 1. – Х.: Темтех. – 2001. – 134 с.
30. Емельянов В.В., Мирошниченко А.Ю. Сотовая связь. Часть 2. Учеб. пособие. – Харьков, ХНУРЭ, 2000. – 155 с.
31. Системы подвижной радиосвязи / И.М. Пышкин, И.И. Дежурный и др. / Под ред. В.С. Семенихина и И.М. Пышкина. – М.: Радио и связь, 1986. – 326 с.
32. Гольдштейн Б.С., Соколов А.А., Яновский Г.Г. Сети связи. Учебник для ВУЗов. СПб.: БХВ – Петербург, 2010. – 347 с.

33. Сюваткин В.С., Есипенко В.И., Ковалев И.П., Сухоробров В.Г. WIMAX-технология беспроводной связи: Основы теории, стандартов, применение / Под ред. В.В. Крылова. – СПб.: БХВ – Петербург, 2005. – 368 с.
34. Вишневский В.М., Портной С.Л., Шахович И.В. Энциклопедия WIMAX. Путь к 4G. Москва: Техносфера, 2000. – 172 с.
35. Гепко И.А., Олейник В.Ф., Чайка Ю.Л., Бондаренко А.В. Современные беспроводные сети: состояние и перспективы развития. – К.: «ЕКСМО», 2009. – 672 с.
36. Гельгор А.Л., Попов Е.А. Технология LTE мобильной передачи данных. Учебн. пособие. – СПб.: Из-во Политех. университета. – 2001. – 204 с.
37. Тихвинский А.О., Терентьев С.В. Управление и качество услуг в сетях GPRS/UMTS. – М.: Эко–Трендз, 2007. – 401 с.
38. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Сов. радио, 1973. – 424 с.
39. Пестряков В.Б., Афанасьев В.П., Гурвиц В.Л. и др. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / Под ред. В.В. Пестрякова. – М.: Сов. радио, 1973. – 424 с.
40. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. – М.: Сов. радио, 1970. – 234 с.
41. Шахнович И. Технология сотовой связи 5G и чего от них ждать // Первая миля, вып.2, 2014, С. 20–27.
42. Попов В.И., Скуднов В.А. Основы проектирования сотовых сетей мобильной связи. – М.: Горячая линия – Телеком, 2019. – 400 с.
43. Олейникова А.В., Нуртай Н.М. Перспективы развития связи 5G // Современные материалы, техника и технологии, №2(2), 2015. – С. 233–235.
44. Тихвинский В.О. Перспективы сетей 5G и требования к качеству их обслуживания // Электросвязь, – 2014, №11. – С. 40–43.
45. Посакаухин В.П. Вопросы разработки и стандартизации систем 5G в МСЭ–R LTE Russia & CIS 2014, 2014.
46. Шахнович И. Системы беспроводной связи 5G: телекоммуникационная парадигма, которая изменит мир // Электроника, НТБ, №7, 2015. – С. 48–55.
47. Скрынников В.Г. 5G: облик будущих систем мобильной связи. Часть 1 // Технологии и средства связи, № 6, 2014. – С. 56–61.
48. Скрынников В.Г. 5G: облик будущих систем мобильной связи. Часть 2 // Технологии и средства связи, № 1, 2015. – С. 56–58.

49. Тихвинский В.О. Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура / В.О. Тихвинский, С.В. Терентьев, А.Б. Юрчук. – М.: Эко–Трендз, 2010. – 284 с.
50. Семенов Ю.В. Проектирование сетей связи следующего поколения. – СПб.: Наука и техника, 2005. – 240 с.
51. Громаков Ю.А., Смолоник С.Н. Методы планирования и оптимизации параметров радиосистемы UMTS // Мобильные системы. – 2005. – № 9. – С. 12–17.
52. Fundamentals of Cellular Network Planning and Optimization. 2G/2.5G/3G Evolution to 4G / Edited by Ajay R Mishra. – UK: John Wiley & Sons Ltd, 2004. – 286 p.
53. Nawrocki J. Understanding UMTS Radio Network Modelling, Planning and Automated Optimization. Theory and Practice. – UK: John Wiley & Sons Ltd, 2006. – 547 p.
54. Wiley Jn Radio Network Planning and Optimization for UMTS. Second Edition / Edited by J. Laiho and A. Wacker. – UK: John Wiley & Sons Ltd, 2006. – 664 p.
55. Ногин В.Д., Протождяконов И.О., Евлампиев И.И. Основы теории оптимизации. – М.: Высшая школа, 1986. – 379 с.
56. Подиновский В.В., Ногин В.Д. Парето-оптимальные решения многокритериальных задач. – М.: Наука, 1982. – 256 с.
57. Ногин В.Д. Принятие решений в многокритериальной среде: количественный подход. – М.: ФИЗМАЛИТ, 2002. – 176 с.
58. Безрук В.М. Векторна оптимізація та статистичне моделювання в автоматизованому проектуванні систем зв'язку. – Харків: ХНУРЕ, 2002. – 164 с.
59. Чеботарева Д.В., Безрук В.М. Многокритериальная оптимизация проектных решений при планировании сотовых сетей мобильной связи. – Харьков: Компания СМИТ, 2013. – 148 с.
60. Безрук В.М., Чеботарева Д.В., Скорик Ю.В. Многокритериальный анализ и выбор средств телекоммуникаций. – Харьков: ФОП Коряк С.Ф., 2017. – 268 с.
61. Саати Т., Кернс К. Аналитическое планирование. Организация систем. – М.: Радио и связь, 1991. – 224 с.
62. Вишневский В.М. Энциклопедия Wi MAX: Путь к 4G / В.М. Вишневский, С.Л. Портной, И.В. Шахнович. – М.: Техносфера. – 2009. – 472 с.

63. Кокотов О.В., Бондаренко А.В. Общие принципы построения когнитивных радиосистем. – Киев: Украинский государственный центр радиочастот. – 2010. – С. 64–65.
64. Комашинский В.И., Максимов А.В. Системы подвижной радиосвязи с пакетной передачей информации. Основы моделирования. – М.: Горячая линия–Телеком, 2007. – 238 с.
65. Wyglinski A.M., Nekovee M., Hou T. Cognitive radio communications and networks: principles and practice. – Academic Press, 2009. – 736 p.
66. Cordeiro C. IEEE 802.22: the first worldwide wireless standard based on cognitive radios // First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks. – 2005. – P. 328–337.
67. Ramming C. Cognitive Networks // Proc. DARPA–Tech Symposium. – 2004. – P. 9–11.
68. Haykin S. Cognitive radio: brain–empowered wireless communications // IEEE journal on selected areas in communications. – 2005. – №. 2. – P. 201–220.
69. Бабков В.Ю., Вознюк М.А. Михайлов П.А. Сети мобильной связи. Частотно-территориальное планирование. – М.: Горячая линия-Телеком, 2008. – 432 с.
70. Ajay R. Mishra. Fundamentals of Cellular Network Planning and Optimisation 2G/2.5G/3G. Evolution to 4G. – John Wiley & Sons, Ltd, 2004. – 386p.
71. Wiley Jn. Next Generation Mobile Systems 3G and Beyond /Edited by Minoru Etoh. – UK: John Wiley & Sons Ltd, 2005. – 406 p.
72. Jaana Laiho, Achim Wacker, Tomas Novosad. Radio Network Plannin and Optimisation for UMTS. - John Wiley & Sons, Ltd, 2006. – 506 p.
73. Mishra A.R. Advanced Cellular Network Planning and Optimisation. 2G/2.5G/3G Evolution TO 4G /Edited by Ajay R. Mishra. – UK: John Wiley & Sons Ltd, 2007. – 542 p.
74. Тихвинский, В.О. Управление и качество услуг в сетях GPRS/UMTS. / В.О Тихвинский., С.В Терентьев. – Москва: Эко-Трендз, 2007.
75. Безрук В.М., Чеботарёва Д.В. Принятие оптимальных решений при планировании сетей мобильной связи с учетом совокупности показателей качества // Радиотехника. – Харьков: ХНУРЭ, 2014. – Вып.178. – С.119 – 130.
76. Безрук В.М., Скорик Ю.В. Применение метода анализа иерархий при выборе средств телекоммуникаций с учетом совокупности показателей качества // Радиоэлектроника и информатика. – Харьков: ХНУРЭ, 2013. – №2(36). – С. 24–29.

77. Тихонов В.А., Чеботарёва Д.В. Прогнозирование потока данных в сетях мобильной связи // Матеріали ІІІ Міжнародної науково-практичної конференції «Наукоємні технології в інфокомунікаціях». – Харків: Друкарня «Мадрид», 2019. – С. 126–127.
78. Иваненко С.А., Безрук В.М. Обнаружение незанятых частотных каналов в когнитивных радиосетях // Радиоэлектроника и информатика. – Харьков, 2017. № 1(76). – С. 4–9.
79. Березовский, Б.А., Барышников Ю.М., Борзенко В.И., Кепнер Л.М. Многокритериальная оптимизация. Математические аспекты. – М.: Наука, 1986. – 128 с.
80. Ногин В.Д. Принятие решений в многокритериальной среде: количественный подход. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2002. – 176 с.
81. Андерсон Т. Статистический анализ временных рядов. – М.: Мир, 1976. – 755 с.
82. Макхол Дж. Линейное предсказание. Обзор // ТИИЭР. – 1975. Т.63, № 4. – С. 20–44.
83. Лукашин Ю.П. Адаптивные методы краткосрочного прогнозирования. – М.: Статистика, 1979. – 254 с.
84. Боровиков В.П., Ивченко Г.И. Прогнозирование в системе STATISTICA в среде Windows: Учебное пособие. – М.: Финансы и статистика, 1999. – 384 с.
85. Akyildiz I.F. NeXt generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey // Computer networks. – 2006. – № 13. – P. 2127–2159.
86. Mitola J. Cognitive radio: making software radios more personal // IEEE personal communications. – 1999. – №. 4. – P. 13–18.
87. Stevenson C. R. IEEE 802.22: The first cognitive radio wireless regional area network standard // IEEE communications magazine. – 2009. – № 1. – P. 130–138.

Електронне навчальне видання

БЕЗРУК Валерій Михайлович

ЄМЕЛЬЯНОВ Віктор Васильович

ЧЕБОТАРЬОВА Дарія Василівна

СКОРИК Юлія Валеріївна

ТИХОНОВ Вячеслав Анатолійович

ІВАНЕНКО Станіслав Андрійович

ПЛАНУВАННЯ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ СИСТЕМ СТІЛЬНИКОВОГО МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

Навчальний посібник

Електронне видання

Відповідальний випусковий В.М. Безрук
Редактор О.Г. Троценко
Комп'ютерна верстка Л.Ю. Светайло

План 2022 (перше півріччя), поз. 11

Підп. до використання 30.03.2023

Формат pdf.

Обсяг даних 8,16 Мб

ХНУРЕ. Україна. 61166, Харків, просп. Науки, 14, E-mail: info@nure.ua

Підготовлено в редакційно-видавничому відділі ХНУРЕ
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК №1409 від 26.06.2003