

В. В. Абрамова, С. К. Абрамов, О. С. Рубель

РАДІОРЕЛЕЙНІ ТА СУПУТНИКОВІ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ

2018

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

**Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського
«Харківський авіаційний інститут»**

В. В. Абрамова, С. К. Абрамов, О. С. Рубель

РАДІОРЕЛЕЙНІ ТА СУПУТНИКОВІ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ

Навчальний посібник

Харків «ХАІ» 2018

УДК [621.396.43+621.396.946](075.8)
А16

Рецензенти: д-р техн. наук, проф. Р. Е. Пащенко,
канд. техн. наук, доц. С. А. Кривенко

Абрамова, В. В.

А16 Радіорелейні та супутникові системи зв'язку [Текст] : навч. посіб. / В. В. Абрамова, С. К. Абрамов, О. С. Рубель. – Харків : Нац. аерокосм. ун-т ім. М. Є. Жуковського «Харків. авіац. ін-т», 2018. – 116 с.

ISBN 978-966-662-651-9

Викладено основні принципи будування систем радіозв'язку. Наведено методики розрахунку основних енергетичних показників радіоліній з урахуванням різних видів утрат. Розглянуто специфічні особливості будування радіорелейних систем прямої видимості й тропосферних радіорелейних систем. Проведено огляд наявних різновидів завмирань сигналів у радіосистемах зв'язку й можливі шляхи боротьби з ними. Описано основні принципи будування цифрових радіорелейних систем, супутникових систем зв'язку й обладнання, яке в них використовується.

Для студентів спеціальностей «Інформаційні мережі зв'язку» і «Технології та засоби телекомунікацій» при вивченні курсу «Радіорелейні та супутникові системи зв'язку».

Іл. 62. Табл. 11. Бібліогр.: 19 назв

УДК [621.396.43+621.396.946](075.8)

ISBN 978-966-662-651-9

© Абрамова В. В., Абрамов С. К.,
Рубель О. С., 2018

© Національний аерокосмічний
університет ім. М. Є. Жуковського
«Харківський авіаційний інститут», 2018

1. ЗАГАЛЬНІ ПРИНЦИПИ БУДУВАННЯ СИСТЕМ РАДІОЗВ'ЯЗКУ

1.1. Основні поняття й означення

Системою радіозв'язку називають сукупність радіоканалів, пристроїв оброблення інформації, джерел і одержувачів повідомлень, зовнішнього середовища й правил функціонування.

Радіоканал (або канал радіозв'язку) – це сукупність технічних засобів і середовища поширення радіохвиль, які забезпечують передання сигналів від джерела до приймача інформації. Як технічні засоби в радіоканалі використовують радіостанції.

Радіолінія – це радіоканал, який забезпечує радіозв'язок в одному азимутальному напрямку. Сукупність радіоліній, що працюють на одній, загальній для всіх абонентів частоті, називають **радіомережею**.

На рис. 1.1 зображено структурну схему системи радіозв'язку. Інформаційне повідомлення, яке надходить від неперервного або дискретного джерела, перетворюється на електричний сигнал $x(t)$. Цей сигнал надходить до радіопередавального пристрою, який виконує операції кодування і модуляції, унаслідок чого виникає сигнал $S(t)$, який можна подати у вигляді перетворення

$$S(t) = F[x(t), f(t)], \quad (1.1)$$

де $f(t)$ – сигнал-носії (сигнал на несній частоті). Під час поширення по лінії зв'язку на сигнал $S(t)$ впливають завади, тому на вхід радіоприймача надходить сигнал $U(t)$, який можна подати у вигляді перетворення

$$U(t) = V[S(t), n(t)], \quad (1.2)$$

де $n(t)$ – величина, яка характеризує вплив апаратурних завад і завад, які діють у лінії зв'язку.

Завади можуть бути адитивними $n(t)$ і мультиплікативними $\mu(t)$, тоді

$$U(t) = S(t)\mu(t) + n(t). \quad (1.3)$$

У приймальному пристрої із сигналу $U(t)$ унаслідок виконання операцій демодуляції і декодування виокремлюється оцінка переданого повідомлення:

$$x'(t) = A[U(t)]. \quad (1.4)$$

Зазвичай сучасні радіосистеми передання інформації (РСПІ) крім основного мають також **зворотний канал**, який використовується для забезпечення двобічного обміну інформацією, а також для підвищення достовірності інформації, що передається, завдяки формуванню спеціальних ін-

формаційних команд і команд керування. РСПІ, які мають зворотний канал, називають **системами зі зворотним зв'язком**. При цьому розрізняють:

1) **системи з керувальним зворотним зв'язком**, у яких схема прийняття рішень приймача за наявності сумнівів щодо правильності отриманої інформації приймає рішення про необхідність повторного передавання повідомлення й інформує про це передавальну сторону;

2) **системи з інформаційним зворотним зв'язком**, у яких приймальна сторона сповіщає передавальну сторону по зворотному каналу про те, яке повідомлення було прийнято, а передавальна сторона порівнює його з переданим і в разі виявлення значних відмінностей повторює передане повідомлення.

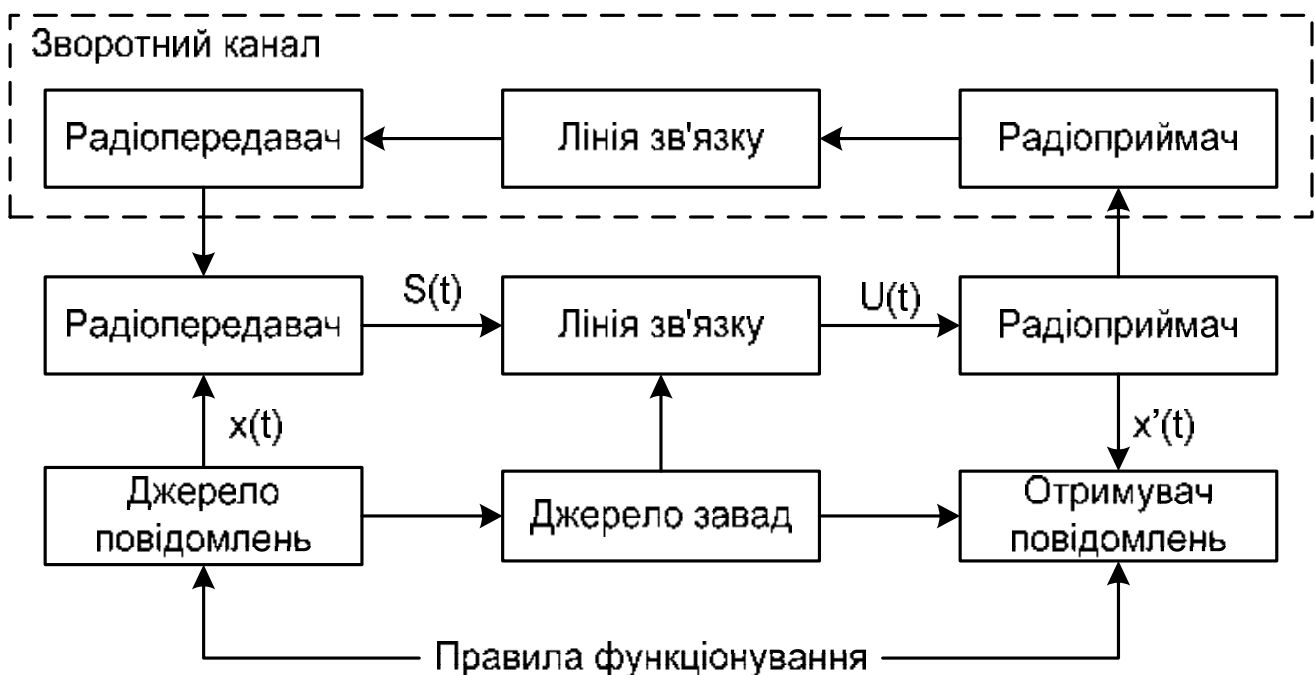


Рис. 1.1

Двобічний радіозв'язок, при якому передання й приймання на кожній радіостанції здійснюються по черзі, називають **напівдуплексним**, а якщо передання і приймання на кожній радіостанції здійснюються одночасно – то **дуплексним**.

1.2. Класифікація систем радіозв'язку

Традиційно згідно з Регламентом радіозв'язку розрізняють три основні служби зв'язку:

- фіксовану (ФСЗ);
- рухому (РХСЗ);
- радіомовну (РСЗ).

Фіксовану службу призначено для організації зв'язку між стаціонарними користувачами, тобто між користувачами, які знаходяться в певних фіксованих пунктах. Системи ФСЗ зазвичай використовуються для організації магістральних і зонових ліній зв'язку великої протяжності.

Рухому службу призначено для забезпечення зв'язку між рухомими об'єктами або рухомими об'єктами і стаціонарним користувачем. У сучасній літературі такий зв'язок найчастіше називають **мобільним**. Спочатку РхСЗ було створено як службу спеціального призначення для організації морського, повітряного, автомобільного, залізничного зв'язку, сьогодні її також широко використовують для надання послуг персонального зв'язку.

Радіомовну службу призначено для приймання телевізійних і радіомовних програм. До її складу входять як наземні, так і супутникові системи телебачення і радіомовлення.

Унаслідок процесу персоналізації послуг зв'язку межі між традиційними службами ФСЗ і РхСЗ або ФСЗ і РСЗ поступово почали згладжуватися. Так, персональні земні станції віддалених користувачів супутникових систем, які працюють в Ku- і Ka-діапазонах, формально належать до ФСЗ (за смугами робочих частот), проте за своїм призначенням і функціями – ближче до служби персонального супутникового зв'язку.

Належність до тієї чи іншої служби радіозв'язку визначає специфіку побудови відповідних РСПІ, проте всі вони мають і деякі спільні ознаки.

Розрізняють наземний і космічний радіозв'язок.

Наземним називають радіозв'язок, у якому застосовують радіостанції, що знаходяться на поверхні Землі й в основній частині земної атмосфери.

Космічним називають радіозв'язок, у якому використовуються космічні радіостанції, пасивні супутники та інші космічні об'єкти. Окремим різновидом космічного радіозв'язку є **супутниковий радіозв'язок**, який здійснюється шляхом ретрансляції радіосигналів через один або декілька супутників Землі.

1.3. Діапазони й смуги частот радіозв'язку

Засоби радіозв'язку охоплюють діапазон електромагнітних хвиль з частотами від 30 кГц до 300 ГГц. Згідно з регламентом Міжнародного союзу електрозв'язку (МСЕ) радіохвилі поділено на діапазони від $0,3 \cdot 10^N$ до $3 \cdot 10^N$ Гц, де N – номер діапазону. Відповідності частот, довжин хвиль і назв діапазонів наведено в табл. 1.1.

Радіомовлення і телебачення працюють у діапазоні радіохвиль від низьких до дуже високих частот ($3 \cdot 10^4$... $3 \cdot 10^8$ Гц), тоді як засоби радіолокації – здебільшого в діапазонах надвисоких і надто високих частот ($3 \cdot 10^9$... $3 \cdot 10^{11}$ Гц). Зокрема, сучасні наземні системи радіорелейного зв'язку працюють на частотах від 1,5 до 60 ГГц, а супутникові системи – від 1 до 40 ГГц. Загальною тенденцією розвитку систем радіозв'язку, у тому

числі й радіорелейних і супутникових систем, є освоєння більш високочастотних діапазонів радіохвиль.

Таблиця 1.1

Позначення МСЕ	Частота, Гц	Назва згідно з частотою	Довжина хвилі, м	Назва згідно з довжиною хвилі
LF	$3 \cdot 10^4 \dots 3 \cdot 10^5$	Низькі частоти (НЧ)	$10^4 \dots 10^3$	Кілометрові
MF	$3 \cdot 10^5 \dots 3 \cdot 10^6$	Середні частоти (СЧ)	$10^3 \dots 10^2$	Гектометрові
HF	$3 \cdot 10^6 \dots 3 \cdot 10^7$	Високі частоти (ВЧ)	$10^2 \dots 10$	Декаметрові
VHF	$3 \cdot 10^7 \dots 3 \cdot 10^8$	Дуже високі частоти (ДВЧ)	$10 \dots 1$	Метрові
UHF	$3 \cdot 10^8 \dots 3 \cdot 10^9$	Ультрависокі частоти (УВЧ)	$1 \dots 0,1$	Дециметрові
SHF	$3 \cdot 10^9 \dots 3 \cdot 10^{10}$	Надвисокі частоти (НВЧ)	$0,1 \dots 0,01$	Сантиметрові
EHF	$3 \cdot 10^{10} \dots 3 \cdot 10^{11}$	Надто високі частоти (НдВЧ)	$0,01 \dots 0,001$	Міліметрові

1.4. Множинний доступ у системах радіозв'язку

Більшість сучасних систем радіозв'язку є *системами множинного доступу*. Це означає, що по одному фізичному радіоканалу можна одночасно передавати кілька повідомлень. Для цього формується груповий сигнал, що є функцією багатьох джерел повідомлень:

$$S_{gp}(t) = S\{s_1(t), s_2(t), \dots, s_i(t)\}. \quad (1.5)$$

Системи множинного доступу, у свою чергу, поділяють на такі:

1) **багатоканальні**, у яких груповий сигнал формується з допомогою спеціального пристрою об'єднання до потрапляння сигналів у канал поширення;

2) **багатостанційні**, у яких груповий сигнал формується безпосередньо в каналі поширення, тобто на вході приймальних пристроїв.

У багатоканальних системах (рис. 1.2) повідомлення $x_1(t), x_2(t), \dots, x_i(t)$, що надходять від різних джерел сигналів (ДС) на каналні модулятори (КМ), модулюють каналні піднесні сигнали, які виробляє генератор каналних сигналів (ГКС).

Модульовані каналні сигнали надходять на пристрій об'єднання

(ПО), де формується груповий сигнал $S_{gp}(t)$. У передавачі (ПРД) або загальному модуляторі (ЗМ) здійснюється модуляція несної частоти передавача груповим сигналом. У приймальному пристрої (ПРП) системи зв'язку після попереднього оброблення (фільтрації, підсилення та ін.) демодулюється прийнятий сигнал, а у спільному демодуляторі (СД) виокремлюється оцінка групового сигналу $S'_{gp}(t)$. Селектори каналних сигналів (СКС) виокремлюють оцінки каналних сигналів $s'_i(t)$, а оцінки прийнятих повідомлень $x'_i(t)$ формуються в каналних детекторах (КД_{*i*}).

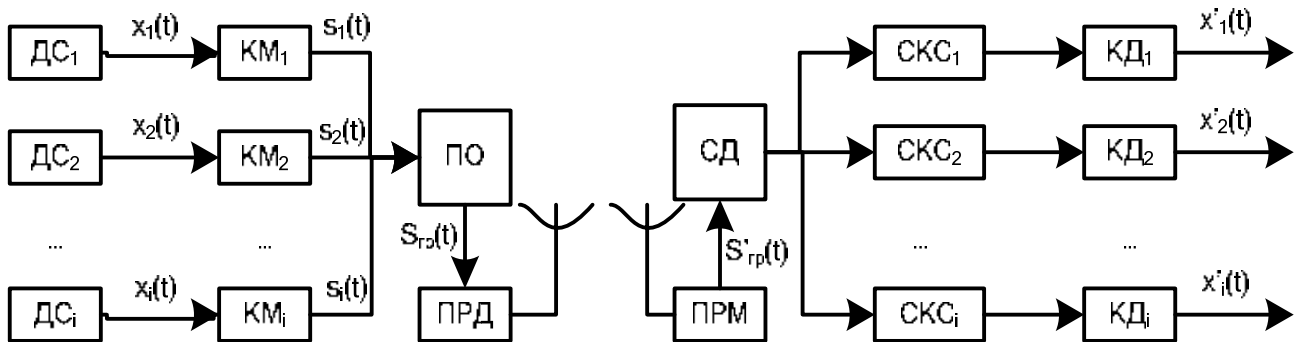


Рис. 1.2

У багатостанційних системах (рис. 1.3) множинний доступ здійснюється у спільний канал, а кореспонденти (користувачі) передають і приймають інформацію незалежно один від одного. Такий принцип сьогодні реалізується і в наземних, і в супутникових системах радіозв'язку.

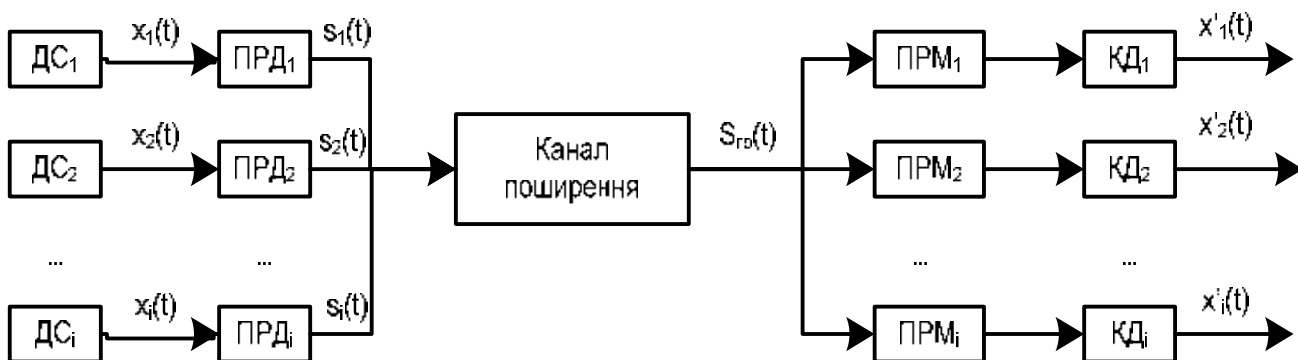


Рис. 1.3

До складу багатостанційної системи зв'язку зазвичай входить N кореспондентів, кожен з яких є джерелом дискретної або неперервної інформації. Повідомлення кожного кореспондента $x_i(t)$ у передавачі перетворюється на сигнал $s_i(t)$. Унаслідок складання радіосигналів кореспондентів безпосередньо в каналі поширення формується груповий сигнал $S_{gp}(t)$. У

приймальних пристроях виокремлюються каналні сигнали з групового, а на виході каналних детекторів формуються оцінки вихідних повідомлень.

Під час реалізації методів множинного доступу має бути виключено взаємний вплив сигналів різних джерел. Крім того, необхідною умовою успішного оброблення таких сигналів є умова їх роздільності. У багатоканальних системах для ефективного розділення каналних сигналів достатньою є умова їх лінійної незалежності.

Розглянемо умови лінійної незалежності сигналів у багатоканальній і багатостанційній системах більш докладно.

Перетворення первинного сигналу $x_i(t)$ на каналний можна подати у вигляді рівняння

$$s_i(t) = S_i[x_i(t), \psi_i(t)], \quad (1.6)$$

де $\psi_i(t)$ – сигнал-носії (сигнал несної частоти).

Якщо $x_i(t) \approx x_i$, тобто первинний сигнал є функцією, що мало змінюється на інтервалі часу, який дорівнює періоду сигналу-носія, то $s_i(t) = x_i\psi_i(t)$, і тоді для адитивної N -канальної системи груповий сигнал можна записати так:

$$S_{\text{гр}}(t) = \sum_{k=1}^N x_k\psi_k(t) = x_1\psi_1(t) + x_2\psi_2(t) + \dots + x_N\psi_N(t). \quad (1.7)$$

Оскільки в адитивних лінійних системах оператор розділення є лінійним, то має місце також рівність

$$Y_i[S_{\text{гр}}(t)] = \sum_{k=1}^N Y_i[x_k\psi_k(t)] = \sum_{i=1}^N Y_i[s_i(t)], \quad (1.8)$$

і умова ефективного розділення каналних сигналів набуває вигляду

$$Y_i[S_{\text{гр}}(t)] = \sum_{k=1}^N Y_i[x_k\psi_k(t)] = \sum_{i=1}^N Y_i[s_i(t)] = \begin{cases} s_i(t), & i = k, \\ 0, & i \neq k. \end{cases} \quad (1.9)$$

З виразу (1.9) випливає, що каналні сигнали $s_i(t) = x_i\psi_i(t)$, $i = 1, 2, \dots, N$, будуть лінійно незалежними, якщо не існують ненульові коефіцієнти x_1, x_2, \dots, x_N , для яких

$$x_k\psi_1(t) + x_2\psi_2(t) + \dots + x_N\psi_N(t) \equiv 0.$$

Разом з тим відомо, що для забезпечення незалежності функцій $\psi_1(t), \psi_2(t), \dots, \psi_N(t)$ необхідно й достатньо, щоб був відмінним від нуля визначник так званої матриці Грама:

$$\|a_{ij}\| = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1N} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{N1} & a_{N2} & \dots & a_{NN} \end{pmatrix} \neq 0,$$

елементи якої визначають за формулою

$$a_{ij} = \int_0^T \psi_i(t) \psi_j(t) dt. \quad (1.10)$$

Отже, **умову ортогональності функцій** $\psi_1(t), \psi_2(t), \dots, \psi_N(t)$ ($i = 0, 1, \dots, N$) з вагою $p(t)$ на інтервалі $0 \dots T$ можна записати у вигляді

$$\frac{1}{T} \int_0^T p(t) \psi_i(t) \psi_j(t) dt = \begin{cases} k^2, & i = j; \\ 0, & i \neq j, \end{cases} \quad (1.11)$$

де k – стала величина, пропорційна середньоквадратичному значенню або середній потужності сигналу;

$p(t)$ – вагова додатна функція, яка не залежить від індексів i та j .

Прикладом ортогональних функцій є функції Бесселя, Уолша, поліноми Лежандра, Чебишева, Якобі, Ерміта та ін.

Умови ортогональності сигналів у системах множинного доступу можна також подати в такому вигляді:

– у часовій області

$$\frac{1}{E} \int_0^T s_i(t) s_j(t) dt = \begin{cases} 1, & i = j; \\ 0, & i \neq j; \end{cases} \quad (1.12)$$

– у частотній області

$$\frac{1}{E} \int_{f_H}^{f_B} S_i(f) S_j(f) df = \begin{cases} 1, & i = j; \\ 0, & i \neq j, \end{cases} \quad (1.13)$$

де $S_n(f)$ – спектр n -го каналного сигналу.

Залежно від способу розділення каналних сигналів розрізняють багатостанційні системи:

1) **з частотним розділенням сигналів** (МДЧТР, або FDMA, – Frequency Division Multiple Access), у яких кожний сигнал $s_i(t)$ займає певну ділянку загального групового спектра Δf_i у смузі частот Δf_p , відведена для роботи певної системи радіозв'язку (рис. 1.4, а), тобто сигнали різних станцій (каналні сигнали різних абонентів) мають різні несні частоти f_i ; між спектрами каналних сигналів залишають захисні інтервали, що забезпе-

чує ефективно розділення каналних сигналів у приймальному тракті й зменшує їх взаємний вплив один на одного;

2) **з часовим розділенням сигналів** (МДЧсР, або TDMA, – Time Division Multiple Access), у яких усі каналні сигнали $s_i(t)$ мають одну й ту саму несну частоту, але для їх передання виділяються окремі часові інтервали, періодичність і тривалість яких визначаються трафіком певної системи (рис. 1.4, б); інтервали часу, що виділяються окремим станціям C_i , не перекриваються, при цьому передання окремих сигналів у часі є чітко синхронізованим; проміжок часу, протягом якого всі каналні сигнали й сигнал синхронізації передаються по одному разу, називають кадром, а проміжки часу, виділені для передання кожного окремого сигналу, включаючи преамбулу, – субкадрами або слотами;

3) **з кодовим розділенням сигналів** (МДКР, або CDMA, – Code Division Multiple Access), у яких усі каналні сигнали передаються одночасно й у спільному частотному діапазоні, але кожному сигналу $s_i(t)$ відповідає свій код; ефективно розділення сигналів за формою зазвичай пов'язане з використанням так званих широкосмугових сигналів, у яких база B_c – добуток ширини спектра сигналу Δf_c на його тривалість T_c – набагато більша за одиницю, тобто $B_c = \Delta f_c T_c \gg 1$. Такі бази мають широкосмугові сигнали і, зокрема, шумоподібні псевдовипадкові послідовності;

4) **з розділенням сигналів у просторі** (МДПР, або SDMA, – Space Division Multiple Access), у яких між користувачами розподіляються ділянки простору (стільниковий механізм) з допомогою секторних антен.

Можливі також і комбіновані методи доступу, сформовані на основі перелічених. Зокрема, SDMA, зазвичай застосовується в комбінації з іншими способами розділення сигналів.

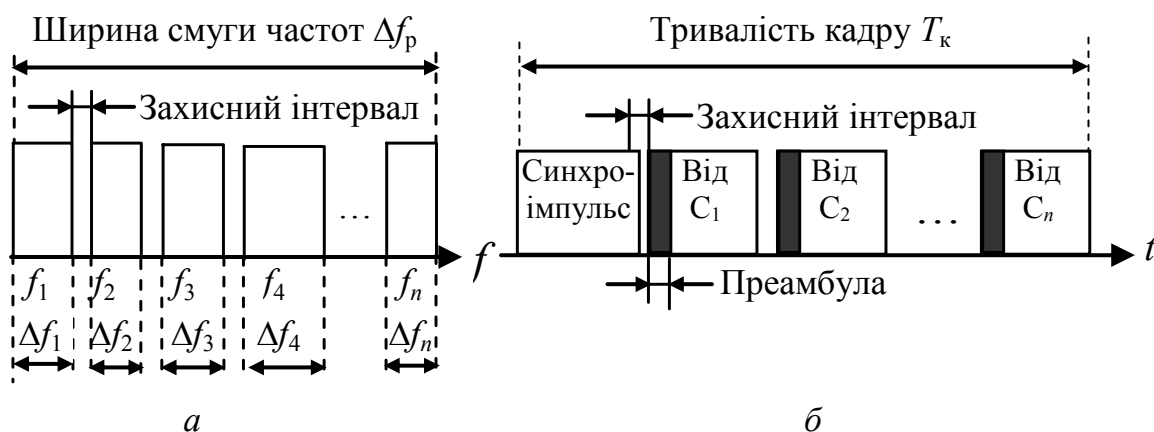


Рис. 1.4

Зупинимося стисло на особливостях протоколів множинного доступу (ПМД, або MAC, – Multiple Access Control).

У протоколі множинного доступу визначено набір правил керуван-

ня трафіком великої кількості розподілених у географічній зоні терміналів. Цей протокол має велике значення в забезпеченні високих робочих характеристик системи зв'язку в цілому.

ПМД має забезпечувати безконфліктне передання інформаційних повідомлень у мережі між фізичним і канальним рівнями. Крім того, ПМД мережі має бути простим за реалізацією, надійним і гнучким у роботі (для забезпечення можливості реконфігурації мережі), а також має забезпечувати високу ефективність використання ресурсу каналу, стабільність параметрів організовуваних логічних каналів, вносити мінімальну інформаційну надлишковість і затримку.

Залежно від способу розподілу пропускної здатності системи між користувачами ПМД можна поділити на три групи:

- 1) з фіксованим доступом (FAMA – Fixed-Assignment Multiple Access);
- 2) з доступом за запитом (DAMA – Demand-Assignment Multiple Access);
- 3) з випадковим доступом.

При *фіксованому доступі* пропускна здатність каналів зв'язку розподіляється наперед (статично) між окремими сигналами, тобто сигналами конкретних станцій (абонентів), на основі середньостатистичних даних про активність останніх. Під час функціонування системи цей розподіл залишається незмінним. Зрозуміло, що при використанні такого ПМД не тільки обмежується кількість користувачів, але й істотно знижується продуктивність каналів зв'язку, якщо активність абонентів є низькою.

При *динамічному розподілі*, зокрема при використанні ПМД з *доступом за запитом* (DAMA), ресурси каналів зв'язку використовуються значно ефективніше. У цьому випадку в кожному каналі створюється набір підканалів, які виділяються за запитом користувача. Для повного дуплексного зв'язку між двома певними абонентами з резерву виділяється пара підканалів, а іншим абонентам повідомляється про їх зайнятість. Фактичне підвищення пропускної здатності при такому доступі зумовлено тим, що прогнозована потреба в ресурсах нечасто збігається з максимальним попитом. Реальна пропускна здатність визначається середніми вимогами N користувачів, що є еквівалентним зменшенню в N разів ширини смуги пропускання системи (від $\Delta f = \sum_{n=1}^N \Delta f_n$ при фіксованому доступі до

$\Delta f = (1 / N) \sum_{n=1}^N \Delta f_n$ при доступі за запитом). Слід однак пам'ятати, що, не-

зважаючи на видимі переваги ПМД типу DAMA, такі протоколи для забезпечення їх ефективного функціонування потребують поточної інформації про необхідні ресурси, наслідком чого є виникнення «невигодних витрат», пов'язаних з переданням цієї інформації і необхідністю керування процесом її передання.

Перші ПМД з випадковим доступом АЛОНА, розроблені Н. Абрамсоном, було застосовано 1971 року для створення комп'ютерної мережі зв'язку з використанням супутникової ретрансляції (Гавайський університет (США). У найпростішому, так званому «чистому» протоколі Алоха (P-Aloha – Pure Aloha), допускається передання пакетів інформаційних даних у будь-який момент часу без будь-якої координації між користувачами, тобто апіорно допускається можливість виникнення конфліктів між повідомленнями, що передаються різними абонентами. Тому користувач після передання даних повинен чекати підтвердження від адресата про отримання пакета. Якщо таке підтвердження не одержано, то приймається рішення про конфліктну ситуацію і повторне передання, яке здійснюється через випадкові проміжки часу для зменшення ймовірності виникнення повторного конфлікту.

Основна перевага ПМД P-Aloha – це виняткова простота його реалізації. Проте пропускна здатність каналу зв'язку при такому доступі є невисокою. Якщо забезпечити часову координацію між користувачами, то можна майже вдвічі збільшити продуктивність каналу зв'язку або здійснити резервування інтервалів передання повідомлень. Так, при використанні ПМД S-Aloha (Stoldet Aloha) така координація здійснюється по радіомовних каналах шляхом передання послідовності синхронізувальних імпульсів. Інформаційні дані в цьому випадку мають передаватися тільки в інтервалі між синхронізувальними імпульсами, причому початок передання повинен збігатися з початком цього інтервалу. У ПМД R-Aloha (Reservation Aloha) інтервал часу розбивається на $(M + 1)$ інтервалів, з яких перші M інтервалів використовуються для передання повідомлень, а останній інтервал розбивається на підінтервали, які призначено для передання запитів і резервування.

1.5. Основні енергетичні характеристики радіоліній

На рис. 1.5 показано узагальнену структурну схему каналу радіозв'язку.

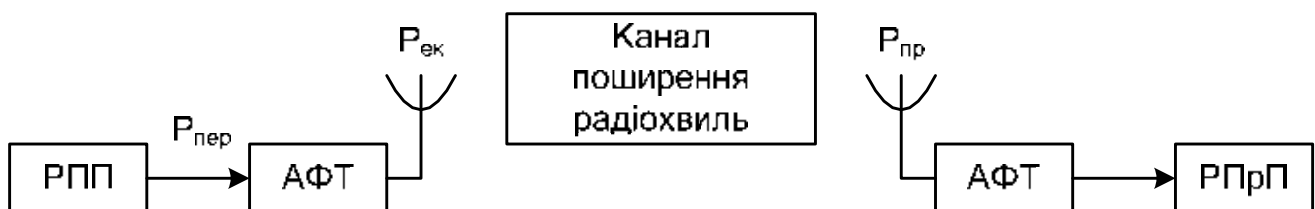


Рис. 1.5

Як видно з наведеної схеми, на виході радіопередавального пристрою (РПУ) маємо сигнал потужністю $P_{пер}$. Цей сигнал через антенно-фідерний тракт (АФТ) потрапляє до передавальної антени, яка виконує перерозподіл енергії в просторі, унаслідок чого на виході антени отримує-

мо сигнал з потужністю $P_{ек}$. Після проходження по каналу поширення радіохвиль цей сигнал значно ослаблюється і на вхід приймального пристрою потрапляє сигнал з малою потужністю $P_{пр}$.

Потужність сигналу на виході передавальної антени традиційно характеризують за величиною **еквівалентної ізотропно-випромінюваної потужності** (ЕІВП). ЕІВП – це потужність, з якою має випромінювати неспрямована антена замість спрямованої, щоб у напрямку максимуму випромінювання неспрямованої антени рівень сигналу був таким самим, як під час приймання від спрямованої антени:

$$P_{ек} = EIVП = P_{пер}\eta_{пер}G_{пер}, \quad (1.14)$$

де $P_{пер}$ – потужність на виході передавача, Вт;

$\eta_{пер}$ – коефіцієнт передання фідерного тракту;

$G_{пер}$ – коефіцієнт підсилення передавальної антени.

З ЕІВП тісно пов'язана величина **густини потоку потужності** на відстані r :

$$W = \frac{P_{пер}\eta_{пер}G_{пер}}{(4\pi r)^2} = \frac{EIVП}{(4\pi r)^2}. \quad (1.15)$$

Величини допустимих густин потоків потужності для систем радіозв'язку є жорстко регламентованими.

Потужність сигналу на вході приймача можна знайти за виразом

$$P_{пр} = W\eta_{пр}S_{еф}. \quad (1.16)$$

Тут $\eta_{пр}$ – коефіцієнт передання приймального фідерного тракту;

$S_{еф}$ – ефективна площа апертури приймальної антени,

$$S_{еф} = G_{пр}\lambda^2 / (4\pi), \quad (1.17)$$

де λ – довжина хвилі сигналу, який приймається;

$G_{пр}$ – коефіцієнт підсилення приймальної антени.

Якщо підставити (1.15) і (1.17) у (1.16), то отримаємо

$$\begin{aligned} P_{пр} = W\eta_{пр}S_{еф} &= \frac{P_{ек}\eta_{пр}S_{еф}}{4\pi d^2} = \frac{P_{пер}\eta_{пер}G_{пер}\eta_{пр}S_{еф}}{4\pi d^2} = \\ &= \frac{P_{пер}\eta_{пер}G_{пер}\eta_{пр}G_{пр}\lambda^2}{4\pi d^2 4\pi} = \frac{P_{пер}\eta_{пер}G_{пер}\eta_{пр}G_{пр}}{(4\pi d/\lambda)^2} = \frac{P_{пер}\eta_{пер}G_{пер}\eta_{пр}G_{пр}}{L_е}, \end{aligned}$$

тобто

$$P_{пр} = \frac{P_{пер}\eta_{пер}G_{пер}\eta_{пр}G_{пр}}{L_е}, \quad (1.18)$$

де $L_{\epsilon} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2$ – множник ослаблення у вільному просторі.

Досить часто під час проведення розрахунків користуються також **множником ослаблення у логарифмічній формі**

$$F_{\epsilon} [\text{дБ}] = -10 \lg(L_{\epsilon}). \quad (1.19)$$

З урахуванням (1.18) і (1.19) можна записати вираз для визначення **потужності на вході приймача в логарифмічній формі**:

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пер}} + \eta_{\text{пер}} + \eta_{\text{пр}} + G_{\text{пер}} + G_{\text{пр}} + F_{\epsilon}. \quad (1.20)$$

Часто під час проведення розрахунків енергетичних показників радіолінії ураховують не тільки ослаблення у вільному просторі, але й ослаблення внаслідок впливу атмосфери й земної поверхні. У цьому випадку користуються так званими **повними множниками ослаблення**:

– у звичайній формі

$$L = L_{\epsilon} L_{\partial}; \quad (1.21)$$

– у логарифмічній формі

$$F [\text{дБ}] = F_{\epsilon} + F_{\partial}, \quad (1.22)$$

де

$$L_{\partial} = L_{\partial} L_p L_i L_{\text{атм}}, \quad (1.23)$$

$$F_{\partial} = F_{\partial} + F_p + F_i + F_{\text{атм}}, \quad (1.24)$$

де L_{∂} , L_p , L_i , $L_{\text{атм}}$ – множники ослаблення, зумовлені впливом дифракції, рефракції, інтерференції й атмосфери.

Необхідну потужність передавача можна визначити за виразом

$$P_{\text{пер}} = \frac{P_{\text{пр}} L}{\eta_{\text{пер}} G_{\text{пер}} \eta_{\text{пр}} G_{\text{пр}}} = \frac{P_{\text{пр}} L_{\epsilon} L_{\partial}}{\eta_{\text{пер}} G_{\text{пер}} \eta_{\text{пр}} G_{\text{пр}}} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2 \frac{P_{\text{пр}} L_{\partial}}{\eta_{\text{пер}} G_{\text{пер}} \eta_{\text{пр}} G_{\text{пр}}}. \quad (1.25)$$

Потужність передавача лінії радіозв'язку за наявності шумів можна розрахувати за формулою

$$P_{\text{пер}} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2 \frac{P_{\omega} L_{\partial}}{\eta_{\text{пер}} G_{\text{пер}} \eta_{\text{пр}} G_{\text{пр}}} \left(\frac{P_c}{P_{\omega}}\right)_{\text{вх}}, \quad (1.26)$$

де P_{ω} – сумарна потужність теплових адитивних шумів,

$$P_{\omega} = k \Delta f_{\omega} T_{\Sigma}. \quad (1.27)$$

Тут k – постійна Больцмана, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/(Гц·град.);

$\Delta f_{ш}$ – еквівалентна шумова смуга приймача, Гц;

T_{Σ} – еквівалентна шумова температура, зведена до входу станції, К.

Отже, необхідна потужність передавача лінії радіозв'язку за наявності теплових шумів

$$P_{пер} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \frac{k \Delta f_{ш} T_{\Sigma} L_{доп}}{\eta_{пер} G_{пер} \eta_{пр} G_{пр}} \left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{вх} \quad (1.28)$$

На рис. 1.6 показано діаграму рівнів потужності сигналу на різних ділянках радіолінії.

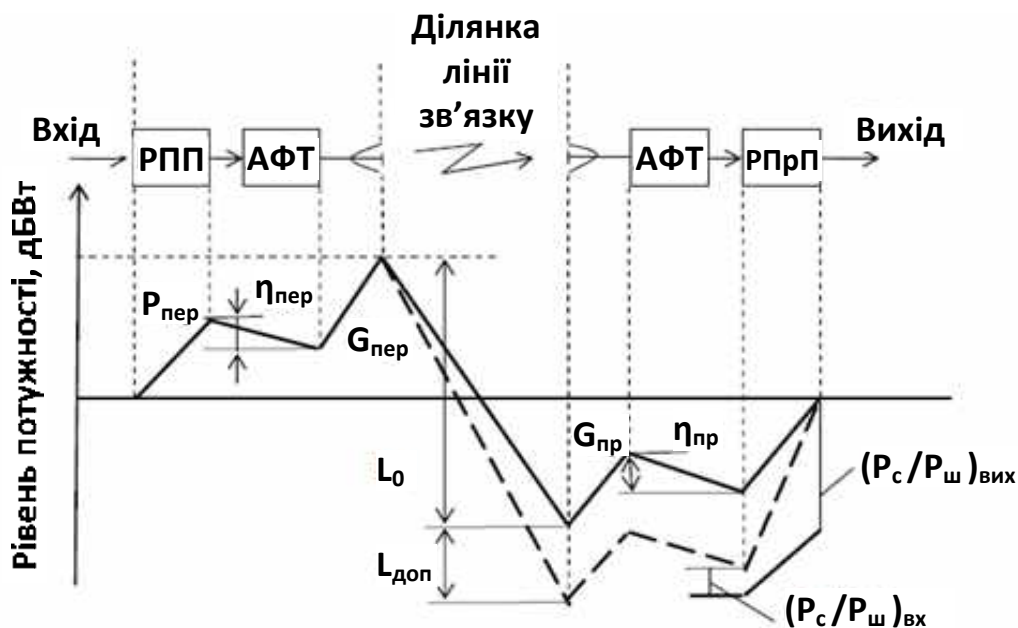


Рис. 1.6

Для всіх систем зв'язку, у тому числі й для супутникових, одним із найважливіших показників якості, що визначає енергетичний ресурс і продуктивність системи, є співвідношення сигнал/шум SNR (Signal-to-Noise Ratio), яке дорівнює відношенню середньої потужності сигналу до середньої потужності шуму на вході приймача:

$$SNR = \frac{P_c}{P_{ш}} \quad (1.29)$$

Для цифрових систем зв'язку як критерій якості використовується нормоване значення SNR:

$$SNR_H = \frac{E_b}{N_0} = \frac{P_c T_b}{P_{ш} / \Delta f} = \frac{P_c}{P_{ш}} \left(\frac{\Delta f}{R_b} \right), \quad (1.30)$$

де E_b – енергія інформаційного біта; $N_0 = N/\Delta f$ – спектральна густина потужності шуму; T_b – тривалість передання одного біта інформації; Δf –

ширина смуги частот; $R_b = 1 / T_b$ – швидкість передання бітів.

Вираз (1.29) можна розглядати як критерій завадостійкості аналогових систем, а вираз (1.30) – як критерій продуктивності цифрової системи при заданій величині ймовірності помилки. Вираз (1.30) дає змогу також оцінити так званий **енергетичний резерв** (EP), або **енергетичний запас**, міцності системи при заданій ймовірності помилки, що визначається вираженою в децибелах різницею між SNR на вході приймача й необхідним значенням SNR, при якому забезпечується задана ймовірність безпомилкової роботи:

$$EP(\text{дБ}) = \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{пр}} - \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{необх}} \quad (1.31)$$

1.5.1. Вплив атмосфери на енергетичні характеристики радіоліній

Поширення радіохвиль пов'язане з утратами енергії на поглинання й розсіювання енергії сигналів в атмосфері, причому найбільші втрати спостерігаються в нижніх шарах атмосфери – у тропосфері. Найбільш помітне поглинання радіохвиль у тропосфері спостерігається в діапазонах сантиметрових, міліметрових і субміліметрових хвиль, яке зумовлене взаємодією радіохвиль з молекулами кисню, водяною парою, опадами й туманами.

1. Молекулярне ослаблення. Молекули кисню й водяної пари називають «очима тропосфери», а поглинання енергії в них відносять до молекулярного. Для молекул кисню характерними є парамагнітні властивості, крім того в них є постійний магнітний момент, а молекули води є полярними й мають електричний момент. На частотах, близьких до власних частот молекул, спостерігається різке підвищення процесу поглинання. Для кисню області значного поглинання розташовуються поблизу частот, що відповідають довжинам хвиль 0,25 і 0,5 см, а для водяної пари така область знаходиться в діапазоні, який відповідає довжині хвилі приблизно 1,35 см.

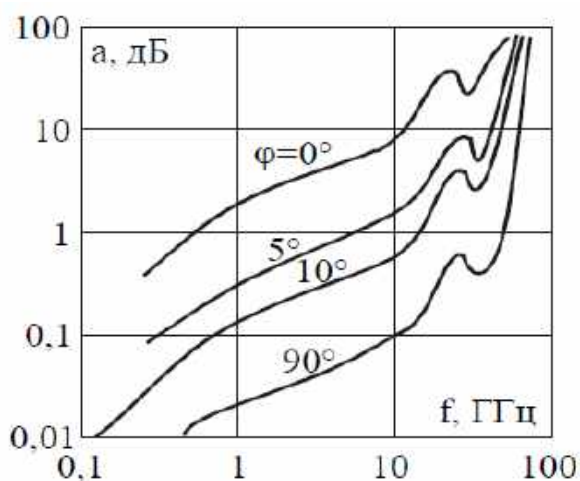


Рис. 1.7

Частотні залежності сумарного молекулярного ослаблення F_{a_0} показано на рис. 1.7. З цих залежностей випливає, що в разі збільшення частоти сигналу ослаблення його потужності в тропосфері істотно підвищується і для міліметрових хвиль може становити понад 10 дБ.

Ослаблення сигналу в кисні у діапазоні частот від 10 до 20 ГГц є майже постійним і в основному визначається еквівалентною товщиною шару кисню. Тому сумарне молекулярне по-

глинання в цьому діапазоні пов'язане переважно з поглинанням водяною парою і залежить від її густини ρ . Для континентальних районів з помірним кліматом густина водяної пари $\rho = 7,5 \text{ г/м}^3$ є типовою (стандартною), а для нижніх шарів тропосфери над морями субтропічної і тропічної зон, а також для прибережних районів суші в цих широтах $\rho = 20 \text{ г/м}^3$.

Усереднені значення погонного ослаблення в діапазоні частот від 10 до 20 ГГц наведено в табл. 1.2.

Таблица 1.2

Частота, ГГц	Погонне ослаблення в кисні, дБ/км	Погонне ослаблення у водяній парі, дБ/км ($\rho = 7,5 \text{ г/м}^3$)	Погонне ослаблення у водяній парі, дБ/км ($\rho = 20 \text{ г/м}^3$)	Сумарне погонне ослаблення, дБ/км
10,0	0,02	0,004	0,01	0,024...0,03
15,0	0,02	0,03	0,08	0,05...0,1
20,0	0,02	0,3	0,3	0,12...0,32

Точний розрахунок молекулярного ослаблення сигналів пов'язаний з певними труднощами, тому на практиці використовуються різні емпіричні методики. Зокрема, відповідно до рекомендацій Міжнародного консультативного комітету з радіо (МККР) в умовах «ясного неба» величину ослаблення в газах, виражену в децибелах, визначають зі співвідношення

$$F_{a0} = \begin{cases} (f_{O_2} h_{O_2} + f_{H_2O} h_{H_2O}) / \sin \gamma & \text{при } \gamma < 10^\circ; \\ \sqrt{R_{зе}} \cdot \cos \gamma \left[f_{O_2} \cdot k_{O_2} \cdot \sqrt{h_{O_2}} + f_{H_2O} \cdot k_{H_2O} \cdot \sqrt{h_{H_2O}} \right] & \text{при } 0 < \gamma < 10^\circ, \end{cases} \quad (1.32)$$

де γ – кут місця земної станції, град.; f_{O_2} і f_{H_2O} – погонні ослаблення у кисні й водяній парі, які залежать від частоти й концентрації водяної пари, дБ/км; $R_{зе}$ – еквівалентний радіус Землі ($R_{зе} = 8500 \text{ км}$); h_{O_2} , h_{H_2O} – еквівалентні товщини (висоти) шарів кисню й водяної пари, км:

$$h_{O_2} = \begin{cases} 6 & \text{при } f < 50 \text{ ГГц}; \\ 6 + 60 / \left[1 + (f - 118,7)^2 \right] & \text{при } 50 < f < 70 \text{ ГГц}, \end{cases}$$

$$h_{H_2O} = 2,2 + 3 / \left[3 + (f - 22,3)^2 \right] + 0,3 / \left[1 + (f - 118,3)^2 \right] + 1 / \left[1 + (f - 323,8)^2 \right] \text{ при } f < 350 \text{ Гц},$$

а множники k_{O_2} і k_{H_2O} визначаються виразами

$$k_{O_2} = \left[0,661 \operatorname{tg} \gamma \sqrt{R_{3e}/h_{O_2}} + 0,339 \sqrt{\left(\operatorname{tg} \gamma \sqrt{R_{3e}/h_{O_2}} \right)^2 + 5,51} \right]^{-1} ;$$

$$k_{H_2O} = \left[0,661 \operatorname{tg} \gamma \sqrt{R_{3e}/h_{H_2O}} + 0,339 \sqrt{\left(\operatorname{tg} \gamma \sqrt{R_{3e}/h_{H_2O}} \right)^2 + 5,51} \right]^{-1} .$$

2. Ослаблення сигналів у дощах. Механізм ослаблення сигналів у гідрометеорах (дощ, сніг, хмари, град, туман) пов'язаний в основному з ефектами розсіювання й поглинання частини енергії електромагнітних хвиль, які за довжиною є сумірними з розмірами частинок цих гідрометеорів. Такі ефекти суттєво залежать від концентрації й діелектричної проникності останніх. Завдяки високим концентрації й діелектричній проникності дощ істотніше впливає на ослаблення сигналів порівняно з іншими гідрометеорами.

Інтенсивність розсіювання й поглинання енергії радіохвиль у дощі залежить від його інтенсивності I_{∂} , мм/год. Крім того, істотне значення мають розмір області, зайнятої дощем, електричні властивості частинок, кліматичний район розташування земної станції, а також такий чинник, як нерівномірність дощу. Важливим чинником для розрахунків ослаблення сигналу в дощах є також їх середньорічна інтенсивність і середня тривалість у певному кліматичному районі, яка для цього району не перевищує реальної тривалості протягом 99 % часу календарного року, або, навпаки, перевищує таку тривалість протягом 0,01 % цього часу.

Інтенсивність дощу I_{∂} має статистичний характер і, як уже зазначалося, залежить від місця розташування земної станції, тобто від її належності до певної кліматичної зони.

Для розрахунку коефіцієнта ослаблення сигналу в дощі використовуються методики, які базуються на застосуванні різних емпіричних моделей фізичних процесів атмосфери, серед яких найповнішою є модель поглинання в дощі Р. К. Крейна. На жаль, використання цієї моделі для інженерних розрахунків не завжди є прийнятним через значну складність, тому наведемо методику, рекомендовану Міжнародним консультативним комітетом з радіотехніки (МККР) [51].

Згідно з цією методикою множник ослаблення сигналу в дощі, середньостатистична інтенсивність якого перевищується протягом 0,01 % тривалості пори року, тобто при $p_{\partial} = 0,99$,

$$F_{\partial} = f_{\partial} d_{\partial} r_{0,01} , \quad (1.33)$$

де f_{∂} – погонне ослаблення сигналу в дощі, дБ/км; d_{∂} – похила дальність у дощі; $r_{0,01}$ – чинник зменшення, у якому враховано нерівномірність дощу протягом 0,01 % часу спостереження.

Щоб скористатися виразом (1.33), спочатку необхідно визначити висоту нульової ізотерми (лінії постійної температури) за формулою $h_F = 5,1 - 2,15 \lg(1 + 10^{(f_{3c} - 27^0)/25^0})$, яка залежить від місцеположення земної станції, зокрема від її широти ϕ_{3c} , і фактично обмежує висоту дощу, оскільки на висотах, які перевищують нульову ізотерму, вода в рідкій фазі існувати не може.

Висота дощу залежно від географічної широти земної станції визначається так:

$$h_{\partial} = \begin{cases} 0,6h_F, & \text{якщо } 0^\circ \leq \varphi_{3c} < 20^\circ; \\ [0,6 + 0,02(\varphi_{3c} - 20^\circ)]h_F, & \text{якщо } 20^\circ \leq \varphi_{3c} < 40^\circ; \\ h_F, & \text{якщо } \varphi_{3c} > 40^\circ. \end{cases}$$

Похила дальність у дощі d_{∂} , тобто довжина шляху сигналу в кілометрах уздовж траси від земної станції до висоти h_{∂}

$$d_{\partial} = 2(h_{\partial} - h_0) / \left(\sqrt{\sin^2 \theta_{3c} + 2(h_{\partial} - h_0) / R_{3e}} + \sin \theta_{3c} \right), \quad (1.34)$$

де h_0 – висота розташування станції над рівнем моря; R_{3e} – еквівалентний радіус Землі (8500 км).

Погонне ослаблення сигналу в дощі f_{∂} визначається функцією

$$f_{\partial} = \beta_{\partial} I_{\partial}^{\alpha_{\partial}}, \quad (1.35)$$

де I_{∂} – інтенсивність дощу в заданій кліматичній зоні; β_{∂} і α_{∂} – коефіцієнти, що є функціями частоти,

$$\alpha_{\partial} = 1,47 - 0,09\sqrt{f}, \quad \beta_{\partial} = -10^{-3} + 5,1 \cdot 10^{-5} f^{2,45}.$$

3. Ослаблення сигналу в тумані й хмарах. Це ослаблення є істотно меншим, ніж у дощі, навіть у могутніх конвекційних хмарах, проте ймовірність, а отже, і тривалість ослаблень є значно більшою. Так, при кутах місця $\gamma \approx 10^\circ$ поширення в хмарах на частотах 10...30 ГГц може призводити до тривалих (до 5...10 % часу спостереження) ослаблень сигналу на 0,5...1 дБ, а на малих інтервалах часу – на 4...5 дБ протягом 0,1 % часу спостереження.

Імовірність виникнення туманів у рівнинній місцевості становить 3...5 % у холодну пору року й 0,6...2 % – у теплу. Приземні тумани можуть охоплювати великі райони, при цьому горизонтальні розміри таких туманів можуть становити від декількох сот метрів до ста кілометрів, а вертикальні – від 300 м до 2,5 км.

Ослаблення в тумані залежить від кількості рідкої води в одиниці

об'єму, тобто від так званої водності M_T , г/м³. Значення множника ослаблення в тумані залежить також від значення питомого погонного ослаблення k_T , дБ·м³/(г·км). Таким чином, множник ослаблення сигналу в тумані можна записати у вигляді

$$F_T = k_T M_T r_T, \quad (1.36)$$

де r_T – довжина шляху поширення в тумані.

Значення множника питомого погонного ослаблення k_T у діапазоні частот 10...20 ГГц при температурі повітря від –8 до –20 °С становить 0,1...0,5 дБ·м³/(г·км), а при зростанні температури цей множник зменшується.

Для кліматичних зон Європи середньостатистичне значення ослаблення сигналу в тумані F_T протягом 99,9 % часу на частоті 4 ГГц залежно від кута місця земної станції становить від 0,5 до 1 дБ.

1.5.2. Ослаблення сигналів через вплив земної поверхні

У разі проектування радіоліній дуже важливим етапом є їх енергетичний розрахунок в умовах впливу рельєфу місцевості й тропосфери.

Згідно з (1.22) і (1.24) повний множник ослаблення

$$F_\Sigma = F_z + F_{тр} + F_{заб} + F_v, \quad (1.37)$$

де $F_z = F_\partial + F_i + F_p$ – множник ослаблення через вплив земної поверхні на трасі, що залежить від дифракційного F_∂ , інтерференційного F_i і рефракційного F_p множників;

$F_{тр} = F_e + F_o + F_{шар}$ – множник ослаблення через вплив тропосфери, що залежить від послаблення в газах F_e , опадах F_o і шарах тропосфери $F_{шар}$;

$F_{заб}$ – множник ослаблення через забудови.

На відкритих трасах множник ослаблення $F_i \gg F_\partial + F_p$ і множник ослаблення через вплив земної поверхні F_z мають в основному інтерференційний характер, оскільки в точку приймання окрім прямої хвилі можуть надходити одна або декілька хвиль, відбитих від земної поверхні. За наявності однієї точки відбиття модуль цього множника ослаблення визначають за стандартною інтерференційною формулою

$$F_i = \sqrt{1 + R_e^2 + 2R_e \cos \alpha}, \quad (1.38)$$

де R_e – модуль ефективного коефіцієнта відбиття, що залежить від кута ковзання, поляризації хвилі, діелектричної проникності й електричної про-

відності поверхні; α – зсув фаз між прямою і відбитою хвилею.

Рефракція радіохвиль зумовлена вертикальною неоднорідністю діелектричної проникності повітря, яка зазнає регулярних і випадкових просторових і часових змін при змінненні тиску, вологості й температури повітря.

Для оцінювання впливу регулярного змінення діелектричної проникності повітря вводять ефективний вертикальний градієнт діелектричної проникності $g_{\text{еф}}$. Для більшості районів Європейської території, у тому числі й для України, $g_{\text{еф}} = -8 \cdot 10^{-8} \text{ м}^{-1}$.

Без урахування рефракції при прямолінійному поданні траєкторії поширення радіохвилі профіль траси має вигляд, показаний на рис. 1.8. Завдяки рефракції змінюється коефіцієнт заломлення радіохвилі і, як наслідок, викривляється траєкторія її поширення, що є еквівалентним трансформації профілю траси й змінненню просвіту H_0 на величину ΔH .

У загальному випадку змінення просвіту через рефракцію враховують таким чином:

$$H(g) = H_0 + \Delta H(g); \quad (1.39)$$

$$\Delta H(g) = -\frac{r_0^2}{4} g_{\text{еф}} s (1 - s), \quad (1.40)$$

де $s = x/r_0$ – відносна координата точки на трасі; x – відстань до поточної точки від лівого кінця траси.

Профіль траси (див. рис. 1.8) являє собою вертикальний розріз місцевості між радіостанціями з усіма висотними позначками, що містять будівлі, ліс та ін. Його основними геометричними параметрами є такі: r_0 – відстань між радіостанціями А і В; r_1 – відстань до перепони (перепон), що істотно впливає на ослаблення радіохвиль на трасі; H_0 – величина просвіту на трасі (відстань між прямою АВ і профілем траси), яку визначають у найвищій точці профілю (за наявності споруд, лісів та інших перепон просвіт знаходять відносно їх вершин).

Рефракція радіохвиль може призвести до такого змінення характеру траси, що відкриті траси трансформуватимуться в напівзакриті або закриті, а це погіршить енергетичні показники системи.

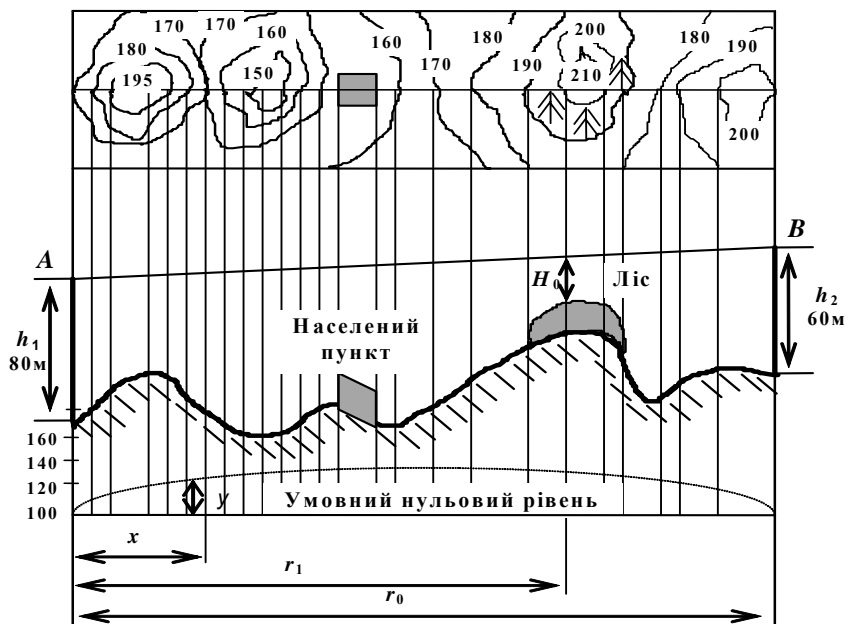


Рис. 1.8

Дифракція радіохвиль виявляється в огинанні ними земної поверхні. Множник ослаблення F_d з урахуванням реального рельєфу місцевості розраховують з допомогою наближених методів В. А. Фока. Ці методи базуються на теорії дифракції радіохвиль з урахуванням апроксимації реальних перепон на трасі сферами, радіус яких визначається конкретним виглядом перепони. Загострені перепони апроксимують напівплощиною, а при розрахунку множника ослаблення сигналу користуються формулами, одержаними на основі дифракції хвиль на напівплощині.

Складові множника ослаблення $F_{тр}$ через дію тропосфери визначаються емпіричними формулами, у яких враховують густину водяної пари й кисню в тропосфері, інтенсивність дощу й туману, протяжність ділянки траси з туманами й дощами. Ці складові набувають істотних значень при частотах понад 10 ГГц.

Для розрахунку ослаблення в міській і приміській зонах застосовують модель Окамури з використанням двох поправкових коефіцієнтів: Q_1 – для міської і Q_2 – для приміської зон. Ці коефіцієнти є функціями робочої частоти лінії зв'язку. Їх величини, наприклад, на частоті 150 МГц, становлять 23 і 19 дБ.

Якщо міська або приміська зони займають лише частину траси, то ці коефіцієнти множаться ще на коефіцієнт

$$k = \Delta r / r_0, \quad (1.41)$$

де Δr – ділянка траси із забудовою; r_0 – загальна довжина траси.

З урахуванням цього множник ослаблення $F_{заб}$, у якому враховуються втрати на забудовах, можна подати у вигляді

$$F_{заб} = k_1 Q_1 + k_2 Q_2. \quad (1.42)$$

Після розрахунку повного множника ослаблення F_{Σ} і визначення потужності на вході приймача P_R необхідно порівняти отриману на вході приймача потужність з мінімально необхідною потужністю $P_{R_{необх}}$, яка визначається реальною чутливістю приймача. Для здійснення стійкого радіозв'язку необхідно забезпечити виконання умови

$$P_R \geq P_{R_{необх}} \quad (1.43)$$

Мінімально необхідна потужність, дБ,

$$P_{R_{необх}} = 20 \lg E_R - 10 \lg R_a, \quad (1.44)$$

де E_R – реальна чутливість приймача, В; R_a – опір випромінювання антени.
Різниця

$$\Delta P_R = P_R - P_{R_{необх}} \quad (1.45)$$

визначає запас потужності сигналу в точці приймання і має бути додатною величиною. Для стійкого мовного (аналогового) зв'язку енергетичний запас має бути не меншим, ніж 4–12 дБ, а при переданні цифрових даних – не меншим, ніж 10–20 дБ.

2. РАДІОРЕЛЕЙНІ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ

2.1. Основи побудови радіорелейних систем

Радіорелейний зв'язок – один із видів радіозв'язку, що базується на багатократній ретрансляції радіосигналів.

Розрізняють два види радіорелейного зв'язку (рис. 2.1):

– **прямої видимості**, при якому антени сусідніх станцій розташовують у межах прямої видимості (див. рис. 2.1, а); оскільки відстань прямої видимості, км, $R_0 = 4,1(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$ (де h_1, h_2 – висоти підвішування передавальної і приймальної антен), то при висотах h_1 і h_2 від 50 до 70 м довжина одного прогону (відстань між двома найближчими радіорелейними станціями (РРС)), на рівнинній місцевості становитиме 40–70 км, у горах і на пересіченій місцевості її можна збільшити завдяки установленню РРС на висотах або вершинах гір;

– **тропосферний**, при якому використовується ефект відбиття дециметрових і сантиметрових радіохвиль від турбулентних і шаруватих неоднорідностей у тропосфері (див. рис. 2.1, б); відстань між сусідніми станціями може становити до 300 км за відсутності прямої видимості між ними.

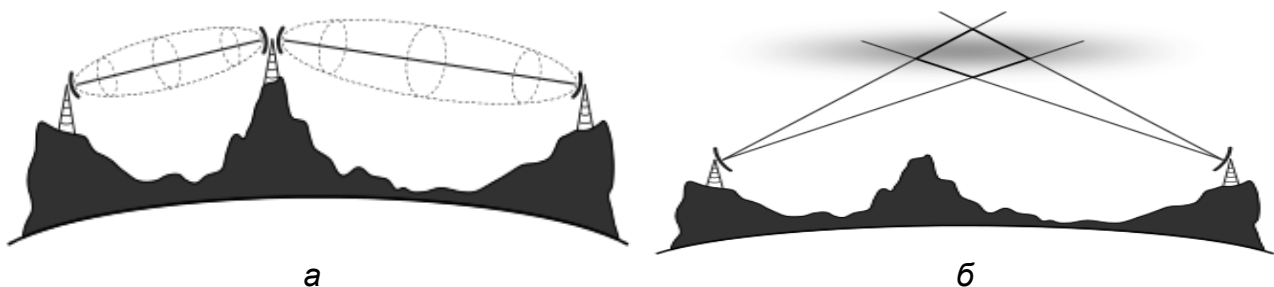


Рис. 2.1

Радіорелейний зв'язок спочатку застосовувався для організації аналогових багатоканальних ліній телефонного зв'язку. Першу експериментальну аналогову РРЛ було побудовано в США 1935 року. Вона мала протяжність 200 км, містила п'ять телефонних каналів і з'єднувала Нью-Йорк і Філадельфію.

На початку 50-х років минулого століття в багатьох розвинених країнах почалося інтенсивне будівництво магістральних РРЛ, які використовувалися для організації як телефонного зв'язку, так і телерадіомовлення й

передання цифрових даних. У колишньому СРСР перші магістральні РРСП було побудовано в 1953–1958 рр. (радіорелейні системи Р-600, Р600М, Р-600-МВ, «Світанок», комплекс уніфікованих РРС «Курс»), а вже до середини 70-х років було створено унікальну радіорелейну лінію близько 10 тис. км.

В Україні розроблення й створення власних аналогових і цифрових РРСП почалося із середини 70-х років. Сьогодні українські РРСП перекривають діапазон частот від 4 до 40 ГГц. Найвідомішими їх представниками є системи «Сатурн», «Екліптика», «Елара», «Енергетик», «Еврика», «Геліос».

Сьогодні радіорелейні системи мають велике значення у загальній концепції розвитку систем зв'язку і використовуються:

- 1) для магістральної телефонії і передачі цифрових потоків інформаційних даних;
- 2) при розгортанні стільникових і транкінгових систем зв'язку для з'єднання базових станцій з центрами комутації;
- 3) для організації локальних і корпоративних мереж високошвидкісного передання даних;
- 4) для організації мобільних (пересувних) мереж зв'язку військового й цивільного призначення, зокрема для забезпечення оперативного зв'язку в районах бойових дій або стихійного лиха.

2.1.1. Класифікація РРСП

Наявні РРСП можна класифікувати за кількома ознаками, головними серед них є такі:

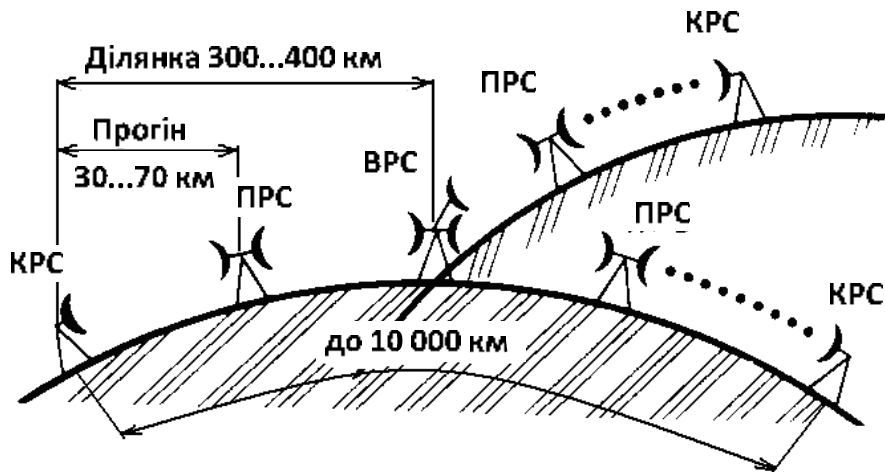
- **належність до служб радіозв'язку:** РРСП фіксованої служби; РРСП радіомовної служби; РРСП рухомої служби;
- **призначення:** міжміські; магістральні; внутрішньозонові; місцеві;
- **діапазон довжин хвиль:** дециметрові, сантиметрові; міліметрові;
- **вид інформаційних сигналів:** аналогові й цифрові;
- **місткість:** малої місткості (до 60 каналів тональної частоти (ТЧ) в одному стволі); середньої місткості (до 600 каналів ТЧ в одному стволі); великої місткості (понад 600 каналів ТЧ в одному стволі);
- **спосіб ущільнення (розділення) каналів:** з частотним розділенням (ЧТРК); з часовим розділенням (ЧсРК); цифрові РРСП з кодовою модуляцією повідомлень;
- **швидкість передання даних** (цифрового потоку): високошвидкісні (швидкість передання понад 140 Мбіт/с); середньошвидкісні (швидкість передання до 52 Мбіт/с); низькошвидкісні (швидкість передання до 8 Мбіт/с);
- **кількість прогонів у РРЛ:** однопрогонні й багатопрогонні.

Високошвидкісні радіорелейні системи передачі великої місткості застосовують в глобальних мережах передання даних і називають **магістральними**. Середньошвидкісні середньої місткості радіорелейні системи

застосовують для створення регіональних, зонових мереж передання даних і називають **зонавими**. Низькошвидкісні РРСП широко використовують для організації зв'язку на залізничному транспорті, у газотранспортних системах, нафтопроводах, на лініях електропередачі та ін.

2.1.2. Режими роботи радіорелейних станцій

На рис. 2.2 схематично зображено радіорелейну лінію з позначенням РРС, які працюють у різних режимах: кінцевому (КРС), проміжному (ПРС) і вузловому (ВРС).



РРС, яка працює в **кінцевому режимі** перетворює інформаційні сигнали на радіосигнали, які передаються по РРЛ, або, навпаки, виконує зворотне перетворення сигналів, які надходять по РРЛ, на інформаційні. В кінцевому режимі працюють перша й остання станції.

Проміжним називають режим, при якому РРС передає прийняті сигнали наступним станціям. Проміжні станції, на яких передбачено виділення каналів, називають головними. Якщо на головній станції передбачено відгалуження до іншої радіорелейної лінії, то таку РРС називають вузловою.

При **вузловому** режимі роботи частина або всі сигнали, що приймаються головними РРС, виділяються і передаються на вузол зв'язку, а інша частина разом з нововведеними сигналами передається до наступних станцій.

Головні й вузлові РРС мають спеціальне устаткування виділення або відгалуження каналів.

2.1.3. Структурна побудова радіорелейних станцій

Структура конкретної РРС залежить від її призначення, належності до тієї чи іншої служби, виду сигналів, що ретранслюються, і від режиму роботи. Залежно від режиму роботи РРС може містити два або три так

звані напівкомплекти, до складу яких входять:

- приймально-передавальні пристрої,
- фідерні тракти,
- дуплексери – пристрої для розв'язання трактів приймання і передавання.

Крім того, у складі сучасних РРС є системи автоматичного резервування, телекерування й телесигналізації, контрольно-вимірвальна апаратура, пристрої службового зв'язку й система електроживлення.

Узагальнену структурну схему РРС без виділення сигналів зображено на рис. 2.3.

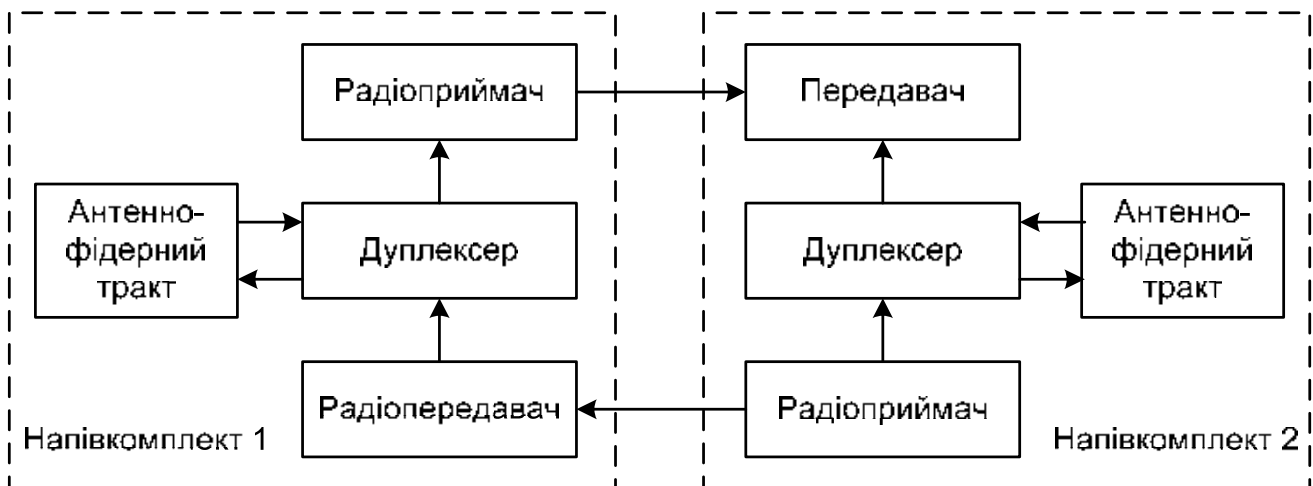


Рис. 2.3

На відміну від аналогових, цифрові РРС також містять модеми, які здійснюють модуляцію/демодуляцію сигналу, а також мультиплексор цифрових каналних сигналів. Під час передання груповий дискретний сигнал, що надходить з мультиплексора, перетворюється модемом на аналоговий і передається в приймач-передавач, а при прийманні аналоговий сигнал з виходу приймача-передавача перетворюється модемом на дискретний.

Таким чином, у складі цифрового радіорелейного тракту модем виконує функції цифрового стику, який повинен відповідати рекомендаціям G.703 ITU. Зазвичай у модемі РРС додатково створюються мовний канал, що дає змогу організувати службовий телефонний зв'язок; канал RS232 (9600 біт/с), який може бути використано як додатковий сервісний канал зв'язку або канал дистанційного контролю параметрів системи. Мультиплексор РРС призначено для асинхронного об'єднання кількох цифрових потоків в один – груповий.

Слід зазначити, що в проміжному режимі ретрансляція частіше виконується без демодуляції, тобто шляхом гетеродинування сигналів на проміжну частоту (рис. 2.4), оскільки в цьому випадку спотворення сигналу є мінімальними. Крім того, такі ретранслятори мають простіші схеми і є менш енерговитратними.

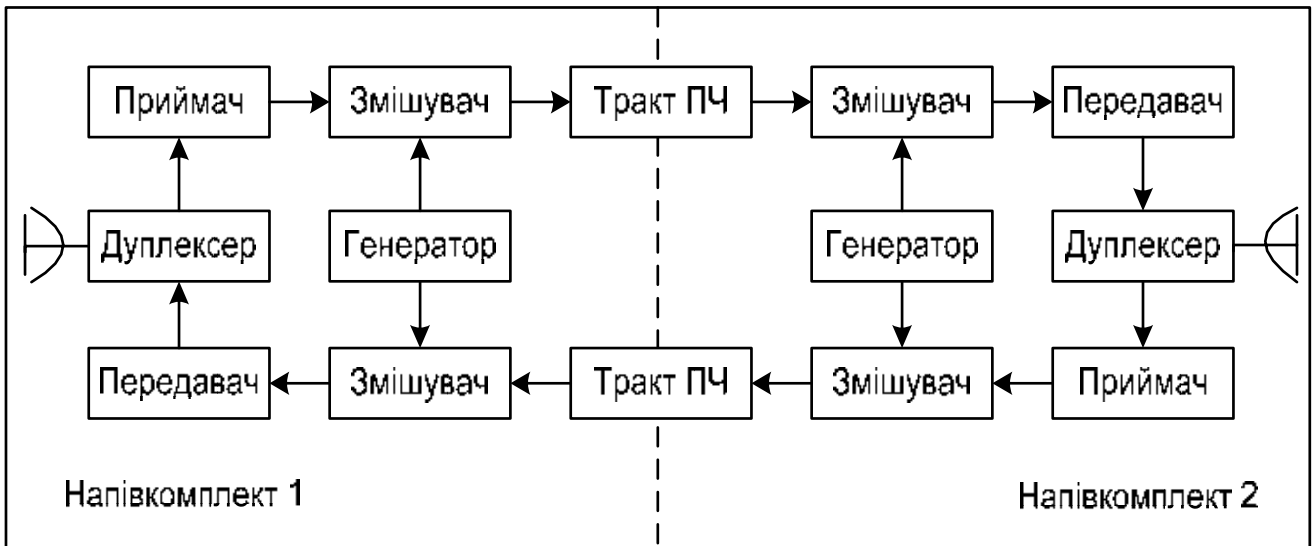


Рис. 2.4

У вузловому режимі ретрансляція здійснюється з використанням демодуляції. Тому ретранслятори вузлових станцій мають у своєму складі також модулятори й демодулятори (рис. 2.5).

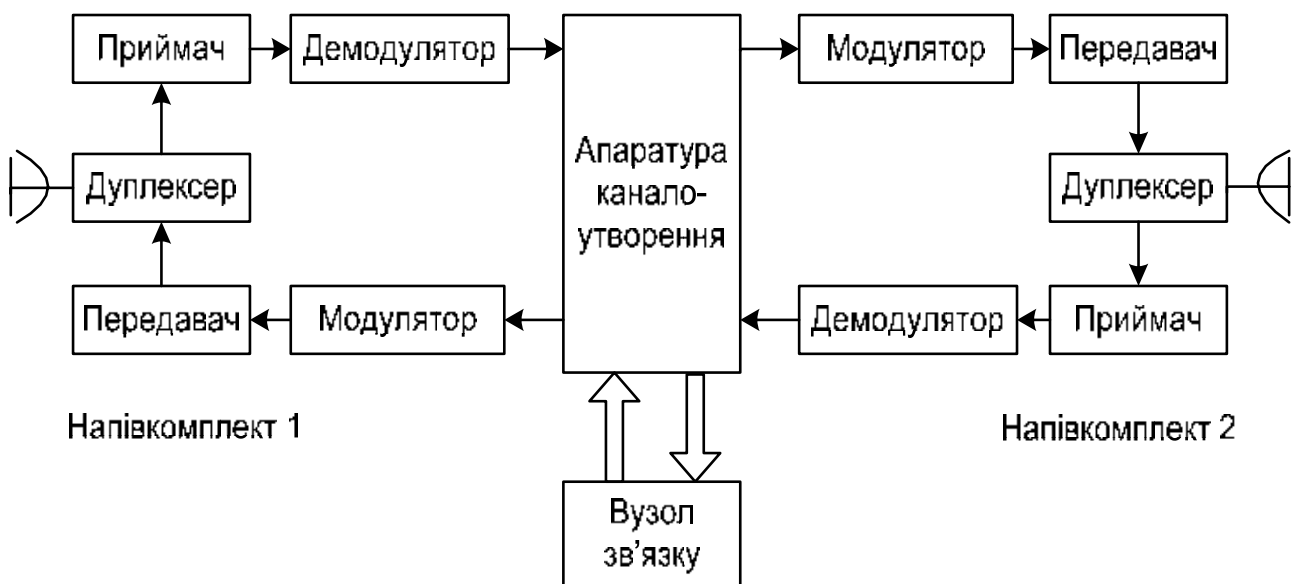


Рис. 2.5

2.1.4. Принцип багатостовбурної побудови РРСП

У широкому розумінні будь-яка система зв'язку разом із середовищем поширення утворює **лінійний тракт**, або **стовбур**, що складається з кінцевого устаткування й радіостовбура.

Радіостовбур призначено для передання модульованих радіосигналів з допомогою радіохвиль. Якщо до складу стовбура входять лише дві кінцеві радіостанції і один тракт поширення, то такий стовбур називають

простим. Якщо крім цих двох радіостанцій стовбур містить ще одну або кілька станцій ретрансляції, то його називають **складним**.

Принцип багатостовбурного передання використовується для підвищення пропускної здатності, надійності й економічності при будівництві не тільки радіорелейних, але й деяких інших, зокрема супутникових систем зв'язку. Використання спільних антен, фідерних трактів, джерел електропостачання, систем службового зв'язку й телеобслуговування, споруд для розміщення устаткування значно підвищує економічність таких систем.

Фактично один повний комплект (два напівкомплекти) приймально-передавальної апаратури РРСП утворює один стовбур. На рис. 2.6 як приклад показано узагальнену структурну схему чотиристовбурної радіорелейної системи зв'язку, що містить три основних і один резервний стовбури, які призначено для передання аналогових телефонних сигналів, сигналів телебачення й радіомовлення, а також цифрових сигналів інформаційних даних.

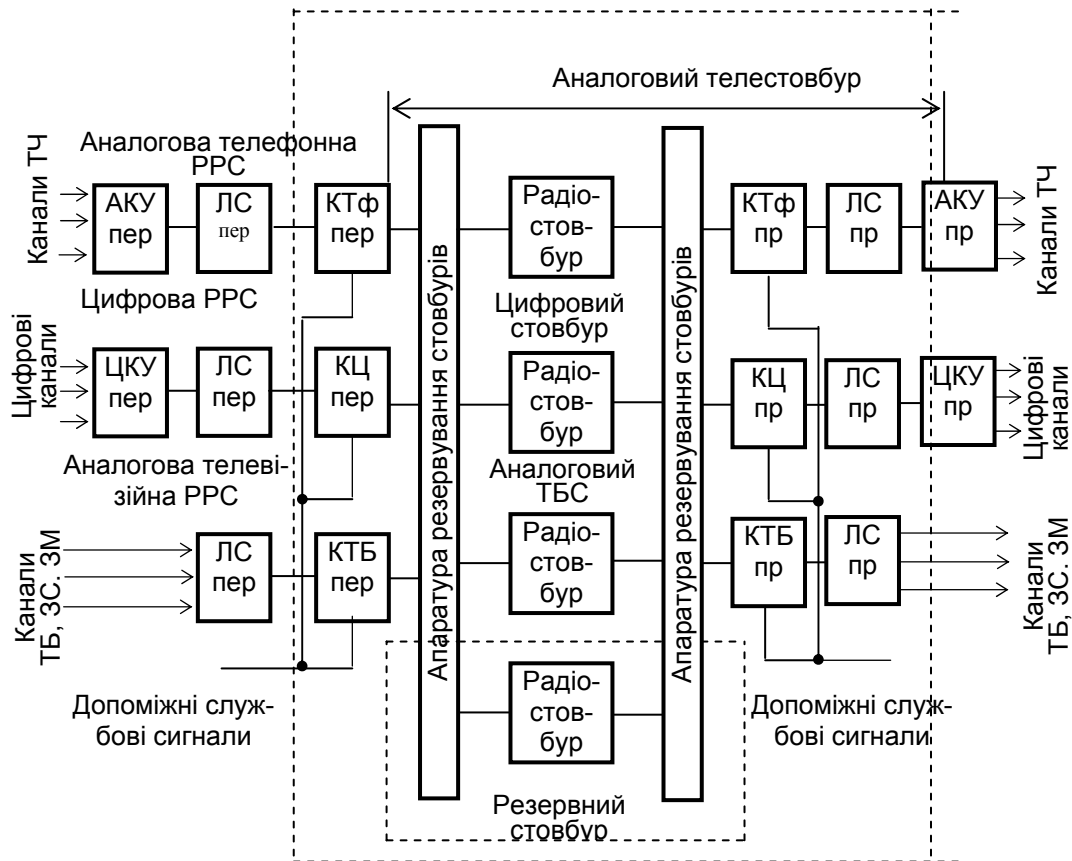


Рис. 2.6

На цьому рисунку наведено такі позначення: $АКУ_{пер(пр)}$ – аналогове каналоутворювальне устаткування й устаткування формування типових груп каналів (звичайне устаткування систем передачі з частотним розділенням) тракту передання (приймання); $ЦКУ_{пер(пр)}$ – цифрове каналоутворювальне устаткування й устаткування формування типових цифрових потоків (звичайне устаткування цифрових систем передачі на основі імпульс-

сно-кодової модуляції з часовим розділенням каналів) трактів передання (приймання); ЛС_{пер(пр)} – лінії сполучення передання (приймання); КТФ_{пер(пр)}, КЦ_{пер(пр)} і КТБ_{пер(пр)} – кінцеве устаткування відповідно телефонного, цифрового і телевізійного стовбурів передання (приймання); канали ТЧ, ТБ, ЗС, ЗМ – канали тональної частоти, телебачення, сигналів звукового супроводу телебачення й сигналів звукового мовлення відповідно.

У багатостовбурних РРСП з резервуванням кожний зі стовбурів містить радіостовбур, кінцеве устаткування й апаратуру резервування, що забезпечує перемикання на резервний стовбур при виході з ладу основного радіостовбура. У деяких РРС передбачено окремий стовбур службового зв'язку, що містить спрощене устаткування.

2.1.5. Частотні плани радіорелейних ліній

Спільна робота кількох стовбурів в одній системі радіозв'язку забезпечується шляхом їх частотного розділення. Частоти передання й приймання стовбурів необхідно вибирати таким чином, щоб вплив трактів передання на тракти приймання в стовбурах і взаємні завади між ними були мінімальними. Для цього в багатостовбурних системах частоти передання й приймання відносять до різних половин відведеної смуги частот, при цьому можуть використовуватися дво- (рис. 2.7, а) і чотиричастотні (рис. 2.7, б) плани, де

КС – кінцева станція, ПС – проміжна станція.

В обох планах для виключення можливості виникнення паразитних зв'язків між передавальним і приймальним трактами радіостовбура на кожному прогоні використовуються дві різні несні частоти в обох напрямках. Проте у двочастотному плані у протилежних напрямках використано одну й ту саму пару частот – f_1 і f_2 , а в чотиричастотному – дві різні пари: у прямому – f_1 і f_2 , а в зворотному – f_3 і f_4 . Двочастотний план дає змогу більш раціонально використовувати відведену смугу частот, але при цьому доводиться вживати додаткових заходів для захисту від впливу сигналів протилежного напрямку.

При проектуванні РРЛ слід урахувувати можливі зміни умов поширення радіохвиль. Коливання, які випромінює радіорелейна станція з частотою, наприклад, f_1 , можуть прийматися не тільки сусідньою станцією

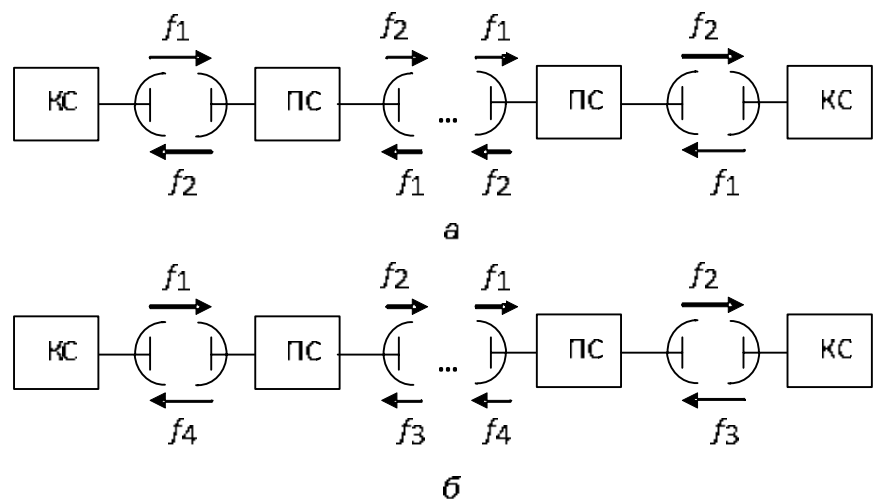


Рис. 2.7

(ПРС_{i+1}), а також і станцією, віддаленою від неї на три прольоти (ПРС_{i+3}). Проте для станції ПРС_{i+3} це буде паразитним сигналом, оскільки вона повинна приймати сигнали тільки від найближчої станції. Небажані сигнали від всіх інших станцій сприятимуть погіршенню якості приймання.

Для усунення подібних явищ ретранслятори радіорелейної лінії зв'язку розташовують не по прямій лінії, а зигзагом (рис. 2.8), так, щоб не

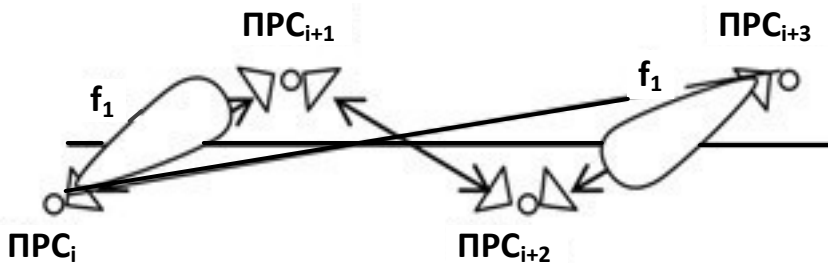


Рис. 2.8

збігалися головні напрямки основних ділянок траси, які використовують однакові частоти, при цьому застосовують спрямовані властивості антен. РРС розносять від генерального напрямку

РРЛ зв'язку таким чином, щоб напрямку на станцію, віддалену на три прольоти, відповідали мінімальні рівні діаграми спрямованості антени.

2.2. Розрахунок трас радіорелейних систем прямої видимості

Основною задачею розрахунку РРЛ є визначення якісних показників її роботи. Існує **три можливих схеми проведення розрахунків**:

- в умовах експлуатації і при реконструкції РРЛ;
- при проектуванні нових РРЛ;
- при розробленні радіорелейних систем і оцінюванні їх ефективності.

Ці схеми різняться наборами апріорно відомих параметрів і параметрів, які має бути визначено під час розрахунку.

При **розрахунку РРЛ в умовах їх експлуатації** є відомими:

- траса лінії;
- профілі інтервалів;
- тип обладнання;
- висоти антенних опор;
- електромагнітна обстановка, яка визначається взаємними завадами на РРЛ (при вузлоутворенні, прямому проходженні сигналу тощо), а також можливими завадами від інших РРЛ або радіоелектронних засобів.

Основне завдання полягає в проведенні перевірного розрахунку основних показників, при цьому необхідно визначити:

- середні рівні сигналу на інтервалах РРЛ;
- потужність шуму у верхньому телефонному каналі або відношення $U_{\text{ш}} / U_c$ у телевізійному каналі на кінці лінії, які перевищуються протягом 50 і 20 % часу (при переданні аналогової інформації);
- стійкість роботи лінії.

При розрахунках у загальному випадку враховуються як корисні сигнали, так і ті, що заважають. Отримані результати порівнюються з реко-

мендаціями ITU-R або іншими нормами, після чого приймаються ті чи інші рішення.

Якщо розрахунки виконуються **при проектуванні нових РРЛ**, то відомими (зазвичай з технічного доручення, яке видається замовником) є:

- напрям РРЛ із зазначенням основних пунктів;
- загальні міркування щодо схеми організації зв'язку і виділення каналів по трасі РРЛ;

- необхідна місткість лінії;
- перспектива розвитку зв'язку.

При цьому необхідно виконати:

- вибір траси РРЛ;
- вибір апаратури (іноді тип апаратури вказує замовник);
- визначення висот антенних опор при виконанні рекомендацій ITU-R або інших прийнятих норм;

- перевірний розрахунок потужності шуму у верхньому телефонному каналі або відношення $U_{ш}/U_c$ у телевізійному каналі, яке перевищується протягом 50 і 20 % часу або перевірний розрахунок стійкості;

- перевірний розрахунок середніх рівнів сигналу.

Питання по всіх пунктах мають вирішуватися з урахуванням електромагнітної сумісності РРЛ і радіоелектронних засобів у заданому районі.

При проектуванні нових радіорелейних систем відомими є тільки нормована стійкість роботи РРЛ в малому або великому відсотку часу й усереднені характеристики трас.

Під час розрахунків має бути визначено необхідні параметри приймально-передавальної апаратури й антенно-хвильового тракту, які мають забезпечувати необхідний енергетичний запас на завмирання сигналу.

Загальний порядок проведення розрахунків при проектуванні РРС є таким:

- 1) визначення частотного діапазону роботи РРС;
- 2) розрахунок основних енергетичних співвідношень;
- 3) урахування рефракції радіохвиль і рельєфу місцевості;
- 4) розрахунок множника ослаблення на різних трасах;
- 5) розрахунок рівнів сигналу на інтервалах РРЛ;
- 6) урахування завмирань сигналу на інтервалах РРЛ;
- 7) розрахунок стійкості роботи РРЛ;
- 8) визначення висот антенних опор при проектуванні РРЛ;
- 9) урахування завад, що виникають усередині РРЛ.

2.2.1. Розрахунок рівнів сигналу на інтервалах РРЛ

При проектуванні РРЛ в обов'язковому порядку розраховуються:

- 1) середні потужності сигналу на входах приймачів усіх інтервалів лінії $P_{пр}$ (точніше, потужності при середньому значенні градієнта $g_{ср}$);
- 2) потужності сигналу на входах приймачів, які не перевищуються

протягом 20 % часу будь-якого (найгіршого) місяця, $P_{пр}(20 \%)$.

Закладений в апаратурі запас на завмирання сигналу можна розрахувати згідно з виразом

$$10 \lg \left(\frac{\overline{P}_{пр}}{P_{пр пор}} \right) = -V_{пор}, \quad (2.1)$$

де $\overline{P}_{пр}$ – середня потужність на вході приймача;

$P_{пр пор}$ – мінімально допустима потужність на вході приймача;

$V_{пор}$ – максимально допустима величина повного множника ослаблення сигналу.

Середній рівень сигналу визначає також середню потужність шуму в каналах РРЛ, який є здавальним параметром РРЛ при налаштуванні лінії і контрольним – в умовах експлуатації.

Потужність $P_{пр}(20 \%)$ дає змогу оцінити допустиму величину потужності шуму в каналах лінії, що характеризує виконання рекомендацій ІТУ-Р. Для визначення відповідності цієї нормі на реальних РРЛ потрібні тривалі вимірювання у різні години доби.

Для розрахунку **середньої потужності на вході приймача певного інтервалу лінії** необхідно скористатися виразом:

$$\overline{P}_{пр} = P_{0пр} \overline{V}^2, \quad (2.2)$$

де $P_{0пр}$ визначається згідно з формулою (1.18);

\overline{V} – множник ослаблення при середній рефракції ($g = g_{ср}$).

Потужність сигналу на вході приймача, що не перевищується протягом 20 % часу,

$$P_{пр}(20 \%) = P_{0пр} V^2(20 \%), \quad (2.3)$$

де $V(20 \%)$ – значення, нижче за яке величина множника ослаблення не опускається протягом 20 % місяця.

На слабопересічених інтервалах РРЛ і пересічених інтервалах з відносно невеликими просвітами в більшості випадків значення $V(20 \%)$ визначаються статистикою завмирань, зумовленою змінами градієнта $g(20 \%)$. Для спрощення розрахунків замість градієнта $g(20 \%)$ можна використовувати градієнт, який перевищується протягом 16 % часу:

$$g(20 \%) \approx g_{ср} + \sigma, \quad (2.4)$$

де σ – стандартне відхилення статистичного розподілу значень g , яке знаходять за таблицями.

На пересічених трасах з великими просвітами значення $V(20 \%)$ визначаються в основному статистикою завмирань, зумовлених впливом хвиль, відбитих від підстильної поверхні, і неоднорідностей тропосфери. У

цьому випадку значення $V(20\%)$ обчислюють за усередненими експериментальними даними.

Значення $V(20\%)$ у децибелах залежно від довжини інтервалу й частоти сигналу наведено в табл. 2.1.

Таблиця 2.1

R_0 , км	2 ГГц	4...6 ГГц	8...11 ГГц
30	-1,2	-(1,5...2)	-(2...3)
40	-2	-(2,5...3)	-(3,2...4)
50	-3	-(3,5...4)	-(4,3...5)
60	-4	-(4,3...5)	-

У сумнівних випадках доцільно оцінити $V(20\%)$ двома способами: за градієнтом $g(20\%)$ і усередненими експериментальними даними. При обчисленні $P_{пр}(20\%)$ урахується найбільше (за абсолютною величиною) ослаблення $V(20\%)$.

2.2.2. Завмирання сигналу на інтервалах РРЛ

Завмирання сигналу виникають в окремі моменти часу, коли значення множника ослаблення стають **досить малими**.

Можливі причини завмирань:

- 1) змінення в часі метеорологічних умов на трасі РРЛ, що призводить до змінення вертикального градієнта діелектричної проникності повітря;
- 2) виникнення шарів у тропосфері з різким зміненням діелектричної проникності повітря;
- 3) виникнення опадів.

Глибина завмирань зазвичай характеризується миттєвим значенням $|V|$, дБ. Найбільш глибокі завмирання на інтервалах РРЛ, зумовлені першими двома факторами, найчастіше спостерігаються у вечірні, нічні й ранкові години літніх місяців, а в деяких районах – у ці ж години навесні або восени. Найбільша кількість глибоких завмирань спостерігається в морських, приморських і рівнинних районах.

Розрізняють такі типи завмирань на інтервалах РРЛ:

- 1) рефракційні:
 - через екранувальний вплив перешкод;
 - інтерференційного типу;
- 2) зумовлені впливом шаруватих неоднорідностей тропосфери:
 - інтерференційні через відбиття від шаруватих неоднорідностей тропосфери;
 - унаслідок екранувального впливу шаруватих неоднорідностей тропосфери;

- 3) через поглинання в газах;
- 4) через поглинання в гідрометеорах;
- 5) через ослаблення в пісчаних і пилових бурях;
- 6) через вплив діаграм спрямованості антенн.

Рефракційні завмирання через екранувальний вплив перешкод зумовлені зменшенням просвіту на трасі при субрефракції ($g > 0$) і попаданням приймальної антени в область глибокої тіні при $H(g) \ll 1$. Такі завмирання є порівняно повільними, мають слабку частотну залежність і відбуваються майже одночасно в усіх стовбурах радіорелейної системи, що працює в одному частотному діапазоні. Приклад змінення множника послаблення при рефракційних завмираннях, зумовлених екранувальним впливом перешкод, показано на рис. 2.9 (сухопутна пересічена траса на Україні, $R_0 = 55$ км, $H = +6$ м, $f = 3,7$ ГГц, частотний рознос між стовбурами $\Delta F = 58$ МГц).

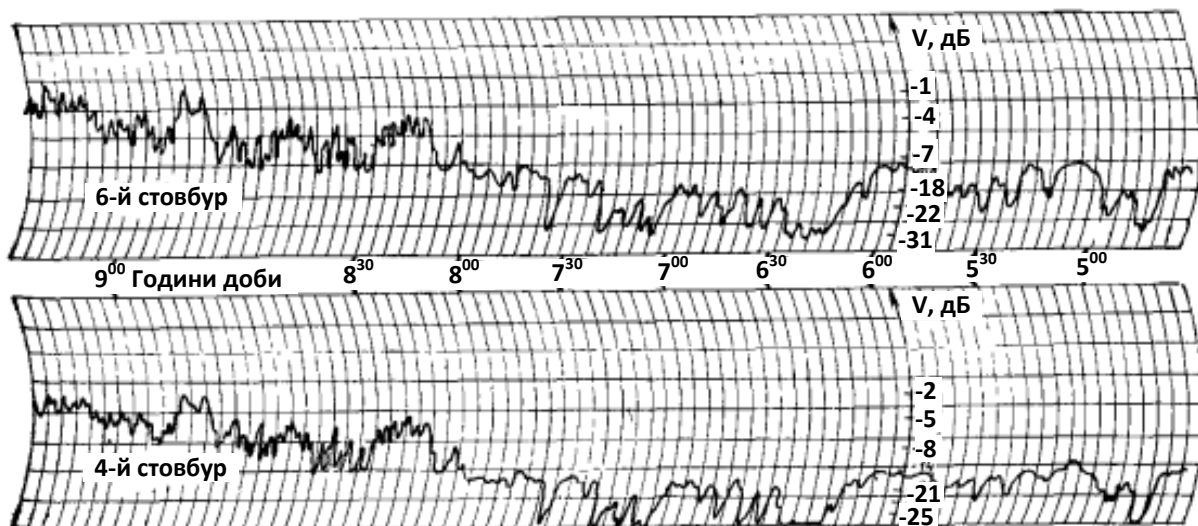


Рис. 2.9

Рефракційні завмирання інтерференційного типу зумовлені збільшенням просвіту на трасі при підвищеній рефлексії ($g < -8 \cdot 10^{-8}$ 1/м) і потраплянням приймальної антени в інтерференційні мінімуми, що виникають унаслідок взаємодії прямої хвилі й хвиль, відбитих від земної поверхні. Інтерференційні завмирання є частотно-селективними, мають швидкий характер, їх середня тривалість при глибині близько 35...25 дБ становить секунди й десятки секунд. Глибокі завмирання спостерігаються неодноразово у височастотних стовбурах радіорелейної системи. Приклад змінення множника послаблення при рефракційних завмираннях інтерференційного типу показано на рис. 2.10 (морська траса, $R_0 = 39$ км, $H = +43$ м, $f = 3,7$ ГГц, частотний рознос між стовбурами $\Delta F = 58$ МГц).

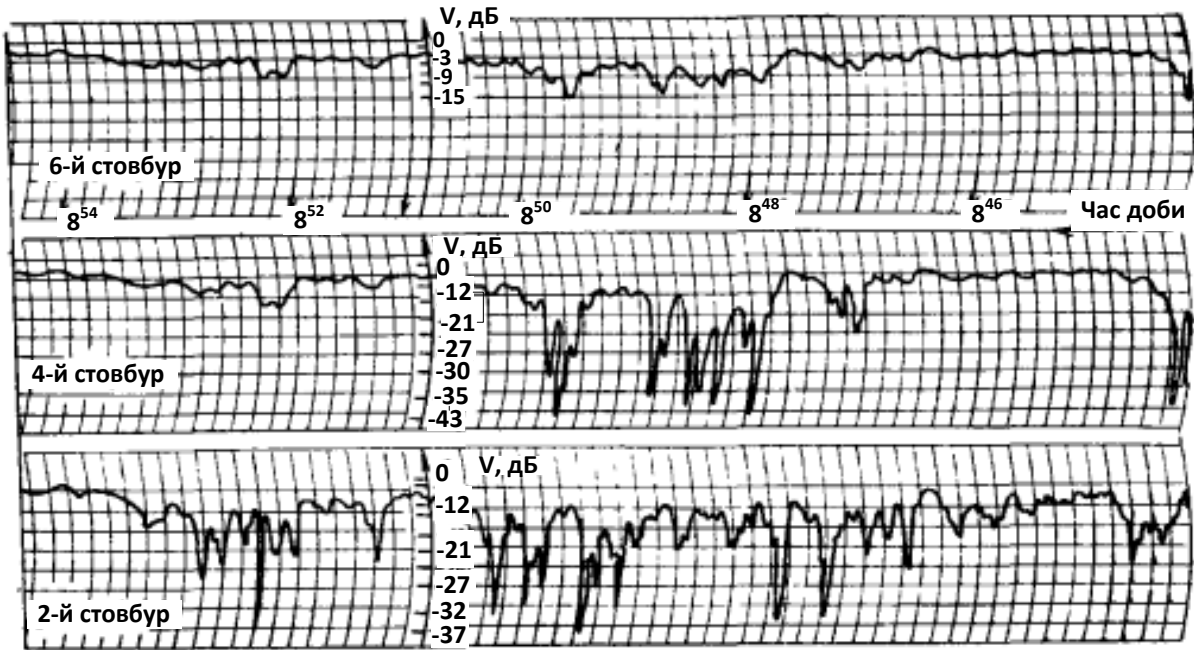


Рис. 2.10

Інтерференційні завмирання через відбиття від шаруватих неоднорідностей тропосфери зумовлені інтерференцією прямої хвилі й хвиль, відбитих від шаруватих неоднорідностей тропосфери (рис. 2.11, а), і потраплянням приймальної антени в інтерференційні мінімуми. До цього типу можна віднести також інтерференційні завмирання через багатопроменеве поширення в тропосферних хвилеводах (рис. 2.11, б).

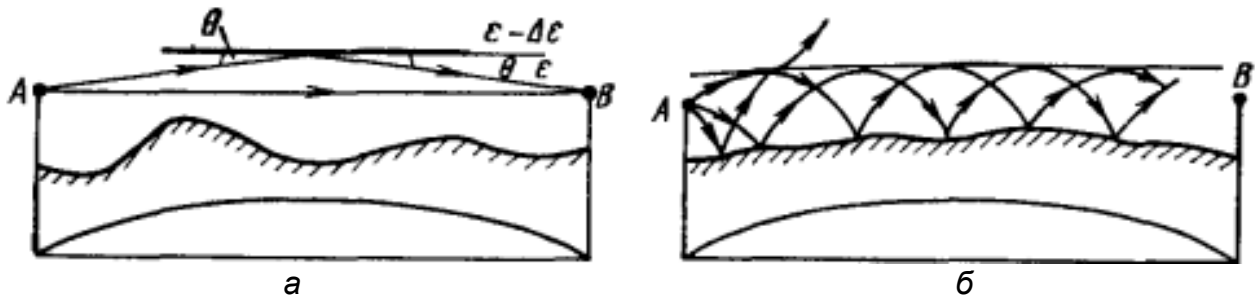


Рис. 2.11

Інтерференційні завмирання є аналогічними рефракційним завмиранням інтерференційного типу, частотно-селективними, у більшості випадків мають найшвидший характер, оскільки внаслідок безперервного змінення висоти відбивних шарів, їх інтенсивності й нахилу змінюються фазові й амплітудні співвідношення хвиль, які надходять. При глибині 25...35 дБ середня тривалість завмирань становить від секунд до долей секунд.

Відмінною рисою завмирань у тропосферних хвилеводах є те, що в більшості випадків їх спостерігають при високому середньому рівні сигналу $V_{cp} > +6$ дБ ($V > 2$). За результатами експериментів глибокі інтерференцій-

ні завмирання через відбиття від шаруватих неоднорідностей тропосфери на хвилях довше 12–15 см на сухопутних інтервалах РРЛ спостерігаються порівняно рідко. При зменшенні довжини хвилі кількість таких завмирань збільшується і в багатьох випадках вони визначають сумарну тривалість завмирань. На морських трасах вплив шаруватих неоднорідностей тропосфери спостерігається навіть на метрових хвилях.

Завмирання через екранувальний вплив шаруватих неоднорідностей тропосфери зумовлені ослабленням радіохвиль під час проходження через шаруваті неоднорідності тропосфери, коли більша частина енергії відбивається і лише невелика досягає точки приймання.

Характер завмирань є специфічним: великі ослаблення рівня сигналу навіть на десятки децибелів (10...30) можуть спостерігатися протягом тривалого часу, що може становити декілька годин. Іноді завмирання супроводжуються швидкими флуктуаціями сигналу відносно середнього рівня.

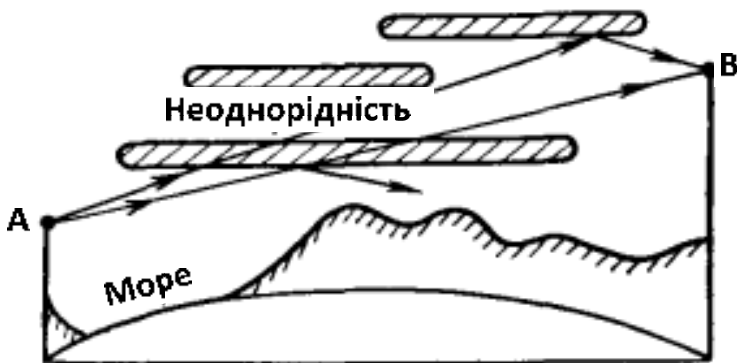


Рис. 2.12

Імовірно, такі флуктуації спричинені не тільки втратою енергії хвилі, але й додатковою інтерференцією прямої хвилі й хвиль, відбитих від інших неоднорідностей тропосфери. Механізм виникнення завмирань цього типу зображено на рис. 2.12, а приклад змінення множника послаблення

при завмираннях описаного типу – на рис. 2.13 (змішана траса – море, суша, $R_0 = 61$ км, $H = +11$ м, $f = 3,7$ ГГц, перепад висот між приймальною і передавальною антенами – 227 м). Завмирання є майже корельованими в межах одного частотного діапазону й спостерігаються одночасно в усіх стовбурах радіорелейної системи. Їх глибина збільшується зі збільшенням протяжності інтервалу або перепаду висот між приймальною і передавальною антенами (принаймні до 1°) і зменшенням довжини хвилі. На інтервалах РРЛ протяжністю 50...60 км такі завмирання зазвичай спостерігаються в морських районах, а на більш протяжних трасах – також у гірських районах. Цей тип завмирань вивчено досить слабо.

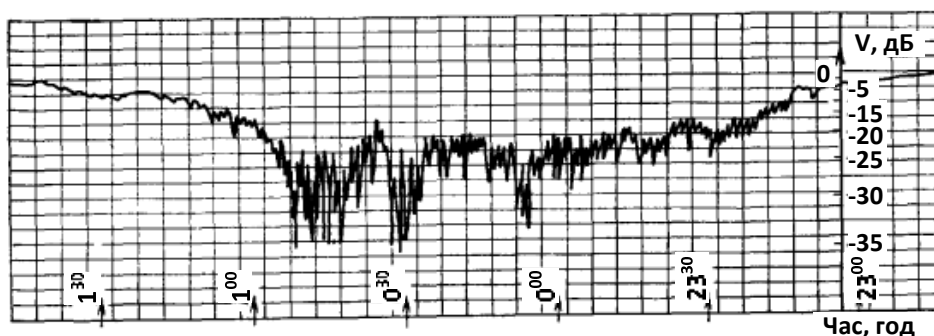


Рис. 2.13

Завмирання через вплив діаграм спрямованості (ДС) антен зумовлені варіаціями кутів виходу й надходження радіохвиль, спричиненими випадковими змінами умов рефракції, і є істотними при досить вузьких діаграмах спрямованості антен, оскільки за експериментальними даними на інтервалах РРЛ середньої довжини зміни кутів у вертикальній площині не перевищують $\pm 0,5^\circ$, у горизонтальній площині варіації кутів надходження приблизно в 4–5 разів менше, виняток становлять інтервали РРЛ на межах розділу середовищ (суша – море і т. д.).

Варіації кутів виходу й надходження радіохвиль характеризуються наявністю порівняно повільної компоненти, зумовленої змінами g , і компоненти, яка швидко змінюється, зумовленої впливом шаруватої структури тропосфери. У реальних умовах вплив кутів надходження може посилюватися через неточності юстування гостронаправлених антен, а також теплової й вітрової деформативності антенних опор. На практиці вплив ДС антен в найгірші місяці стає істотним при коефіцієнтах підсилення порядку 45 дБ (ширина діаграми за половиною потужності становить приблизно $0,9^\circ \dots 0,8^\circ$, тобто $\pm(0,45^\circ \dots 0,4^\circ)$). Характер завмирань є специфічним: на пересічених відкритих інтервалах РРЛ при застосуванні перископічних антен з номінальним підсиленням 45 дБ і висоті антенних опор 60...100 м можуть спостерігатися ослаблення середнього рівня сигналу до $-(10 \dots 20)$ дБ, які повільно змінюються й можуть зберігатися кілька годин. Ці завмирання є частотно-корельованими, спостерігаються в основному одночасно в усіх стовбурах РРС і є еквівалентними «втратам посилення» антен в окремі періоди часу. Приклад змінення множника ослаблення при завмираннях унаслідок впливу ДС антен показано на рис. 2.14 (середньопересічена траса – $G_{пер} = G_{пр} = 45$ дБ, $R_0 = 51$ км, $H = +42$ м, $f = 8$ ГГц, частотний рознос між стовбурами $\Delta F = 56$ МГц).

Завмирання через ослаблення сигналу гідрометеорами викликані ослабленням електромагнітної енергії внаслідок розсіювання частинками гідрометеорів (дощ, туман, сніг, град і т. д.) і нерезонансного поглинання її в самих частинках. Розсіювання й поглинання залежать від гідрометеорів (рідких або твердих), розмірів крапельних утворень, інтенсивності опадів, їх температури, довжини хвилі сигналу. Ці завмирання є повільними, частотно-корельованими й спостерігаються одночасно в усіх стовбурах радіорелейної системи, що працює в одному частотному діапазоні. Приклад змінення множника послаблення в часі при завмираннях, спричинених ослабленням сигналу в гідрометеорах, показано на рис. 2.15 (середньопересічена траса, вкрита лісом, $R_0 = 35,5$ км, $H = +66$ м, $f = 12,3$ ГГц).

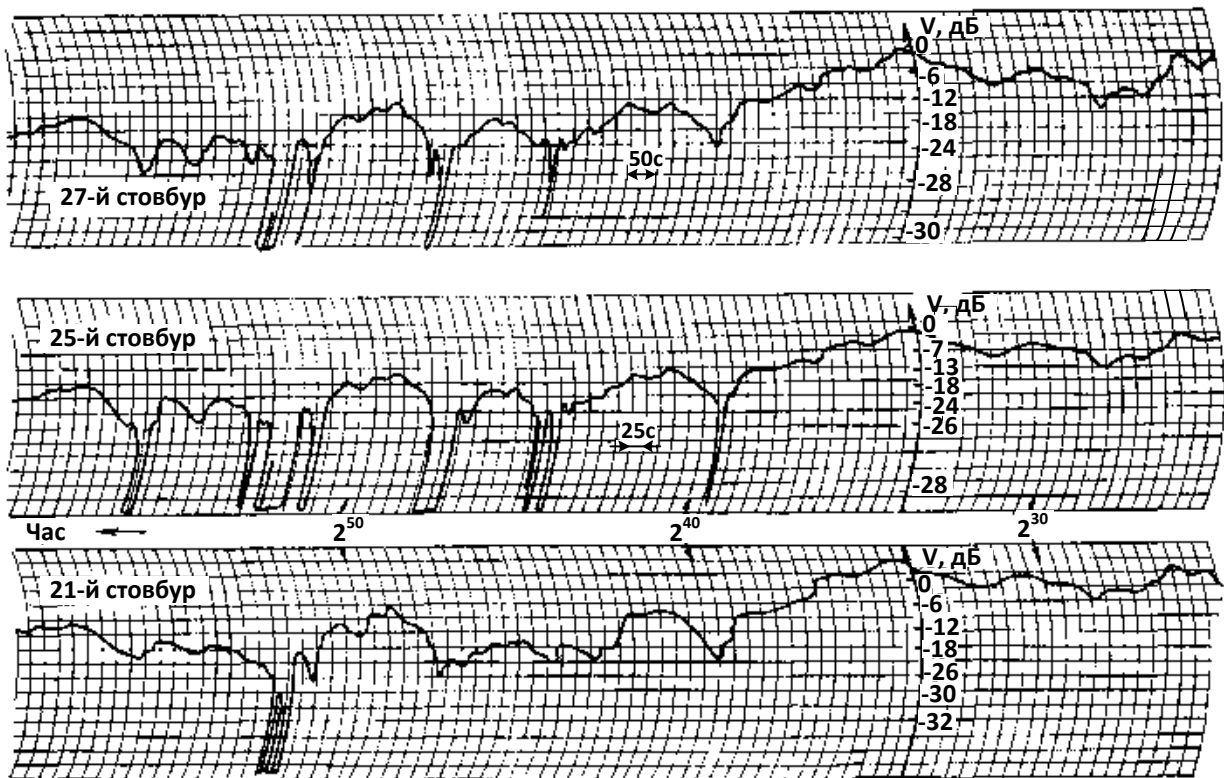


Рис. 2.14

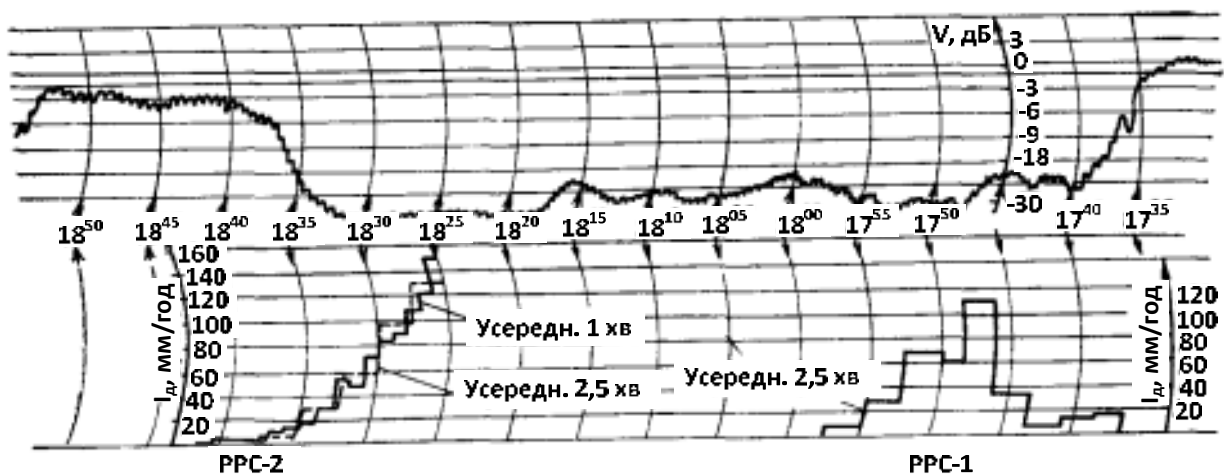


Рис. 2.15

2.2.3. Передання по РРЛ телефонних і телевізійних сигналів

Змінення множника ослаблення на інтервалах РРЛ під час завмирань, а також кореляція завмирань на різних інтервалах лінії мають випадковий характер і визначають випадкові зміни $P_{ш}$ і $(U_{ш}/U_c)^2$ в каналах РРЛ.

Миттєві значення V на різних інтервалах лінії мають слабку кореляцію. Глибокі завмирання ($V \ll 1$), які спостерігаються протягом малих відсотків часу, можна вважати статистично незалежними, тобто майже неодноразовими на різних інтервалах. У цьому випадку при розрахунках вважають, що в поточний момент відбувається завмирання сигналу на j -му ін-

тервалі, тоді як на інших $(N - 1)$ інтервалах лінії $V \approx 1$.

Розглянемо докладніше процес передання по РРЛ сигналів багато-канальної телефонії. У загальному випадку миттєву психофотометричну потужність шумів у каналі ТЧ на кінці лінії можна обчислити за виразом

$$P_{ш} = mP_{ш.гр.м} + \sum_{i=1}^N P_{ш.п_i} + \sum_{i=1}^{N-1} P_{ш.м_i}^0 + P_{ш.м_j} + P_{ш.н_j} + \sum_{i=1}^{N-1} P_{ш.м_i}^0 + P_{ш.м_j}, \quad (2.5)$$

де N – кількість інтервалів лінії;

m – кількість вузлових станцій, на яких виконується переприймання за груповим спектром (при цьому дві кінцеві станції прирівнюються до однієї вузлової);

$$mP_{ш.гр.м} + \sum_{i=1}^N P_{ш.п_i} - \text{потужність теплових і нелінійних шумів, які не за-}$$

лежать від рівня сигналу й визначаються груповим трактом і параметрами приймально-передавальної апаратури і АФТ;

$P_{ш.м_i}^0$ – потужність теплових шумів за умов відсутності завмирань на i -му інтервалі РРЛ;

$P_{ш.м_i}^0$ – потужність нелінійних шумів на i -му інтервалі при середньому відношенні завада/сигнал, яка обумовлена впливом внутрішніх і зовнішніх завадних сигналів;

$P_{ш.м_j}$ – потужність теплових шумів на i -му інтервалі, де в поточний момент відбувається завмирання сигналу;

$P_{ш.м_j}$ – потужність нелінійних (інтерференційних) шумів, зумовлених впливом завад на j -му інтервалі, де в поточний момент відбувається завмирання сигналу;

$P_{ш.н_j}$ – потужність нелінійних (перехідних) шумів, які вносяться j -м інтервалом лінії через багатопроменеве поширення радіохвиль.

Потужність теплових шумів на i -му інтервалі, де в поточний момент відбувається завмирання сигналу, можна обчислити за виразом

$$P_{ш.м_j} = \frac{MR_0^2}{\eta_j V_j^2}, \quad (2.6)$$

де η_j – добуток коефіцієнтів передання АФТ на передавальному й приймальному кінцях j -го інтервалу;

V_j – множник ослаблення на j -му інтервалі;

M – коефіцієнт, який залежить від електричних параметрів апаратури й антен, пВт/км^2 ,

$$M = 6,4 \cdot 10^{-4} \frac{n_{ш} \Delta F_{к} k_{п}^2 \beta_{п}}{P_{пер} \lambda^2 G_{пер} G_{пр}} \left(\frac{F_{к}}{\Delta f_{н}} \right)^2, \quad (2.7)$$

де $n_{ш}$ – коефіцієнт шуму приймача;

$\Delta F_{к}$ – ширина смуги КТЧ, яка становить 3,1 кГц;

$k_{п}$ – психофотричний коефіцієнт, для КТЧ $k_{п} = 0,75$;

$F_{к}$ – середня частота каналу в груповому спектрі, Гц;

$\Delta f_{н}$ – ефективне значення девіації частоти, яке відповідає вимірювальному рівню сигналу одного каналу на частоті ненульових передспотворень, Гц;

$P_{пер}$ – потужність сигналу на виході передавача, Вт;

$\beta_{п}$ – коефіцієнт, у якому враховано змінення девіації частоти при виведенні передспотворень залежно від частоти каналу.

При впливі однієї завади **потужність нелінійних (інтерференційних) шумів**, пВт, зумовлених впливом завад на **j -му інтервалі**, де в поточний момент **відбувається завмирання** сигналу, можна визначити за виразом

$$P_{ш.мj} = 10^9 \chi_{тф} \frac{P_{пр.м}}{P_{прj}}, \quad (2.8)$$

де $\chi_{тф}$ – безрозмірний коефіцієнт ослаблення завади під час передання телефонних сигналів (у загальному випадку – функція);

$P_{пр.м}$, $P_{прj}$ – відповідно потужності завадного й корисного сигналів на вході приймача j -го інтервалу.

Слід зазначити, що за наявності декількох незалежних джерел завад потужності нелінійних шумів сумуються.

При двопробеновому поширенні радіохвиль та інтерференції двох хвиль з близькими амплітудами, наприклад прямої хвилі й хвилі, відбитої від слабопересіченої поверхні землі, потужність нелінійних (перехідних) шумів, пВт, які вносяться j -м інтервалом лінії, можна обчислити за формулою

$$P_{ш.нj} \approx B \left(\frac{\Delta \gamma_j^2 \Phi_j (1 - \Phi_j^2) \sin(\gamma_j)}{V_j^4} \right)^2, \quad (2.9)$$

де Φ_j – модуль коефіцієнта відбиття від земної поверхні на j -му інтервалі;

$\Delta \gamma_j$ – зсув фаз між хвилями, які інтерферують, через запізнювання відбитої хвилі;

B – коефіцієнт, який визначається параметрами системи, пВт;

V_j – коефіцієнт відбиття, $V_j = \sqrt{1 + 2\Phi_j \cos(\gamma_j) + \Phi_j^2}$.

При переданні по РРЛ телевізійних сигналів розраховують не значення потужності сигналу на вході приймача, а **квадрат відношення миттєвого значення ефективної напруги шуму до розмаху сигналу** $(U_{ш}/U_{p.c})^2$. При цьому методика розрахунку є повністю аналогічною методиці розрахунку для телефонних сигналів, але при $P_{ш.H_j} = 0$. Інші два компоненти, які характеризують сигнал на інтервалі, де відбувається завмирання, можна обчислити за формулами

$$\left(\frac{U_{ш}}{U_{p.c}}\right)_{mj}^2 = \frac{T \cdot R_{0j}^2}{\eta_j V_j^2}, \quad (2.10)$$

де T – коефіцієнт, який залежить від електричних параметрів, км^{-2}

$$T = 2,1 \cdot 10^{-7} \frac{n_{ш} F_{max}}{P_{пер} \lambda^2 G^2} \left(\frac{F_{max}}{\Delta f_c}\right) B_{виз},$$

де F_{max} – верхня межа смуги пропускання відеосигналу, МГц;

Δf_c – девіація частоти передавача, яка відповідає сигналу зображення (розмах), МГц; зазвичай $\Delta f_c = 5,6$ МГц (повний розмах – 8 МГц);

$B_{виз}$ – візометричний коефіцієнт (коефіцієнт «зважування»), у якому враховано особливості сприйняття оком завад, спричинених тепловими шумами, $B_{виз} = 1,56 \cdot 10^{-2}$;

$$\left(\frac{U_{ш}}{U_{p.c}}\right)_{mj}^2 = 10^9 \chi_{ТВ} \frac{P_{пр.м}}{P_{пр.j}}, \quad (2.11)$$

де $\chi_{ТВ}$ – безрозмірний коефіцієнт ослаблення завади під час передання ТВ-сигналів. Якщо завадим є телевізійний сигнал, то за експериментальними даними $\chi_{ТВ} = 5 \cdot 10^{-3}$ (–23 дБ).

2.2.4. Мінімально допустиме значення множника ослаблення

Мінімально допустимим називають таке значення множника ослаблення $V_{j \min}$ на j -му інтервалі, при якому $P_{ш}$ або $(U_{ш}/U_{p.c})^2$ у каналі на кінці лінії дорівнює максимально допустимому значенню $P_{ш \max}$ або $(U_{ш}/U_{p.c})_{\max}^2$, що визначаються за рекомендаціями ITU-R (або за іншими прийнятими нормами) для малих відсотків часу. Значення $|V_{j \min}|$ відповідає необхідному енергетичному запасу апаратури на завмирання сигналу.

Під час передання сигналів багатоканальної телефонії

$$V_{jmin}^{T\Phi} \approx 10 \lg \left(\frac{P_{ш.м_j}^0 + P_{ш.м_j}^0 + P_{ш.м_j}^0}{P_{ш.м_{max}} - P_{ш.м_j} - P_{ш.н_j}} \right), \quad (2.12)$$

де $P_{ш.м_{max}}$ – максимально допустиме значення потужності теплових шумів, яке визначається з урахуванням норм ІТУ-R; для більшості практичних ситуацій прийнятним є значення $P_{ш.м_{max}} = 40000$ пВт;

$P_{ш.м_j}^0, P_{ш.м_i}^0$ – потужності нелінійних шумів, зумовлених прийманням завадних сигналів зі зворотного напрямку і зворотним випромінюванням антен сусідньої РРС; виникають при двочастотному плані побудови РРЛ;

$P_{ш.м_j}$ – потужність нелінійних шумів, зумовлених деполяризацією радіохвиль і виникненням завадної крос-поляризаційної компоненти сигналу; явище деполяризації (поворот площини поляризації) спостерігається при багатопроменевому поширенні радіохвиль у неоднорідній тропосфері й зоні опадів;

$P_{ш.н_j}$ – потужність нелінійних шумів, яка вноситься j -м інтервалом лінії через багатопроменеве поширення радіохвиль; урахується на слабопересічених інтервалах РРЛ з великими отворами, у системах великої місткості (понад 1000 каналів ТЧ).

Під час передання сигналів телебачення

$$V_{jmin}^{TB} \approx \left(\frac{U_{ш.м_j}^0{}^2 + U_{ш.м_j}^0{}^2 + U_{ш.м_j}^0{}^2}{U_{p.c}^2} \right) - \left(\frac{U_{ш.м_{max}}^2 - U_{ш.м_j}^2}{U_{p.c}^2} \right), \quad (2.13)$$

де $\left(\frac{U_{ш}}{U_{p.c}} \right)_{m_{max}}^2 = 1,26 \cdot 10^{-5} - \left(\frac{U_{ш}}{U_{p.c}} \right)_п^2$, де доданок $1,26 \cdot 10^{-5}$ відповідає нормованому ІТУ-R значенню -49 дБ;

$\left(\frac{U_{ш}}{U_{p.c}} \right)_п^2$ – постійна складова, яка не залежить від рівнів сигналів на інтервалах РРЛ.

Спочатку розраховуються окремі складові першого члена, при чому розрахунок виконується при середній рефракції. Результати, отримані у відносних одиницях, сумуються, а потім переводяться у децибели:

$$\left(U_{ш}/U_{p.c} \right)_{[дБ]} = 10 \lg \left(U_{ш}/U_{p.c} \right)^2.$$

Якщо початкові складові визначаються в децибелах, то сумування отриманих доданків у дужках виконується згідно з рис. 2.16.

На практиці при розрахунках V_{jmin} зазвичай користуються не узагальненими, а спрощеними формулами, у яких враховується вплив тільки тих

компонентів, які домінують. Можна виокремити такі випадки розрахунку $V_{j \min}$.

1. Визначальними є теплові шуми:

$$P_{ш.м_{max}} \geq P_{ш.н_j} + P_{ш.м_j}$$

$$P_{ш.м_j}^0 \geq P_{ш.м_j}^0 + P_{ш.м_i}^0,$$

тоді

$$V_{j \min}^{T\Phi} \approx 10 \lg \left(\frac{P_{ш.м_j}^0}{P_{ш.м_{max}}} \right). \quad (2.14)$$

Цей випадок є характерним для більшості інтервалів РРЛ.

2. Визначальними є теплові й нелінійні шуми, зумовлені прийманням зі зворотного напрямку:

$$P_{ш.м_{max}} \geq P_{ш.н_j} + P_{ш.м_j}$$

$$P_{ш.м_j}^0 \approx 0,$$

тоді

$$V_{j \min}^{T\Phi} \approx 10 \lg \left(\frac{P_{ш.н_j}^0 + P_{ш.м_i}^0}{P_{ш.м_{max}}} \right). \quad (2.15)$$

Цей випадок є типовим для РРС з двочастотним планом.

3. Особливі випадки: $P_{пр_{min}} < P_{пр_{пор}}$, де $P_{пр_{пор}}$ визначається пороговими показниками роботи апаратури:

$$V_{j \min} = V_{j_{пор}} = \frac{4\pi R_{0j}}{G\lambda} \sqrt{\frac{P_{пр_{пор}}}{P_{пер}\eta_j}}. \quad (2.16)$$

2.2.5. Розрахунок стійкості роботи РРЛ

Стійкість роботи РРЛ Y_{max} визначається відсотком часу будь-якого місяця, протягом якого значення $P_{ш}$ і $(U_{ш}/U_{p.c})^2$ у каналі на кінці лінії не перевищують гранично допустимих значень $P_{ш_{max}}$ і $(U_{ш}/U_{p.c})^2_{max}$.

У рекомендаціях ITU-R нормується не Y_{max} , а S_{max} – відсоток часу найгіршого (будь-якого) місяця, протягом якого $P_{ш} \geq P_{ш_{max}}$ і $(U_{ш}/U_{p.c})^2 \geq (U_{ш}/U_{p.c})^2_{max}$ на кінці гіпотетичної лінії заданої довжини, тобто $S_{max} = 100 - Y_{max}$.

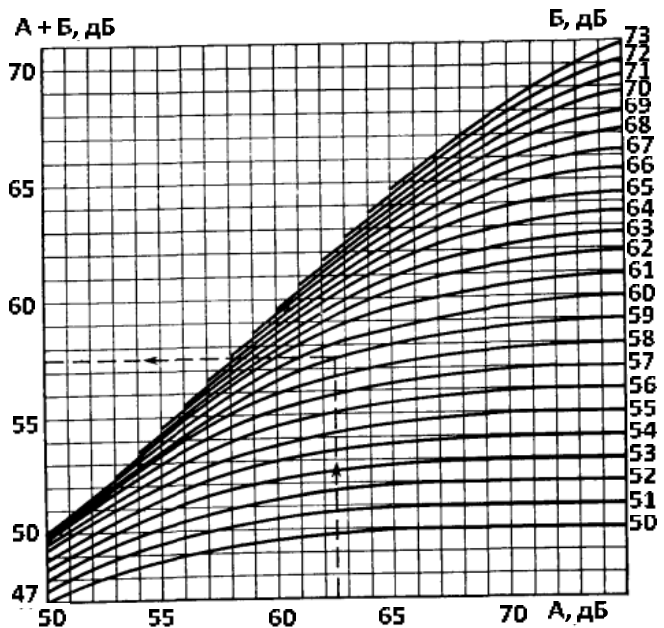


Рис. 2.16

У більшості випадків перевірний розрахунок стійкості проводиться за умови, що $P_{ш\max} = 47\ 500$ пВт. При цьому:

1) для магістральних ($L > 280$ км) і зонавих ($L > 200$ км) ліній $S_{\max} = 0,1L/L_2$, де L_2 – довжина еталонної гіпотетичної лінії. Залежно від типу системи L_2 може становити 600, 800, 1400 або 2500 км;

2) для магістральних ліній ($50 \leq L \leq 280$ км) $S_{\max} = 0,1 \cdot 280/2500 = 0,0112$ %;

3) для зонавих ліній ($50 \leq L \leq 200$ км) $S_{\max} = 0,1 \cdot 200/1400 = 0,0143$ %.

На реальних РРЛ має виконуватись умова

$$S_{\max} \geq S = \sum_{j=1}^N T_j(V_{j\min}), \quad (2.17)$$

де S – сумарний відсоток часу, протягом якого потужність шуму в каналах РРЛ набуває допустимих значень; $T_j(V_{j\min})$ – відсоток часу, протягом якого $V_j \leq V_{j\min}$, $P_{ш} \geq P_{ш\max}$, $(U_{ш}/U_{p.c})^2 \geq (U_{ш}/U_{p.c})_{\max}^2$.

Стійкість сигналу на інтервалі РРЛ характеризується інтегральним статистичним розподілом множника ослаблення $T(V)$, яке часто називають *кривою стійкості*.

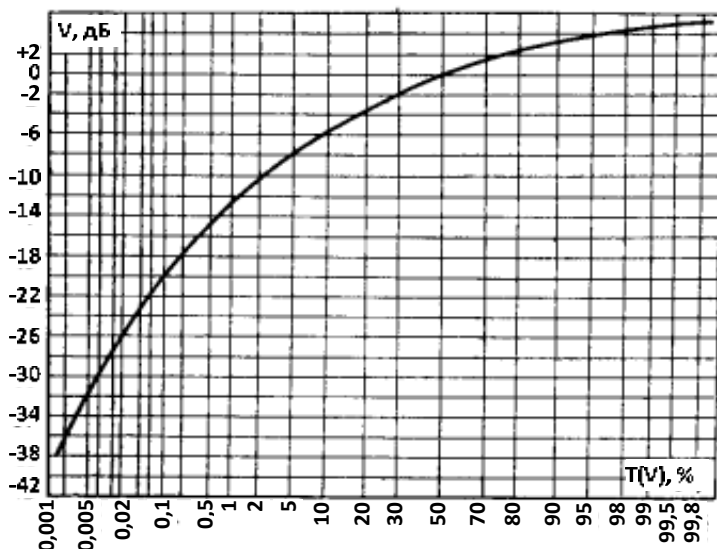


Рис. 2.17

тку часу будь-якого місяця:

$$T(V_{\min}) = T_0(V_{\min}) + T_{инт}(V_{\min}) + T_{д}(V_{\min}), \quad (2.18)$$

де $T_0(V_{\min})$ – відсоток часу, протягом якого $V < V_{\min}$ через екранувальний вплив перешкод;

$T_{инт}(V_{\min})$ – відсоток часу, протягом якого $V < V_{\min}$ через інтерференційну структуру поля, зумовлену впливом хвиль, відбитих від підстильної поверхні й шаруватих неоднорідностей тропосфери;

$T_d(V_{min})$ – відсоток часу, протягом якого $V < V_{min}$ через вплив дощів.

Обчислення компоненти $T_0(V_{min})$ виконують за формулою

$$T_0(V_{min}) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{g_0}^{\infty} e^{-\frac{(g-g_{cp})^2}{2\sigma^2}} dg, \quad (2.19)$$

де g_{cp} і σ визначають за таблицями з урахуванням географічного положення місцевості;

g_0 – максимальне значення g , при якому $V = V_{min}$; g_0 визначають за графіком $V(g)$, наведеним у довідковій літературі.

У довідковій літературі значення $T_0(V_{min})$ можуть бути наведені у вигляді графіка залежності $T_0(V_{min})$ від нормованого параметра

$$\psi = (g_0 - g_{cp})/\sigma. \quad (2.20)$$

Приклад такої залежності показано на рис. 2.18.

На пересічених інтервалах РРЛ (траси, де впливом відбиття від поверхні землі можна знехтувати) обчислення $T_{инт}(V_{min})$ виконується за виразом

$$T_{инт}(V_{min}) \approx T_{мп}(V_{min}) = V_{min}^2 T(\Delta\varepsilon), \quad (2.21)$$

де $T_{мп}(V_{min})$ – відсоток часу, протягом якого $V < V_{min}$ через вплив хвиль, відбитих від неоднорідностей тропосфери.

На слабопересічених інтервалах РРЛ (де впливом відбитих радіохвиль від підстильної поверхні землі знехтувати не можна) для обчислення $T_{инт}(V_{min})$ використовується формула

$$T_{инт}(V_{min}) = QV_{min}^2 T(\Delta\varepsilon). \quad (2.22)$$

Тут Q – коефіцієнт, у якому враховано вплив інтерференційних мінімумів, зумовлених відбиттям від поверхні землі, що залежить від кліматичних умов району;

$T(\Delta\varepsilon)$ – імовірність, %, виникнення інтерференційних завмирань, зумовлених відбиттям радіохвиль від шаруватих неоднорідностей тропосфери з перепадом діелектричної проникності повітря $\Delta\varepsilon$:

$$T(\Delta\varepsilon) = 4,1 \cdot 10^{-4} \xi R_0^2 f^{1,5},$$

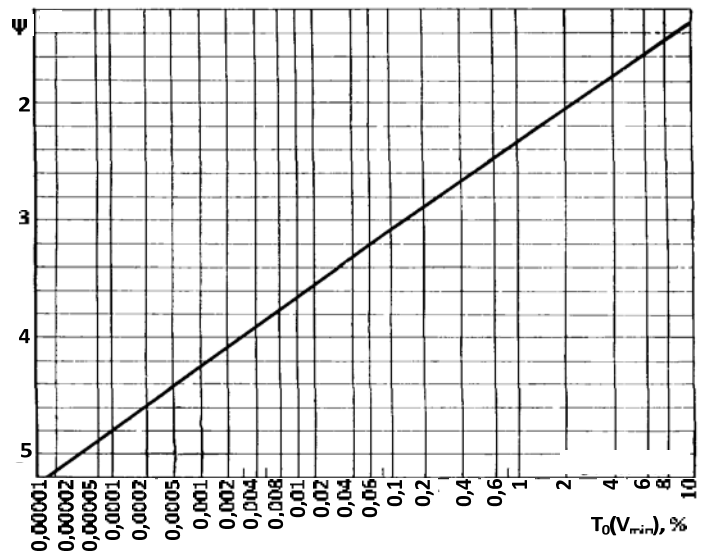


Рис. 2.18

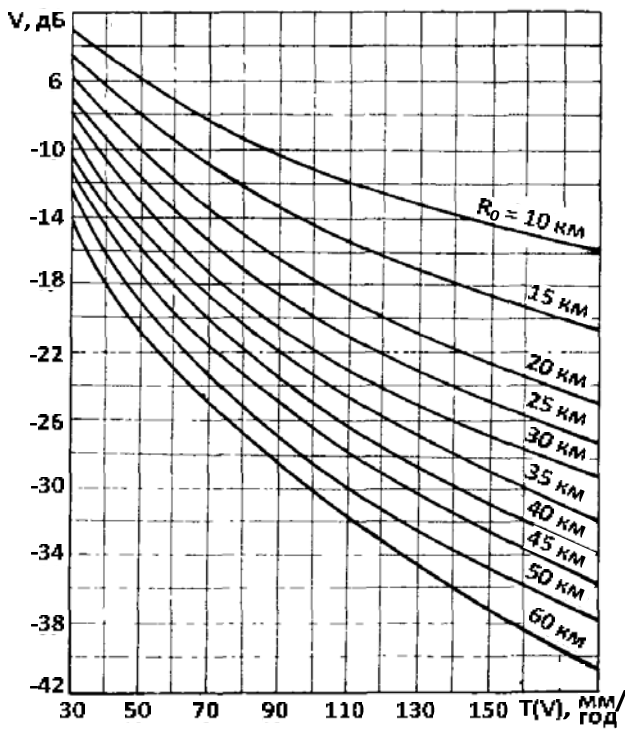


Рис. 2.19

де R_0 – довжина інтервалу РРЛ, км; f – частота сигналу, ГГц; ξ – емпіричний коефіцієнт, $\xi = 1$ для сухопутних районів і $\xi = 5$ – для приморських районів і районів підвищеної вологості (поблизу річок, болот).

Для визначення $T_{\delta}(V_{min})$ за експериментальними кривими визначають максимально допустиму інтенсивність дощу $I_{\delta op}$ (рис. 2.19), яка може спричинити ослаблення сигналу на трасі до V_{min} . При цьому враховується довжина інтервалу РРЛ R_0 . Далі за інтегральними статистичними розподілами інтенсивності дощів (рис. 2.20) для необхідного регіону визначають відсоток часу, протягом якого $I \geq I_{\delta op}$, який і буде відображенням величини $T_{\delta}(V_{min})$ у відсотках.

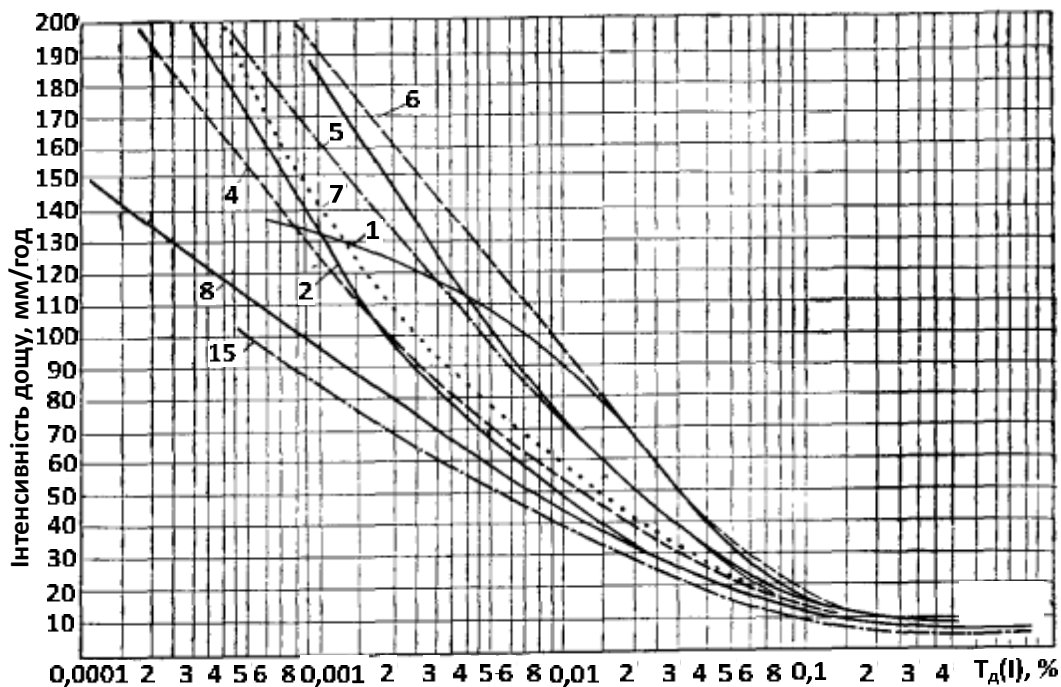


Рис. 2.20

2.2.6. Методи підвищення стійкості сигналу на інтервалах РРЛ

Методи, які застосовуються для підвищення стійкості сигналу на інтервалах РРЛ, можна поділити на дві групи:

- раціональний вибір трас;
- спеціальні заходи.

При проектуванні РРЛ траси необхідно вибирати таким чином, щоб відбитий від поверхні землі промінь був сильно ослабленим. Для цього необхідно:

1) віддавати перевагу пересіченій місцевості й уникати рівнин і водних поверхонь;

2) ретрансляційні пункти розташовувати так, щоб відбитий промінь закривався якою-небудь перешкодою;

3) ретрансляційні пункти розміщувати на різних висотах, оскільки в цьому випадку точка відбиття знаходиться в безпосередній близькості до низькорозташованої станції, збільшуються кути ковзання, а отже, і значення місцевих нерівностей, що приводить до зменшення коефіцієнта відбиття.

До спеціальних заходів зі зменшення глибини завмирань відносять:

– **просторово-рознесене приймання** (ПРП) – здвоєне приймання з рознесенням приймальних антен за висотою;

– **частотно-рознесене приймання** (ЧРП) – здвоєне приймання з рознесенням несних частот;

– **територіально-рознесене приймання** (ТРП) – здвоєне приймання з рознесенням трас за територією;

– **допоміжні методи**: збільшення спрямованості антен, застосування екранів.

ПРП і ЧРП є найбільш ефективними засобами боротьби з інтерференційними завмираннями і майже не зменшують глибини завмирань, що виникають через екранувальний вплив перешкод і ослаблення в опадах. Ці способи зазвичай застосовуються в найбільш важких умовах: на плоских трасах і в морських районах. Для реалізації ПРП або ЧРП потрібна додаткова апаратура: подвійний комплект приймачів і антен при просторовому рознесенні або додатковий комплект приймально-передавальної апаратури при частотному рознесенні.

ТРП є ефективним засобом боротьби із завмираннями, зумовленими впливом опадів. Цей спосіб рознесення потребує побудування територіально-рознесених резервних ліній.

2.3. Дальнє тропосферне поширення УКХ

Тропосферою називають нижній шар атмосфери, розташований безпосередньо над поверхнею Землі. Висота тропосфери в полярних широтах становить 8...10 км, у помірних широтах – 10...12 км, в тропіках – 16...18 км. У тропосфері міститься майже вся маса повітря.

Дальнє тропосферне поширення (ДТП) УКХ ($\lambda = 10...0,01$ м) – це поширення радіохвиль шляхом перевипромінювання в неоднорідній тропосфері. ДТП УКХ спостерігається на відстанях приблизно до 1200 км без урахування відстаней до горизонту від передавальної і приймальної антен. Цей вид поширення радіохвиль використовується в тропосферних радіо-релейних лініях зв'язку. При ДТП іноді виникають незвично сприятливі

умови, що може бути причиною виникнення завад від далеко розташованих передавальних станцій.

Механізм ДТП полягає в такому. У тропосфері завжди є окремі об'єми повітря, коефіцієнт заломлення яких відрізняється від коефіцієнта заломлення навколишнього середовища на дуже малу величину $\Delta n = 5 \cdot 10^{-7} \dots 5 \cdot 10^{-5}$. Ці об'єми повітря являють собою **неоднорідності** різної величини. Під дією сил тяжіння деякі неоднорідності набувають шаруватої форми. Шари мають товщину від десятих часток метра до кількох сотень метрів, а їх протяжність у горизонтальній площині становить від десятків метрів до десятків кілометрів (приклад: хмари).

Під дією випромінювання, що створюється передавальною антеною, кожна неоднорідність перетворюється на вторинний випромінювач, викликаючи розсіювання або відображення радіохвиль далеко за горизонт. Розсіювання радіохвиль зумовлене переважно дрібномасштабними неоднорідностями, відображення – шаруватими неоднорідностями великих розмірів.

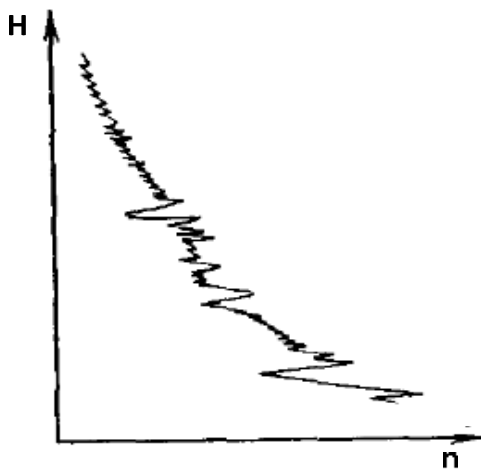


Рис. 2.21

Коефіцієнт заломлення повітря n у середньому зменшується з висотою (рис. 2.21). Невеликі флуктуації Δn на кривій пов'язані з наявністю дрібномасштабних неоднорідностей, а порівняно великі – з наявністю шарів.

Найбільш велике перевипромінювання спостерігається від неоднорідностей з товщиною $l \approx \lambda / \theta$, де θ – кут «розсіювання». Хвиля відбивається від нижньої і верхньої поверхонь такої неоднорідності у фазі. Кут θ в реальних умовах становить кілька градусів, тому інтенсивно перевипромінюють тільки ті неоднорідності, товщина яких $l \gg \lambda$.

При ДТП в область тіні перевипромінюється дуже мала частина енергії. Значна її частина проникає через товщу атмосфери, гублячись у світовому просторі.

Чим більше Δn і чим менше θ , тим вище інтенсивність перевипромінювання і рівень сигналу в місці приймання. У перевипромінюванні радіохвиль мають значення неоднорідності тропосфери, розташовані вище від площин, проведених з точок передання і приймання дотично до земної поверхні (рис. 2.22). З іншого боку, поле, яке перевипромінюється кожною неоднорідністю, є тим меншим, чим вище розташовано неоднорідність або чим далі вона знаходиться від траси АВ, оскільки при цьому збільшується кут θ . Тому в перевипромінюванні радіохвиль задіяно певний об'єм тропосфери, обмежений з усіх боків, який за формою нагадує призму. Довжина такого «ефективного» тропосферного об'єму уздовж траси становить приблизно $R/2$ (де R – довжина траси), а висота і ширина – кілька кілометрів.

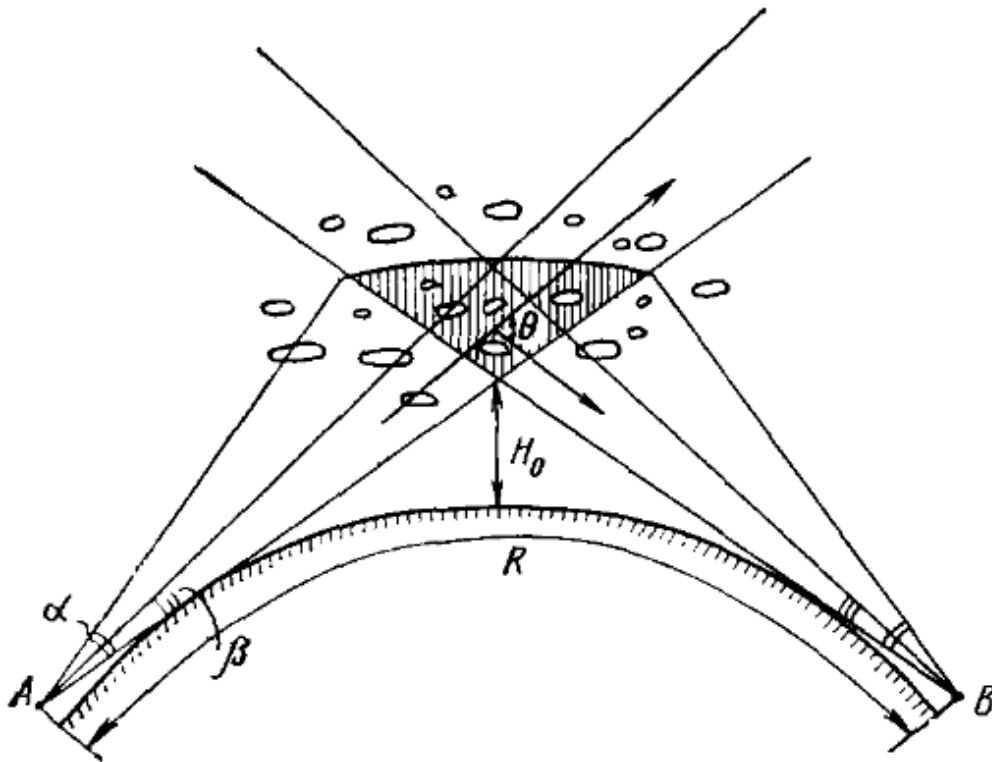


Рис. 2.22

Висота нижньої точки об'єму (точка перетину дотичних до горизонту) над поверхнею землі

$$H_0 \approx R^2 / (8a_e), \quad (2.23)$$

де a_e – еквівалентний радіус Землі (радіус уявної сферичної поверхні Землі, для якого траєкторія радіохвилі є прямолінійною за умови, що вона проходить на тій самій висоті, що й криволінійний промінь над реальною поверхнею), $a_e \approx 8500$ км.

Кутова ширина ефективного об'єму перевипромінювання, яка відлічується за точками, де потужність сигналу зменшується вдвічі, у вертикальній площині (кут α) становить приблизно $1,7^\circ$, а в горизонтальній – приблизно 10° .

Потужність сигналу на вході приймача при ДТП неперервно змінюється в часі:

$$P_{пр} = P_0 V^2(T), \quad (2.24)$$

де P_0 – потужність сигналу на вході приймача при поширенні сигналу у вільному просторі;

V – множник ослаблення.

Слід зазначити, що на величину множника ослаблення при ДТП впливає багато факторів, зокрема:

- довжина траси;
- рельєф місцевості;
- висота підняття антен;

- довжина хвилі;
- неоднорідність тропосфери.

Тому особливо складним при розрахунку рівня сигналу на вході приймача є визначення величини множника ослаблення. Сьогодні не існує єдиної методики визначення множника ослаблення, тому більшу частину розрахунків, пов'язаних з ДТП, проводять напівемпірично.

В інженерних розрахунках, пов'язаних з ДТП, замість дійсної відстані між пунктами, що кореспондують, R береться еквівалентна відстань R_e . Це дає змогу врахувати вплив рельєфу місцевості на рівень сигналу.

Більшість трас РРЛ, на яких використовується ДТП, знаходяться на висоті $\Delta H \approx 0,15 \dots 0,25$ км над рівнем моря. Для таких трас R_e визначається тільки кутом розсіювання:

$$R_e = a_e \theta = R + a_e (\Delta_1 + \Delta_2), \quad (2.25)$$

де R – географічна протяжність траси, км;

Δ_1, Δ_2 – кути закриття (відкриття) у кінцевих пунктах траси (рис. 2.23), рад.

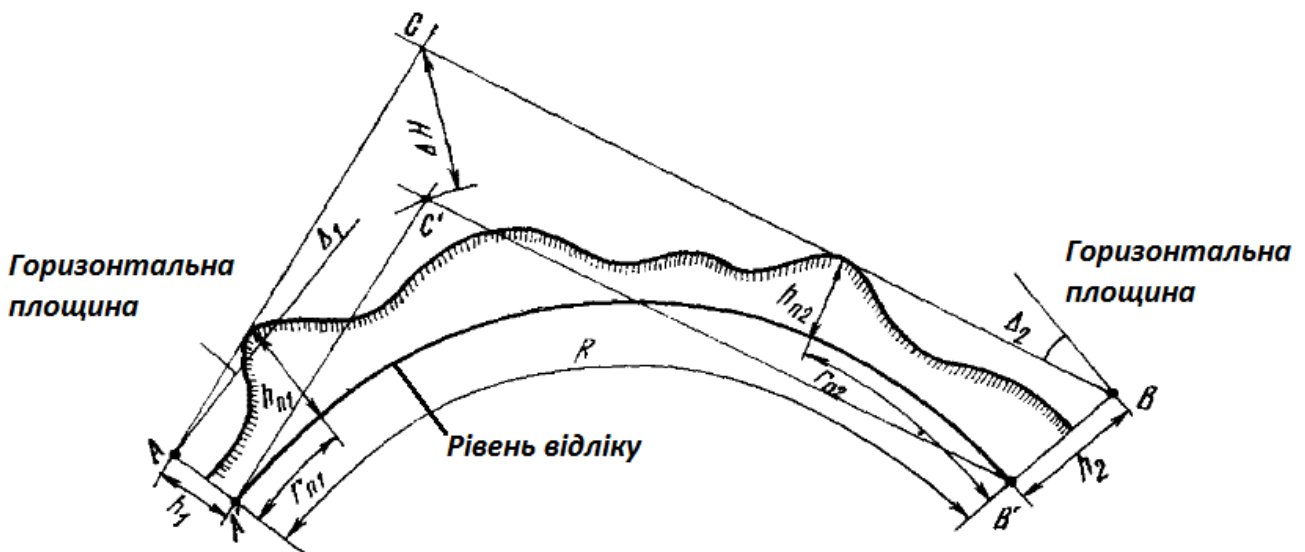


Рис. 2.23

Горизонтальна площина – це площина, що проходить через центр антени перпендикулярно до радіуса Землі.

Значення кутів Δ_1 і Δ_2 беруться зі знаком «плюс», якщо вершина перешкоди знаходиться вище за горизонтальну площину (кут закриття), і зі знаком «мінус», якщо перешкода знаходиться нижче від цієї площини (кут відкриття). Кути Δ_1 і Δ_2 , рад, визначаються з профілів кінцевих ділянок траси, побудованих для $a_e = 8500$ км, за формулами

$$\Delta_1 = \frac{h_{п1} - h_1}{r_{п1}} - 5,9 \cdot 10^{-5} r_{п1}; \quad (2.26)$$

$$\Delta_2 = \frac{h_{п2} - h_2}{r_{п2}} - 5,9 \cdot 10^{-5} r_{п2}, \quad (2.27)$$

де $h_1, h_2, h_{п1}, h_{п2}$ – висоти над рівнем моря центру антени і перешкоди, якої торкається лінія АС або ВС, відповідно;

$r_{п1}, r_{п2}$ – відстань від антени до найвищої точки перешкоди.

В окремому випадку, коли $\Delta_1 = \Delta_2 = 0$, маємо $R_e = R$. При збільшенні кутів закриття R_e збільшується і стає більшим за R . Якщо антени встановлено на панівних височинах так, що кути закриття є негативними, то $R_e < R$.

Рівень сигналу при ДТП змінюється повільно, але зі швидкими флуктуаціями. Такий характер сигналу зумовив необхідність умовного поділу його завмирань на швидкі й повільні.

Швидкі завмирання – це змінення миттєвих значень рівня сигналу в межах деякого малого періоду часу ΔT .

Змінення величини множника послаблення при швидких завмираннях описується виразом

$$\Delta V_{ш} = 20 \lg(V/V_M), \quad (2.28)$$

де V, V_M – миттєве й медіанне значення множника ослаблення за період часу ΔT . Тривалість періоду ΔT вибирається більше, ніж тривалість квазі-періоду миттєвих змін сигналу, на практиці $\Delta T = 1 \dots 5$ хв, але іноді може становити $15 \dots 60$ хв.

Повільні завмирання – це змінення величин V_M відносно медіанного значення V_{MM} , обчисленого за тривалий термін (місяць, рік).

Змінення величини множника ослаблення при повільних завмираннях описується виразом

$$\Delta V_{п} = 20 \lg(V_M/V_{MM}). \quad (2.29)$$

Повільні завмирання можна помітити за період часу $2 \dots 4$ години (радіус автокореляції).

На рис. 2.24 показано характер завмирань рівня сигналу при ДТП.

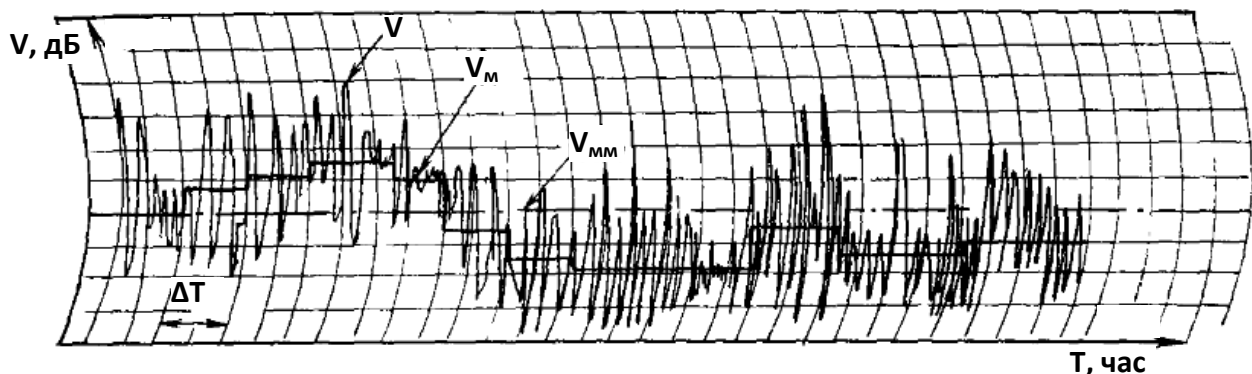


Рис. 2.24

Швидкі завмирання зумовлені інтерференцією багатьох хвиль, перевипромінюваних неоднорідностями тропосфери, які рухаються й одночасно змінюють свої розміри й інтенсивність. Для інженерних розрахунків статистичний розподіл глибини швидких завмирань апроксимують законом Релея.

Повільні завмирання сигналу спричинені змінням умов рефракції і повільним змінням параметрів неоднорідностей (інтенсивності, розмірів). Повільні завмирання сигналу спостерігаються зазвичай при проходженні теплих і холодних фронтів повітря. Глибина повільних завмирань протягом зимового місяця підпорядковується логарифмічно-нормальному закону. Графіком логарифмічно-нормального закону є пряма лінія, нахил якої відносно осі абсцис визначається стандартним відхиленням σ . Відлік σ проводиться в децибелах між медіанним рівнем (50 %) і рівнем, який відповідає 16 % (або 84 %) часу. Відхилення σ залежить від еквівалентної довжини траси R_e і коефіцієнта підсилення використовуваних антен і майже не залежить від довжини хвилі.

У літні місяці закон розподілу глибин повільних завмирань помітно відрізняється від логарифмічно-нормального особливо в області високих рівнів сигналу. Тому його визначають за експериментальними даними, однак такий підхід потребує обережності, тому що для однакових умов приймання розкид значень $\Delta V_M(T)$ за різні періоди спостережень становить 10...15 дБ.

На рис. 2.25 показано закони розподілу глибини швидких завмирань згідно із законом Релея (крива 1, ліва шкала) і повільних завмирань за логарифмічно-нормальним законом (крива 2, права шкала).

Добовий хід рівня сигналу на трасах ДТП відзначається зазвичай у ясну, безвітряну погоду, особливо влітку. У похмурі дні за наявності вітру, дощу або снігу змінення рівня сигналу в межах доби є непомітними. Максимум сигналу спостерігається вночі й уранці, мінімум – у денні години. Це пояснюється тим, що вночі й уранці збільшується рефракція і виникають шаруваті утворення в тропосфері. На сухопутних трасах довжиною приблизно 100...500 км змінення усередненої за кожну годину медіани рівня протягом доби становить приблизно 4 дБ узимку і 10 дБ улітку. На більш протяжних трасах розмах добових коливань годинної медіани становить 2–4 дБ і майже не залежить від пори року. На морських і приморських трасах добові коливання зазвичай є більшими. Особливої доби розмах добового ходу може становити 40...80 дБ.

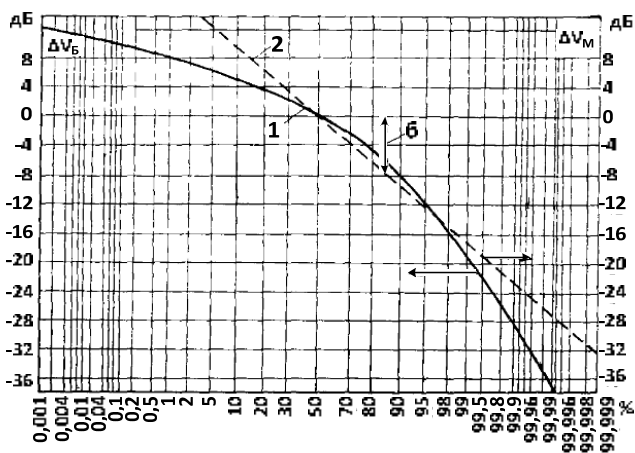


Рис. 2.25

Сезонні коливання рівня сигналу – це коливання місячної медіани рівня сигналу протягом року. Розмах сезонних коливань залежить від багатьох факторів: клімату, коефіцієнта посилення антен (рис. 2.26), довжини траси тощо. На трасах довжиною 100...700 км при слабоспрямованих антенах розмах сезонних коливань місячної медіани становить 5...10 дБ, для антен з коефіцієнтом підсилення 40...45 дБ – близько 15 дБ. На відстані 1000 км такого роду зміна становить кілька децибел.

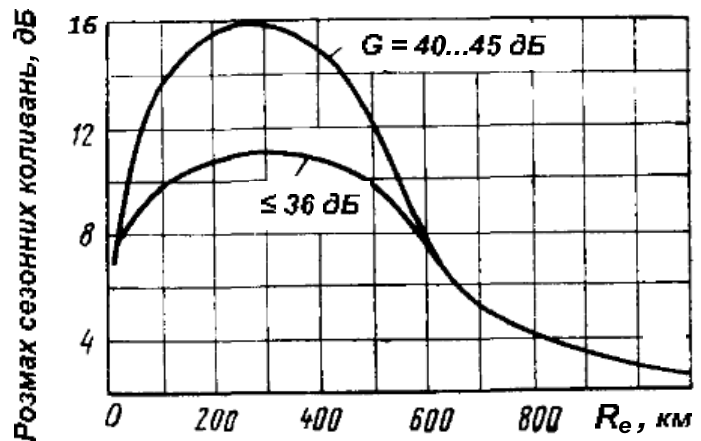


Рис. 2.26

Середній рівень сигналу визначається медіанним значенням множника ослаблення $V_{M,M}$ за найгірший (зимовий) місяць.

Фізична причина зменшення множника ослаблення при збільшенні довжини траси пояснюється збільшенням кута розсіювання, тобто зменшенням коефіцієнта розсіювання або відбиття, а також тим, що обсяг перевипромінювання зміщується вгору, в область тропосфери, де інтенсивність неоднорідностей є слабшою.

На рис. 2.27 зображено залежності $V_{M,M}(R_e, f)$ у найкращому (літньому, рис. 2.27, а) і найгіршому (зимовому, рис. 2.27, б) місяцях для сухопутних трас при використанні слабоспрямованих антен (ШГП ДС більше або дорівнює 20° за рівнем 3 дБ).

При використанні на трасі ДТП антен з ШГП ДС менше 2° реальний коефіцієнт підсилення антен виявляється меншим, ніж в умовах вільного простору. Цей ефект називають **втратами підсилення антен**.

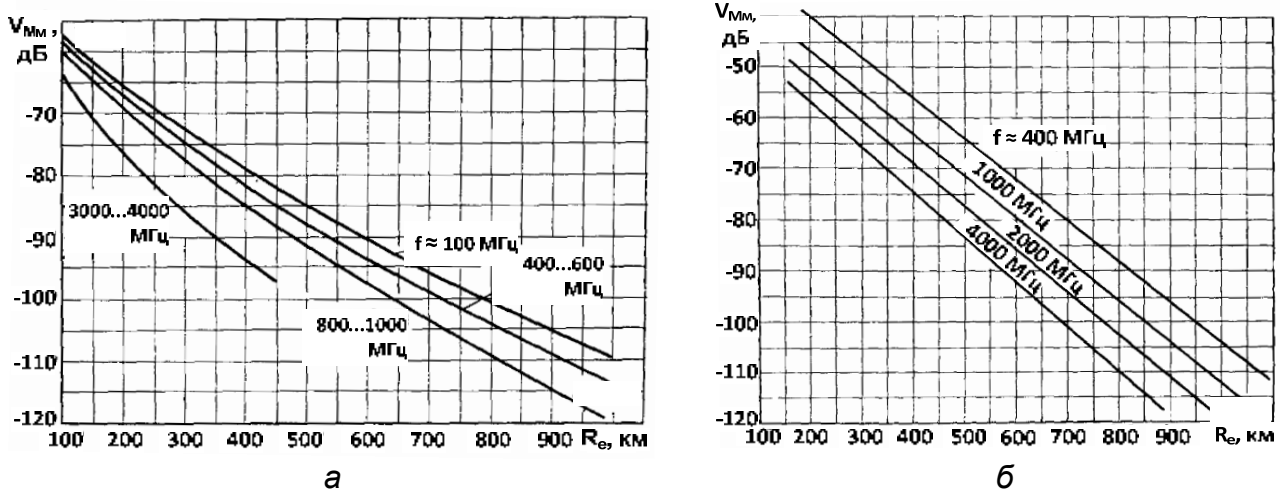


Рис. 2.27

Потужність сигналу є пропорційною перевипромінювальному об'єму. При антенах з широкою головною пелюсткою використовується весь «ефективний» об'єм тропосфери. Застосування гостронаправлених антен призводить до обмеження «ефективного» обсягу (який визначається тепер перетином ДС антен) і відповідно до втрат у рівні сигналу. Такі втрати, виражені в децибелах, дорівнюють:

$$\Delta G = (G_1 + G_2)_{ДТП} - (G_1 + G_2), \quad (2.30)$$

де $(G_1 + G_2)_{ДТП}$, $(G_1 + G_2)$ – суми коефіцієнтів підсилення антен при ДТП і при використанні антен у вільному просторі.

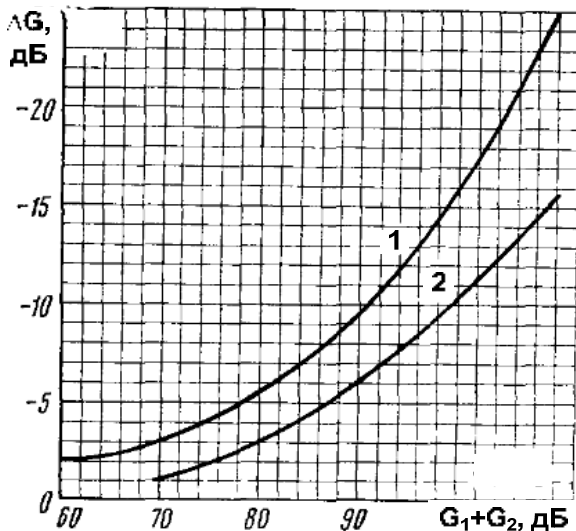


Рис. 2.28

На рис. 2.28 показано залежність утрат підсилення антен від суми коефіцієнтів підсилення приймальної і передавальної антен. Графік 1 використовується, якщо відмінність між коефіцієнтами підсилення передавальної і приймальної антен становить менше 6 дБ. Якщо на трасі використовуються слабо- і гостроспрямована антени, то втрати підсилення обох антен у децибелах дорівнюватимуть приблизно 2/3 суми втрат двох гостронаправлених антен.

Радіус кореляції – це таке рознесення сигналів (каналів приймання), при якому значення коефіцієнта кореляції між обвідними сигналів становить 0,37.

Методи зменшення кореляції сигналів:

- 1) *просторове рознесення* – одночасне приймання на дві або більше антен, рознесених в горизонтальній і вертикальній площинах;
- 2) *частотне рознесення* – одночасне передавання (приймання) інформації на двох або більше частотах;
- 3) *кутове рознесення* – приймання на антену, що має два або більше опромінювачів, які формують ДС таким чином, щоб вони були зсунутими одна відносно іншої на деякий кут.

На рис. 2.29 показано **залежності радіуса просторової кореляції від довжини траси**: 1, 2 – при рознесенні по горизонталі гостроспрямованих ($G \approx 44$ дБ) і слабоспрямованих ($G \leq 36$ дБ) антен відповідно; 3 – при рознесенні антен по вертикалі ($G = 36 \dots 48$ дБ). Значення радіуса наведено у вигляді відношення l/λ , де l – відстань між антенами.

Для статистичної незалежності сигналів гостроспрямовані антени (коефіцієнт посилення $G = 40 \dots 50$ дБ) доцільно розносити по горизонталі на відстань близько $(100 \dots 150)\lambda$. Радіус вертикальної кореляції виявляєть-

ся меншим, ніж по горизонталі, майже не залежить від коефіцієнта підсилення антен і слабо залежить від довжини траси. Статистична залежність між прийнятими сигналами буде досить малою, якщо встановити рознесення антен по висоті близько 50λ.

На рис. 2.30 показано залежність радіуса частотної кореляції від відстані при різних коефіцієнтах підсилення антен.

Радіус частотної кореляції Δf^* визначається різницею ходу хвиль, які прийшли від нижньої і верхньої «точок» об'єму перевипромінювання, інакше кажучи, визначається висотою об'єму. При застосуванні гостроспрямованих антен і переході до більш коротких трас величина Δf^* збільшується внаслідок зменшення висоти об'єму перевипромінювання. Якщо

на одному (передавальному або приймальному) кінці траси встановлено гостроспрямовану антену ($G \approx 40$ дБ), то встановлення на іншому кінці такої самої антени несуттєво змінює висоту об'єму перевипромінювання і відповідно значення Δf^* .

Що стосується **кутового рознесення** головних пелюсток ДС антен (рис. 2.31), то його можна виконати в горизонтальній або вертикальній площинах.

Кутове рознесення є аналогічним просторовому. Порівняно з просторовим рознесенням у цьому випадку потрібно тільки одне антенне дзеркало, але внаслідок винесення опромінювачів з фокусу середні рівні рознесених сигналів зменшуються.

Кутове рознесення є доцільним в основному для антен з вузькою головною пелюсткою ДС, оскільки для них рівень сигналу в гілках рознесення зменшується незначно. При кутовому рознесенні у вертикальній площині радіус кореляції виявляється меншим, ніж при рознесенні в горизонтальній.

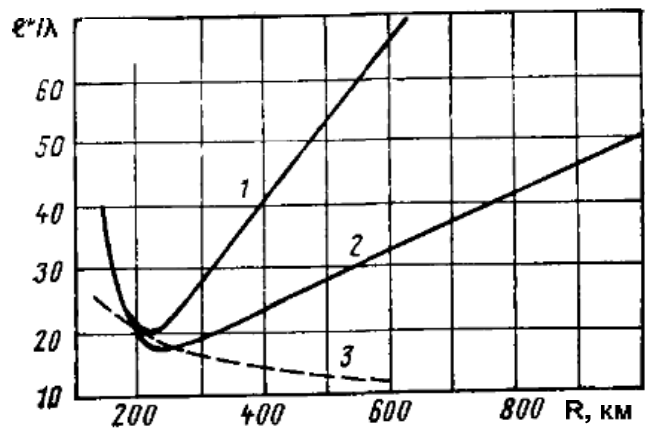


Рис. 2.29

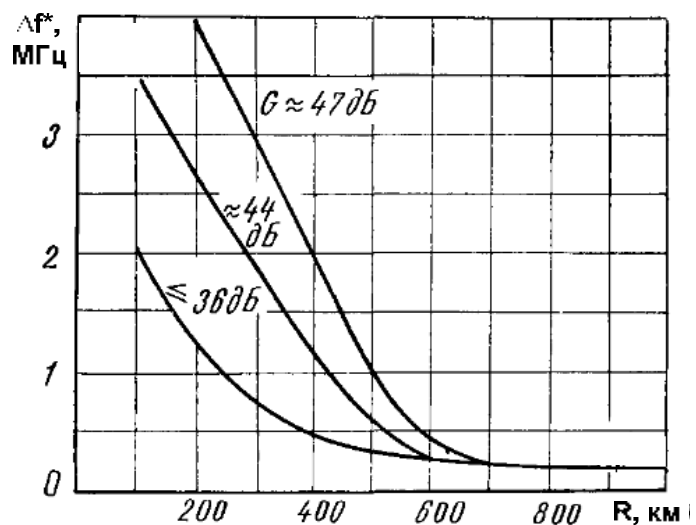


Рис. 2.30

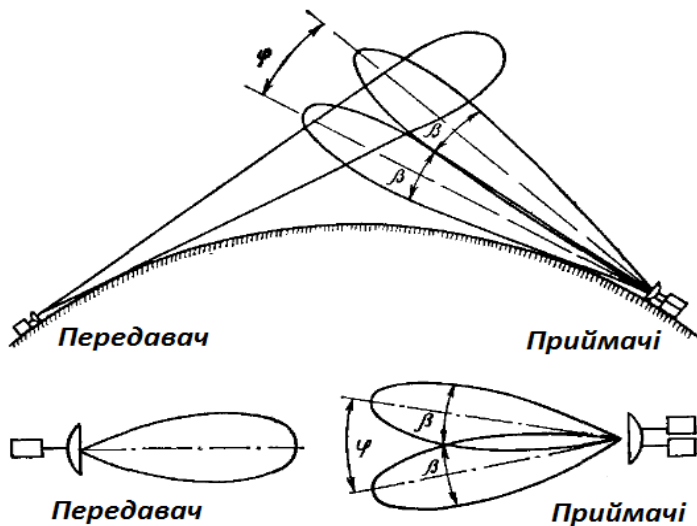


Рис. 2.31

На трасах довжиною кілька сотень метрів при використанні антен з ШГП $\beta \approx 0,3 \dots 10$ оптимальний кут рознесення φ має приблизно дорівнювати β . За цієї умови рознесені сигнали виявляються майже некорельованими, а рівень корисного сигналу в кожній гілці рознесення зменшується на 1–4 дБ (залежно від площини рознесення).

2.4. Тропосферні радіорелейні лінії

Тропосферними (ТРПЛ) називають РРЛ, у яких використовується ефект дальнього тропосферного поширення УКХ.

Основна перевага ТРПЛ: можливість передавання сигналів на великі відстані (сусідні станції ТРПЛ зазвичай розташовують на відстані 200...300 км, при деяких сприятливих умовах ці відстані можна збільшити до 500 км).

Серед **особливостей умов роботи ТРПЛ** можна виокремити такі:

- великі згасання сигналу на інтервалах (200 дБ і більше);
- багатопроменевий характер сигналу в точці приймання;
- випадкові флуктуації сигналу (завмирання);
- малий середній рівень сигналу на вході приймача.

Перелічені фактори визначають такі **особливості будування ТРПЛ:**

- застосування передавачів великої потужності (від кількох сотень ват до десятків кіловат);
- застосування гостроспрямованих антен (з розкриттям, що становить декілька десятків метрів, і коефіцієнтами підсилення 45...50 дБ);
- застосування малозумних підсилювачів НВЧ і порогознижувальних пристроїв;
- обов'язкове застосування рознесеного приймання: здвоєного, зчетвереного або більшої кратності;
- чотиричастотний план розподілу частот;
- виконання демодуляції і повторної модуляції сигналу для виділення деякої кількості каналів ТЧ майже на всіх проміжних станціях;
- відсутність систем телеобслуговування.

На рис. 2.32 показано спрощену схему проміжної станції ТРПЛ при зчетвереному прийманні з просторовим і частотним розділом сигналів.

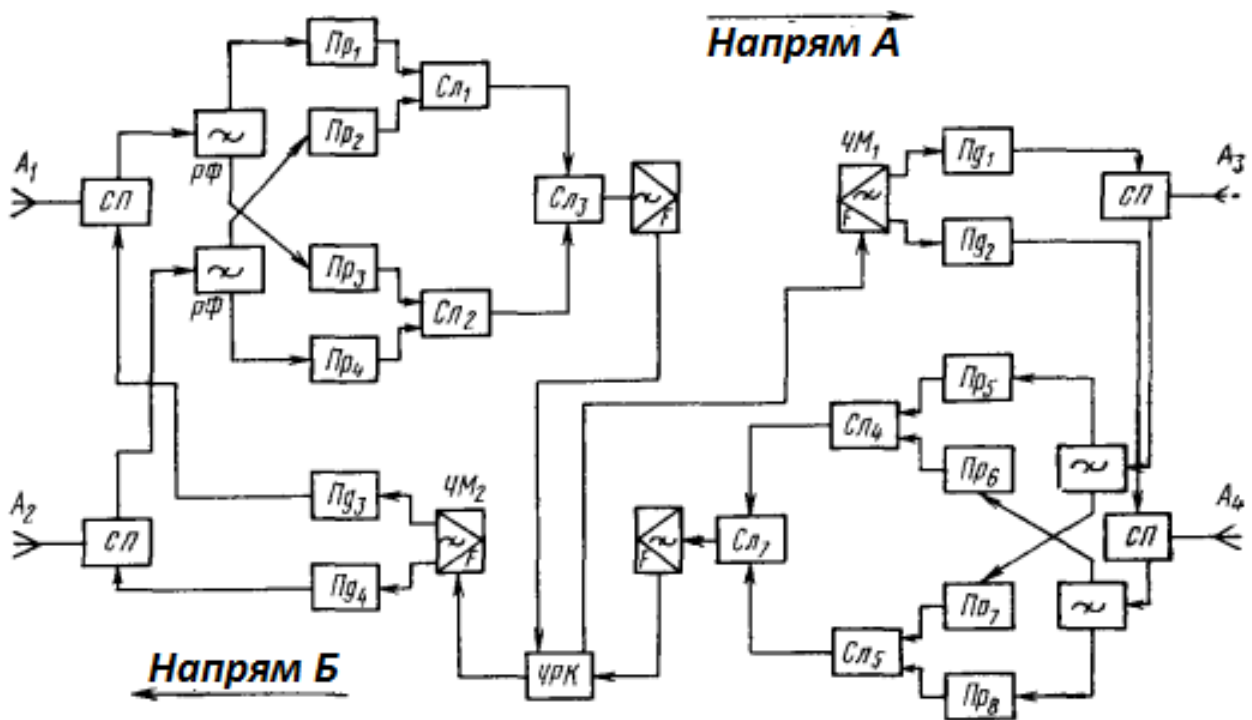


Рис. 2.32

До складу проміжної станції входять чотири антени (A1, A2, A3, A4) з фідерними трактами й роздільними фільтрами (РФ), чотири передавача (Пд), вісім приймачів (Пр), пристрої складання сигналів (Сл). Для передання у різних напрямках використовується різна поляризація радіохвиль (вертикальна або горизонтальна) (СП). Зв'язок у напрямку А здійснюється з допомогою чотирьох приймачів (Пр₁, Пр₂, Пр₃, Пр₄), підімкнених до двох рознесених у просторі антен A₁ і A₂ через роздільні фільтри. Кожна пара приймачів (Пр₁, Пр₂ і Пр₃, Пр₄) приймає сигнали від двох антен на своїй фіксованій частоті f_5 і f_6 . Прийняті сигнали спочатку попарно складаються в пристроях складання Сл₁ і Сл₂, а потім ще раз складаються в пристрої складання Сл₃. Сумарний сигнал демодулюється, і виділений, наприклад, груповий телефонний сигнал надходить на апаратуру частотного розділення каналів (ЧРК), де в разі необхідності виділяється відповідна кількість індивідуальних телефонних каналів або здійснюється транзитне передання групового спектра на загальний частотний модулятор двох передавачів ПД₁ і ПД₂, які працюють на частотах f_1 і f_2 (ЧМ₁), і підключення до антен A₃ і A₄. Така ж сама схема застосовується і для зв'язку в напрямку Б, що дає змогу резервувати апаратуру, тому що при пошкодженні обладнання одного зі стовбурів зв'язок повністю не переривається і може здійснюватися по іншому стовбуру при здвоєному прийманні, однак якість каналів при цьому погіршиться.

2.4.1. Передавальні пристрої ТРПЛ

Передавачі ТРПЛ мають потужність від 1 до 10 кВт. Іноді використовують передавачі й більшої потужності – до 20 і навіть 50 кВт. Цим вони

сильно відрізняються від передавачів звичайних РРЛ. Необхідна потужність передавача залежить від довжини ділянки, розмірів антен, чутливості приймачів, обсягу й типу інформації, що передається. На коротких ділянках можуть застосовуватися передавачі потужністю 1–3 кВт, а на більш довгих – 10, 20 і навіть 50 кВт. Настільки великі потужності в діапазоні НВЧ забезпечують пролітні багаторезонаторні клістри, коефіцієнт підсилення яких становить близько 30 дБ і ККД близько 30 %. Зазвичай на ТРРЛ застосовують чотирирезонаторні клістри.

На рис. 2.33 показано типову структурну схему передавача ТРРЛ, що складається зі **збуджувача** і **потужного підсилювача**, основою якого є пролітний клістрон. Модульовальна напруга від апаратури ЧРК надходить на генератор частотно-модульованих коливань (ЧМК), який працює на проміжній частоті (зазвичай 70 МГц). Отримані коливання підсилюються в ППЧ і подаються на змішувач високого рівня (Зм). На цей же змішувач подаються коливання високої частоти, отримані з допомогою множення частоти кварцевого генератора (КГ) у помножувачі частоти. Оскільки для розгойдування потужного підсилювального клістрона потрібна порівняно велика потужність, отримані після змішувача коливання високої частоти підсилюються в ПВЧ.

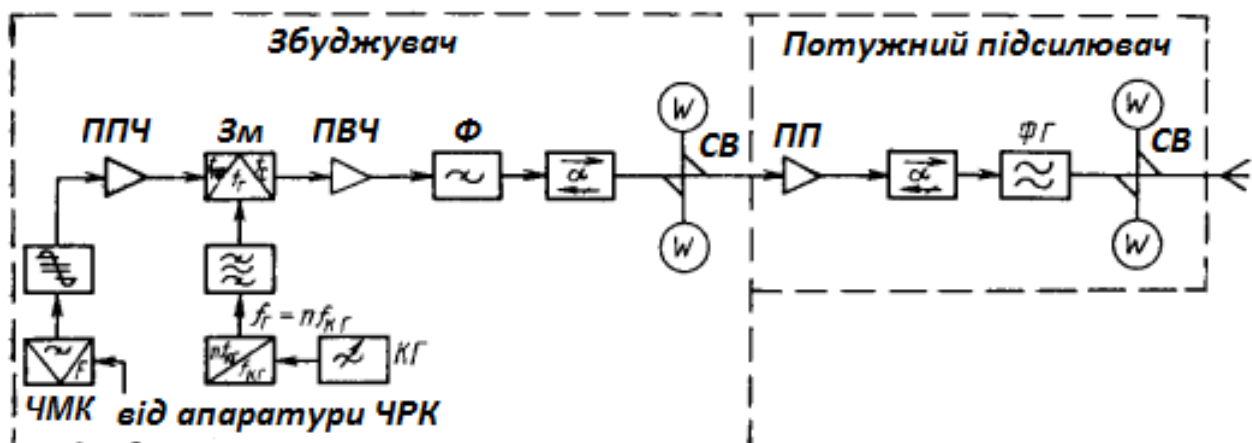


Рис. 2.33

Потім через фільтр бічної смуги Φ , який виокремлює нижню або верхню бічну смугу, феритовий вентиль, необхідний для узгодження виходу ПВЧ і вхідного резонатора клістрона, і спрямований відгалужувач (СВ), призначений для вимірювання, коливання подаються на потужний клістронний підсилювач ПП. З виходу клістронного підсилювача через потужний феритовий вентиль, необхідний для узгодження виходу клістронного підсилювача з антенно-хвильоводних трактом, і фільтр гармонік ФГ, що захищає інші радіозасоби від перешкод з боку цього передавача, високочастотна енергія по волноводу надходить в антену. Спрямований відгалужувач тут використовується як для вимірювання корисної потужності, так і для організації захисту клістрона. При порушенні узгодження у фідері мо-

же статися НВЧ-пробій, унаслідок чого виникає дуга на виході клістрона, що може його зруйнувати. У цьому випадку спрацьовує система захисту, яка діє від відбитої хвилі. Ця система знімає високу напругу з клістрона, що запобігає його руйнуванню.

Для ТРРЛ з частотним рознесенням сигналів застосовується передавальний пристрій, що складається з двох однакових передавачів, які працюють на різних частотах (частотне рознесення), але мають спільний модулятор. Схему такого передавача показано на рис. 2.34.

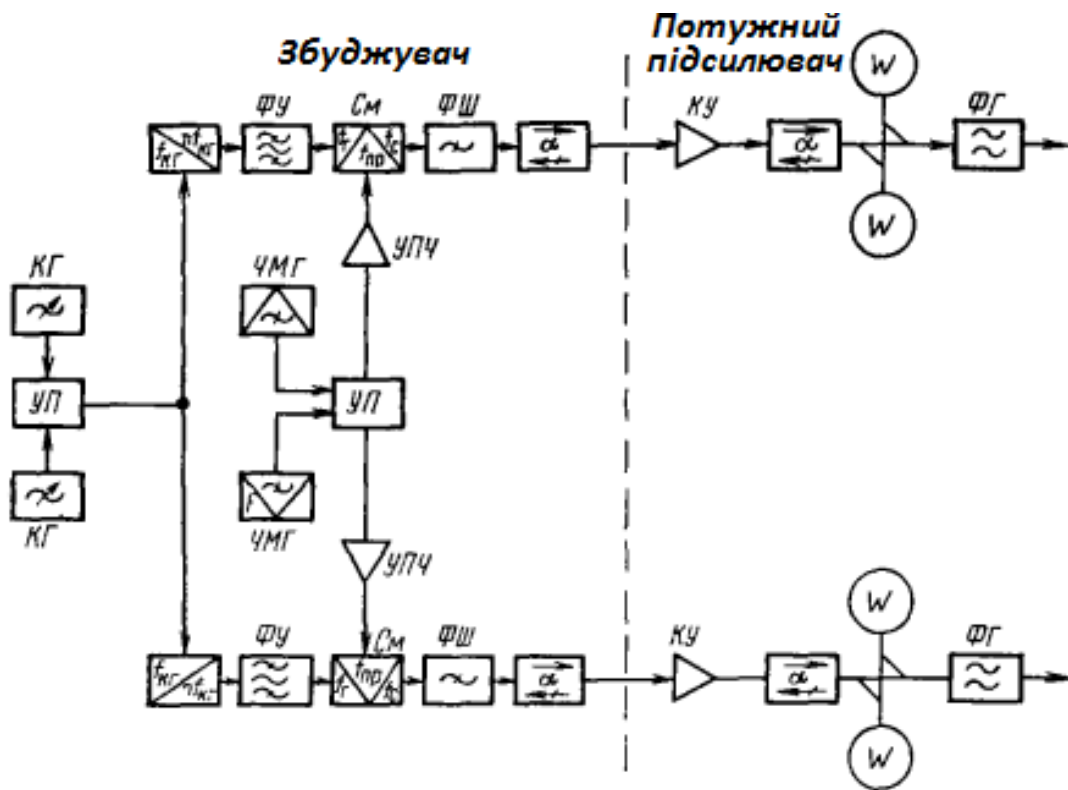


Рис. 2.34

Кожен з двох передавачів працює на свою антену, має спільний задавальний кварцевий генератор КГ і модулятор ЛМГ і забезпечує вихідну потужність ВЧ коливання близько 1–5 кВт у смузі пропускання 5...10 МГц. До передавального пристрою також входять широсмугові (ФШ) і вузькосмугові (ФУ) фільтри частот, фільтри гармонік (ФГ), феритові вентиля й елементи для контролю основних параметрів і характеристик: вимірювачі потужності (W) й хвильового навантаження. Коливання КГ через перемікальний пристрій УП надходять на окремі помножувачі частоти кожного передавача. З виходу помножувача ВЧ коливання надходять на змішувач. Сюди ж з виходу ЛМГ через інший перемікальний пристрій УП надходить сигнал проміжної частоти 70 МГц. Рознесення частот передавачів досягається шляхом виокремлення з допомогою спеціальних фільтрів ФШ верхньої і нижньої бічних частот. Оскільки проміжна частота дорівнює 70 МГц, бічні частоти, виокремлені на виході кожного змішувача, буде рознесено на 140 МГц. Для за-

безпечення високої надійності роботи передавального пристрою спільні елементи схеми (КГ, ЛМГ) мають гарячий резерв. Спеціальні перемикальні пристрої в разі несправності КГ і ЛМГ автоматично перемикають несправні комплекти на резервні. Для підвищення надійності передавача може бути передбачено паралельну роботу двох модуляторів без перемикання. Для підвищення надійності всієї системи кожна половина передавального пристрою живиться від двох незалежних джерел напруги.

2.4.2. Приймальні пристрої ТРРЛ

Приймачі ТРРЛ конструюють так, щоб **забезпечити надійне приймання сигналів з малим рівнем**.

Оскільки в діапазоні СВЧ зовнішні завади є незначними, мінімальний рівень прийнятих сигналів, або чутливість, визначається власним флуктуаційним (тепловим) шумом приймача. Тому на вході приймача ТРРЛ зазвичай встановлюється малощумний підсилювач (МШП). Глибокі інтерференційні завмирання сигналу на інтервалі ТРРЛ істотно знижують якість зв'язку. Для боротьби з ними застосовують рознесені приймання, при якому на вхід приймального пристрою надходить кілька статистично незалежних сигналів. Ці сигнали потім комбінуються з допомогою техніки рознесеного приймання таким чином, щоб зменшити шкідливий вплив завмирань.

На ТРРЛ зазвичай застосовують частотну модуляцію. У приймачах ЧМ спостерігається різке погіршення якості зв'язку при зменшенні сигналу на вході нижче за певний рівень (поріг). Тому до складу приймача ТРРЛ включають порогознижувальні демодулятори ЧМ-сигналів.

Рівень власного шуму МШП, віднесений до його входу, прийнято характеризувати не коефіцієнтом шуму N , а ефективною шумовою температурою. Ці параметри пов'язані співвідношенням

$$T_{\text{эф}} = T_0(N - 1), \quad (2.31)$$

де $T_0 = 290 \text{ К}$.

Тоді потужність теплового шуму приймача, зведена до його входу в смузі Δf , можна визначити за формулою

$$P_{\text{ш}} = k \Delta f T_{\text{эф}}, \quad (2.32)$$

де k – постійна Больцмана.

Величини $T_{\text{эф}}$ і $P_{\text{ш}}$ визначаються в основному параметрами й типами перших каскадів приймача, як такі на ТРРЛ використовуються параметричні підсилювачі (ПП). ПП містять змінний реактивний елемент, зазвичай параметричний діод, що має властивості нелінійної ємності, його реактивний опір змінюється з допомогою зовнішніх джерел енергії. Оскільки чисто реактивні елементи не мають власних шумів, ПП забезпечують низькі рівні шумів, даючи змогу зменшити $T_{\text{эф}}$ приймача до необхідного значення 100...150 К. У

них для накопичення енергії використовується ємність р-п-переходу діода, яка змінюється за рахунок подачі від генератора накачування (ГН) змінної напруги, частота якої є вищою за частоту сигналу, який підсилюється.

2.4.3. Техніка рознесеного приймання

На ТРРЛ найчастіше використовується рознесення сигналів за частотою і простором, рідше – за кутом надходження сигналів з області розсіювання. Найбільш поширеним є зчетверене приймання з рознесенням двох антен у просторі й двох передавачів за частотою.

Серед систем рознесеного приймання розрізняють такі системи:

1) **фільтрового приймання**, у яких сигнали від різних передавачів або з виходу різних антен спочатку виокремлюються фільтрами, а потім комбінуються;

2) **автокореляційного приймання**, які використовуються тільки за наявності сигналів з еквідистантним частотним рознесенням; кілька таких сигналів утворюють на виході передавача ТРРЛ паралельний складний сигнал; у приймальному пристрої такий сигнал піддається автокореляційному обробленню.

Поєднання автокореляційного й фільтрового методів приймання від двох антен і двох передавачів дає змогу отримати значну кратність рознесення – до 20, що є дуже важливим для ТРРЛ з довгими інтервалами.

На ТРРЛ застосовується в основному складання рознесених сигналів з тією чи іншою вагою. При цьому розрізняють **два способи складання сигналів**:

- до детектора (у тракці високої або проміжної частоти);
- після детектора (у груповому тракці).

Складання сигналів може бути:

– *лінійним*, при якому всі вагові коефіцієнти є однаковими й сумарний сигнал $S_{\Sigma}(t)$ при N -кратному прийманні обчислюють за виразом

$$S_{\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N a_k S_k(t),$$

де $S_k(t) = U_k(t) + \xi_k(t)$;

– *оптимальним*, при якому в кожній гілці підсилення має регулюватися так, щоб у будь-який момент часу бути пропорційним напрузі сигналу й обернено пропорційним потужності шуму в цій гілці:

$$a_k(t) = U_k(t) / \xi_k^2(t).$$

2.4.4. Порогознижувальні демодулятори ЧМ-сигналів

У приймачі ЧМ-сигналів при певному зменшенні відношення сигнал/шум на вході порушується пропорційність збільшення шуму на виході,

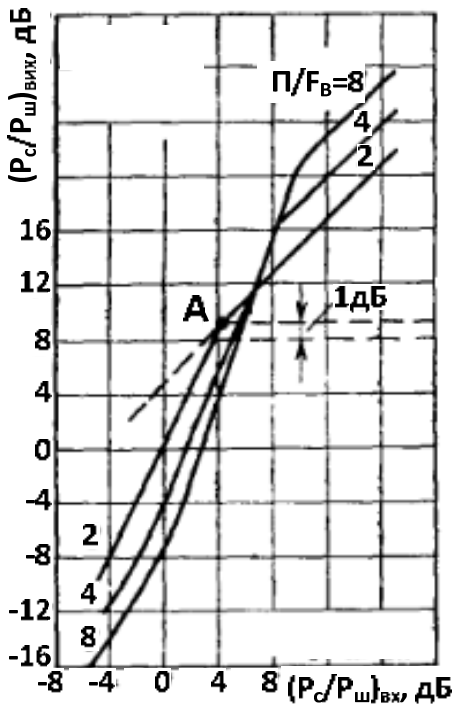


Рис. 2.36

причому це збільшення відбувається все швидше й досягається поріг перешкодостійкого приймання ЧМ-сигналів. Графічні зображення залежностей відношення сигнал/шум на виході частотного детектора від відношення сигнал/шум на його вході часто називають **пороговими кривими** (рис. 2.36).

Хоча наближення до порога відбувається поступово, все ж доцільно визначити порогову точку А для простого порівняння різних приймачів і сигналів. Найчастіше використовується **визначення порогової точки** як такої, у якій вихідне відношення сигнал/шум є на 1 дБ нижчим за відношення, розраховане для надпорогового режиму. У підпороговій області шуми не тільки збільшуються, але й різко змінюють свій характер: замість гладких стають імпульсними,

що значно збільшує їх завадну дію під час передання, наприклад, у багатоканальній телеграфії.

Зменшення сигналу нижче за пороговий рівень може призвести до погіршення і навіть до повного переривання зв'язку. На ТРРЛ, коли коливання сигналів на вході приймачів можуть становити дуже великі величини, пороговий ефект ще більше ускладнює якісне приймання. Тому зниження порогового рівня ЧМ-приймача має першорядне значення для ТРРЛ.

На ТРРЛ широко застосовуються ПЗД зі слідкувальним гетеродином (СГ) (рис. 2.36). Після широкосмугового УПЧ₁ установлюються змішувач С_{м1}, вузькосмуговий УПЧ₂, обмежувач і ще один змішувач С_{м2}. Сигнал з виходу С_{м2} надходить на частотний детектор ЧД і, крім того, на змішувач С_{м3}, на другий вхід якого подається сигнал від немодульованого опорного генератора. З виходів С_{м3} сигнал подається на другий вхід С_{м1} і через лінію затримки ЛЗ на другий вхід С_{м2}.

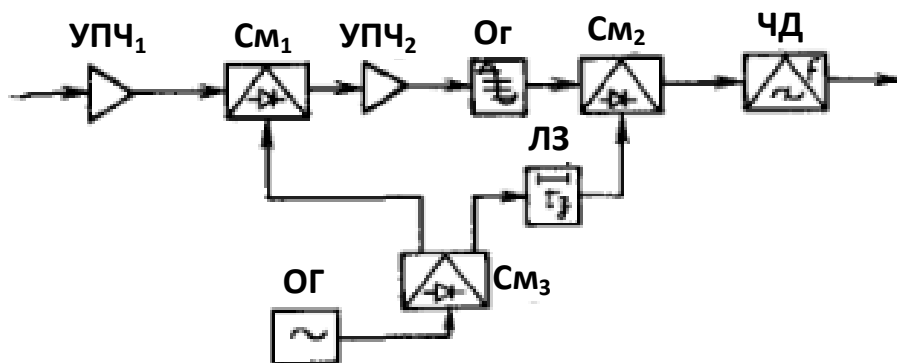


Рис. 2.36

Прикладами найвідоміших і найпротяжніших ТРПЛ є «Север», «ACE High», «White Alice», «JASDF», «Лінія «Дью», «Лінія «NARS» і «Барс».

2.5. Цифрові радіорелейні лінії

2.5.1. Цифрові ієрархії

Цифрові системи передання (ЦСП) прийнято будувати за **ієрархічним принципом**.

Згідно з Рекомендаціями ITU-T G-701 цифровою ієрархією називають послідовне групоутворення, упорядковане відповідно до здатності поєднувати на одному рівні певну кількість цифрових сигналів нижчого рівня в один потік так, щоб потім цей сигнал разом з іншими цифровими сигналами з такою ж самою швидкістю можна було об'єднати у цифровий сигнал вищого рівня.

Більшість цифрових РРС, що функціонують в Україні сьогодні, було адаптовано до так званої плезіохронної цифрової ієрархії PDH (Plesiochronic Digital Hierarchi), у якій відповідно до європейських стандартів як первинний використовується потік E1 зі швидкістю 2,048 Мбіт/с. Послідовність групоутворення потоків вищих порядків наведено в табл. 2.2.

Таблиця 2.2

Рівень ієрархії	Позначення	Швидкість, Мбіт/с	Кількість каналів	Кількість трактів	Рекомендації ITU-T
0	E0	0,064	1		0.711
1	E1	2,048	30-31		0.704
2	E2	8,448	120	4×E1	0.742
3	E3	34,368	480	4×E2. 16×E1	0.751
4	E4	139,264	1920	4×E3	0.751
5	E5	565,148	7800	4×E4	0.954

Крім порядку швидкостей цифрових потоків, поняття «плезіохронна ієрархія» характеризує те, що цифрові потоки на входах устаткування часового групоутворення (мультиплексування) є плезіохронними, тобто не є строго синхронними, і значущі моменти цифрових сигналів перебувають у довільних фазових співвідношеннях; мультиплексори (демультиплексори) мають різне, не зв'язане між собою генераторне устаткування. При мультиплексуванні плезіохронних потоків використовуються методи цифрового вирівнювання (стафінгу).

Основна перевага ієрархії PDH – це простота апаратурної реалізації. Проте ця ієрархія має й недоліки, до яких слід віднести такі: труднощі відгалуження низькошвидкісних потоків (необхідність «збирання-розбирання» високошвидкісних сигналів); недостатні можливості щодо організації служ-

бових каналів для контролю й керування інформаційним потоком у мережі; майже повну відсутність засобів маршрутизації потоків низького рівня.

Починаючи з 1988 року, у телекомунікаційних мережах активно застосовується всесвітній стандарт передання цифрових сигналів – синхронна цифрова ієрархія SDH (Synchronous Digital Hierarchy, рекомендації ITU-T G-707), швидкість першого ієрархічного рівня STM-1 якої становить 155,520 Мбіт/с. Це дає змогу забезпечити завантаження до такої системи сигналу четвертого рівня європейської системи ієрархії PDH – E4 (139,263 Мбіт/с).

Базовий формат лінійного сигналу SDH (або синхронний транспортний модуль першого рівня STM-1) являє собою пакет з 2430 байтів, розміщених на інтервалі між двома відліками, частота надходження яких становить 8 кГц (тривалість циклу – 125 мкс), і може мати вигляд матриці, що складається з 9 рядків і 270 стовпців. Перші 9 стовпців (81 байт) – це так званий секційний заголовок, відведений для службової й адресної інформації, що забезпечує виконання функцій контролю, експлуатації й технічного обслуговування. Для передання службової інформації використовуються внутрішні канали передання даних. Кількість бітів корисного навантаження модуля STM-1 становить $261 \times 9 \times 8 = 18792$ біти, а пропускна здатність корисного навантаження модуля STM-1 – $18792 \text{ біт} \times 8 \text{ кГц} = 150336 \text{ кбіт/с}$. Така структура STM-1 забезпечує стикування систем зв'язку ієрархії SDH майже з усіма сигналами систем ієрархії PDH і дає змогу створювати цифрові мережі будь-якої конфігурації.

Сигнали систем SDH вищих порядків, що позначаються як STM-N, мають швидкості передання в N раз більші, ніж STM-1. Наприклад, вторинний сигнал системи STM-4, що утворюється синхронним упакуванням чотирьох пакетів STM-1, має швидкість 622080 кбіт/с, третинний STM-16 – 2488320 кбіт/с, пакети четвертого STM-64 і п'ятого STM-256 рівнів синхронної ієрархії мають швидкість 9953280 кбіт/с і 39813120 кбіт/с відповідно.

Сьогодні з указаних швидкостей в РПЛ використовується тільки швидкість, що відповідає первинному синхронному модулю STM-1. Тому в системах ієрархії SDH спеціально для РПЛ передбачено так званий підсигнал STM-0, швидкість передання якого є втричі меншою, ніж STM-1. Структура сигналу STM-0 дає змогу упакувати в нього цифрові потоки PDH: один потік E3, до 21 потоків E1, а також усі сигнали стандарту SONET (США), що є аналогічним ієрархії PDH, але в якому як первинний використовується потік T1 зі швидкістю 1544 кбіт/с. Іншими словами, РПЛ, що використовують сигнал STM-0, можна розглядати як місток, через який мережі PDH можуть підмикатися до «могутніх» ліній зв'язку ієрархії SDH, у тому числі й волоконно-оптичних. Таке рішення є економічно вигідним і легко модифікується у разі створення різноманітних широкосмугових безпроводових мереж, які відповідають стандартам SDH/SONET.

Характеристики й параметри деяких вітчизняних і зарубіжних РРС наведено в табл. 2.3.

Таблиця 2.3

Назва станції	Діапазон частот, ГГц	Вид модуляції	Пропускна здатність, Мбіт/с (каналів ТЧ)	Потужність передавача, дБм	Коефіцієнт системи при BER = 10 ⁻³ , дБ
Mini-Link C (Ericson)	15, 23, 26, 38	4-FSK	Від 2 до 8 × 2	25, 20, 19, 16	109, 104, 102, 94
Mini-Link E (Ericson)	7, 15, 18, 23, 26, 38	OQPSK	Від 2 × 2 до 17 × 2	28, 25, 24, 20, 18, 16.5	116, 113, 113, 107, 104, 98
Pasolink (NEO)	15, 18, 23, 38	QPSK	Від 2 × 2 до 8	23, 23, 23, 15	113, 112, 110, 101
Spectrum II (DMC)	13, 15, 18, 26	4-FSK	Від 2 до 16 × 2	18, 17, 16, 15	99, 97, 95, 94
DMR (Nokia)	7, 18, 23, 38	CPM	Від 2 до 8 × 2	18, 16	115, 101, 97
Alcatel серії 94 UX	13, 15, 18, 23, 26, 38	4QAM	2 × 2, 4 × 2, 8 × 2, 16 × 2	–	120, 111, 110, 104, 105, 106
Quantum series (DMC)	7	16QAM	Від 2 до 16 × 2	26,5	107,5 (16E1)
Курс-4	3,4...3,9	ЧМ	(720)	0,5 Вт	139
Курс-6	5,67...6,17	ЧМ	(1320)	10 ± 2 Вт	143
Курс-8	7,9...8,4	ЧМ	(600)	0,4 Вт	115
NL 400 (Nera)	12...40	QPSK	2 × 2, 4 × 2, 8 × 2, 16 × 2	27...21	115,5... 109
Серія «Просвет» (МНІІТІ)	8, 13, 18, 38	QPSK	–	29, 22, 20, 16	114, 103, 100, 95
Серія «Радиус», «Звезда-11» (АО «Радиус»)	8, 15, 18 11	ВФМ-2 та QPSK	2, 2 × 2, 4 × 2, 8, 8 × 2, 16 × 2, 34	26, 23, 20, 24	114, 110, 106, 112
«Радан-МС», «Радан-МГ», «Родник-15» (ГНПП «Исток»)	11 11 15	ЧМ QPSK QPSK	1, 2 4 × 2, 8, 6 × 2, 2, 8, 34	18, 19, 20	92 98 100 198 100
«Исеть-М» (ДП «Вектор»)	15	ЧМ	2, 8	20	98
Гелиос-13 (НВП «Гелиос»)	12,75...13,25	ЧМ	ТБ та радіо	22(25)	116
Еврика (Інститут електроніки та зв'язку)	12,75...13,25 17,7...19,7	ЧМ; MSK; BPSK	Від 2 до 34	23/27 20/23	120...116 (E1) 114...110 (E3)
Серія «Сатурн» (ВАТ «Сатурн»)	8, 11, 13, 15, 17, 23, 29, 38	QPSK	2 × 2, 8, 34	23/27... ...18/20	110...117, 96...100

Останні три позиції в табл. 2.3 містять дані, що стосуються аналогових і цифрових РРС, які виготовляються вітчизняними виробниками. Зокрема, цифрові РРС малої і середньої місткості «Єврика» мають трафік 2...34 Мбіт/с і їх призначено для організації РРЛ прямої видимості.

РРЛ прямої видимості забезпечують передання аналогових і цифрових інформаційних потоків між заданими пунктами в широкому діапазоні частот у випадках, коли неможливо використовувати кабельні лінії передавання. Такі радіорелейні лінії застосовують, коли необхідно мати оптимальний розв'язок для будування місцевої або зонової, мобільної або стаціонарної мережі зв'язку, а також у разі використання мікрохвильової радіосистеми доступу до комп'ютерних мереж.

2.5.2. Способи будування цифрових РРЛ

Можна виокремити три способи будування цифрових радіорелейних систем:

1) **передання інформації в цифровій формі по телефонних або телевізійних стовбурах аналогових РРЛ одночасно з аналоговим телевізійним або багатоканальним телефонним повідомленням;**

2) **організація передавання тільки цифрового потоку в стовбурі аналогової РРЛ;**

3) **організація цифрових РРС, у яких передається тільки цифрова інформація;** у таких системах можуть передаватися цифрові потоки від ЦСП будь-якого ступеня ієрархії; у цьому випадку використовуються різні способи модуляції: амплітудна, частотна, фазова (у тому числі багатопозиційна).

Сьогодні більшість магістральних РРЛ оснащено сучасним обладнанням синхронної цифрової ієрархії. Однак при цьому в діючих мережах зв'язку ще є велика кількість РРЛ з ЧРК-ФМ. Тому **доцільним є** впровадження цифрових методів передавання інформації шляхом **створення цифрових лінійних трактів на базі аналогових РРЛ.**

Переваги використання *першого підходу* до організації ЦРРЛ зумовлено такими причинами:

1) незначний обсяг орендованих цифрових каналів;

2) недостатній поки обсяг уведення в дію обладнання цифрової комутації;

3) організація передавання телевізійних сигналів на мережах магістрального й внутрішньозонового зв'язку тільки в аналоговому вигляді;

4) можливість у найменші терміни при мінімальних витратах утворювати на магістральних і внутрішньозонових лініях цифрові канали передавання різної інформації, якісні показники яких є вищими, ніж в аналогових;

5) можливість створення на внутрішньозонових лініях змішаних аналогово-цифрових систем, у яких сигнали телефонії передаються в цифро-

вому вигляді, а телевізійні сигнали – в аналоговому зі збереженням єдиної системи керування РРЛ.

Основною перевагою цього підходу є те, що можна організувати цифрові тракти різних рівнів на основі діючих аналогових РРЛ шляхом установлення тільки додаткового кінцевого цифрового обладнання. При цьому можна повністю зберегти системи керування аналогових РРЛ.

При створенні цифрових лінійних трактів на базі наявних аналогових РРЛ основна увага приділяється максимальному використанню їх обладнання, включаючи частотні модеми й систему керування, оскільки це дає змогу передавати цифрові сигнали найбільш простими засобами. На рис. 2.37 показано узагальнену структурну схему аналого-цифрового стовбура. Позначення на рисунку: ПС, ПР – пристрої складання і розділення сигналів; ЧМ, ЧД – частотні модулятор і демодулятор; П, Пр – передавач і приймач; СФ – смуговий фільтр; Код, Дек – кодер і декодер цифрового сигналу; ФМ, ФД – фазові маніпулятор і демодулятор.

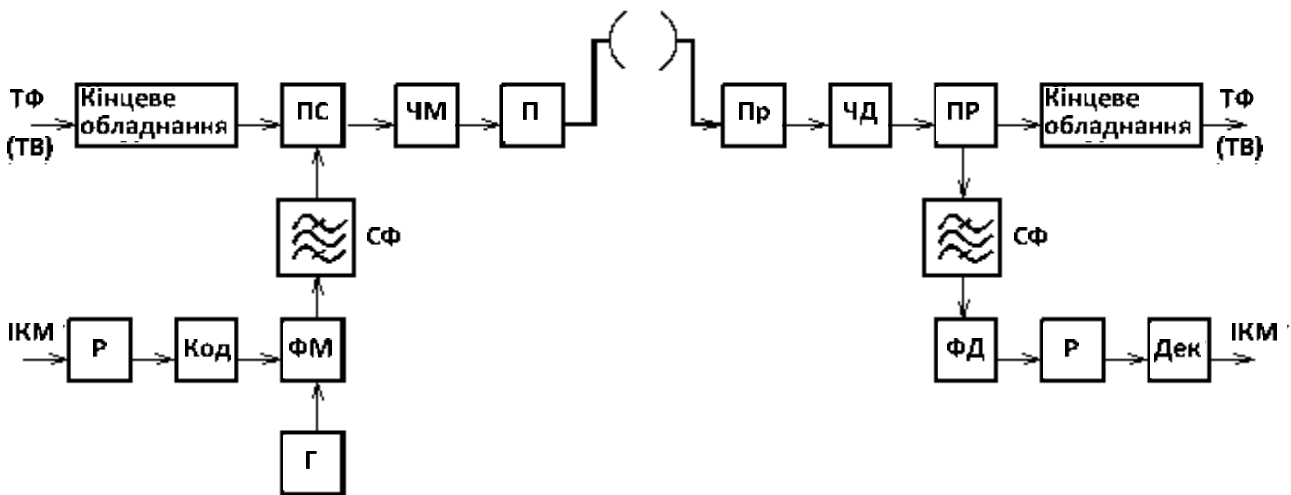
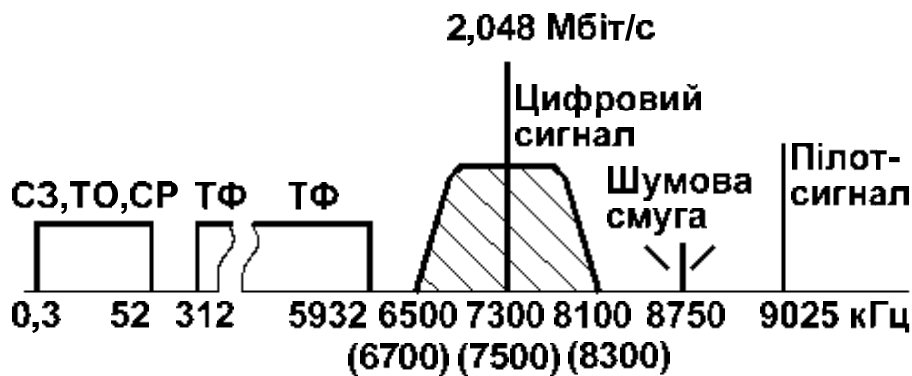


Рис. 2.37

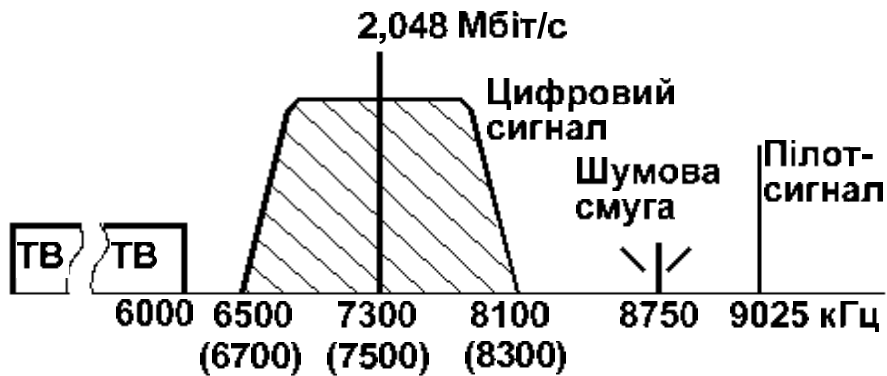
Як **додаткове цифрове обладнання** найчастіше використовується апаратура ОЦФ-2У або ОЦФ-8, що випускається серійно.

ОЦФ-2У дає змогу передавати цифрові сигнали зі швидкістю 2,048 Мбіт/с в основній смузі частот одного радіорелейного стовбура разом з сигналом багатоканальної телефонії (до 1320 каналів ТЧ) (рис. 2.38, а) або з телевізійним сигналом (без звукових піднесних) (рис. 2.38, б). У потоці 2,048 Мбіт/с може бути організовано канали цифрового мовлення (до шести каналів вищого класу при використанні апаратури ІКМ-В6/12); 30 основних цифрових каналів (ОЦК); канали передання газетних смуг, відеоконференц-зв'язку і т. д. В апаратурі ОЦФ-2У передання цифрових сигналів організовано на піднесних 7,5 або 7,3 МГц методом офсетної фазової маніпуляції (ФМ) при ширині смуги, яку займає ФМ-сигнал, близько 1,6 МГц. Фазоманіпульований сигнал, який передається зі швидкістю 2,048 Мбіт/с, розташовується на вільній ділянці спектра основної смуги частот між аналоговим сигналом і пілот-сигналом системи резервування обладнання аналогових РРЛ.

Апаратура ОЦФ-2У стикується з каналоутворювальною апаратурою первинної ЦСП і забезпечує перетворення цифрових сигналів для їх передавання по аналогових РРЛ, а також контроль вхідного й вихідного сигналів та індикування помилок без переривання зв'язку.



а



б

СЗ, ТО, СР – сигнали службового зв'язку, телеобслуговування, системи резервування відповідно; ТФ – телефонні сигнали; ТВ – телевізійні сигнали

Рис. 2.38

На рис. 2.39 показано узагальнену схему під'єднання кінцевого цифрового обладнання до аналогової РРЛ. На рисунку АКОРС – аналогове кінцеве обладнання радіорелейної станції. Пристроями складання (поділу) для апаратури ОЦФ-2У є нерівноплечові узгоджені трійники, а для апаратури ОЦФ-8 – вилки фільтрів ДК-55.

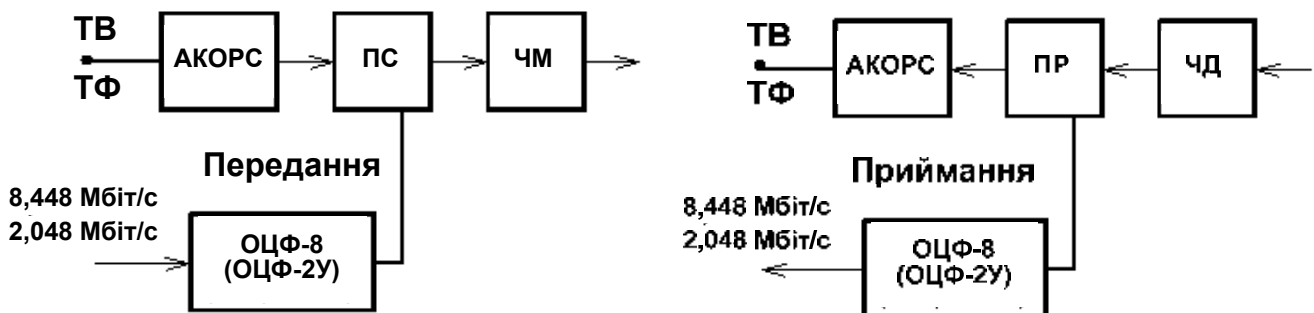


Рис. 2.39

На рис. 2.40 показано приклад під'єднання апаратури ОЦФ-2У до апаратури аналогової радіорелейної системи «Восход». На рисунку наведено такі позначення: Вх. ФМ і Вих. ФМ – вхідний і вихідний сигнали фазоманіпульсованої цифрової піднесної; ФФК – фільтр цифрових піднесних; СрПд і СрПм – блоки складання і розділення аналогових і цифрових сигналів відповідно; Розг. – розгалужувач; ВП – відеопідсилювач; БП Дм – блок перемикавання демодуляторів; ПСК і ВСК – відповідно контури передспотворення і відновлення.

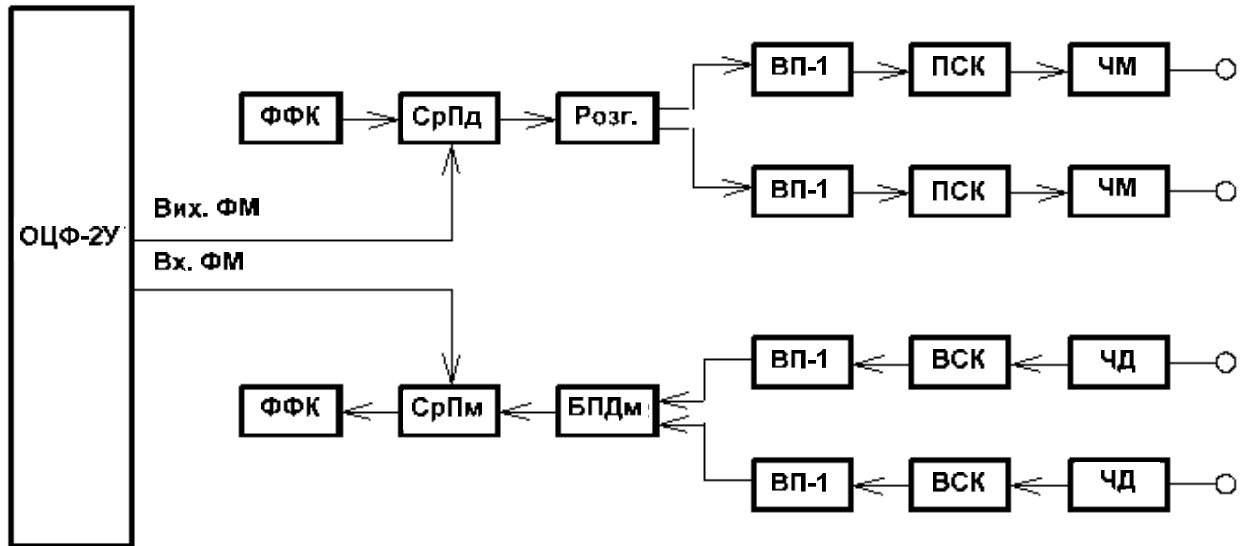


Рис. 2.40

На рис. 2.41 показано схему під'єднання апаратури ОЦФ-8 до телефонного стовбура апаратури аналогової цифрової системи «Курс». На рисунку наведено такі позначення: КСКП – блок корекції кабельної лінії, Розг. – розгалужувачі, АТТ – атенюатори, ДК-55 – вилка фільтрів складання (розділення) службових сигналів і телефонії, КмМд і КмДм – комутатори модулятора і демодулятора відповідно, ПСК і ВСК – контури передспотворення і відновлення.

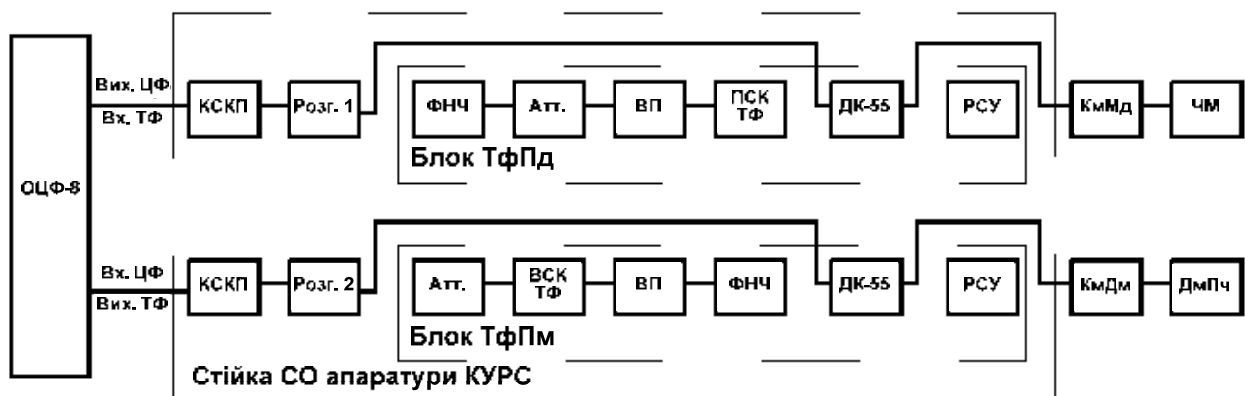


Рис. 2.41

При організації передання згідно з *другим способом* на РРЛ подається лінійний цифровий сигнал (ЛЦС), отриманий від ЦСП.

Цей цифровий сигнал після деяких перетворень модулює СВЧ-несну. Модуляцію несної дискретним сигналом називають **маніпуляцією**. Якщо в ЦСП застосовано ІКМ, а в РРЛ – амплітудну модуляцію (АМ), то кажуть про передання ІКМ-АМ-сигналу по РРЛ. При цьому може бути використано апаратуру більшості наявних аналогових радіорелейних систем («Курс-4», «Курс-6», «Світанок-2» та ін.), для яких розроблено спеціальні пристрої, що дають змогу організувати цифрові стовбури спільно з аналоговими на наявних РРЛ. Цифрові сигнали передаються методом **ІКМ-ЧМ**.

Перспективним напрямком є застосування **багатопозиційних методів маніпуляції**, що дають змогу підвищити пропускну здатність цифрового стовбура без розширення смуги частот приймально-передавальної радіорелейної апаратури. Такі методи частот використовуються для передання бінарних (відносних бінарних) ЛЦС, при цьому кількість позицій (рівнів) маніпуляції $M = 2n$. У загальному вигляді цифрові сигнали з багатопозиційною ЧС позначаються як ІКМ-МЧМ, з багатопозиційною ФМ – ІКМ-МФМ і т. д. Іноді замість M вказується його числове значення, наприклад: ІКМ-4ФМ.

На рис. 2.42 показано функціональну схему цифрового стовбура РРЛ на прикладі КРС при $M = 4$. На кінцеву радіорелейну станцію (КРС) надходять ЛЦС по сполучній лінії СЛ від ЦСП, наприклад від ІКМ-30 (при $M = 4$, $n = 2$, тобто потрібно дві ЦСП). Передаються ЛЦС зазвичай в квазітрійковому (+1, 0, -1) коді.

Схема КРС містить: КОЦФ – кінцеве обладнання цифрового стовбура; приймально-передавальне радіорелейне обладнання: МД і ДМ – модулятор і демодулятор; ПНВЧ і ПрНВЧ – передавач і приймач НВЧ-коливань; АФТ – антенно-фідерний тракт; антену.

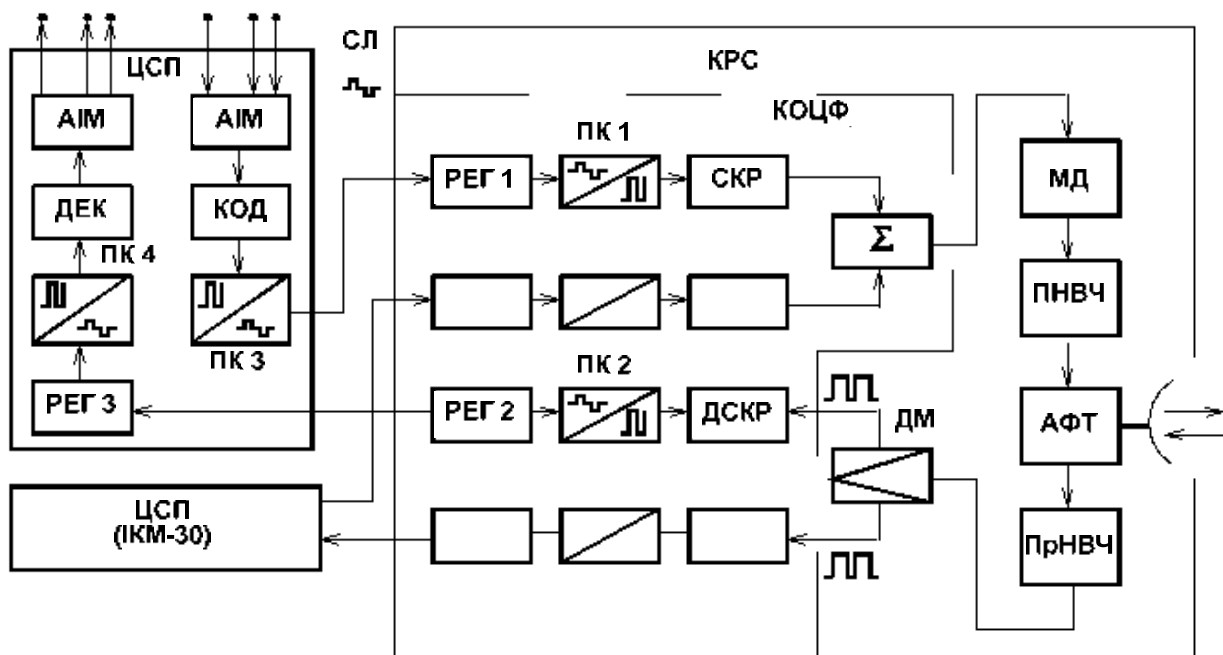


Рис. 2.42

У складі передавальної частини ЦСП показано: АІМ-тракт, на виході якого утворюється багатоканальний сигнал з АІМ; кодер, на виході якого отримується двійковий цифровий сигнал (ЦС); перетворювач коду (ПКЗ), на виході якого отримується лінійний цифровий сигнал (ЛЦС). Перетворювач коду узгоджує спектр ЛЦС з частотною характеристикою сполучних ліній і формує ЛЦС в квазітрійковому коді з двійкового цифрового сигналу.

У складі приймальної частини ЦСП показано: РЕГЗ – регенератор; ПК4 – перетворювач коду, який формує двійковий цифровий сигнал з квазітрійкового; декодер, що перетворює двійковий цифровий сигнал на АІМ-сигнал; АІМ-тракт.

Кінцеве обладнання цифрового стовбура (КОЦФ) часто називають пристроєм з'єднання, оскільки його призначено для з'єднання ЦСП з передавальним (приймальним) радіорелейним обладнанням.

Передавальна частина КОЦФ містить регенератор РЕГ 1, перетворювач коду ПК 1, скремблер СКР і підсумовувальний пристрій Σ , а в складі приймальної частини – дескремблер (ДСКР), перетворювач коду ПК 2 і регенератор РЕГ 2.

Регенератори призначено для відновлення форми, тривалості й амплітуди кожного із символів ЛЦС. При цьому РЕГ 1 призначено для виправлення спотворень, спричинених СЛ (таке саме призначення має РЕГ 3 в ЦСП), а РЕГ 2 – для виправлення спотворень, що виникають під час передавання сигналу по РРЛ.

У ПК 1 перетворюється квазітрійковий ЛЦС на бінарний, а в ПК 2 – навпаки. Тривалість імпульсу двійкового ЦС, що відповідає переданню одного символу, зазвичай дорівнює тактовому інтервалу T . Під час передання довгих серій символів 0 (або 1) поспіль на тактових інтервалах на виході ПК 1 можуть виникнути негативні (або позитивні) імпульси великої тривалості (КТ), що спричинить виникнення постійної і низькочастотних складових. На приймальній стороні з такого сигналу буде важко виокремити коливання тактової частоти, необхідні для нормальної роботи регенератора й інших пристроїв. Унаслідок цього можуть спостерігатися зриви систем тактової синхронізації по всій РРЛ. Тому двійковий ЦС до того, як надійде на модулятор, піддається спеціальному перетворенню – скремблюванню в СКР, унаслідок якого імпульси великої тривалості КТ перетворюються на послідовність позитивних і негативних імпульсів тривалістю від T до RT , де $R < K$. Після скремблювання збільшується період повторення для послідовності символів двійкового ЦС.

У КРС виконавчі ЦС з виходу СКР надходять на Σ , де об'єднуються в один багаторівневий сигнал (в цьому випадку – чотирирівневий ЦС). Суматор являє собою ПК, у якому кожному можливому поєднанню полярностей імпульсів вхідних двійкових ЦС ставиться у відповідність певний вхідний рівень залежно від прийнятого коду.

Багаторівневий ЦС використовують для модуляції. На виході ПНВЧ модульований параметр НВЧ-сигналу може приймати одне з M дискретних

значень. Наприклад, при ІКМ-4ЧМ несна частота НВЧ-сигналу на кожному інтервалі тривалістю T набуває одного з таких чотирьох значень: f_1, f_2, f_3, f_4 . При ІКМ-4ФМ початкова фаза НВЧ-сигналу на кожному інтервалі тривалістю T може набувати одного з таких значень: $\pm 45^\circ, \pm 135^\circ$ (або в інших ЦРРЛ: $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$). Тривалість імпульсів на вході й виході Σ є однаковою. Отже, приймально-передавальна апаратура ЦРРЛ при чотирипозиційній модуляції може мати ту саму смугу пропускання, що й при двопозиційній (крім систем з ЧМ), проте пропускну потужність стовбура збільшено вдвічі.

На приймальній стороні поділ багаторівневого сигналу на окремі виконавчі ЦС зазвичай відбувається в демодуляторі. На КОЦФ надходить кілька ЦС. Дескремблер перетворює ЦС, виконує зворотне скремблювання, тобто відновлює сигнал, ідентичний вхідному сигналу скремблера (за умови, що приймання відбувається без помилок).

У Рекомендації ІТУ-Т G.821 як **параметри помилок цифрового з'єднання вибрано:**

1) кількість секунд з помилками (Errored Second, ES), до яких належить кожна секунда, у якій є принаймні одна помилка;

2) кількість секунд з численними помилками (Severely Errored Second, SES), де SES означає секунду з коефіцієнтом помилок не менш ніж 10^{-3} .

При використанні діючих аналогових РРЛ для організації ЦРЛТ складно виконати всі вимоги ІТУ-R за показниками якості, особливо на магістральній мережі. Головним чином це стосується параметра **ES**, оскільки перемикання на резерв у діючих РРЛ з ЧРК-ФМ здійснюється на проміжній частоті. Час перемикання навіть при попередньому підімкненні резервного стовбура становить близько 2 мкс, тому при перемиканні на резерв у цифровому тракті, утвореному в аналогових РРЛ, можливе виникнення прослизання, якщо не вжити заходів з вирівнювання часу пробігу. Сьогодні така операція здійснюється з допомогою кабелю, який додатково встановлюється в тракті ПЧ, що не завжди є оптимальним. Найбільш доцільно проводити вирівнювання в цифровій формі, що потребує установки модема в резервному стовбурі й модифікації кінцевого цифрового обладнання. Вирівнювання трактів при просторово-рознесеному прийманні є можливим тільки шляхом регулювання довжин кабельних перемичок і хвилеводів.

Слід також зазначити, що стійкість (зокрема, відсоток SES) ЦРЛТ, організованих на основі наявних аналогових РРЛ, залежить від їх якісних показників. Дані попередніх випробувань підтверджують можливість забезпечення високих показників якості й готовності таких ЦРЛТ, однак необхідно провести додаткові довготермінові дослідження на різних РРЛ для перевірки виконання норм рекомендацій ІТУ-R.

До кінцевої апаратури, яка використовується для цифровізації аналогових РРЛ, належать:

1) **модем МДП-2**, призначений для передання і приймання цифрового потоку 2048 кбіт/с на модульованій піднесній у спектрі групового сигналу аналогової РРЛ;

2) **обладнання УВВ-Пн**, яке забезпечує виокремлення й уведення піднесної, переданої в груповому спектрі, під час ретрансляції сигналу ПЧ на проміжній радіорелейній станції;

3) **апаратура АЦТ-8-4/2**, призначена для передання чотирьох асинхронних цифрових потоків 2048 кбіт/с у стовбурі РРЛ;

4) **апаратура АЦТ-17-8/2**, призначена для передання восьми асинхронних цифрових потоків 2048 кбіт/с у стовбурі РРЛ;

5) **апаратура АЦТ-34-16/2**, призначена для передання шістнадцяти асинхронних цифрових потоків 2048 кбіт/с у стовбурі РРЛ.

Апаратура сімейства АЦТ використовується як кінцеве обладнання РРЛ для організації з'єднувальних ліній між АТС, між вузлами зв'язку й земними станціями супутникового зв'язку, у мережах розподілу програм радіомовлення і т. ін. Уся зазначена кінцева апаратура РРЛ стикується з будь-яким типом РРЛ («Курс», «ГТТ», «Рокита», «Веселка», «Комплекс» та ін.) на ПЧ 70 МГц.

Кінцева апаратура для цифровізації аналогових РРЛ містить модемне й мультиплексорне обладнання, має систему телеконтролю й службового зв'язку, забезпечує автоматичне резервування сигналів. Використання цієї апаратури дає змогу повністю перетворювати аналогові РРЛ на цифрові.

З допомогою апаратури АЦТ здійснено успішну цифровізацію аналогової радіорелейної лінії, що складається з 38 прогонів загальною протяжністю 1748 км.

Як зазначалося раніше, *третім* є варіант будування РРЛ, які від початку орієнтовано на передання цифрової інформації.

Швидкість передання аналогових РРЛ фактично є обмеженою потоком ЕЗ, що визначається:

- смугою пропускання ВЧ-стовбура,
- нерівномірністю характеристики ГВЗ радіостовбура,
- «прослизуванням» сигналу при перемиканні на резерв,
- використовуваними видами маніпуляції ВЧ-сигналу.

У цифрових РРЛ вплив зазначених факторів зведено до мінімального, а використання багатопозиційної відносної ФМ дає змогу ефективно використовувати смугу пропускання стовбура РРЛ. Це зумовлює **основну перевагу цифрових РРЛ** – можливість забезпечення досить високих швидкостей передання інформації.

Оптимальну ширину смуги стовбура при переданні цифрових сигналів по РРЛ можна визначити за формулою

$$\Delta f_{ств} = (1,1 \dots 1,5) \Delta f_{оп} K_M, \quad (2.33)$$

де $\Delta f_{оп}$ – ширина смуги, що чисельно дорівнює швидкості передання цифрового сигналу B ;

$K_M = 1/\log_2 M$ – коефіцієнт, у якому враховано змінення смуги частот, зайнятої стовбуром, при використанні M -позиційної модуляції, $M = 2, 4, 8, 16, 32, \dots$

Значення ширини смуг, які займають стовбури при різних видах модуляції, наведено в табл. 2.4.

Таблиця 2.4

Вид модуляції	Ширина смуги частот, яку займає радіостовбур РРС, МГц					
	2Е1	4Е1(Е2)	8Е1(2Е2)	16Е1(Е3)	STM-0	STM-1
PSK	7	14	28			
QPSK, 4QAM, Q-QPSK, СЕМР и т.п.	3,5	7	14	28		
4FSK	3,5	7	14	28		
16QAM	1,75	3,5	7	14	28	
32QAM				7	14	
64QAM						28

Звуження смуги пропускання ВЧ-тракту нижче за наведені у табл. 2.4 величини спричиняє сильне збільшення міжсимвольних завад, а її розширення призводить до збільшення потужності теплових шумів. В обох випадках збільшується BER, тобто погіршується якість зв'язку.

Сьогодні по ЦРРЛ передаються цифрові потоки, що відповідають STM-RR і STM-1. При проходженні цих модулів по ЦРРЛ обробляється секційний заголовок SOH, що складається із заголовків мультиплексної MSON і регенераційної RSON секцій і AU-покажчика. Відповідно до структури секційного заголовка на ЦРРЛ виділяються мультиплексні й регенераційні секції (рис. 2.43).

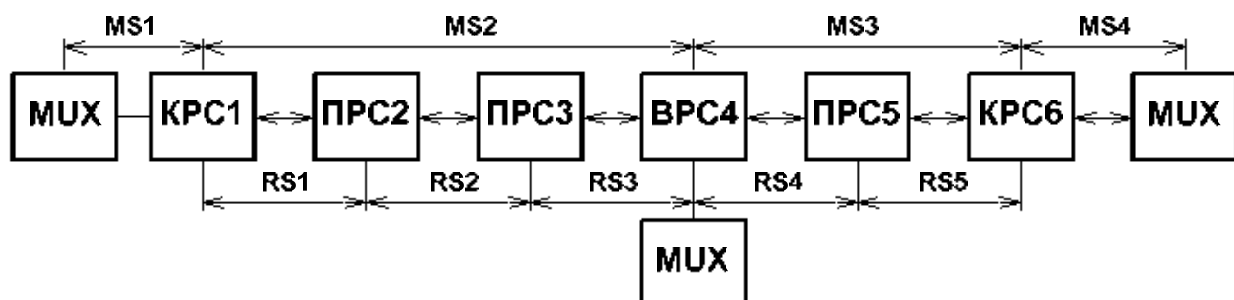


Рис. 2.43

На КРС1 закінчується мультиплексна секція MS1 кабельної сполучної лінії між мультиплексним обладнанням MUX і кінцевою радіорелейною станцією (КРС) і починаються мультиплексна MS2 і регенераційна RS1 секції РРЛ. Регенераційні секції радіорелейної лінії починаються і закінчуються на всіх прогонах. Мультиплексні секції радіорелейної лінії починаються й закінчуються на КРС і ВРС. Отже, на КРС і ВРС обробляється весь заголовок SOH STM, включаючи AU-показчик. На ПРС обробляється тільки заголовок регенераційної секції RSOH, а інша частина заголовка проходить через ці станції транзитом.

2.5.3. Характеристики й параметри радіорелейних систем

Характеристики й параметри РРСП, які проектуються і створюються для задоволення потреб суспільства в телекомунікаціях, мають відповідати рекомендаціям відповідних міжнародних організацій, а також нормам і вимогам Державних стандартів України (ДСТУ), насамперед стандартам TR 101-036 ETSI (European Telecommunication Standard Institute – Європейського інституту телекомунікаційних стандартів), рекомендаціям G702, G703, G707, G708 ITU, а також ДСТУ 3610-97 і ДСТУ 3936-99, у яких регламентовано майже всі основні характеристики й параметри РРСП. Розглянемо стисло лише деякі з них.

Смуги радіочастот РРЛ. Їх діапазон становить від 1,5 до 60 ГГц і жорстко регламентується всередині кожної смуги як рекомендаціями ITU, зокрема ITU-R G-746, так і радіорегламентом Укрчастотнагляду. Найкраще освоєними й майже повністю «зайнятими» є такі смуги частот: 1,7...2,1 ГГц; 3,4...3,9 ГГц; 5,6...6,7 ГГц; 7,9...8,4 ГГц; 10,7...11,7 ГГц; 12,75...13,25 ГГц; 14,4...15,35 ГГц; 17,7...19,7 ГГц. На теперішньому етапі розвитку РРСП починається інтенсивне освоєння більш високочастотних діапазонів: 21,2...23,6 ГГц; 24,5...26,5 ГГц; 37...39,5 ГГц; 48,5...50,2 ГГц; 57,0...59,0 ГГц.

Енергетичні характеристики РРСП оцінюють з допомогою параметра, який має назву коефіцієнта системи K_C . Коефіцієнт системи – це виражене в децибелах відношення вихідної потужності передавача $P_{\text{прд}}$ до мінімальної (порогової) потужності корисного сигналу на вході приймача $P_{\text{пр min}}$, що забезпечує заданий рівень достовірності передання інформації:

$$K_C = \frac{P_{\text{прд}}}{P_{\text{пр min}}}. \quad (2.34)$$

Для цифрових РРСП цей рівень достовірності визначається максимально допустимою відносною частотою бітових помилок (BER – bit error rate).

Коефіцієнт системи залежить від кількох чинників і насамперед від потужності передавача, діапазону робочих частот, типу модуляції радіосигналу, коефіцієнта шуму приймального пристрою та ін. Для більшості су-

часних РРСП коефіцієнт системи становить 100...120.

Потужність передавача. Очевидно, чим більшою є величина потужності передавача, тим більшим буде коефіцієнт системи K_c , а отже збільшуватимуться можлива відстань і якість зв'язку. Однак потужність передавача радіорелейних станцій обмежено зверху Міжнародними рекомендаціями, з одного боку, й вимогами до електромагнітної сумісності, обмеженнями рівня споживання енергії і габаритних показників – з іншого. Сьогодні потужність НВЧ-передавачів сучасних РРС становить від 1 Вт до 30 мВт.

Пороговий рівень корисного сигналу залежить в основному від двох чинників – коефіцієнта шуму приймального пристрою відносно входу приймача й порогового відношення сигнал/шум на вході демодулятора, при якому порогова ймовірність помилки (відносна частота бітових помилок – BER) набуває заданого значення. Коефіцієнт шуму визначається в основному вхідним малощумним підсилювачем і в сучасних приймачах з чутливістю від -80 до -90 дБм при $BER = 10^{-3}$ становить $1,5...9$ дБ залежно від діапазону робочих частот. Мінімально допустиме відношення сигнал/шум на вході демодулятора залежить від способу модуляції, що використовується, і від вибраної схеми реалізації демодулятора.

Вид модуляції радіосигналів. В аналогових радіорелейних системах телебачення й багатоканальної телефонії з частотним розділенням каналів (ЧТРК) майже завжди застосовується частотна модуляція радіосигналів. Це дає змогу істотно спростити апаратуру приймання, підвищити заводостійкість відносно теплових шумів. У цифрових системах вибір методу модуляції визначається в основному швидкістю передання інформації:

– у високошвидкісних РРС (від 155 Мбіт/с і вище) використовується модуляція *64 QAM* (*Quadrature Amplitude Modulation* – 64-рівнева квадратурна амплітудна модуляція) і *QAM* більш високих рівнів або більш складні методи модуляції, які об'єднують операції власне модуляції і кодування;

– у середньошвидкісних РРС (від 34 Мбіт/с) використовується модуляція *16 QAM*, *32 QAM*, а іноді *QPSK* (*Quadrature Phase-Shift Keying* – квадратурна фазова модуляція) як основного, так і модифікованих форматів, наприклад *OQPSK* (*Offset Quadrature Phase Shift Keying* – модифікована квадратурна фазова маніпуляція зі зсувом);

– для низькошвидкісних РРС (нижче 34 Мбіт/с) найпоширенішими видами модуляції є *QPSK*, *BPSK* (бінарна фазова маніпуляція) і *4-FSK* (чотирипозиційна частотна маніпуляція).

3. СУПУТНИКОВІ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ

3.1. Призначення, види й орбітальні характеристики супутникових систем зв'язку

У супутникових системах зв'язку (ССЗ), як і в радіорелейних системах, для передання сигналів на далеку відстань використовується принцип

активної ретрансляції. При цьому радіоретранслятор знаходиться на космічному апараті (КА), який виведено на навколосезну орбіту. Іншими словами, в ССЗ здійснюється багаторазова ретрансляція сигналів земних станцій через КА, а самі космічні апарати можуть одночасно працювати з декількома земними станціями (рис. 3.1).

Перші супутникові системи зв'язку масового обслуговування (комерційного призначення) з активною ретрансляцією сигналів було побудовано 1965 року (система Intelsat, США). У подальшому було створено відомчі, національні й міжнародні системи, які залежно від інформації, що передається, можна віднести або до багатофункціональних, або до спеціалізованих.

Перші призначено для одночасного обміну телефонною, телеграфною, телевізійною, радіомовною та іншими видами інформації; другі – для передання інформації одного або двох однорідних видів, наприклад, телевізійного мовлення або теле- і радіомовлення. До спеціалізованих ССЗ можна також віднести деякі системи військового й цивільного призначення, які застосовуються для вирішення певних завдань.

Сьогодні ССЗ надають послуги майже всім наявним службам зв'язку, їх інтегровано з багатьма іншими системами, і цей процес інтеграції неперервно продовжується. Отже, класифікація супутникових систем формально може бути такою самою, як і наземних систем зв'язку. Однак окрім належності до тих чи інших служб зв'язку більш прийнятною для супутникових систем є класифікація за територіальними й орбітальними ознаками.

За територіальною ознакою всі ССЗ можна поділити на такі:

- **глобальні**, зона обслуговування яких охоплює всю земну кулю,
- **національні**, що забезпечують зв'язок в окремій країні або в групі близько розташованих країн;
- **регіональні**, які забезпечують зв'язком окремі регіони.

За орбітальними ознаками супутникові системи поділяються на такі:

- 1) геостаціонарні (стаціонарні, GEO (Geostationary Earth Orbit));
- 2) середньоорбітальні (середньовисотні, MEO (Medium Earth Orbit)),
- 3) низькоорбітальні (низьковисотні, LEO (Low Earth Orbit));
- 4) системи зв'язку із супутниками на еліптичних орбітах (ЕЕО (Elliptical Earth Orbit)).

Геостаціонарні орбіти – це орбіти, розташовані на висоті приблизно 36 000 км, причому швидкість обертання КА є однаковою зі швидкістю

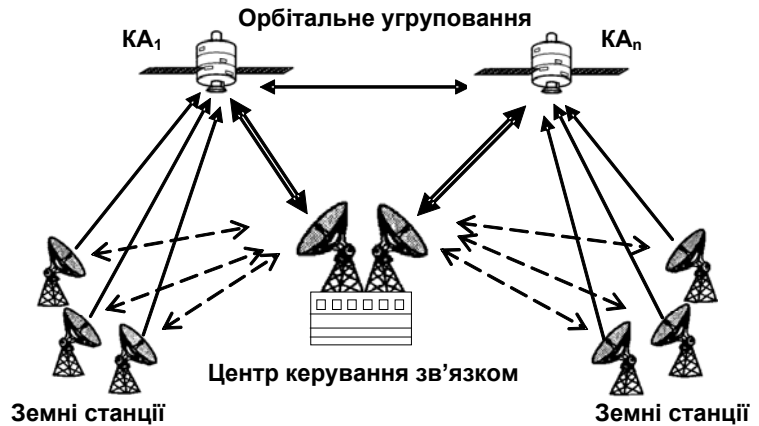


Рис. 3.1

обертання Землі. Тим самим досягається ефект «нерухомості» КА відносно точки спостереження, розташованої на Землі. Якщо ширину діаграми спрямованості антенних систем КА вибрати такою, що дорівнює $17,3^\circ$, то трьох супутників достатньо для повного покриття території Землі. На рис. 3.2 орієнтація КА вибрана такою, що КА₁ розташовується в зоні Індійського океану, КА₂ – у зоні Тихого океану, а КА₃ – у зоні Атлантичного океану.

Геостаціонарна орбіта може бути екваторіальною, тобто її кут нахилу збігається з площиною екватора, або нахиленою, коли такого збігу немає.

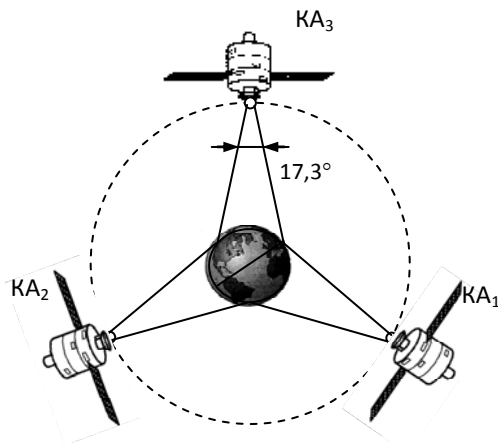


Рис. 3.2

Переваги геостаціонарних ССЗ:

- охоплення всієї території земної поверхні мінімальною кількістю супутників (мінімум три, але на практиці використовують більшу кількість для збільшення ймовірності надійного зв'язку);

- можливість неперервного зв'язку в глобальній зоні обслуговування;

- майже повна відсутність доплерівського зсуву частоти, обумовленого взаємним переміщенням КА і Землі;

- порівняно низькі енергетичні витрати на корекцію траєкторії руху й утримання КА на орбіті в заданій точці.

Слід зазначити, що на КА, який знаходиться на геостаціонарній орбіті, впливають гравітаційні поля Місяця й Сонця, причому вплив Місяця є більшим приблизно у три рази. Ці поля спричиняють добові коливання радіуса орбіти, що призводять до накопичення нахилу площини орбіти приблизно на величину $0,85^\circ$ за рік. Якщо не буде корекції, то за 26,6 років кут нахилу орбіти може змінитися від 0° до $14,67^\circ$, причому за наступні 26,6 років цей кут знову зменшиться до 0° .

Недоліки геостаціонарних ССЗ:

- великий рівень затримки сигналів (до 600 мс), пов'язаний зі скінченним часом поширення радіохвиль;

- неможливість забезпечення зв'язку у високоширотних районах, і для їх охоплення необхідно використовувати еліптичні орбіти;

- необхідність досить високої енергетики, що утруднює реалізацію персонального супутникового зв'язку.

Середньоорбітальні ССЗ є проміжною ланкою між геостаціонарними й низькоорбітальними системами. КА середньовисотних ССЗ розташовуються в основному на колових орбітах, що знаходяться на висоті від 5 000 до 15 000 км. Для повного покриття території Землі потрібно 7–12 космічних апаратів.

Переваги середньоорбітальних ССЗ:

- більш високі якісні характеристики обслуговування завдяки збільшенню робочих кутів місця й кількості КА, що знаходяться одночасно в полі зору наземного абонента;
- порівняно невелика затримка сигналів (не більше 130 мс) при проведенні сеансів зв'язку;
- поліпшені енергетичні показники ССЗ у цілому й можливість забезпечення персонального зв'язку безпосередньо з КА при відносно невеликих енергетичних витратах.

Недоліки середньоорбітальних ССЗ:

- вплив просторових поясів заряджених частинок (пояси Ван Аллена), які погіршують, а в деяких випадках узагалі роблять неможливою організацію стійкого зв'язку. Перший радіаційний пояс розташовано на висоті 2000...9000 км під кутом до 30° в обидві сторони від екватора. Другий – на висоті 13000...19000 км під кутом до 50° по обидві сторони від екватора;
- менша, ніж у геостаціонарних ССЗ, тривалість знаходження КА в зоні радіовидимості земних станцій (1,5–2 год).

У низькоорбітальних ССЗ залежно від кута нахилу β площини орбіти відносно екватора розрізняють низькі екваторіальні ($\beta = 0^\circ$), полярні ($\beta = 90^\circ$) і нахилені ($\beta \neq 0^\circ$) орбіти. Сьогодні використовують низькі нахилені й полярні орбіти на висоті 500...1500 км та екваторіальні – на висоті близько 2000 км.

Переваги низькоорбітальних ССЗ:

- значно кращі енергетичні показники порівняно з GEO- і МEO-системами;
- можливість організації персонального зв'язку при мінімальних енергетичних витратах користувача.

Недоліки низькоорбітальних ССЗ:

- невелика тривалість сеансу зв'язку з одним КА;
- невеликий термін активного існування порівняно з іншими системами, що зумовлено, по-перше, тим, що до 30 % часу КА знаходиться на тінювій стороні Землі, а по-друге – впливом радіаційного поясу;
- висока деградація орбіт, яка пов'язана з впливом атмосфери (підвищена густина), що призводить до коливань ексцентриситету орбіти;
- низька миттєва зона обслуговування одним КА і відповідно необхідність більшої кількості супутників в угрупованні.

Порівняльні характеристики геостаціонарних, середньоорбітальних і низькоорбітальних супутникових систем зв'язку наведено в табл. 3.1.

Еліптичні орбіти частіше за все використовуються для будівництва супутникових систем, які забезпечують зв'язок у високоширотних районах. Такі орбіти зазвичай є сильно витягнутими й мають великий ексцентриситет. Так, наприклад, орбіта КА типу «Молния» має висоту в апогеї приблизно 40250 км, а в перигеї – 500 км.

Таблиця 3.1

Характеристики	Тип орбіти		
	GEO	MEO	LEO
Висота орбіти, км	36000	10355	700 – 1500
Кількість КА в угрупованні при неперервному охопленні території	3	8–12	48–72
Площа зони покриття на поверхні Землі одним КА (кут місця $\gamma = 5^\circ$), %	34	25–28	3–7
Час перебування КА в зоні радіовидимості, год	Цілодобово	1,5–2	0,15–0,25
Затримка під час передання сигналів, мс: – регіональний зв'язок – глобальний зв'язок	Не менше 500	80–130 250–400	20–70 170–300
Максимальний відносний доплерівський зсув	$\pm 10^{-8}$	$\pm 6 \cdot 10^{-6}$	$\pm(1,8 \dots 2,4) \times 10^{-5}$
Кут місця γ на краю зони обслуговування, град.	5°	$25\text{--}30^\circ$	$10\text{--}15^\circ$
Час переключення з одного променя на інший, хв	10–15	5–6	1,5–2

Особливістю руху КА по такій орбіті є те, що, обертаючись синхронно із Землею і маючи період обертання 12 годин, КА має різну кутову швидкість переміщення у висхідній і низхідній частинах орбіти. У районі апогею КА протягом 6–8 год переміщується настільки повільно, що його можна вважати в цей проміжок часу стаціонарним відносно точки приймання на земній поверхні. У районі перигею кутова швидкість КА у 80 разів більша і відповідно час перебування КА в «нижній» частині орбіти набагато менший, ніж у «верхній». Зрозуміло, що для забезпечення цілодобового зв'язку доводиться використовувати кілька супутників на еліптичних орбітах, площини яких є взаємно зміщеними.

Сьогодні окрім орбіт типу «Молнія», використовуються також еліптичні орбіти з іншими параметрами: «Тундра» (апогей – 71250 км, перигей – 500 км, період обертання 24 год), «Archimedes» (апогей – 26737 км, перигей – 1000 км, період обертання 8 год), «Odyssey» (апогей – 20125 км, перигей – 670 км, період обертання 6 год), «Borealis» (апогей – 7840 км, перигей – 520 км, період обертання 3 год). Майже всі еліптичні орбіти мають кут нахилу $63,4^\circ$. Це дає змогу мінімізувати вплив неоднорідностей гравітаційного поля Землі й зменшити коливання підсупутникової точки КА, які зумовлені цим впливом.

3.2. Склад супутникових систем зв'язку, характеристики космічних апаратів і засобів виведення на орбіту

Кожна ССЗ має у своєму складі чотири сегменти:

- космічний;
- наземний;
- сегмент користувача;
- сегмент засобів виведення супутників на орбіту.

Склад кожного із сегментів ілюструє рис. 3.3.

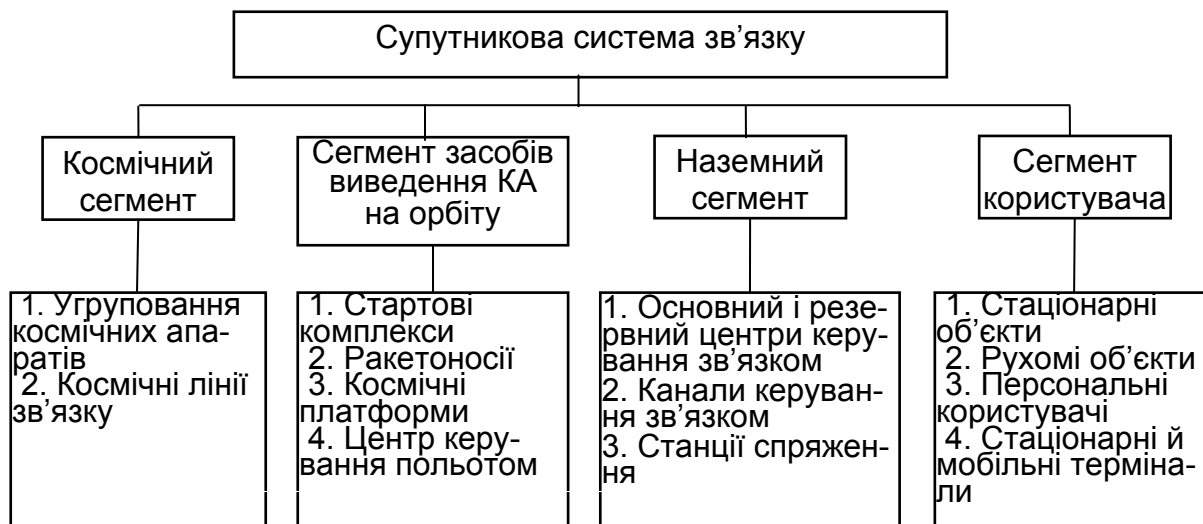


Рис. 3.3

Космічний сегмент складається з угруповання КА, що виводяться на орбіту, а також із космічних ліній зв'язку. Конфігурація орбітального угруповання КА залежить від призначення системи, необхідної зони обслуговування і може бути різною. Обладнання окремого КА містить: радіоелектронне устаткування, центральний процесор, системи орієнтації і стабілізації, двигуни й систему електроживлення, що складається з набору сонячних батарей. Крім того, на КА встановлюють різного типу антенні пристрої, що працюють як на прийом, так і на передачу. Деякі з цих антен можуть бути багатопроменевими, кожний промінь яких утворює на поверхні Землі певну зону обслуговування (стіленьник).

Запуск КА на орбіту проводять з допомогою спеціальних універсальних космічних платформ, що дає змогу не тільки зменшити терміни й вартість розроблення системи та здійснювати одночасний запуск декількох КА, але й використовувати при їх створенні перспективні й добре відпрацьовані технології. Космічна платформа є базовою частиною КА, на якій розміщують бортовий ретранслятор, підсистему електроживлення й бортовий комплекс керування, що забезпечує нормальне функціонування КА під час орбітального польоту протягом всього терміну його активної роботи.

Сьогодні існує широкий вибір космічних платформ, що задовольня-

ють вимоги різних корисних навантажень щодо маси, габаритних показників, енергоресурсу, умов космічної експлуатації, надійності й вартості.

Сегмент засобів виведення супутників на орбіту містить стартові комплекси, ракетоносії з космічними платформами, центри керування польотом (ЦКП) космічних апаратів. Ці комплекси й засоби використовують не тільки для розгортання і експлуатації ССЗ, але й задіюють у складі інших систем цивільного й військового призначення.

Сучасні ракетно-космічні комплекси призначено для створення та заповнення орбітальних угруповань, включаючи передстартову підготовку, виведення КА на орбіту й розведення супутників по орбітах у разі групового запуску.

У багатосупутникових системах виведення КА на орбіту здійснюється з використанням групових запусків (від 3 до 12 КА за один пуск) з допомогою однієї ракети-носія. Такі групові запуски КА є найефективнішими, оскільки потребують менших витрат на створення орбітального угруповання. Такий підхід зменшує завантаженість стартового комплексу, а також відповідає вимогами щодо зменшення кількості пусків ракетоносіїв, які виходять з міркувань екологічної безпеки.

Сучасні космічні платформи є сумісними з більшістю ракетоносіїв середнього й важкого класів, такими, як Delta, Atlas, Titan (США), Ariane (ESA), «Протон» (Росія), «Зеніт» (Україна), «Long March» (Китай) і «Н-2» (Японія). Для заповнення й поповнення орбітального угруповання використовуються легкі ракетоносії, розраховані на запуск одного або двох супутників, наприклад, «Космос», «Рокот» (Росія), «Taurus» (США) та ін.

Легкі низькоорбітальні КА можна запустити як з допомогою традиційних пускових комплексів та установок, так і мобільних, включаючи морський запуск, наприклад, з допомогою ракетоносія «Зеніт». Запуск легких КА можна здійснити за короткий термін (менше 48 годин) і не потребує залучення високооплачуваного обслуговуваного персоналу. Такий вид супутників є особливо вигідним для країн, що не мають власних космодромів.

Наземний сегмент ССЗ містить основний і резервний центри керування супутниковим зв'язком (ЦКЗ), канали керування системою і наземні станції. До складу наземного сегмента входять кілька типів земних станцій, що керують системою зв'язку в цілому, контролюють функціонування КА, які входять до орбітального угруповання, а також координують функціонування різних систем зв'язку. Частіше за все ЦКЗ є територіально поєднаними з центром керування польотом.

Завданням центральних наземних базових станцій крім функцій приймання й передавання інформаційних потоків є керування мережею зв'язку на регіональному рівні. Базові й вузлові станції утворюють наземну мережу супутникової системи зв'язку. Через ці станції здійснюється вихід абонентів (користувачів) системи до ТфЗК та ISDN.

У системах, що не мають міжсупутникових фідерних каналів зв'язку,

через ці станції здійснюється зв'язок між будь-якими абонентськими станціями. У цьому випадку для забезпечення зв'язку між базовими станціями й КА передбачено спеціальні магістральні стовбури, що працюють у діапазоні сантиметрових хвиль.

Останнім часом базові станції частіше називають *станціями сполучення* (СС), а в зарубіжній літературі використовують термін *gateway* (ворота, шлюз), оскільки через них здійснюється під'єднання абонентів до каналів інших систем. При цьому станція сполучення виконує апаратну й програмну підтримку протоколів цих систем, будучи своєрідним шлюзом, у якому відбувається проміжне зберігання повідомлень. Кількість цих станцій залежить від способу організації зв'язку в глобальному масштабі. У низькоорбітальних системах, що мають міжсупутникові лінії зв'язку, їх кількість становить від 20 до 25. Якщо таких ліній немає, кількість станцій сполучення значно збільшується.

Сегмент користувача містить усі види стаціонарних і рухомих об'єктів наземного, морського й повітряного базування разом з терміналами персональних користувачів. Абонентські станції (термінали) можуть бути стаціонарними, а також «возимими» або портативними (персональними), а їх конструктивні особливості залежать від умов експлуатації. Персональні термінали сучасних ССЗ можуть бути однорежимними, тобто такими, що працюють тільки в мережі певної ССЗ, і дворежимними, розрахованими на обслуговування абонентів як у мережі певної супутникової системи, так і в регіональній мережі стільникового зв'язку.

3.3. Діапазони частот для супутникового зв'язку

Основними чинниками, що визначають вибір частот для супутникового зв'язку і їх розподіл між різними службами, є, з одного боку, Регламент радіозв'язку – основний документ Міжнародного союзу електрозв'язку, що регламентує розподіл частот, а з іншого – прагнення мінімізувати втрати й вплив шумів атмосфери при поширенні сигналів на приземних і космічних трасах.

Таблиця розподілу частот Регламенту має три стовпці, кожний з яких відповідає певному району земної кулі. Перший район – це Європа, Африка, країни СНД і Монголія. Другий район – Північна й Південна Америка, а третій – Азія, Океанія й Австралія. Отримання й використання смуг частот у кожному з цих районів здійснюється відповідно до належності до тієї чи іншої служби зв'язку.

У табл. 3.2 наведено діапазони частот супутникових служб для ліній Земля – космічний апарат (лінія «вверх»), а також космічний апарат – Земля (лінія «вниз»).

Таблиця 3.2

Лінія Земля – КА		Лінія КА – Земля	
Смуга частот, ГГц	Служба зв'язку	Смуга частот, ГГц	Служба зв'язку
1,610...1,6265	Рухомого зв'язку	1,525...1,559	Рухомого зв'язку
1,6315...1,6605	Рухомого зв'язку	1,6265...1,6315	Рухомого зв'язку
1,97...2,01	Рухомого зв'язку	2,16...2,2	Рухомого зв'язку
2,67...2,69	Рухомого зв'язку	2,4835...2,52	Рухомого зв'язку
5,725...7,075	Фіксованого зв'язку	2,52...2,67	Мовлення
7,9...8,4	Фіксованого й рухомого зв'язку	3,4...4,2	Фіксованого зв'язку
10,7...11,7	Фідерні лінії	4,5...4,8	Фіксованого зв'язку
12,5...13,25	Фіксованого зв'язку	7,25...7,75	Фіксованого зв'язку
14,75...14,5	Фіксованого зв'язку	10,7...11,7	Фіксованого зв'язку
14,5...14,8	Фідерні лінії	11,7...12,5	Мовлення
17,3...18,1	Фідерні лінії	12,5...12,75	Фіксованого зв'язку
27,5...31	Фідерні лінії	17,7...21,2	Фіксованого й рухомого зв'язку
42,5...43,5	Фіксованого зв'язку	22,5...23,0	Мовлення
47,5...49,2	Фідерні лінії	37,5...40,5	Фіксованого й рухомого зв'язку
49,2...50,2	Фіксованого зв'язку	43,5...47,	Рухомого зв'язку
50,4...51,4	Фіксованого зв'язку		

У табл. 3.3 наведено англomовні позначення частотних діапазонів супутникового зв'язку, що широко використовуються у міжнародній практиці. Слід зазначити, що найкраще освоєними в наявних супутникових системах зв'язку є L -, C -, S -, і K_u -діапазони. Діапазон K використовується в основному для створення фідерних ліній, а освоєння діапазонів K_a і Q/V тільки починається.

Таблиця 3.3

Позначення діапазону	Діапазон частот, ГГц	Ширина смуги, ГГц	Найбільш широке застосування
L	1...2	1	Мобільний супутниковий зв'язок
C	2...4	2	Мобільний супутниковий зв'язок, дослідження космосу.
S	4...8	4	Супутники служби фіксованого зв'язку
X	8...12,5	4,5	Військові служби фіксованого зв'язку, дослідження Землі з космосу, метеосупутники
K_u	12,5...18	5,5	Супутники служби фіксованого зв'язку і радіомовлення

Позначення діапазону	Діапазон частот, ГГц	Ширина смуги, ГГц	Найбільш широке застосування
K	18...26,5	8,5	Супутники служби фіксованого зв'язку і радіомовлення
K_a	26,5...40	13,5	Супутники служби фіксованого зв'язку
Q/V	40...50	10	Супутники фіксованої й рухомої служб зв'язку

Незважаючи на те, що в діапазонах частот K_a і Q/V вплив атмосферних явищ на умови поширення радіохвиль є максимальним, у них є певна перспектива, оскільки можна створювати широкосмугові й надширокосмугові супутникові канали зв'язку з швидкістю передання інформації у кілька сотень мегабіт за секунду і загальною пропускною здатністю мережі у декілька гігабіт за секунду. У цих діапазонах також значно простіше розв'язуються питання електромагнітної сумісності та є можливою робота з більш високою випромінювальною потужністю, оскільки діапазони частот понад 30 ГГц наземними радіослужбами майже не використовуються.

3.4. Геометричні показники орбіт і зони радіовидимості космічних апаратів

Період обертання T_0 і кутова швидкість ω руху супутника, що знаходиться на круговій або еліптичній орбіті, визначаються співвідношеннями

$$T_0 = \frac{2\pi}{\sqrt{\mu}} a^{3/2}; \quad \omega = \sqrt{\frac{\mu}{r}}, \quad (3.1)$$

де a – велика піввісь орбіти (радіус кругової орбіти); $\mu = 3,986 \cdot 10^5 \text{ км}^3/\text{с}^2$ – гравітаційна постійна Землі (постійна Кеплера); r – радіус орбіти.

Положення орбіти супутника в геоцентричній системі координат (рис. 3.4) визначають шістьма незалежними координатами: величиною великої півосі еліпса орбіти a ; ексцентриситетом e ; довготою висхідного вузла Ω ; нахилом орбіти i ; моментом t_0 проходження супутником у часі якоїсь фіксованої точки орбіти; кутовою відстанню перигею w . Вісь X спрямовано від центра Землі до перетину Гринвіцького меридіана з екватором, вісь Y – у точку з координатами 0° північної широти (Пн. ш.) і 90° східної довготи (Сх. д.), вісь Z – уздовж осі обертання Землі.

Кут нахилу орбіти i вимірюють між віссю обертання Землі Z і перпендикуляром N до площини орбіти з позитивним напрямком у той бік, звідки рух супутника спостерігається як рух проти стрілки годинника. Цей кут може змінюватися від 0° до 180° . Висхідний вузол – це точка переходу КА з південної півкулі в північну. Кут Ω відлічують від осі X до прямої, що сполучає початок координат з висхідним вузлом, а кут w (кутову відстань, або аргумент перигею) – від лінії, що сполучає висхідний вузол з початком ко-

ординат до великої півосі орбіти. Аргумент перигею може знаходитися в межах від 0° до 360° . Супутники з апогеєм у північній півкулі повинні мати аргумент перигею від 180° до 360° .

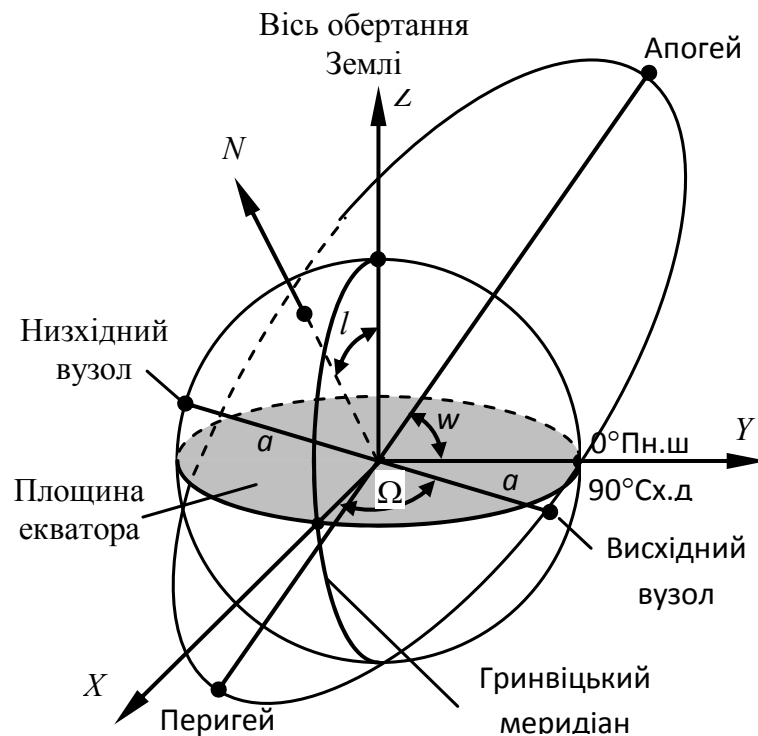


Рис. 3.4

Позначимо висоту орбіти в точці перигею h_p , у точці апогею – h_a , а радіус Землі – R_0 . Тоді величину великої півосі орбіти й ексцентриситет можна знайти з допомогою таких виразів:

$$a = R_0 + 0,5 \cdot (h_a + h_p); \quad (3.2)$$

$$e = (h_a - h_p) / (2R_0 + h_a + h_p). \quad (3.3)$$

Фокуси еліпса відстоять від його центра на величину (ae) . Точку x перетину з поверхнею Землі радіуса-вектора, проведеного в цю точку орбіти з центра Землі, називають **підсупутниковою точкою**. З цієї точки КА видно точно в зеніті, тобто вісь променя антени земної станції (ЗС) при наведенні її на супутник має бути перпендикулярною до поверхні Землі. У будь-якій іншій точці земної поверхні положення променя антени ЗС відхиляється від зеніту й характеризується двома кутами – азимутом A і кутом місця γ . Кут місця – це кут між напрямком на супутник і проекцією цього напрямку на площину, дотичну до поверхні Землі, а азимут – кут між напрямком на північ і тією самою проекцією.

Координати підсупутникової точки визначаються виразами

$$f_{uc} = \arcsin \{ \sin l \times \sin [w + \omega(t - t_0)] \}, \quad (3.4)$$

$$\theta_{dc} = \Omega_0 - \frac{2\pi}{T_{3p}}(t - t_0) + \arctg \{ \cos l \times \tg [w + \omega(t - t_0)] \}, \quad (3.5)$$

де $\varphi_{\text{шс}}$ – широта підсупутникової точки; $\theta_{\text{дс}}$ – довгота підсупутникової точки; Ω_0 – довгота висхідного вузла в момент часу t_0 , тобто в момент проходження супутником перигею; $T_{\text{зр}}$ – тривалість зоряних (сидеричних) діб, що дорівнює інтервалу часу, за який Земля здійснює один оберт навколо своєї осі відносно зірок ($T_{\text{зр}} = 23 \text{ год } 56 \text{ хв } 04 \text{ с}$).

По суті величина $\varphi_{\text{шс}}$ характеризує кут між радіусом, проведеним з центра Землі у підсупутникову точку, і площиною екватора, а величина $\theta_{\text{дс}}$ – кут між площиною Гринвіцького меридіана й площиною меридіана, що проходить через підсупутникову точку.

Якщо вважати, що КА знаходиться на екваторіальній геостаціонарній орбіті, а період його обертання точно дорівнює зоряній добі ($T_0 = T_{\text{зр}}$), то азимут A і кут місця γ ЗС можна визначити так:

$$A \approx \arctg \frac{\sin(\theta_{\text{дс}} - \theta_{\text{зс}})}{-\sin\varphi_{\text{зс}} \times \cos(\theta_{\text{дс}} - \theta_{\text{зс}})} + k\pi; \quad (3.6)$$

$$\gamma \approx \arcsin \frac{H \cos\varphi_{\text{зс}} \cos(\theta_{\text{дс}} - \theta_{\text{зс}}) - R_0}{\sqrt{H^2 + R_0^2 - 2HR_0 \cos\varphi_{\text{зс}} \cos(\theta_{\text{дс}} - \theta_{\text{зс}})}}, \quad (3.7)$$

де $\theta_{\text{зс}}$, $\varphi_{\text{зс}}$ – довгота й широта точки розташування ЗС у відносній геоцентричній системі координат; $k = 0$ при $\varphi_{\text{зс}} < 0$, $\theta_{\text{дс}} > \theta_{\text{зс}}$; $k = 2$ при $\varphi_{\text{зс}} < 0$, $\theta_{\text{дс}} < \theta_{\text{зс}}$; $k = 1$ при $\varphi_{\text{зс}} > 0$; $H = 42170 \text{ км}$ – висота орбіти відносно центра Землі.

Необхідно зазначити, що період обертання КА зазвичай вибирають, виходячи з умови $T_0 = T_{\text{зр}} / N$, де N – кількість обертів КА навколо Землі за добу. При такому виборі T_0 супутник проходить над одними й тими самими районами Землі в один і той самий період часу.

Кожна земна станція має так звану зону радіовидимості, яка відповідає частині земної поверхні, звідки супутник видно під кутами від δ_{min} до δ_{max} відносно горизонту. Причому δ_{min} – це мінімальний кут піднесення антени, починаючи з якого ЗС може приймати сигнали супутника (кут між напрямком на КА й площиною, дотичною до поверхні Землі), а δ_{max} – максимальний кут піднесення антени, при якому зв'язок зникає.

Для розрахунку межі зони радіовидимості в кожний момент часу можна записати такі співвідношення:

$$\begin{aligned} \alpha + \delta_{\text{min}} + \varphi_0 &= 90^\circ; \\ R_{\text{max}}^2 &= r^2 + R_0^2 - 2R_0r \cos(\varphi_0); \\ R_{\text{max}} &= r \sin(\varphi_0) / \cos(\delta_{\text{min}}), \end{aligned} \quad (3.8)$$

де φ_0 – кутова відстань межі зони радіовидимості від підсупутникової точки; R_{max} – максимальна похила дальність; R_0 – радіус Землі; r – радіус-вектор супутника (рис. 3.5).

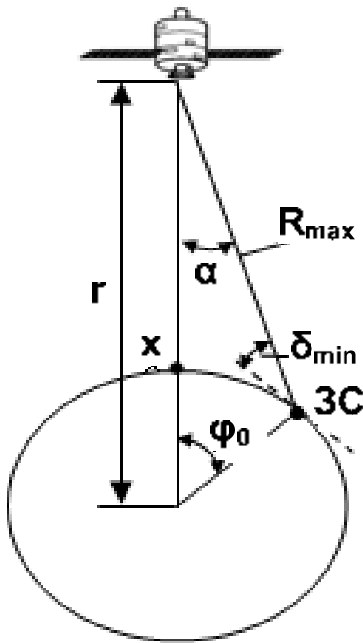


Рис. 3.5

Межу зони радіовидимості визначають таким чином. Задають момент часу, параметри орбіти, координати підсупутникової точки, значення радіус-вектора супутника й мінімальне піднесення антени, а потім розраховують кути α і ϕ_0 :

$$\sin \alpha = R_0 \cos \delta_{min} / r;$$

$$\phi_0 = 90^\circ - \delta_{min} - \arcsin(R_0 \cos \delta_{min} / r). \quad (3.9)$$

Географічні координати межі зони радіовидимості $\phi_{шр}$ і $\theta_{др}$ зв'язані співвідношенням

$$\cos \phi_0 = \sin \phi_{шс} \sin \phi_{шр} +$$

$$+ \cos \phi_{шс} \cos \phi_{шр} \cos(\theta_{дс} - \theta_{др}), \quad (3.10)$$

тому, якщо послідовно задати значення кута $\phi_{шр}$ у межах $\phi_{шс} \pm \phi_0$, можна знайти значення $\theta_{др}$ і за ними побудувати зону радіовидимості на земній поверхні. Якщо в цю зону входить полюс, то величина $\phi_{шс} + \phi_0$ виявляється більшою за 90° і при розрахунках верхню границю зони радіовидимості обчислюємо так: $\phi_{шр \max} = 180^\circ - (\phi_{шс} + \phi_0)$.

Зазвичай мінімальне значення кута піднесення δ_{min} становить $\delta_{min} = 10^\circ - 12^\circ$ [57] і, зокрема, при $\delta_{min} = 11,5^\circ$ діаметр області радіовидимості геостационарної системи становить 15600 км, а її площа – 190 млн км². Збільшення кута піднесення δ_{min} призводить до зменшення області радіовидимості. Так, наприклад, при збільшенні δ_{min} до 30° область радіовидимості зменшується майже вдвічі.

Область покриття дещо відрізняється від області радіовидимості, оскільки її визначають з урахуванням заданого мінімального порогового рівня потужності бортового ретранслятора. Зазвичай таким пороговим рівнем є потужність на 3 дБ менше від рівня потужності у напрямку максимального випромінювання.

3.5. Особливості будування середньо- і низькоорбітальних супутникових угруповань

При будуванні орбітальних угруповань супутників МЕО і ЛЕО використовують кругові орбіти однакових висоти й нахилу з рівномірним розподілом n_n площин орбіт у просторі й n_c супутників у кожній площині. При цьому кут

між суміжними площинами $\Delta\phi = 180^\circ/n_{\Pi}$, а кутова відстань між супутниками в кожній площині $\Delta\psi = 360^\circ/n_c$. При використанні полярних орбіт область найбільшого розосередження супутників знаходиться в екваторіальному поясі, а область найбільшого скупчення – у приполярних областях.

Застосовують два варіанти фазування орбітальних площин: випадкове з довільним зсувом $\Delta\phi$ супутників у різних орбітальних площинах, який може також змінюватись і в часі (рис. 3.6, а); фіксоване фазування зі зсувом супутників у суміжних орбітальних площинах на кут $\Delta\psi/2$ (рис. 3.6, б).

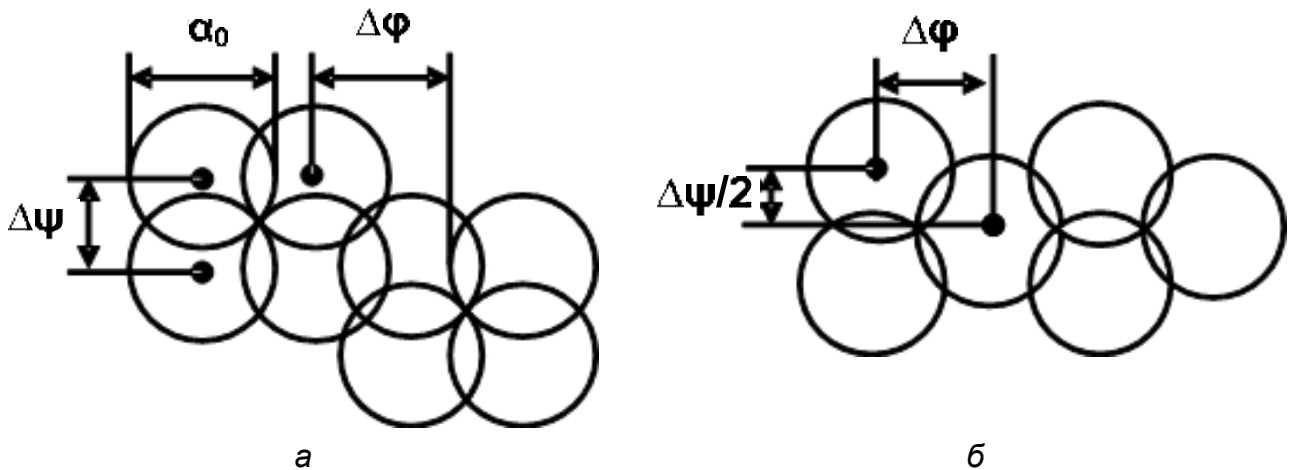


Рис. 3.6

Фіксоване фазування дає змогу мінімізувати загальну кількість супутників для суцільного покриття земної поверхні при забезпеченні заданих імовірно-часових характеристик інформаційного обміну. Проте при випадковому фазуванні значно спрощується процес розгортання й експлуатація орбітального угруповання, особливо в тих випадках, коли КА мають невелику масу, малі енергоспоживання й точність орієнтації.

Кутовий розмір зони обслуговування α_0 для систем з випадковим фазуванням орбітальних площин описується виразом

$$\alpha_0 = \arccos \left\{ \left(\cos^2 \left(\frac{\pi}{2n_{\Pi}} \right) \right) \left(\cos \left(\frac{\pi}{2n_{\Pi}} \right) - \sin^2 \left(\frac{\pi}{2n_{\Pi}} \right) \right) \right\}, \quad (3.11)$$

а для систем з фіксованим фазуванням орбітальних площин

$$\alpha_0 = 2 \left\{ \Delta\phi - \arccos \left(\frac{\sin \Delta\phi}{\sqrt{1 + \cos(\Delta\psi/2) (\cos \Delta\psi / 2 - 2 \cos \Delta\psi)}} \right) \right\}. \quad (3.12)$$

Незалежно від способу фазування параметри орбіти необхідно вибрати так, щоб у будь-який момент часу була можливість надання інформаційних послуг абонентам, які знаходяться в будь-якій точці зони покриття. Однак у негеостаціонарних системах забезпечення високої надійності об-

слуговування абонентів суттєво залежить не тільки від кутового розміру зони обслуговування й часу знаходження КА в зоні радіовидимості, але й від деяких інших показників, таких, як здатність системи оперативно реагувати на швидкі змінення топології мережі, можливість швидкого оновлення бази даних про належність абонентів до конкретних зон обслуговування та ін.

У системах глобального радіотелефонного зв'язку критеріями ефективності є зв'язність і кратність покриття. Під зв'язністю розуміють можливість з'єднання абонентів, розташованих в одній або різних зонах обслуговування. Зв'язність забезпечується за наявності між абонентами неперервного або квазінеперервного каналу зв'язку. Неперервна зв'язність забезпечується, якщо в зоні радіовидимості обох абонентів знаходиться щонайменше один КА.

Кратність покриття n – це знаходження декількох КА одночасно в зоні радіовидимості абонентів. Для розрахунку кількості космічних апаратів N , що забезпечують глобальне покриття земної поверхні, можна записати

$$N = \left\lceil \frac{4\sqrt{3}}{9} \left(\frac{\pi}{\gamma} \right)^2 \right\rceil = qp, \quad (3.13)$$

причому

$$\gamma = \arccos \left\{ \cos \delta / (1 + h/R_0) \right\} - \delta,$$

де $q = \left\lceil 2\pi / 3^{1/2} \gamma \right\rceil$ – кількість космічних апаратів, розташованих в одній площині; $p = \left\lceil 2\pi / 3\gamma \right\rceil$ – кількість орбітальних площин; γ – кут місця земної станції на межі зони радіовидимості; h – висота орбіти КА; $\lceil y \rceil$ – найближче ціле число, що перевищує y .

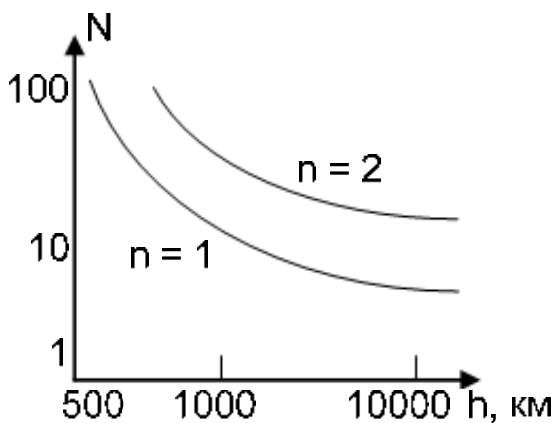


Рис. 3.7

На рис. 3.7 зображено графіки залежностей кількості КА від висоти орбіти для забезпечення зв'язності в ССЗ при $n = 1$ і $n = 2$, звідки видно, що для однократного покриття в системах LEO необхідно 40–70 супутників, а в системах MEO – 7–12 супутників.

Максимальний час знаходження абонента в зоні обслуговування залежить від кутових розмірів зони обслуговування α_0 :

$$T_{max} = T_0 \alpha_0 / 360, \quad (3.14)$$

де T_0 – період обертання супутника, що визначається виразом (3.1), хв.

Для кругової орбіти

$$T_0 \approx 1,65 \cdot 10^{-4} \sqrt{(R_0 + h)^3}.$$

Як видно з цього виразу, зі зменшенням висоти орбіти істотно збільшується кутова швидкість обертання КА і так звана швидкість «ковзання» зон обслуговування $v_k = 120\pi R_0 / T_0$, км/год. Унаслідок цього зменшується тривалість сеансу зв'язку, а також стає більш відчутним вплив доплерівського ефекту. Для систем LEO швидкість «ковзання» змінюється від 24400 км/год при висоті орбіти $h = 700$ км до 20800 км/год при $h = 1500$ км, а для MEO ця швидкість приблизно становить 700 км/год.

З виразу (3.14) також видно, що для окремого КА на низьких екваторіальних орбітах, коли період обертання може змінюватися від 90 до 127 хв залежно від висоти орбіти, максимальна тривалість сеансу зв'язку на екваторі становить від 9 до 31 хв при змінній висоті від 270 км до 2000 км. Для полярних орбіт тривалість зв'язку на широтах $50...60^\circ$ становить від 8 до 15 хв при змінній висоті орбіти від 800 до 1500 км.

У табл. 3.4 як приклад наведено деякі дані для глобальних систем супутникового радіотелефонного зв'язку: низькоорбітальних *Iridium*, *Global-star* і середньорбітальних *Odissey* та *ISO*.

Окрім параметра «тривалість зв'язку» важливими показниками для ССЗ також є середній час очікування, тривалість пауз в обслуговуванні й час доставки. Строго кажучи, ці параметри є взаємозв'язаними й визначаються кількома показниками, наприклад висотою орбіти (часом передання повідомлення на супутник), методом доступу, часом, що витрачається на процедуру входження у зв'язок, кількістю спроб входження у зв'язок, часом затримки в бортовому ретрансляторі, часом передання повідомлення на Землю, часом затримки в наземних лініях з'єднання. У тому випадку, коли обидва абоненти знаходяться в межах видимості КА (регіональний зв'язок), затримка є невеликою і визначається в основному мережними протоколами обміну, методом доступу й параметрами комутаційного устаткування. Найменшу затримку можна забезпечити у разі використання «прозорого» ретранслятора.

Таблиця 3.4

Характеристика	Назва системи				
	Iridium	Globalstar	Odissey	ISO	Triton
Тип орбіти	LEO	LEO	MEO	MEO	GEO
Ширина променя, град.	8,2	20,5	6,5	4,5	1,5
Діаметр миттєвої зони парціального променя, км	600	1642	1192	813	942
Час радіовидимості КА, хв	9	10...12	90	90	Цілодобово
Затримка під час одного стрибка (місцевий зв'язок), мс	240	120	190	240	400
Глобальна затримка (міжнародний зв'язок), мс	410	250	380	480	600

3.6. Особливості будування бортових ретрансляторів супутникових систем зв'язку

Розглянемо енергетичні характеристики супутникових систем зв'язку, урахувавши те, що лінія супутникового зв'язку складається щонайменше з двох ділянок: Земля – КА (лінія «вверх») і КА – Земля (лінія «вниз»). Кожна з ділянок (рис. 3.8) містить радіопередавальні (РПП) і радіоприймальні (РПрП) пристрої, антенні системи з відповідними антенно-фідерними трактами (АФТ) і канали зв'язку, утворені ділянками простору між земними станціями (ЗС_i) і космічним апаратом.

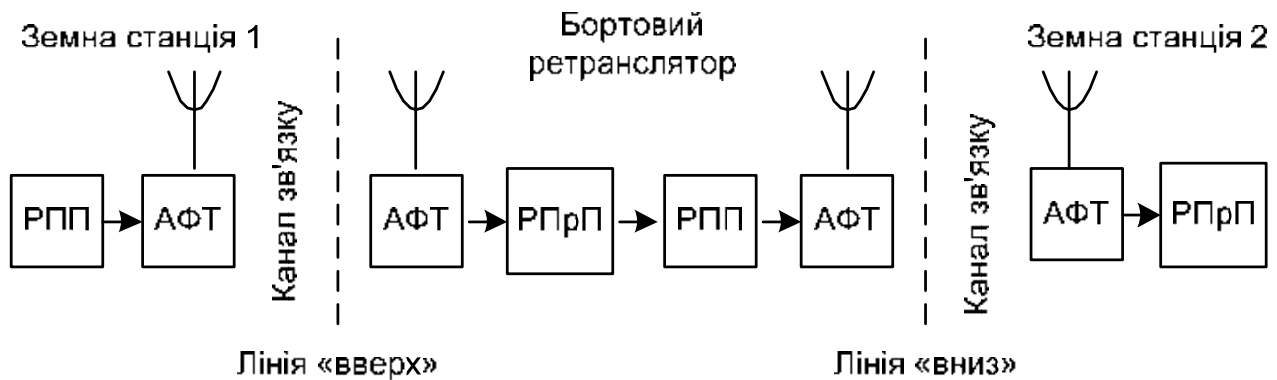


Рис. 3.8

Запишемо вираз для SNR на ділянці довільної лінії зв'язку, використовуючи вираз (1.18):

$$\frac{P_c}{P_w} = \frac{EIBП \eta_{пр} G_{пр} \lambda^2}{(4\pi r)^2 F_{\partial} P_w}. \quad (3.15)$$

З урахуванням (1.27) SNR можна подати у такому вигляді:

$$\frac{P_c}{P_{ш}} = \frac{EIBП \eta_{пр} \lambda^2 G_{пр} / T_{ш\Sigma}}{(4\pi r)^2 F_{\partial} k \Delta f}, \quad (3.16)$$

де $T_{ш\Sigma}$ – еквівалентна шумова температура приймальної системи, зведена до входу приймача, яка визначається виразом

$$T_{ш\Sigma} = T_{шА} + 290 \frac{\eta_{пр} - 1}{\eta_{пр}} + \frac{T_{шпр}}{\eta_{пр}}, \quad (3.17)$$

де $T_{шА}$, $T_{шпр}$ – еквівалентні шумові температури антени й приймача відповідно; $\eta_{пр}$ – коефіцієнт передання фідерного тракту приймача.

Вираз (3.16) можна подати також у вигляді

$$\frac{P_c}{N_0} = \frac{EIBП \eta_{пр} \lambda^2 Q_{пр}}{(4\pi r)^2 F_{\partial} k}, \quad (3.18)$$

де

$$Q_{пр} = \frac{G_{пр}}{T_{ш\Sigma}} \quad (3.19)$$

має назву добротності приймача.

Слід зазначити, що відношення P_c/N_0 часто називають енергетичним потенціалом, а формули (3.16) і (3.18) справджуються для будь-якого одностороннього каналу зв'язку і, як видно з цих формул, еквівалентна ізотропна випромінювана потужність є по суті параметром, який визначає «енергоозброєність» системи зв'язку, а добротність приймача фактично відображає чутливість приймального тракту.

Одержані дистанційні рівняння (3.16)–(3.18) можна поширити й на супутникові лінії зв'язку, проте при цьому необхідно враховувати той факт, що загальне рівняння всієї лінії зв'язку, яка складається з кількох ділянок, залежатиме від співвідношення між сумарним SNR усієї лінії зв'язку $(P_c/P_{ш})_{\Sigma}$ і SNR кожної ділянки, зокрема SNR $(P_c/P_{ш})_H$ лінії «вверх» і SNR $(P_c/P_{ш})_B$ лінії «вниз».

Якщо на борту КА не проводиться спеціального оброблення, то можна вважати, що шуми всіх ділянок лінії зв'язку є аддитивними, а в цьому разі SNR кожної ділянки лінії супутникового зв'язку буде більшим, ніж всієї лінії, тобто $(P_c/P_{ш})_H > (P_c/P_{ш})_{\Sigma}$ і $(P_c/P_{ш})_B > (P_c/P_{ш})_{\Sigma}$. Це, в свою чергу, дає змогу записати такі рівняння:

$$\begin{aligned} (P_c/P_{ш})_{\Sigma}^{-1} &= (P_c/P_{ш})_H^{-1} + (P_c/P_{ш})_B^{-1}; \\ (P_c/P_{ш})_H &= a(P_c/P_{ш})_{\Sigma}; \\ (P_c/P_{ш})_B &= b(P_c/P_{ш})_{\Sigma}, \end{aligned}$$

де a і b – коефіцієнти перевищення (запасу) енергії на ділянках лінії «вверх» і «вниз» відповідно ($a > 1$, $b > 1$).

Якщо розв'язати систему цих трьох рівнянь, то одержимо співвідношення, що зв'язує коефіцієнти перевищення енергії на ділянках лінії «вверх» і «вниз»:

$$a = b/(b - 1). \quad (3.20)$$

Таким чином, для ділянок супутникової лінії зв'язку можна записати:
– для лінії «вверх» (Земля – КА)

$$\left(\frac{P_c}{N_0}\right)_\Sigma = \frac{EIBП_{зс} \eta_{прбр} \lambda_n^2 Q_{бр}}{a(4\pi r_1)^2 F_{дн} k}; \quad (3.21)$$

– для лінії «вниз» (КА – Земля)

$$\left(\frac{P_c}{N_0}\right)_\Sigma = \frac{EIBП_{бр} \eta_{прзс} \lambda_v^2 Q_{зс}}{b(4\pi r_2)^2 F_{дв} k}. \quad (3.22)$$

У рівняннях (3.21) і (3.22) індекси «бр» і «н» характеризують належність параметрів до бортового ретранслятора й лінії «вверх», індекси «зс» і «в» – до земної станції та лінії «вниз», а r_1 і r_2 характеризують відстані від земної станції до ретранслятора ліній «вверх» і «вниз» відповідно.

З рівнянь (3.21) і (3.22) випливає, що в супутникових лініях зв'язку існують можливості взаємообміну між параметрами бортової і наземної апаратури. Так, забезпечення необхідного енергетичного потенціалу при заданій імовірності похибки можна досягти завдяки збільшенню коефіцієнтів запасу енергії a і b , які можна вибирати довільно, але з урахуванням рівняння зв'язку (3.20). Зрозуміло, що при цьому треба передбачити розумний компроміс між потужностями земного й бортового передавачів. Основний запас потужності має бути закладено в обладнанні земного комплексу, оскільки збільшення b призведе до невиправдано великих енергетичних і економічних витрат бортових систем ретранслятора. На практиці коефіцієнт b вибирають у межах 1,1...1,3. У цьому випадку коефіцієнт запасу енергії земної станції $a = 11...4,3$. Величини коефіцієнтів передання антенно-фідерних трактів $\eta_{пербр}$, $\eta_{перзс}$, $\eta_{прбр}$, $\eta_{прзс}$ залежать від конструктивно-технологічних характеристик і зазвичай знаходяться в таких межах: $\eta_{пербр} = 0,65...0,9$; $\eta_{прбр} = 0,65...0,8$; $\eta_{перзс} = 0,5...0,65$; $\eta_{прзс} = 0,8...0,95$.

3.6.1. Вимоги до бортових ретрансляторів та їх шумові характеристики

Незважаючи на те, що в ідеології будівництва бортових ретрансляторів (БРТ) космічних апаратів і ретрансляторів радіорелейних систем є кілька спільних моментів, наприклад застосування принципу багатоствольного будівництва, обладнання бортових ретрансляторів має деякі істотні відмінності порівняно з аналогічним устаткуванням, що використовується в наземних умовах. Однією з основних вимог, що є обов'язковою для всіх комплексів, які входять до складу бортового устаткування супутникового зв'язку, є висока надійність, що забезпечує безвідмовну роботу в умовах космічного простору протягом тривалого часу. Разом з цим можливий варіант будівництва бортового устаткування має характеризуватися мінімаль-

ними вагою, споживаною потужністю й габаритами. У технології виготовлення окремих елементів, блоків і деталей, що входять до складу бортового устаткування, а також у методах їх контролю має бути враховано, що при запуску на орбіту ці вироби піддаватимуться значним ударним і вібраційним навантаженням, а при експлуатації в космічному просторі зазнаватимуть впливу радіації.

Однією з головних вимог до БРТ є забезпечення впевненого й безпомилкового приймання сигналів, тобто досягнення максимально можливого значення відношення сигнал/шум (SNR) або значення енергетичного потенціалу. Для підвищення SNR необхідно, щоб шуми на вході приймального пристрою ретранслятора були якомога меншими. Для цього необхідно максимально зменшити втрати у фідерах і входних пристроях, величини шумів самого приймача, а на його вході використовувати мал шумні підсилювачі.

Рівень шумів, зведених до входу приймача БРТ, визначається в основному тепловими шумами перших каскадів приймального пристрою, шумами антенно-фідерного тракту й зовнішніх джерел: тепловими шумами Землі й атмосфери, шумами Галактики, Сонця й планет. Отже, сумарна потужність шумів, віднесена до входу приймача

$$P_{\omega} = P_{\omega_{пр}} + P_{\omega_{ф}} + \eta P_{\omega_{А}}, \quad (3.23)$$

де $P_{\omega_{пр}}$ – потужність власних шумів приймача; $P_{\omega_{ф}}$ – потужність шумів, які створюють фідерні тракти й інші вузли; $P_{\omega_{А}}$ – потужність шумів антени з урахуванням теплових шумів атмосфери, Землі й космічних об'єктів; η – загальний коефіцієнт передачі фідера, фільтрів, циркуляторів та інших пристроїв, установлених між антеною і входом приймача.

Еквівалентна шумова температура приймача пов'язана з коефіцієнтом шуму співвідношенням

$$T_{\omega_{пр}} = T_0(K_{\omega_{пр}} - 1), \quad (3.24)$$

де $K_{\omega_{пр}}$ – коефіцієнт шуму приймача; $T_0 = 290$ К – реальна температура приймача.

Загальну зведену до входу приймача потужність теплових шумів можна подати у вигляді

$$P_{\omega} = kT_{\omega\Sigma}\Delta f, \quad (3.25)$$

де k – постійна Больцмана; Δf – смуга пропускання приймача; $T_{\omega\Sigma}$ – еквівалентна шумова температура системи, зведена до входу приймача, що залежить як від еквівалентної шумової температури приймача $T_{\omega_{пр}}$, так і

від еквівалентної шумової температури антени $T_{ш_A}$, тобто

$$T_{ш_{\Sigma}} = T_{ш_{пр}} + \eta T_{ш_A}. \quad (3.26)$$

Еквівалентна шумова температура антени дорівнює сумі космічної, атмосферної, омічної шумових температур і шумової температури Землі:

$$T_{ш_A} = T_{ш_{кос}} + T_{ш_{атм}} + T_{ш_{Ае}} + T_{ш_3}. \quad (3.27)$$

Еквівалентну шумову температуру Землі зазвичай беруть такою, що дорівнює 290 К, проте рівень шуму на вході приймача залежить також і від рівня бічних пелюсток діаграми спрямованості антени. У сучасних антенах шумова температура збільшується на 10...30 К через наявність бокових пелюсток. Це справджується й відносно антен земних станцій. Еквівалентна шумова температура атмосфери залежить від кута піднесення антени і в разі його рівності нулю $T_{ш_3}$ становить 290 К. При орієнтації антен БРТ на Землю її шуми будуть превалювати на фоні шумів інших джерел. Еквівалентна температура цих шумів також становить приблизно 290 К. На частотах близько 22 ГГц, що відповідають резонансному поглинанню водяної пари, спостерігається значне підвищення інтенсивності шуму.

Густина випромінювання Сонця залежить від його активності й на частотах близько 3 ГГц становить від 10^{-20} до 10^{-19} Вт/м²·Гц. Густина випромінювання Місяця на таких самих частотах становить приблизно $7,6 \cdot 10^{-22}$ Вт/м²·Гц. Слід зазначити, що величина кутового діаметра Сонця для земного спостерігача становить 32', а кутовий діаметр Місяця – 33°7'. Тому ймовірність того, що антена буде точно орієнтованою на Сонце або Місяць, виявляється дуже малою, інакше еквівалентні шумові температури Сонця й Місяця були б значно вищими.

Еквівалентна температура шумів власного теплового радіовипромінювання антени $T_{ш_{Ае}}$ є незначною і не перевищує 0,2 К, проте наявність обтічника призводить до збільшення еквівалентної шумової температури антени приблизно на 5...10 К.

Отже, з урахуванням утрат у фідері й фільтрах, а також через незгодженість фідерів сумарне значення еквівалентної шумової температури всіх джерел шумів $T_{ш_{\Sigma}}$, зведене до входу приймача БРТ, буде значно перевищувати 290 К і в деяких випадках може становити 1000 К і навіть більше.

3.6.2. Види й структурні схеми бортових ретрансляторів

Варіанти будовання ретрансляторів можна поділити на декілька груп, що відрізняються одна від одної за такими основними ознаками:

– види модуляції на ділянці Земля – КА (лінія «вверх») і на ділянці КА

– Земля (лінія «вниз»);

– спосіб використання ретранслятора й вид багатостанційного (множинного) доступу, причому залежно від виду множинного доступу до супутника – частотного (FDMA) або часового (TDMA) розділення – сигнали в смузі пропускання стовбура можуть транслюватися на декількох несних (при FDMA) або на одній несній (при TDMA або переданні сигналів телебачення аналоговими методами);

– особливості оброблення сигналу на борту супутника (наприклад, регенерація цифрових сигналів у разі використання ІКМ);

– методи ретрансляції сигналу (підсилення на проміжній або надвисокій частоті, наявність або відсутність у ретрансляторі детектування й модуляції сигналів).

Під час розроблення схеми ретранслятора враховують те, що детектування коливань надвисокої (НВЧ) або проміжної (ПЧ) частоти й подальша модуляція груповим сигналом коливань НВЧ неминуче призводитимуть до виникнення спотворень, а отже, до збільшення шумів на виході каналу зв'язку. Тому такі види перетворень сигналу, що передається, є небажаними.

Якісні показники ретранслятора значною мірою визначаються особливостями наявних електронних приладів. При виборі типів цих приладів необхідно враховувати діапазон робочих частот, тривалість експлуатації, габаритні розміри, масу, надійність, захищеність від радіації і механічних дій, споживану потужність і робочі напруги, ККД та деякі інші параметри. Умови роботи в схемах ретранслятора задовольняють найрізноманітніші електронні прилади: напівпровідникові (тунельні діоди, варактори, транзистори та ін.), клістри, ЛБВ. Останні найчастіше використовують у потужних (вихідних) каскадах БРТ.

Більшість вітчизняних і зарубіжних КА, особливо тих, які працюють у системах фіксованої супутникової служби, оснащують ретрансляторами з універсальними стовбурами, які можна використовувати як в системах зв'язку, так і в системах теле- і радіомовлення, а також у системах зв'язку, що використовують множинний доступ FDMA, TDMA і CDMA.

Розрізняють два види ретрансляторів: нерегеративні (прозорі, тобто без оброблення сигналів на борту) і регенеративні (з демодуляцією сигналів). Нерегеративні ретранслятори створюються за схемою або зі зсувом частоти, або з гетеродинуванням сигналу.

Спрощену схему нерегенеративного БРТ зі зсувом частоти зображено на рис. 3.9. У такому ретрансляторі підсилення сигналів здійснюється на високій частоті, а для того щоб уникнути самозбудження БРТ, вихідна смуга робочих частот значно зсовується відносно вхідної. Груповий сигнал з центральною частотою $f_{\text{вх}}$, що надходить від приймальної антени на вхід мал шумного підсилювача, перетворюється перетворювачем частоти (ПЧ) на вихідний сигнал шляхом зсуву несної частоти вниз $f_{\text{вих}} = f_{\text{вх}} - f_{\text{зс}}$, а далі підсилюється підсилювачем потужності (ПП). З виходу цього підсилювача сигнал надходить на антену передавача. Частота зсуву $f_{\text{зс}}$ може бути різ-

ною залежно від тих смуг частот, що використовуються в певній ССЗ. Так, в БРТ супутникових систем *Intelsat-5* і *Intelsat-6* частота приймання становить 6 ГГц, частота передання – 4 ГГц, а частота зсуву – 2 ГГц. У деяких ССЗ частоту зсуву БРТ можна знизити до величини близько 750 МГц.

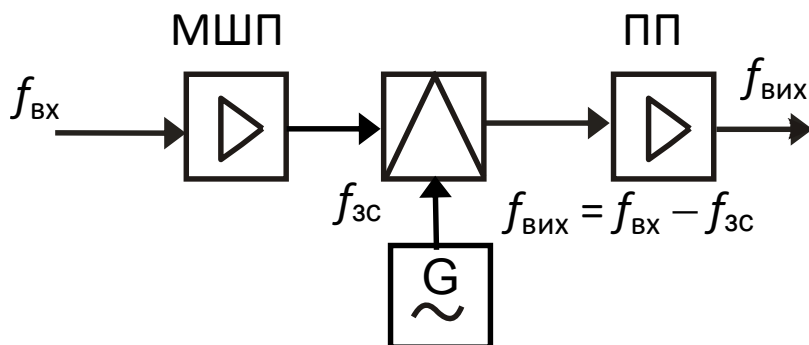


Рис. 3.9

Коефіцієнт підсилення стовбура в більшості ретрансляторів становить 105...125 дБ. Оскільки на більш високій вхідній частоті реалізувати великий коефіцієнт підсилення технічно складно, його значення не перевищує 40...45 дБ. Основне підсилення сигналу відбувається на більш низькій вихідній частоті й становить 85...90 дБ. Значення коефіцієнта підсилення сигналу на вихідній частоті є досить великим, і для того щоб уникнути самозбудження тракту, вживають деяких спеціальних конструктивних заходів, що перешкоджають виникненню режиму самозбудження.

Для зменшення кількості устаткування МШП і перетворювач частоти виконують спільними для групи стовбурів. Типові смуги пропускання стовбурів фіксованої служби зв'язку (ФСС) становлять 36 і 72 МГц, а рознесення центральних частот цих стовбурів становить 40 і 80 МГц відповідно.

БРТ гетеродинного типу, спрощену схему якого зображено на рис. 3.10, має смугу пропускання стовбура близько 40 МГц, а основне підсилення забезпечується у тракті проміжної частоти, яку вибирають у межах 70...120 МГц. Частіше за все гетеродинні БРТ мають два перетворення частоти – у стовбурі приймання в лінії «вверх», що знижує частоту, і таке, що підвищує частоту, у стовбурі передання в лінії «вниз».

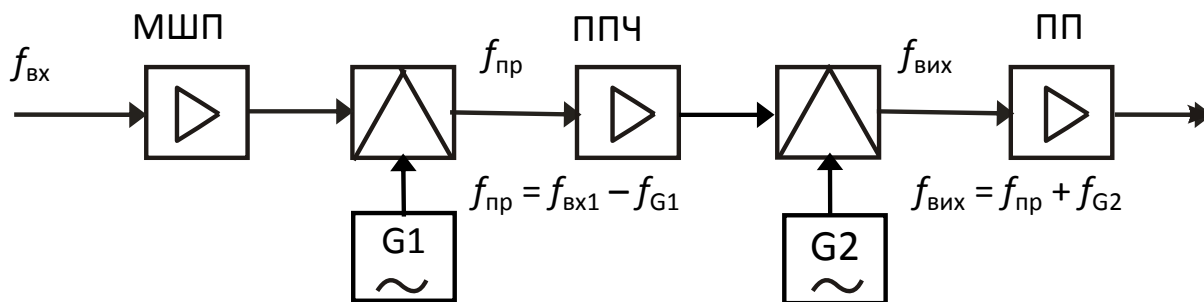


Рис. 3.10

Ще одну схему БРТ з демодуляцією сигналу на борту зображено на рис. 3.11. Така схема побудови стволів БРТ найчастіше використовувалася на початкових етапах розвитку супутникових систем зв'язку (супутники «Молния», «Радуга», «Экран», «Горизонт»), оскільки відповідно до рівня розвитку техніки на той момент часу підсилювачі з великим коефіцієнтом підсилення (50...60 дБ) у бортовому виконанні можна було реалізувати тільки на проміжній частоті.

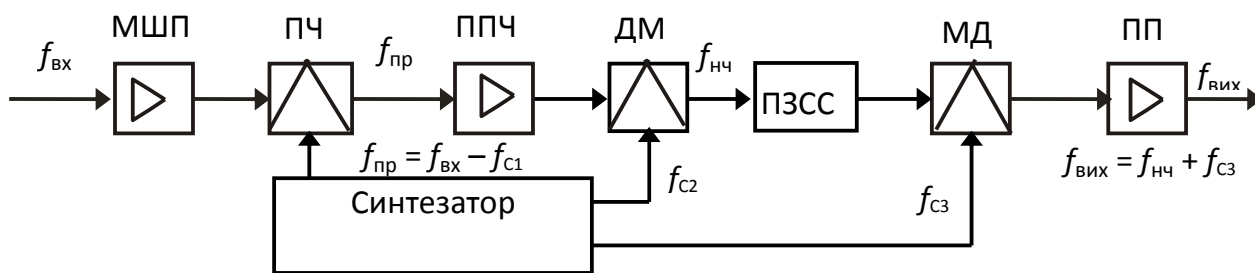


Рис. 3.11

У цій схемі сигнал, прийнятий на частоті $f_{вх}$, перетворюється на сигнал проміжної частоти $f_{пр} = f_{вх} - f_{с1}$, підсилюється в тракці проміжної частоти і демодулюється демодулятором (ДМ). Демодульований низькочастотний сигнал обробляється в пристрої змінення структури сигналу (ПЗСС) і надходить на модулятор (МД), а далі високочастотний вихідний сигнал модулятора через підсилювач потужності (ПП) спрямовується на антену.

Головна мета розглянутого алгоритму оброблення полягає в підвищенні ефективності передання сигналів у системах зв'язку, що використовують бортову апаратуру ретрансляції. Демодулювати радіосигнали на борту ретранслятора доцільно в таких випадках:

- у разі необхідності виокремлення й переформатування на борту багатоканальних повідомлень перед їх відсиленням на земні станції;
- у разі необхідності змінення способу або глибини модуляції в лінії «вниз» порівняно з лінією «вверх»;
- у разі здійснення в БРТ регенерації цифрових сигналів, що передаються від земних станцій.

При використанні FDMA, тобто під час ретрансляції сигналів у вигляді суми окремих частотних складових, у бортовому ретрансляторі вихідний підсилювач працює зі зниженням потужності порівняно з потужністю насичення на 3–6 дБ. Це дає змогу значно зменшити інтенсивність продуктів інтермодуляційних спотворень і забезпечити ретрансляцію сигналів із заданою якістю.

При використанні TDMA вихідний каскад стовбура БРТ працює майже в режимі максимальної потужності при високому ККД, що є надзвичайно важливим з огляду на ефективне використання ресурсів лінії «вниз» (КА – Земля).

Застосування БРТ з демодуляцією (обробленням сигналу) на борту дає змогу значно покращити системні показники лінії супутникового зв'язку, оскільки завдяки регенерації сигналу підвищується завадостійкість лінії Земля – КА, а також оптимально використовується енергія бортового джерела живлення задяки роботі передавача в режимі максимальної потужності з високим ККД. До недоліків таких БРТ належать істотне ускладнення апаратури стовбурів та обмеження на використання тільки тих типів сигналів, у яких передбачено застосування видів модуляції, реалізованих у БРТ. Це позбавляє ССЗ з такими БРТ універсальності, властивої для систем, що використовують БРТ без демодуляції сигналів.

Таким чином, основною перевагою нерегенеративних (прозорих) ретрансляторів є простота побудови, яка й забезпечила їх широке застосування в багатьох системах супутникового зв'язку. Однак необхідно звернути увагу на те, що в таких ретрансляторах вплив шумів на лініях зв'язку є значно сильнішим, ніж в ретрансляторах з демодуляцією сигналів на борту.

3.7. Супутникові системи персонального зв'язку

З поняттям «супутникові системи персонального зв'язку» (ССПЗ) зазвичай пов'язують системи, які надають послуги користувачам з допомогою персональних мобільних або стаціонарних терміналів. На відміну від систем VSAT (Very Small Aperture Terminal – термінали з малою апертурою), у яких використовуються малогабаритні супутникові термінали з антенами діаметром від 1,8 до 2,5 м і які зазвичай належать до служб фіксованого зв'язку, поняття супутникового персонального зв'язку із самого початку включало не «чисто» супутниковий, а комбінований зв'язок, для якого одночасно використовуються й наземні системи мобільного зв'язку.

Основне призначення супутникового зв'язку – доповнення й розширення можливостей земної системи за межами її зон покриття, де створення інфраструктури інших видів зв'язку є ускладненим або недоцільним. При цьому принцип організації персонального супутникового зв'язку полягає в тому, що спочатку термінал абонента шукає наземну стільникову мережу й працює, якщо це можливо, через неї. Якщо ж наземна мережа є недоступною, то термінал перемикається на супутниковий режим роботи.

Сучасні системи персонального супутникового зв'язку забезпечують радіотелефонний зв'язок, теле- і радіомовлення, передання зображень газет і цифрових даних. Телефонний режим організовується з допомогою вбудованих в абонентський термінал вокодерів, які забезпечують змінну швидкість передання цифрового мовного сигналу. Крім дуплексного телефонного зв'язку персональні абонентські термінали дають змогу під'єднувати персональні комп'ютери й підтримувати різноманітний набір послуг: передання факсимільних повідомлень, електронну й голосову пошту, персональний радіовиклик, шифрування даних і мови, визначення місця знаходження мобільного абонента та ін.

Передача всіх видів інформації здійснюється в цифровій формі. Залежно від швидкості передавання інформації в каналах зв'язку розрізняють низькошвидкісні ССПЗ, швидкість передавання в яких становить від 1,2 до 9,6 кбіт/с, і високошвидкісні – понад 64 кбіт/с.

Низькошвидкісні ССПЗ призначено для передавання даних і забезпечення вузькосмугового радіотелефонного зв'язку. Високошвидкісні – для передавання високоякісної мови, швидкісних потоків даних, відеоданих, мультимедіа, організації конференц-зв'язку й інтерактивного зв'язку, підтримки IP-протоколів і доступу до мережі Internet, підтримки протоколів цифрових мереж з інтеграцією послуг ISDN (Integrated Services Digital Network), технологій синхронної цифрової ієрархії SDH (Synchronous Digital Hierarchy), асинхронних методів передавання ATM (Asynchronous Transfer Mode) і ретрансляції кадрів FR (Frame Relay).

Розглянемо особливості побудови деяких систем персонального зв'язку докладніше.

3.7.1. Низькоорбітальні системи персонального зв'язку

Низькоорбітальні ССПЗ можна умовно поділити на дві групи: little LEO і big LEO. Системи зв'язку групи little LEO призначено для передавання даних зі швидкістю від 1,2 до 9,6 кбіт/с, а їх особливістю є використання легких КА, що мають масу 50...250 кг. Основне призначення таких систем – передавання формалізованих повідомлень і коротких однопакетних повідомлень типу пейджингових з наданням каналів за вимогою; передавання даних у режимі електронної пошти, передавання групових (циркулярних) та екстрених повідомлень; стеження за рухомими об'єктами й визначення координат рухомого об'єкта (довготи, широти, універсального часу тощо); передавання телеметричної інформації про стан об'єктів. Деякі ССПЗ групи little LEO забезпечують також передавання телефонної інформації. Серед наявних систем цієї групи зазначимо російські «Глобсат», «Гонец», «Гонец-Д1М», «Электрон-СТИР-М», та американські T-Sat, Aries, Starnet, Orbcomm.

Системи групи big LEO орієнтовано на забезпечення персонального радіотелефонного й пейджингового зв'язку у глобальному масштабі. Такі системи неперервно (цілодобово) обслуговують персональних абонентів у реальному масштабі часу, тому вони використовують кориговані орбітальні угруповання, що містять від 48 до 66 супутників. Існують також проекти систем, де угруповання можуть мати до декількох сотень КА (наприклад, система Teledesic, США). Маса супутників цієї групи становить 300...700 кг. Зв'язок з абонентами здійснюється в L- і S-діапазонах частот. Реальна пропускна здатність систем цієї групи зазвичай не перевищує 1200 еквівалентних (по 2,4 кбіт/с) телефонних каналів на КА. Швидкість передавання даних становить 4,8...9,6 кбіт/с.

Загальною тенденцією при будівництві таких систем є об'єднання в

єдину мережу радіотелефонних супутникових і стільникових мереж різних стандартів, а також надання широкого набору послуг (передання даних, телекс, повідомлення, факсиміле, визначення місцеположення, пейджинг, стільниковий зв'язок, передання широкосмугових сигналів тощо). Найвідомішими системами цієї групи є глобальні системи персонального зв'язку Iridium, Globalstar, «Сигнал», «Ростелесат» та ін.

3.7.2. Середньоорбітальні системи зв'язку

Середньоорбітальні системи персонального супутникового зв'язку за своїми функціональними можливостями наближаються до низькоорбітальних систем. Перелік послуг, що надають системи цього класу, теж приблизно такий самий, як і в систем LEO. Тому розглянемо лише деякі характерні особливості побудови найвідоміших систем МEO.

Глобальна супутникова середньоорбітальна система Odyssey

Система персонального супутникового зв'язку *Odyssey* призначено для організації радіотелефонного зв'язку, передання даних і стислих повідомлень про місцеположення рухомих об'єктів.

Космічний сегмент і зона обслуговування. Зонами обслуговування системи є територія континентальної частини США з прибережними районами, Європа, Азія й акваторія Тихого океану. Для глобального покриття Землі використано середньовисотні кругові орбіти. Космічний сегмент системи *Odyssey* складається з дванадцяти КА, виведених у три орбітальні площини з висотами 10354 км і нахилом 50°. У кожній площині знаходяться по чотири КА. Період обертання кожного з них становить близько шести годин при кутовій швидкості польоту близько 1° за хвилину. Над більшістю регіонів суші одночасно в зоні видимості ЗС з'являються не менше двох КА, причому обов'язково один з них не знаходиться нижче, ніж на 30° над горизонтом. Уся система має забезпечувати обслуговування абонентів на території Землі між 70° північної широти й 70° південної широти. Один КА дає змогу охопити зону діаметром понад 7 тис. км.

Важливою особливістю системи *Odyssey* є квазістатичне покриття поверхні Землі. Кожний супутник має багатопроменеву антену, що створює неперервну стільникову структуру покриття на поверхні Землі. Під час руху космічних апаратів по орбіті система позиціонування променів стежить за тим, щоб останні утворювали географічно нерухому стільникову структуру на території, що обслуговується. Перехід від однієї зони обслуговування до іншої відбувається в тому випадку, коли кути, під якими спостерігається КА із земних станцій відносно горизонту, стають неприпустимо малими.

Радіовидимість двох супутників забезпечує можливість роботи назе-

мних терміналів при порівняно високих кутах місця. У випадку, якщо зв'язок організується через один супутник (інший у цей момент не використовується), то робочий кут місця станції має становити не менше 30° протягом 95 % часу. Такі високі кути місця дають змогу уникнути використання додаткового енергетичного запасу радіолінії для компенсації втрат поширення сигналу в ближній зоні (через наявність дерев, будівель та інших перешкод).

На супутниках встановлюють «прозорий» ретранслятор з перетворенням частоти. Маршрутизацію й оброблення повідомлень виконують станції сполучення, через які пропускається весь регіональний трафік.

Для передання інформації використовують широкосмугові сигнали й багатостанційний доступ з кодовим розділенням каналів (CDMA).

Інформацію від абонентських терміналів приймають у діапазоні частот 1610,0...1626,5 МГц (*L*-діапазон). Інформація від КА на абонентський термінал передається в діапазоні частот 2483,5...2500,0 МГц (*S*-діапазон). ЕІВП у каналі супутник – термінал становить 24,2 дБВт. У радіолініях *L*- і *S*-діапазонів використовується колова поляризація.

Антенна система кожного КА створює 61 вузький промінь, а на земній поверхні – відповідну стільникову структуру. Для кожного з променів вибирають одну пару несних частот. Коефіцієнт повторного використання частот приблизно дорівнює шести. Ширина смуги частот, яка використовується в кожному приймальному промені, становить 11,35 МГц, а у передавальному – 16,5 МГц. Ділянку частотного спектра шириною 5,15 МГц радіолінії абонент – супутник виділено для організації каналів зв'язку TDMA.

Маса космічного апарата становить 2500 кг. Термін активного існування КА – 15 років. Потужність сонячних батарей наприкінці розрахункового терміну існування – не менше 4,6 кВт.

Два супутники, що одночасно обслуговують певну територію, забезпечують радіотелефонний цифровий зв'язок загальною місткістю 6 тис. телефонних каналів. Для стаціонарних користувачів пропускна здатність одного КА становить понад 10 тис. каналів (режим передання даних зі швидкістю 64 кбіт/с). Для зв'язку зі станціями сполучення на борту КА передбачено стежні спрямовані антени з карданним підвісом. Робота фідерних ліній здійснюється в K_a -діапазоні 29,1...29,4 ГГц на приймання і 19,3...19,6 ГГц – на передання.

Наземний сегмент і організація зв'язку. У системі не передбачено міжсупутникових ліній зв'язку. Весь трафік у конкретному регіоні пропускається через станції сполучення, які з'єднані між собою магістральними лініями зв'язку.

До завдань, які вирішують СС, належать: приймання/передання регіонального трафіка, забезпечення сполучення з телефонною мережею загального користування, керування міжпроменевою комутацією, приймання й оброблення телеметрії з борту КА. У разі зв'язку персональних користувачів з абонентами ТфЗК максимальна затримка становить приблизно

100 мс, що є цілком прийнятним для нормального слухового сприйняття.

Кожний з обслуговуваних регіонів має одну станцію сполучення. На кожній СС встановлено чотири стежні параболічні антени діаметром 7 м. Три антени використовують для одночасної роботи із супутниками. Четверту антену призначено для переретрансляції трафіка з одного супутника на інший за умови їх одночасного знаходження в зоні радіовидимості конкретної СС. Основні характеристики станцій сполучення наведено в табл. 3.5.

Таблиця 3.5

Напрямок з'язку	Прийом	Передача
Діапазон частот, ГГц	19,3...19,6	29,1...29,4
Загальна ширина смуги частот, МГц	300	300
Ширина смуги каналу, МГц	2,5	2,5
Коефіцієнт підсилення антени, дБ	64,8	60,8
Ширина променя за рівнем 3 дБ, град.	2,2	0,17
Шумова температура приймача, К	666,5	–
EIBП, дБВт	–	85,9

Термінали користувача. Унаслідок гостроспрямованості бортових антен і високої чутливості приймальних пристроїв супутників *Odyssey* в абонентських станціях використовують передавачі з малою вихідною потужністю. Промисловість випускає дві модифікації абонентських терміналів: з вихідною потужністю передавача персонального терміналу до 0,5 Вт і мобільного – до 5 Вт. Коефіцієнт підсилення антени типу «чотиризахідна спіраль» становить 2,5 дБ. Енергетичний запас на лінії зв'язку Земля – КА – 6...10 дБ.

Радіотелефонний термінал забезпечує можливість роботи не тільки в системі *Odyssey*, але й у наземних стільникових мережах зв'язку. Доступ до наземної стільникової мережі є пріоритетним.

Після визначення вільних частот у цій мережі на адресу базової станції посиляється виклик. У разі неможливості з'єднання з базовою станцією (виклик блокується або всі частоти зайнято) термінал автоматично надсилає запит на супутник системи.

У відповідь на запит абонентському терміналу автоматично призначається пара частот (передання й приймання) для роботи в одному з променів. Призначення частот проводиться автоматично. Дворежимний радіотелефонний термінал забезпечує роботу в стільникових мережах стандартів GSM, CDMA, PHS.

Мова передається зі швидкістю 4,2 кбіт/с. Імовірність бітових помилок у мовному каналі становить не більше 10^{-3} . Передання даних проводиться зі швидкістю від 2,4 до 64 кбіт/с. Імовірність помилок – не більше 10^{-5} . Для корекції помилок застосовується згортувальне кодування.

Передбачено здійснити модифікацію терміналів *Odyssey*, які нада-

дуть змогу приймати повідомлення персонального радіовиклику з буквено-цифровою індикацією (пейджинг), працювати в режимі електронної пошти, передавати короткі цифрові повідомлення. Зв'язок зі стаціонарними користувачами, а також доступ до мережі Internet організовується по каналах зв'язку зі швидкістю 64 кбіт/с.

Координати абонентського терміналу визначають за власними сигналами системи. Відносно велика для середньовисотного орбітального угруповання кількість супутників дає змогу на значній території спостерігати сузір'я з двох або навіть трьох супутників під великими кутами місця. Це й дає змогу визначати місцеположення абонентського терміналу лише за сигналами космічних апаратів системи *Odyssey*.

Глобальна супутникова середньоорбітальна система Ellipso

Система *Ellipso* на відміну від інших середньоорбітальних систем персонального зв'язку є єдиною системою, у якій передбачено використання еліптичних орбіт з високим нахилом. Як уже зазначалося, характерним для руху супутників по таких орбітах є низька кутова швидкість в області апогею і дуже висока – поблизу перигею. Тому супутники на таких орбітах призначено головним чином для обслуговування районів Північної півкулі, де щільність населення є значно вищою, ніж в інших регіонах. Це й ураховує орбітальна структура *Ellipso*, яка складається з двох орбітальних угруповань: *Ellipso-Borealis* і *Ellipso-Concordia* (рис. 3.12).

Угруповання *Ellipso-Borealis* обслуговує Північну півкулю (вище від 20° північної широти), має у своєму складі вісім основних і два резервних космічних апарати, які виведено на дві похилі еліптичні орбіти. Нахил орбіт становить 116,6°. При такому нахилі можна уникнути ефекту обертання великої осі еліптичної орбіти. Апогей і перигей орбіт відповідно становлять 7840 і 520 км. Час обертання супутника навколо Землі становить близько трьох годин. Крім того, орбіти *Borealis* є сонячно-синхронними, що дає змогу обслуговувати максимальний трафік в освітлюваних Сонцем регіонах північної зони. Збільшення кількості КА до 10 дає змогу реалізувати двократне покриття регіону від 40° південної широти до 40° північної, а також однократне покриття приблизно до 50° південної широти.

Екваторіальний пояс від 40° північної широти до 40° південної широти обслуговує угруповання *Ellipso-Concordia*, яке має 6 КА на круговій екваторіальній орбіті *Concordia*. Висота орбіти *Concordia* становить 8040 км. Період обертання КА – 4,67 години.

Супутники в системі *Ellipso* є прозорими ретрансляторами. Уся інфо-

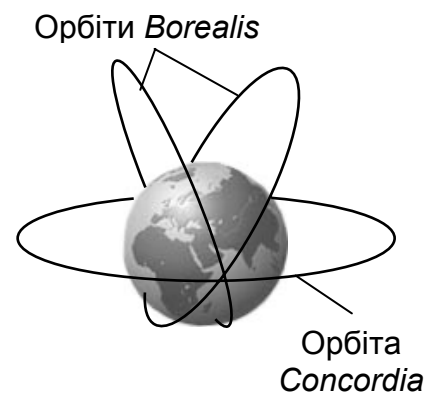


Рис. 3.12

рмація обробляється на земних станціях керування. До складу корисного навантаження КА входять ретранслятор з підсилювачами й перетворювачами частоти, бортовий GPS-приймач, командно-телеметричний комплекс, яким керують два процесори.

Ретранслятор приймає сигнали в L-діапазоні (1,452...1,556 ГГц і 1,61...1,71 ГГц), а передає повідомлення в S-діапазоні(1,93...2,70 ГГц). На борту є дві шестипроменеві антени, призначені для обслуговування абонентських ліній. Сумарна ширина смуги частот, що використовується в кожному промені, становить 12 МГц. Випромінювання в парціальних променях здійснюється на різних частотах і з різними видами поляризацій (права й ліва колові поляризації). Здійснюється п'ятикратне повторне використання частот. Потоки, що приймаються від усіх променів, об'єднуються в ретрансляторі й передаються в загальному груповому потоці по фідерній лінії. Зв'язок по цій лінії організовується в одному промені в S-діапазоні частот (3,40...5,25 ГГц і 5,725...7,075 ГГц). Пропускна здатність становить 200 каналів на супутник, потужність передавача – від 20 до 25 Вт. У системі *Ellipso* можливим є перерозподіл трафіка між абонентськими й фідерними лініями зв'язку.

Маса КА, включаючи паливо, становить 688 кг для орбіти *Concordia* і до 730 кг для орбіти *Borealis*. Космічні апарати системи зв'язку *Ellipso* розраховані на термін експлуатації 5 років. Споживана бортовими системами потужність не перевищує 1880 Вт на орбіті *Concordia* і 1780 Вт на орбіті *Borealis*.

Організація зв'язку. В системі *Ellipso* використовується метод багатостанційного доступу з кодовим розділенням каналів (CDMA) і використанням широкосмугових сигналів (ШСС) з базою близько 500. Ширина спектра ШСС-сигналу становить 2,5 або 5 МГц. Вибір ширини смуги частот залежить від виду обслуговування й умов експлуатації. Рухомі абоненти передають дані в широкій смузі частот (5 МГц), а для стаціонарних передбачено більш вузьку смугу.

Швидкість передання інформації (даних і мови) становить 4,8 кбіт/с. Використання ретранслятора без оброблення сигналів і наявність енергетичного запасу забезпечує можливість роботи терміналів і з більш високою швидкістю, особливо в умовах невеликого навантаження системи.

3.7.3. Геостаціонарні системи передачі VSAT

До систем VSAT можна віднести будь-яку мережу зв'язку, що використовує земні станції з невеликими антенами. Разом з тим є кілька ознак, за якими ці системи відносять до самостійного класу супутникових систем зв'язку. До цих ознак належать:

- космічний сегмент мереж VSAT базується на використанні геостаціонарних супутників зв'язку й апаратури ретрансляції з прозорими стволами;
- станції VSAT встановлюються безпосередньо в приміщеннях, що

належать користувачам, причому щільність розміщення їх на обмеженій території може бути досить високою;

- станції VSAT зазвичай не мають постійного кваліфікованого обслугового персоналу;

- контроль і керування роботою станцій VSAT у мережі здійснюються централізовано, але можуть додатково використовуватися й місцеві станційні системи контролю й керування;

- станції VSAT належать до фіксованої супутникової служби (ФСС) і мають задовольняти тим самим вимогам, що й усі наземні станції ФСС;

- станції VSAT зазвичай використовуються в так званих виділених мережах (приватних, бізнесових) для передання даних і телефонії у цифровому вигляді в симплексному або дуплексному режимі роботи;

- антени станцій VSAT залежно від діапазону частот мають діаметр від 0,4 до 3,5 м, але в окремих системах можуть використовуватися й великі антени (діаметром до 6 м).

У період зародження VSAT-технологій основною сферою їх призначення вважалася організація телефонних мереж у важкодоступних регіонах. Проте вже на початку 90-х років минулого століття акценти почали зміщуватися переважно в бік вирішення завдань, пов'язаних з переданням даних, а питання мовного зв'язку поступово перейшли на другий план. Цей процес особливо прискорився наприкінці двадцятого століття у зв'язку з розробленням і впровадженням промислових додатків мереж VSAT і бурхливим розвитком мережі *Internet*.

Супутники зв'язку мереж VSAT частіше за все працюють у стандартних діапазонах частот, наданих системам фіксованого супутникового зв'язку. Це зазвичай С-діапазон (6/4 ГГц) і К_u-діапазон (14/11...12 ГГц), а останніми роками і К_a-діапазон (20/30 ГГц). Основною вимогою до приймально-передавального обладнання цих супутників є підвищений рівень ЕІВП і висока добротність $G_{пр}/T_{ш\Sigma}$ у робочій зоні при забезпеченні лінійності приймально-передавальних трактів стовбура ретрансляції. Наприклад, супутники серії Intelsat-7, що забезпечують максимум ЕІВП у насиченні 49,4 дБВт, мають робочу точку ствола у лінійному режимі всього на 3,5 дБ менше, тобто ЕІВП у лінійному режимі на межі робочої зони променя становить приблизно 43 дБВт.

Якісним показником для порівняльного оцінювання ефективності супутників при організації мережі VSAT може бути співвідношення

$$P = \text{ЕІВП}_{\text{нас}} - F_{л} - 10 \lg (\Delta f/100),$$

де $F_{л}$ – зниження ЕІВП відносно насичення для виходу стовбура в лінійний режим при заданому допустимому рівні продуктів інтермодуляції; $(\Delta f/100)$ – смуга частот стовбура Δf , кГц, віднесена до 100 кГц.

Крім того, необхідно враховувати й допустимий діапазон рівнів сигналу на вході стовбура, при якому зберігається його лінійність. Слід також

підкреслити й те, що використання K_U - і K_a -діапазонів, з одного боку, забезпечує кращу електромагнітну сумісність з наземними системами зв'язку, зокрема радіорелейними, дає змогу збільшити ЕІВП ретранслятора й використовувати антени меншого діаметра (0,8...1,8 м у K_U -діапазоні й 0,4...0,7 м в K_a -діапазоні). З іншого боку, підвищення в цих діапазонах впливу атмосфери потребує збільшення енергетичного потенціалу радіоліній, що призводить до збільшення матеріальних витрат при організації й розбудові мережі.

До складу типової інтерактивної мережі входять крім супутникового ретранслятора сукупність фіксованих необслуговуваних станцій $VSAT_i$, розміщених безпосередньо у користувачів, і центральна станція (ЦС), яка здійснює функції контролю й керування мережею (рис. 3.13).

Станція містить антену, а також зовнішній і внутрішній блоки. Антена зазвичай має параболічний відбивач, рупорний опромінювач, поляризатор і дуплексер, який забезпечує розв'язання сигналів, що приймаються й передаються. До складу зовнішнього блока входять малoshумний підсилювач, що розташовується в безпосередній близькості від антенного опромінювача, підсилювач потужності й перетворювачі частоти. Зовнішній блок з'єднується з внутрішнім з допомогою єдиного коаксіального кабелю.

Внутрішній блок зазвичай розміщується в призначеному для користувача офісі. Цей блок містить модем, цифровий процесор, блок керування й джерело живлення. Процесор забезпечує можливість організації інтерфейсу між периферійним термінальним устаткуванням і станцією $VSAT$, узгоджує протоколи термінального устаткування з внутрішніми протоколами мережі й підтримує протокол множинного доступу до ретранслятора.

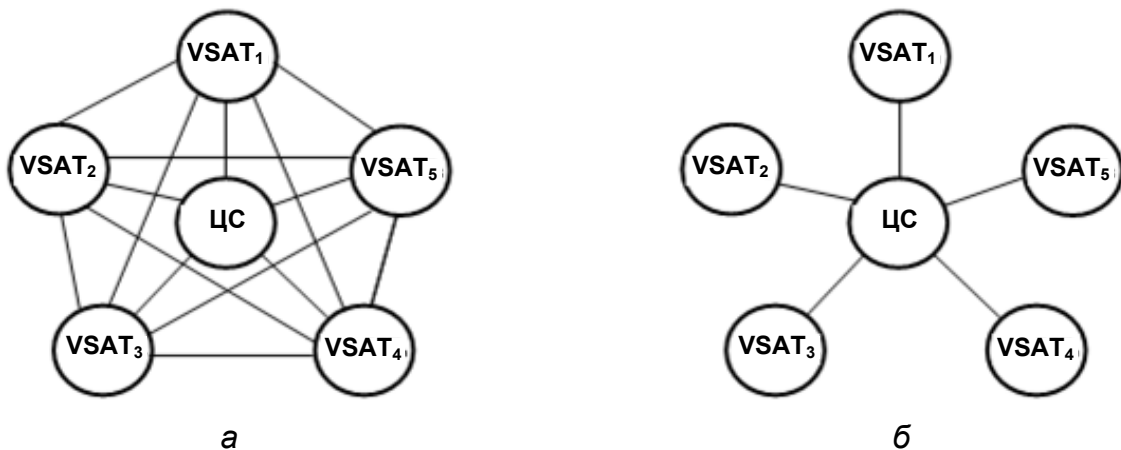


Рис. 3.13

Центральна станція (ЦС) містить три основні блоки: радіочастотний, модемний та інтерфейсний.

Радіочастотний блок містить стандартну слідкувальну антенну систему, підсилювачі потужності, малoshумні підсилювачі, перетворювачі частоти.

Мікропроцесорний інтерфейсний блок забезпечує організацію інтерфейсу між модемним блоком і головним комп'ютером керування зв'язком, здійснює узгодження протоколів головного комп'ютера з внутрішніми протоколами мережі, аналізує інформацію, що приймається по вхідних каналах, здійснює позитивне квитиювання правильно прийнятих пакетів і підтримує протокол множинного доступу до геостаціонарного БРТ.

Керування мережею зазвичай здійснюється з допомогою системи апаратно-програмних засобів, що забезпечують доступ операторів до загальномережних ресурсів, контроль, фіксацію і відображення загального поточного стану мережі в цілому та її апаратних засобів, вимірювання характеристик, інтерфейс між апаратурою операторів мережі, ЦС і VSAT. Для організації групового інформаційного потоку (мова, дані, факс та ін.) використовуються мультиплексори, що здійснюють часове ущільнення сигналів, і концентратори доступу, призначені для пакетного передання інформації. Ці пристрої мають відповідні інтерфейси для підімкнення телефонних і цифрових каналів, потоків E1, волоконно-оптичних ліній згідно з протоколами G.703, V.35, V.36, Ethernet та деяких інших.

Мережі зв'язку VSAT можуть мати різну топологію, починаючи від найпростішої двоточної до повнодоступної схеми типу «кожний з кожним», проте найчастіше застосовуються дві топологічні схеми їх будівництва: мережа *Mesh* – повнозв'язна схема з'єднання «кожний з кожним» (див. рис. 3.13, а) і мережа *Star* (див. рис. 3.13, б).

Мережу *Star* побудовано таким чином, що інформація від будь-якої VSAT-станції надходить на центральну станцію. Унаслідок цього сигнал від VSAT₁ до VSAT₂ проходить такий шлях: VSAT₁ – КА – ЦС – КА – VSAT₂. При цьому передбачається так званий подвійний стрибок у просторі, тому час поширення сигналу становить 0,6 с, що є неприйнятним для передання голосу, але припустимим для багатьох додатків, пов'язаних з переданням даних.

У мережі *Mesh* передбачається з'єднання VSAT-станцій за один «стрибок» у просторі, а ЦС (виділена станція мережі) у цьому випадку забезпечує лише організацію виклику і з'єднання абонентів між собою. Як наслідок, затримка сигналу зменшується в два рази і становить не більше 0,3 с, що майже не заважає навіть переданню голосу, не кажучи вже про інші види послуг, які потребують використання режиму реального часу.

Організація передання інформації в супутникових мережах VSAT базується на трьох основних методах розділення каналів при багатостанційному доступі: FDMA (частотне розділення), TDMA (часове розділення), CDMA (кодове розділення). Для оптимізації пропускної здатності й вартості мережі в кожному конкретному випадку використовується комбінування цих методів.

Мережу типу *Star* орієнтовано насамперед на забезпечення послуг,

пов'язаних з переданням даних, для яких затримка сигналу є не такою принциповою. Найпоширенішим способом вирішення цих завдань є поєднання FDMA й ущільнення з часовим розділенням. При цьому інформаційні потоки від кожної VSAT-станції розділяються у часі й транслюються на ЦС. З метою мінімізації смуги частот, що орендується, використовуються різні варіанти протоколу Aloha. Основна задача – це виключення колізій (конфліктів), що спричиняють накладення інформації, яка в певний момент часу передається різними VSAT-станціями на одній частоті. При цьому, чим досконалішим є протокол Aloha, тим більшою буде затримка інформації.

На ЦС сигнали комутуються й мультиплексуються в єдиний цифровий потік TDM, який транслюється через супутник-ретранслятор і є доступним для приймання будь-якою абонентською станцією мережі.

Якщо трафік системи зв'язку є досить стійким у часі, то використовується технологія SCPC/RAMA. Таке рішення забезпечує не тільки передавання даних у реальному масштабі часу, але й телефонний зв'язок між VSAT і ЦС. Поєднання SCPC/RAMA- і TDM/TDMA-технологій дає змогу реалізувати мережу за принципом дворівневої зірки, у якій закріплені канали RAMA є магістральними.

При організації мережі *Mesh* актуальним є інше завдання. Необхідно забезпечити зв'язок абонентів за принципом «кожний з кожним» за один «стрибок». Найпоширенішою технологією є DAMA (Demand Assignment Multiple Access – множинний доступ з розподілом за запитом), у якій передбачено виділення ресурсів мережі для кожного абонента тільки на період їх активної взаємодії. Тут є можливими два основні варіанти: SCPC/DAMA, при якому частотний канал виділяється на вимогу абонента; TDMA/DAMA, у якому передбачено динамічний розподіл часових слотів у кадрі TDMA за запитом абонента.

У топології *Star* з'єднання станцій можливе лише через центральну станцію. Ця умова накладає обмеження на організацію телефонних каналів і передавання інших видів інформації, чутливих до затримки сигналу. Відповідно пріоритетними виявляються завдання збору і двостороннього передавання даних між віддаленими станціями й центром. При цьому якісний телефонний зв'язок є додатковою послугою, яка реалізується тільки між центральною й окремою віддаленою станцією, оскільки вихід до мережі загального користування і тим більше організація міжнародних з'єднань, призведе до погіршення якості мови.

У мережах, що використовують топологію *Mesh*, порівняно з мережами топології *Star* різко збільшується кількість напрямків зв'язку. Якщо в мережі типу *Star* кількість напрямків зв'язку дорівнює кількості станцій мережі N , то для мереж *Mesh* кількість зв'язків $n_{зв} = N(N - 1)/2$. Таке збільшення кількості зв'язків є даниною за можливість організації зв'язку за один «стрибок». Однак мережа типу *Mesh* має дуже широкі функціональні

можливості. Окрім завдань, які вирішуються в мережах типу *Star*, з її допомогою можна організувати якісний телефонний зв'язок, відеотелефон і навіть мережу відеоконференцій. Будівництво й використання такої мережі є надзвичайно актуальними завданнями для організації роботи великих корпорацій, які мають територіально рознесені відділення. Як уже зазначалося, для цих мереж характерним є використання різних модифікацій технології багатостанційного доступу DAMA.

БІБЛІОГРАФІЧНИЙ СПИСОК

1. Зеленский, А. А. Системы радиосвязи : учеб. пособие. В 3 ч. / А. А. Зеленский, В. Ф. Солодовник. – Харьков : ХАИ. – 2002, 2003.
2. Системи радіозв'язку : навч. посіб. / О. О. Зеленський, В. Ф. Солодовник, В. Д. Карлов, Є. О. Мількевич. – Харків: ХУПС, 2007. – 250 с.
3. Радиоволны [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://ru.wikipedia.org/wiki/Радиоволны>. – 21.09.2017.
4. Регламент радиосвязи. Статьи [Электронный ресурс]. — Швейцария, Женева : МСЭ, 2012. – Режим доступа: https://nkrzi.gov.ua/images/upload/307/4298/Reglament_radyozvyazku.PDF. – 21.12.2018.
5. MSI Self Assessment NAVAREA I, Baltic Sea Sub-area [Electronic resource]. – Available at : <http://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollection/DocLibrary/1.43.48.ru.601.pdf>. – 19.03.2018.
6. Рекомендация ITU-R V.431-7. Номенклатура диапазонов частот и длин волн, используемых в электросвязи [Электронный ресурс]. – Режим доступа : https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/v/R-REC-V.431-7-200005-S!!PDF-R.pdf. – 20.03.2018.
7. Шевелев, В. А. Распространение радиоволн : учеб. пособие / В. А. Шевелев, В. П. Семенов. – Харьков : ХАИ, 2005. – С. 1–3.
8. Справочник по радиорелейной связи / под ред. С. В. Бородича. — М. : Радио и связь, 1981. — 416 с.
9. Цифровые радиорелейные линии [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://s1921687209.narod.ru/4sem/course161/lec7.htm>. – 9.10.2017.
10. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – М. : Изд. дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
11. Энергетические характеристики космических радиолиний / под ред. О. А. Зенкевича. – М. : Радио и связь, 1972. – 435 с.
12. Радиосистемы передачи информации : учеб. пособие для вузов / под ред. И. Б. Федорова и В. В. Калмыкова. – М. : Горячая линия – Телеком, 2005. – 472 с.
13. Системы спутниковой связи : учеб. пособие для вузов / под ред. Л. Я. Кантора. – М. : Радио и связь, 1992. – 428 с.
14. Intelsat S.A. The World's Leading Provider of Satellite Services [Electronic Resource]. – Available at: <http://www.itso.int/images/stories/Capacity-Building/South-Africa-2015/Day2/AJHB-D1-A-Intelsat-Intro-v2.pdf>. – 20.03.2018.
15. Расчет зон радиовидимости для искусственного спутника Земли [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://aykspace.blogspot.com/2013/08/zrv.html>. – 20.03.2018.
16. Digital Compression [Electronic resource]. – Available at : <http://www.intelsat.com/tools-resources/library/satellite-101/digital-compression/>. – 20.03.2018.

17. Стрелец, В. Проблемные вопросы международно-правового регулирования использования радиочастотного спектра и спутниковых орбит [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://spectr-forum.com/uploads/files/cK1zWu57IEI2HYAk3SSUjArR5ugF6QSB.pdf>. – 20.03.2018.
18. Анпилогов, В. Анализ многолучевой рабочей зоны спутников OneWeb [Электронный ресурс] / В. Анпилогов, А. Гриценко // Спутниковая связь и вещание. Спец. выпуск. – 2017. – С. 78–86. – Режим доступа: <http://www.tssonline.ru/articles2/sputnik/analiz-mnogoluchevoy-rabochey-zony-sputnikov-oneweb/>. – 20.03.2018.
19. Пайсон, Д. Малые спутники в современной космической деятельности [Электронный ресурс] / Д. Пайсон. – Режим доступа: <http://www.tssonline.ru/articles2/sputnik/malye-sputniki-v-sovremennoy-kos-micheskoy-deyatelnosti/>. – 20.03.2018.

ЗМІСТ

1. Загальні принципи будування систем радіозв'язку	3
1.1. Основні поняття й означення	3
1.2. Класифікація систем радіозв'язку	4
1.3. Діапазони й смуги частот радіозв'язку	5
1.4. Множинний доступ у системах радіозв'язку	6
1.5. Основні енергетичні характеристики радіоліній	12
1.5.1. Вплив атмосфери на енергетичні характеристики радіоліній..	16
1.5.2. Ослаблення сигналів через вплив земної поверхні	20
2. Радіорелейні системи зв'язку	23
2.1. Основи побудови радіорелейних систем	23
2.1.1. Класифікація РРСП	24
2.1.2. Режими роботи радіорелейних станцій	25
2.1.3. Структурна побудова радіорелейних станцій	25
2.1.4. Принцип багатостовбурної побудови РРСП	27
2.1.5. Частотні плани радіорелейних ліній	29
2.2. Розрахунок трас радіорелейних систем прямої видимості	30
2.2.1. Розрахунок рівнів сигналу на інтервалах РРЛ	31
2.2.2. Завмирання сигналу на інтервалах РРЛ	33
2.2.3. Передання по РРЛ телефонних і телевізійних сигналів	38
2.2.4. Мінімально допустиме значення множника ослаблення	41
2.2.5. Розрахунок стійкості роботи РРЛ	43
2.2.6. Методи підвищення стійкості сигналу на інтервалах РРЛ	46
2.3. Дальнє тропосферне поширення УКХ	47
2.4. Тропосферні радіорелейні лінії	56
2.4.1. Передавальні пристрої ТРРЛ	57
2.4.2. Приймальні пристрої ТРРЛ	60
2.4.3. Техніка рознесеного приймання	61
2.4.4. Порогознижувальні демодулятори ЧМ-сигналів	61
2.5. Цифрові радіорелейні лінії	63
2.5.1. Цифрові ієрархії	63
2.5.2. Способи будування цифрових РРЛ	66
2.5.3. Характеристики й параметри радіорелейних систем	75
3. Супутникові системи зв'язку	76
3.1. Призначення, види й орбітальні характеристики супутникових систем зв'язку	76
3.2. Склад супутникових систем зв'язку, характеристики космічних апаратів і засобів виведення на орбіту	81
3.3. Діапазони частот для супутникового зв'язку	83
3.4. Геометричні показники орбіт і зони радіовидимості космічних апаратів	85
3.5. Особливості будування середньо- і низькоорбітальних супутникових угруповань	88

3.6. Особливості будування бортових ретрансляторів супутникових систем зв'язку.....	92
3.6.1. Вимоги до бортових ретрансляторів та їх шумові характеристики.....	94
3.6.2. Види й структурні схеми бортових ретрансляторів	96
3.7. Супутникові системи персонального зв'язку.....	100
3.7.1. Низькоорбітальні системи персонального зв'язку	101
3.7.2. Середньоорбітальні системи зв'язку.....	102
3.7.3. Геостаціонарні системи передачі VSAT.....	106
БІБЛІОГРАФІЧНИЙ СПИСОК.....	112

Навчальне видання

**Абрамова Вікторія Валеріївна
Абрамов Сергій Клавдійович
Рубель Олексій Сергійович**

РАДІОРЕЛЕЙНІ ТА СУПУТНИКОВІ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ

Редактор О. Ф. Серьожкіна

Зв. план, 2018

Підписано до друку 22.12.2018

Формат 60x84 1/16. Папір офс. № 2. Офс. друк

Ум. друк. арк. 6,4. Обл.- вид. арк. 7,25. Наклад 100 пр.

Замовлення 384. Ціна вільна

Видавець і виготовлювач

Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського

«Харківський авіаційний інститут»

61070, Харків-70, вул. Чкалова, 17

<http://www.khai.edu>

Видавничий центр «ХАІ»

61070, Харків-70, вул. Чкалова, 17

izdat@khai.edu

Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи
до Державного реєстру видавців, виготовлювачів і розповсюджувачів
видавничої продукції сер. ДК № 391 від 30.03.2001