

Тема 7

РОЗРАХУНОК ХАРАКТЕРИСТИК СУПУТНИКОВИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ МЕРЕЖ

7.1. Діапазони частот для супутникового зв'язку

Основними факторами, які визначають вибір робочих частот для супутникових мереж зв'язку, являється наявність на трасі поширення радіосигналів атмосфери Землі та зовнішніх джерел шуму, які приймаються антенами ЗС і ретрансляторів.

Затухання радіохвиль у незбуреній атмосфері обумовлено в основному поглинанням киснем і водяною парою тропосферного шару, а також іоносферою. Втрати сигналу в іоносфері на досить високих частотах визначаються формулою:

$$L_i[\text{дБ}] = \frac{2 \cdot 10^{-4} \div 10^{-3}}{f^2[\text{ГГц}]}$$

На частотах вище 0,2 ГГц іоносферні втрати стають досить малими (менше 0,1 дБ), і їх можна не враховувати. Питоме поглинання киснем і водяним паром залежить від тиску, вологості, температури і частоти. Для кількісного визначення складових втрат можна скористатися наступними співвідношеннями:

– питоме поглинання киснем [дБ / км]:

$$L'_k = 0,321 \frac{P f^2}{T^2} \left[\frac{\Delta_1 P}{f^2/900 + \Delta_1 P} + \frac{\Delta_2 P}{f/30 + \Delta_2 P} + \frac{\Delta_3 P}{f/30 + \Delta_3 P} \right]; \quad (7.1)$$

– питоме поглинання водяною парою

$$L'_e = 5,72 \frac{\rho f^2}{T^{2,5}} e^{\frac{644}{T}} \left[\frac{\Delta_3 P}{f/30 + 0,741 + \Delta_3 P} + \frac{\Delta_3 P}{f/30 - 0,741 + \Delta_3 P} + \frac{0,0163 \rho f^2 \Delta_3 P}{T} \right] \quad (7.2)$$

де f – частота радіосигналу, ГГц, P – тиск, кПа, T – температура, $^{\circ}\text{K}$, ρ – середня абсолютна вологість повітря, г/м^3 , коефіцієнти Δ_1 , Δ_2 і Δ_3 рівні:

$$\Delta_1 = \frac{1,26 \cdot 10^{-2}}{T^{0,75}}; \quad \Delta_2 = \frac{3,5 \cdot 10^{-2}}{T^{0,75}}; \quad \Delta_3 = \frac{1,53 \cdot 10^{-2}}{T^{0,5}} (+0,0046 \rho)$$

Частотна залежність складових загасання сигналів у спокійній атмосфері, розрахована за наведеним вище співвідношенням для стандартних параметрів $T = 290$ $^{\circ}\text{K}$, $P = 101$ кПа, $\rho = 8$ г/м^3 атмосфери, приведена на рисунку 7.1. У зв'язку з резонансним поглинанням водяною парою на частоті 22,235 ГГц в діапазоні 14-30 ГГц загасання, що вноситься паром, переважає. Повне поглинання атмосферними газами в спокійній атмосфері можна розрахувати за формулою:

$$L_c[\text{дБ}] = E_K l_K + L'_B l_B \quad (7.3)$$

де l_K і l_B – довжина шляху радіосигналу в шарах кисню і водяної пари відповідно.

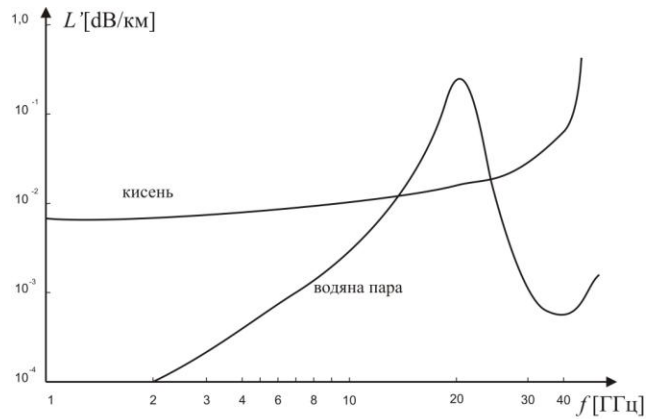


Рисунок 7.1– Складові питомих втрат енергії радіосигналів в спокійній атмосфері

Довжину шляху сигналу поглинаючому шарі, який примикає до земної поверхні висотою h можна отримати, скориставшись формулами елементарної тригонометрії:

$$l = \sqrt{(r_3 + h)^2 - (r_3 + h_{zc})^2 \cos^2 \gamma} - (r_3 + h_{zc}) \sin \gamma, \quad (7.4)$$

де h – висота поглинаючого шару, h_{zc} – висота розташування земної станції над рівнем моря, r_3 – радіус Землі, γ – кут місця антени ЗС над площиною місцевого горизонту.

Довжина шляху сигналу при малих кутах місця різко зростає. Наприклад, при зменшенні кута γ від 90° до 0° довжина шляху збільшується приблизно в 50 разів. Відповідно, у таке ж число разів зростають і втрати сигналу в атмосфері (виражені в дБ). Зазначена обставина є однією з причин того, що на практиці мінімально допустиме значення кута місця антен ЗС обмежується величиною близько 10° (при цьому втрати зростають в порівнянні з антеною, спрямованої в зеніт, приблизно у 6 разів).

При досить великих значеннях γ , скориставшись очевидними нерівностями $h/r_3 \leq 1$ і $h_{zc}/r_3 \leq 1$, розкладаючи в ряд перший член (7.4) і обмежуючись першим членом розкладу, можна отримати:

$$l \approx \frac{h - h_{zc}}{\sin \gamma}.$$

Розрахунки показують, що наближення дає верхню оцінку довжини шляху і при $\gamma \geq 5^\circ$ похибка наближення не перевищує 5%. З урахуванням вищевикладеного при розрахунку сумарних втрат сигналу в спокійній атмосфері можна скористатися співвідношенням:

$$L_c [\text{дБ}] = \frac{h_k L'_k + h_b L'_k}{\sin \gamma} \quad (7.5)$$

При розрахунках загасання сигналів у стандартній атмосфері еквівалентну висоту шару кисню приймають рівною $h_k \approx 6$ км, а еквівалентну товщину шару водяної пари можна обчислити за емпіричною формулою:

$$h_b = \left[2,2 + \frac{3}{f - 22,3} + \frac{1}{f - 183,3} + \frac{1}{f - 323,8} \right], \text{ км}$$

де f – частота ГГц.

Залежність результуючих втрат сигналу в спокійній атмосфері від частоти обчислення за допомогою співвідношень (7.1), (7.2) і (7.5) для кутів піднесення $\gamma = 10^\circ$, 30° , 90° приведена в таблиці 7.1. Перехід до випадкового кута місця здійснюється розподілом даних першого рядка таблиці на $\sin \gamma$. Перехід до інших температур (дані

таблиці відповідають $T = 285 \text{ }^{\circ}\text{K}$) може бути здійснений за допомогою поправочного коефіцієнта:

$$L_c(T^{\circ}\text{K}) = L_c(285^{\circ}\text{K}) \left[+0,01 \left(T^{\circ}\text{K} - 285 \right) \right]$$

Таблиця 7.1—Згасання сигналу в спокійній атмосфері (кисень і пар)

ГГц	$\gamma = 90^{\circ}$	$\gamma = 30^{\circ}$	$\gamma = 10^{\circ}$
1	2	3	4
2	0,0353	0,0706	0,2033
4	0,039	0,078	0,2246
6	0,0432	0,0864	0,2488
8	0,049	0,098	0,2822
10	0,0573	0,1146	0,3300
12	0,0686	0,1372	0,3950

Продовження таблиці 7.1.

1	2	3	4
14	0,0852	0,1704	0,4906
16	0,1124	0,2248	0,6473
18	0,1674	0,3348	0,9640
20	0,3117	0,6234	1,7950
22	0,6485	1,279	3,7346
24	0,5268	1,0536	3,0337
26	0,3544	0,7088	2,041
28	0,2985	0,597	1,7190
30	0,2893	0,5786	1,6660

З даних таблиці 7.1 видно, що на частотах до 10 ГГц втрати сигналу в спокійній атмосфері не перевищують 0,4 дБ, а в діапазоні частот до 30 ГГц втрати в гіршому випадку (при $\gamma = 10$) не перевищують 4 дБ.

Свій внесок у загальне ослаблення радіосигналів в атмосфері можуть вносити присутні в ній частки різних речовин води у вигляді гідрометеорів (дощ, сніг, туман, град, хмари), а також пилу та диму. Ослаблення в даному випадку обумовлено розсіюванням і поглинанням частини енергії електромагнітних коливань. Загасання радіосигналів пропорційно відносному розміру частинок по відношенню до довжини хвилі, їх концентрації та діелектричної проникності. Частилки пилу і диму, завдяки їх малим відносним розмірам і низькою діелектричної проникності, практично ніякого впливу на ослаблення сигналів у розглянутому діапазоні частот не надають. Вплив кристалів льоду у вигляді крижаних хмар, сухого снігу і граду не відчувається, оскільки діелектрична проникність льоду істотно нижче, ніж води. Вплив водяних хмар і туману так само невеликий через малий розміру та концентрацію частинок в цих утвореннях (діаметр крапель менше 0,2 мм). У найбільшій степені радіосигнали послаблюються великими частками мокрої снігу і граду, проте в більшості регіонів ці природні явища спостерігаються дуже рідко, тому зазвичай їх впливом нехтують. Суттєвий вплив на ослаблення сигналів надає дощ. Інтегральним параметром дощу, який враховує розміри, концентрацію, швидкість падіння крапель і багато в чому є визначальним параметром у ослабленні радіосигналів, є інтенсивність дощу - I , мм/год. Повне загасання радіохвиль в атмосфері з урахуванням дощу залежить від інтенсивності опадів, просторового розташування дощової зони і є випадковою величиною. Якщо відома щільність розподілу інтенсивності опадів $\omega(I)$, можна говорити про ймовірність того, що інтенсивність дощу

не перевищить деяку максимальну величину I_m , яку часто називають коефіцієнтом доступності (готовності) каналу зв'язку – K_d :

$$K_d = \int_0^{I_m} \omega(I) dI,$$

і розраховувати повні втрати, орієнтуючись на осереднені за можливими розмірами дощових зон (залежних від I) максимальну інтенсивність дощу I_m .

Втрати сигналу в дощі розраховуються за емпіричною формулою:

$$L_d = aI^b l [\text{дБ}], \quad (7.6)$$

де I – інтенсивність випадання опадів, мм/год, l – довжина шляху сигналу у дощовому шарі, a і b – допоміжні коефіцієнти.

Коефіцієнти a і b сильно залежать від частоти, вплив інших факторів (розміру і температури дощових крапель, поляризації сигналу) проявляється слабкіше. Хорошим наближенням значень a і b являється:

$$a = 4,21 \cdot 10^{-5} \cdot f^{2,49} \quad \text{при } 2,9 \leq f \leq 54 \text{ ГГц} \quad (7.7)$$

$$b = \begin{cases} 1,41 \cdot f^{-0,0779} & \text{при } 8,54 \leq f \leq 25 \text{ ГГц} \\ 2,63 \cdot f^{-0,272} & \text{при } 25 \leq f \leq 164 \text{ ГГц} \end{cases} \quad (7.8)$$

Довжина шляху сигналу у дощовому шарі дорівнює:

$$l = \frac{h_d - h_{zc}}{\sin \gamma}, \text{ км} \quad \gamma \geq 5^\circ \quad (7.9)$$

де h_{zc} – висота ЗС над рівнем моря, h_d – ефективна висота дощового шару, γ – кут місця антени ЗС.

Ефективна висота дощового шару пов'язана з висотою нульової ізотерми h_i наступним чином:

$$h_d = \begin{cases} h_i & \text{при } I \leq 10 \text{ мм/год} \\ h_i + \log_{10} (I/10) & \text{при } I > 10 \text{ мм/год} \end{cases} \quad (7.10)$$

Нарешті, висота нульової ізотерми, км дорівнює (типове значення для літнього часу):

$$h_d = \begin{cases} 4,8 & \text{при } |\psi_c| \leq 10^\circ, \\ 7,8 - 1 \cdot |\psi_c| & \text{при } |\psi_c| > 30^\circ \end{cases} \quad (7.11)$$

де ψ_c – широта точки розміщення ЗС на земній поверхні.

Інтенсивність дощу I має статистичний характер і багато в чому визначається місцем розташування ЗС. У відповідності з середнім рівнем опадів на поверхні Землі виділено 14 різновидів кліматичних зон.

Для кожної зони на підставі статистики багаторічних метеоспостережень визначене максимальне (з деякою довірчою ймовірністю K_d) значення I , яке і є вихідним при розрахунку втрат сигналу в дощі.

Вихідне значення інтенсивності дощу для різних кліматичних зон приведені в таблиці 7.2, а географічне розташування зон показано на рисунку 7.2.

Оцінімо як приклад втрати сигналу в дощі для ЗС, що працює на передачу в діапазоні $f = 30$ ГГц при куті піднесення антени $\gamma = 10^\circ$ і розташованій на широті 60° , висоті над рівнем моря h_{zc} , що дорівнює нулю, в кліматичній зоні М. Допустимий коефіцієнт доступності каналу зв'язку $K_d = 0,99$.

Безпосередньо з таблиці 7.2 знаходимо, що інтенсивність дощу складає 4 мм/год. Зі співвідношення (7.11) знаходимо, що висота нульової ізотерми становить:

$$h_i = 7,8 - 0,1 \cdot 60 = 1,8, \text{ км.}$$

Таблиця 7.2 – Вихідні значення інтенсивності дощу – I , мм/год для різних кліматичних зон

K_d	Кліматична зона													
	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P
99	-	1	-	3	1	2	-	-	-	2	-	4	5	12
997	1	2	3	5	2	4	7	4	13	6	7	11	15	34
999	2	3	5	8	6	8	12	10	20	12	15	22	35	65
9997	5	6	9	13	12	15	20	18	29	23	33	40	65	105
9999	8	12	15	19	22	28	30	32	35	42	60	63	95	145
99997	14	21	26	29	41	54	45	55	45	70	105	95	140	200
99999	22	32	42	42	70	78	65	83	65	100	150	120	180	250

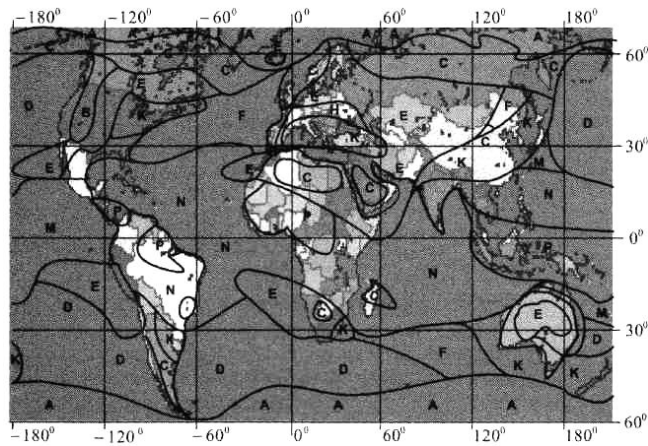


Рисунок 7.2– Карта кліматичних зон світу

Оскільки $r = 4 < 10$, мм/год, то ефективна висота дощового шару дорівнює:

$$h_d = h_i = 1,8, \text{ км.}$$

Довжина шляху сигналу у дощовому шарі з урахуванням $h_{zc} = 0$ складе:

$$l = \frac{h_d}{\sin \gamma} = \frac{1,8}{\sin 10^\circ} = 10,37, \text{ км.}$$

Коефіцієнти a і b при $f = 30$ ГГц відповідно рівні:

$$a = 4,21 \cdot 10^{-5} \cdot 30^{2,49} = 0,2$$

$$b = 2,63 \cdot 30^{-0,272} = 1,04$$

А загасання в дощі з формули (7.9) складе:

$$L_d = 0,2 \cdot 4^{1,04} \cdot 10,37 \cong 8,8, \text{ дБ.}$$

Ефективним засобом зниження втрат потужності сигналу на радіолініях "вниз" є використання техніки рознесеного прийому. Аналіз показує, що в точках прийому, віддалених на відстань близько 20 км, параметри атмосфери практично некорельовані. Більш того, навіть при зближенні точок прийому до 7 - 8 км коефіцієнт кореляції між інтенсивністю випадання опадів не перевищує 0,2, що дає приблизно такі ж результати, що і для некорельованих станів атмосфери. Згасання сигналів з урахуванням дощу наведено на рисунках 7.3 і 7.4.

Важливим фактором, який визначає вибір раціонального діапазону довжин хвиль для супутникового зв'язку, є частотна залежність параметрів, що характеризують властивість зовнішніх і внутрішніх джерел шуму в космічних радіолініях. Вплив завад подібних джерел прийнято характеризувати шумовою температурою – температурою абсолютно чорного тіла, що створює відповідно до закону Планка в точці прийому таку ж щільність потоку потужності шумів, як і розглянуте реальне джерело шумового випромінювання.

Повна еквівалентна шумова температура приймальної системи, що складається з антени, фідерного тракту і власне приймача, наведена до входу приймача, дорівнює:

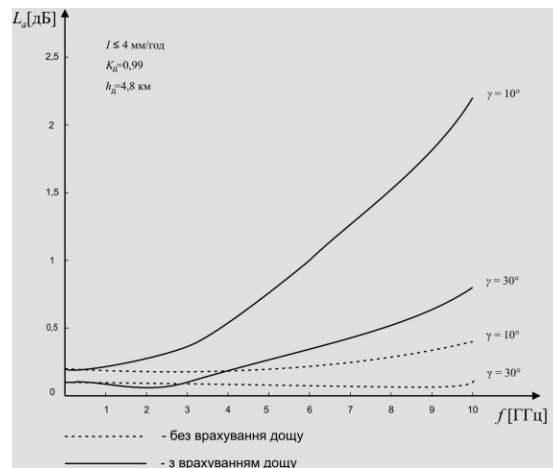


Рисунок 7.4 – Частотна залежність загасання радіохвиль в атмосфері Землі в діапазоні 1 - 10 ГГц

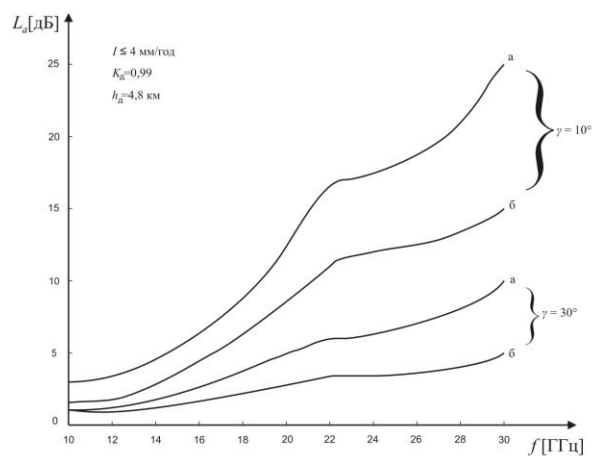


Рисунок 7.5 – Згасання радіохвиль в атмосфері Землі з урахуванням дощу в діапазоні 10 - 30 ГГц:
а - прийом на одну антену, б - рознесений прийом

$$T = \frac{T_a}{L_\phi} + T_0 \left(1 - \frac{1}{L_\phi}\right) + T_{\text{пр}}, \quad (7.12)$$

де T_a – шумова температура антени з урахуванням шумів, наведених у ній зовнішніми джерелами, $T_0 = 290$ °К – температура навколишнього середовища, $T_{\text{пр}}$ – шумова температура приймача, обумовлена його внутрішніми шумами і визначається в основному характеристиками вхідного малошумного підсилювача, L_ϕ – втрати в фідерному тракті.

Втрати у фідері можуть істотно впливати на шумову температуру приймальної системи. Наприклад, втрати у фідері 1 дБ збільшують повну шумову температуру приблизно на 60 градусів. Тому для того, щоб не втратити перевагу, яка забезпечуються використанням сучасних малошумних попередніх підсилювачів та антен, прагнуть мінімізувати втрати в фідерному тракті. З цією метою вхідні підсилювачі зазвичай розміщують в безпосередній близькості від антени.

Розглянемо шумову температуру прийомних антен. Власна шумова температура сучасних антен, обумовлена втратами в її елементах, незначна, тому реальний внесок вносять зовнішні джерела теплового шуму. Шумова температура прийомної антени ЗС (за умови, що Земля не потрапляє в межі головного пелюстка діаграми спрямованості) дорівнює:

$$T_a = T_{\text{ат}} + \frac{T_k}{L_a} + \alpha T_{\text{зак}}, \quad (7.13)$$

де T_k – шумова температура, обумовлена шумами космічного радіовипромінювання, $T_{\text{ат}}$ – шумова температура атмосфери, $T_{\text{зак}}$ – температура компонента, обумовлена тепловим випромінюванням Землі і відбиттям від неї атмосферного і космічного шуму, $\alpha = 0,2 - 0,4$ – коефіцієнт, враховуючий прийом результуючого шумового випромінювання Землі тільки по бічним пелюсткам ДН.

Розглянемо основні протяжні джерела шумового радіовипромінювання – Землю, атмосферу та космічний простір.

Шумова температура космічного простору суттєво залежить від напрямку прийому та може відрізнятись в кілька десятків разів. Максимальна температура космічних шумів наведена на рисунку 7.6, з якого видно, що космічне випромінювання має помітний вплив на частотах нижче (1 - 1,5) ГГц.

Відповідно до принципу термодинамічної рівноваги атмосфера випромінює кількість енергії пропорційно поглиненій, тому:

$$T_{\text{ат}} \cong 275 \frac{L_a - 1}{L_a}, \quad (7.14)$$

де 275 °К – середня термодинамічна температура атмосфери. Частотна залежність шумової температури атмосфери при кутах піднесення 10 і 30 градусів наведена на рисунку 7.7.

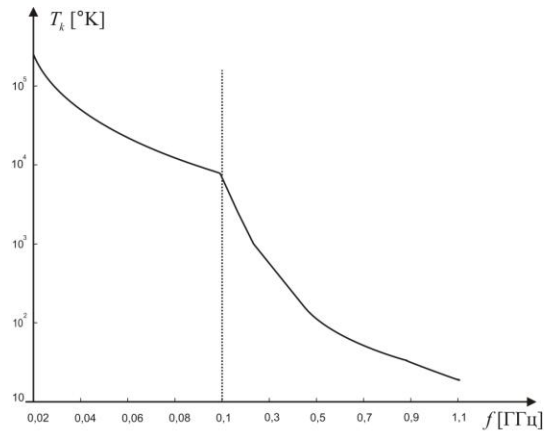


Рисунок 7.6 – Максимальна температура космічних шумів

Шумова температура Землі визначається виразом:

$$T_3 = 290(1 - \Phi^2) [^\circ\text{K}], \quad (7.15)$$

де Φ^2 – модуль коефіцієнта відбиття земної поверхні (по потужності). Шумова температура атмосферних шумів, відбитих від Землі, дорівнює:

$$T_{\text{аб}} = T_{\text{ат}} \Phi^2 = 275 \frac{L_a - 1}{L_a} \Phi^2 [^\circ\text{K}]$$

Шумова температура космічних шумів, відбитих від Землі, дорівнює:

$$T_{\text{кв}} = \Phi^2 T_{\text{к}} / L_a.$$

А результуюча шумова температура Землі з урахуванням відбитих від неї космічних атмосферних шумів складе:

$$\begin{aligned} T_{\text{зак}} &= 290(1 - \Phi^2) + \Phi^2 \left(275 \frac{L_a - 1}{L_a} + \frac{T_{\text{к}}}{L_a} \right) = \\ &= 290 - \Phi^2 \left(290 - 275 \frac{L_a - 1}{L_a} - \frac{T_{\text{к}}}{L_a} \right) [^\circ\text{K}] \end{aligned} \quad (7.16)$$

Коефіцієнт відбиття від земної поверхні слабо залежить від частоти і визначається наступними наближеними співвідношеннями для вертикально поляризованих хвиль:

$$\Phi_v^2 = \left(\frac{\varepsilon \sin \gamma - \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \gamma}}{\varepsilon \sin \gamma + \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \gamma}} \right)^2 = 1 - \frac{4\varepsilon \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \gamma} \cdot \sin \gamma}{(\sin \gamma + \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \gamma})^2},$$

- для горизонтально поляризованих хвиль:

$$\Phi_r^2 = \left(\frac{\sin \gamma - \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \gamma}}{\sin \gamma + \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \gamma}} \right)^2 = 1 - \frac{4\sqrt{\varepsilon - \cos^2 \gamma} \cdot \sin \gamma}{(\sin \gamma + \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \gamma})^2}$$

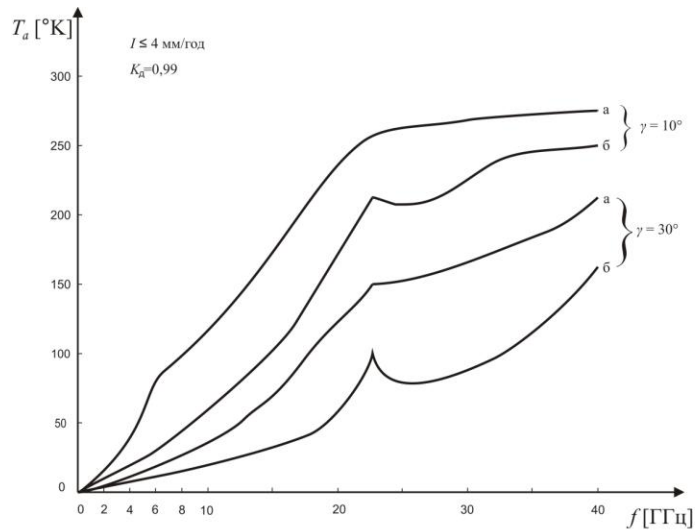


Рисунок 7.7 – Шумова температура атмосфери:
 а – прийом на одну антену; б – рознесений прийом на дві антени

- для хвиль з круговою поляризацією:

$$\Phi^2 = \frac{1}{2}(\Phi_r^2 + \Phi_b^2),$$

де γ – кут між аналізованим напрямком і горизонтальною площиною, ε – діелектрична проникність відбиваюча земною поверхнею.

Для сухого ґрунту $\varepsilon = 3 - 6$, для помірно вологої ґрунту $\varepsilon = 10 - 15$, для вологого ґрунту $\varepsilon = 15 - 30$, для води $\varepsilon = 80$. Залежність коефіцієнта віддзеркалення від діелектричної проникності при $\gamma = 10, 30$ і 90 градусів, розрахована за приведеним співвідношенням, показана на рисунку 7.8. З 7.16 випливає, що $(275 \frac{L_a - 1}{L_a} + \frac{T_K}{L_a} \leq 290)$

результуюча шумова температура Землі зростає при зменшенні Φ^2 . У Відповідності до рисунку 7.7 при кутах місця менше 30° коефіцієнт відображення мінімальний при $\varepsilon \approx 10$, тому при практичних дослідах можна прийняти $\Phi^2 = 0,403$ для $\gamma = 10^\circ$ і $\Phi^2 = 0,287$ для $\gamma = 30^\circ$.

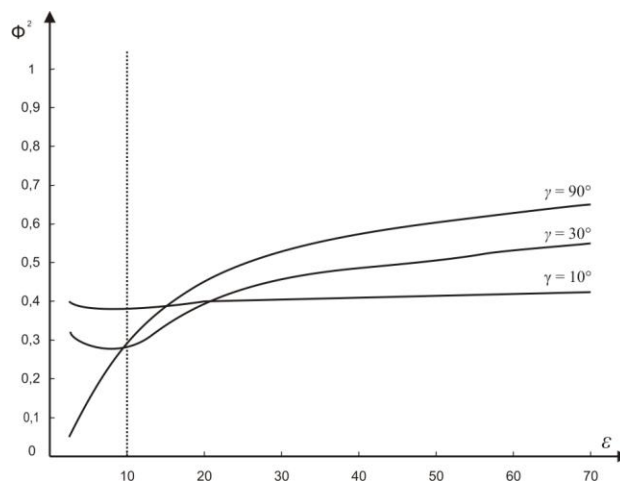


Рисунок 7.7– Залежність коефіцієнта відбиття земної поверхні від її діелектричної проникності

До того ж $\varepsilon \approx 10$ відповідає найбільш типовій ситуації помірно вологого ґрунту (за виключенням морської рухомої служби). Як випливає з (7.16), при зменшенні γ і відповідному зростанні L_a складова, в круглих дужках, зменшується, але при цьому збільшується значення коефіцієнта відображення Φ^2 , тому можна очікувати слабку залежність результуючої шумової температури Землі від кута місця γ . Результати розрахунку за формулою (7.16) підтверджують це припущення, і в межах відносної похибки, що не перевищує 10%, можна вважати, що $T_{\text{зак}}$ не залежить від кута піднесення. Частотна залежність результуючої шумової температури Землі наведена на рисунку 7.8, з якого випливає, що на частотах вище 15 ГГц $T_{\text{зак}} \approx 285^0$, а в діапазоні частот 0,5 - 30 ГГц відносна зміна результуючої шумової температури Землі не перевищує 25%. Різке зростання $T_{\text{зак}}$, на частотах нижче 1 ГГц обумовлене впливом космічних шумів.

Результуюче шумове випромінювання Землі і шуми атмосфери сприймаються бортовими антенами через основну пелюстку ДН, а космічні шуми – через бічні, тому для бортових антен справедливо наступне співвідношення:

$$T_{\text{аб}} = T_{\text{ат}} + \frac{T_{\text{зак}}}{L_a} + \alpha T_{\text{к}} \quad (7.17)$$

Залежність шумової температури земної і бортових антен від частоти, розрахована за наведеними співвідношенням для випадку максимального рівня космічних шумів, $\alpha = 0,3$, максимальної інтенсивності дощу 4 мм/год і коефіцієнті доступності каналу 0,99, показана на рисунку 7.9. Аналогічні залежності можуть бути легко отримані і при інших вихідних даних.

При виборі діапазону частот природно скористатися критерієм мінімальних енергетичних витрат на організацію каналу зв'язку при фіксованій пропускній здатності та достовірності передачі, або, що те ж саме, максимальній пропускній здатності каналу зв'язку за інших рівних умов. Пропускна здатність супутникового каналу зв'язку визначається виразом (6.13).

Розглянемо ССЗ фіксованої служби. Для цих мереж «вузьким» місцем з точки зору енергетики є радіолінія "СР – ЗС". Ширина діаграми спрямованості θ передавальної антени ретранслятора визначається необхідним розміром області або зони обслуговування і не повинна залежати від частоти. Зі збільшенням робочої частоти діаметр передавальної антени для збереження незмінною області обслуговування доводиться зменшувати, а її коефіцієнт підсилення відповідно залишається незмінним. При фіксованому діаметрі приймальної антени ЗС її ефективність також слабо залежить від частоти. У випадку супутникових мереж фіксованої служби пара-метрами, які сильно залежать від частоти, являються втрати сигналу в атмосфері $L_a(f)$ і шумова температура приймальної системи $T(f)$, а вплив робочої частоти на пропускну здатність радіолінії СР-ЗС визначиться відповідно до (6.13) частотним множником: $\Pi(f) = \frac{1}{L_a(f)T(f)}$

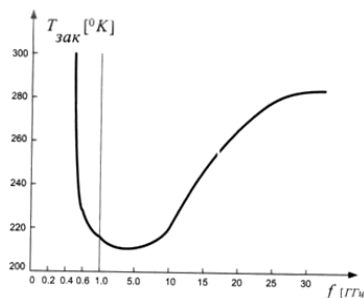


Рисунок 7.8– Шумова температура Землі і відображених шумів атмосфери і космічного простору

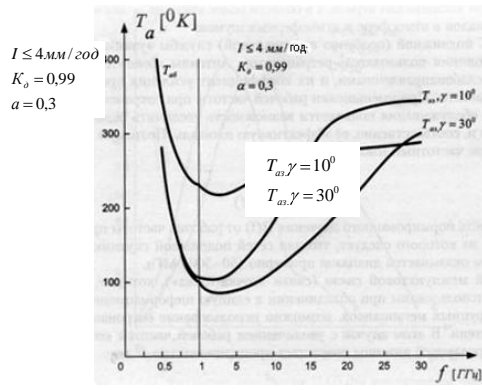


Рисунок 7.9 – Шумові температури приймальних антен

Залежність нормованого щодо свого максимального значення частотного множника від робочої частоти наведена на рисунку 7.10. Показана залежність отримана з використанням наведених вище спів-відношень в припущенні $L_{\phi}=1$ дБ, $I=4$ мм/год і $K_d=0,99$ для двох значень кута місця антени ЗС та підтверджує наявність досить яскраво вираженого оптимального значення робочих частот для супутникової фіксованої служби. У розглянутому прикладі вказаний оптимум знаходиться орієнтовно в межах (0,5 - 13) ГГц.

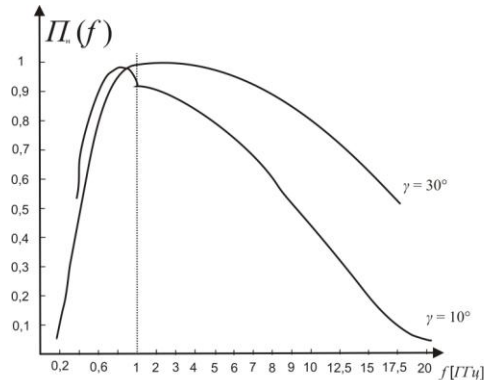


Рисунок 7.10 – Частотна залежність $\Pi_n(f)$ для фіксованої супутникової служби

В області більш низьких частот пропускна здатність каналу падає у зв'язку з різким зростанням космічних шумів, а в області більш високих – за рахунок зростання загасання сигналів в атмосфері і атмосферних шумів.

Для ССЗ рухомої (особливо персональної) служби «вузькою» ланкою є радіолінія користувач-ретранслятор. Антени абонентських станцій слабо направлені, і їхній коефіцієнт посилення практично не залежить від частоти. При зменшенні робочої частоти при збереженні незмінної області обслуговування з'являється можливість збільшити розміри приймальної антени і, відповідно, її ефективну площу. Тому в даному випадку частотний множник дорівнює:

$$\Pi(f) = \frac{1}{f^2 L_a(f) T(f)}.$$

Залежність нормованого значення $\Pi(f)$ від робочої частоти наведена на рисунку 7.11, з якого випливає, що для мереж рухомого супутникового зв'язку оптимальним виявляється діапазон приблизно (50 - 500) МГц.

Для мереж міжпунктного зв'язку (зв'язку "точка-точка"), які, наприклад, можуть бути використані при об'єднанні в єдину інформаційну інфраструктуру великих мегаполісів, можливе використання гостронаправлених бортових антен. У цьому випадку з збільшенням робочої частоти коефіцієнт підсилення передавальної антени зростає пропорційно f^2 і:

$$\Pi(f) = \frac{f^2}{L_a(f) T(f)}.$$

Залежність нормованого $\Pi(f)$ для мереж міжпунктного зв'язку показана на рисунку 7.12, з якого випливає, що оптимальний діапазон частот у даному випадку лежить в межах приблизно (10 - 20) ГГц.

Таким чином, вибір раціонального діапазону частот багато в чому визначається призначенням мереж (типом супутникової служби). Діапазони частот, виділені для організації супутникових каналів зв'язку, приведені в таблиці 7.3.

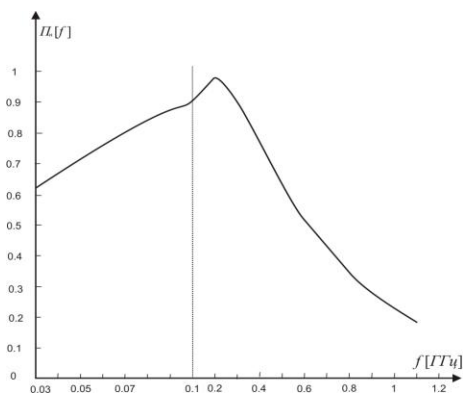


Рисунок 7.11– Частотна залежність $P_n(f)$ для рухомої супутникової служби

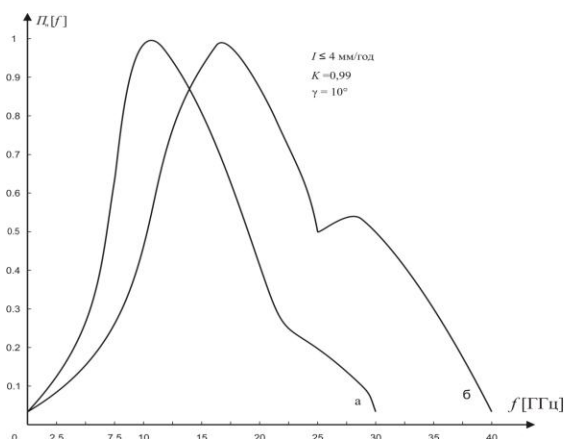


Рисунок 7. 12– Частотна залежність $P_n(f)$ для міжсупутникового зв'язку
а - прийом на одну антену, б - рознесений прийом на дві антени

Таблиця 7.3 – Діапазони частот для супутникового зв'язку

Земля-Космос		Космос-Земля	
Смуга частот ГГц	Вид служби	Смуга частот ГГц	Вид служби
0,148-0,15005	Рухома	0,137-0,137825	Рухома
0,235-0,322	-"-"	0,40015-0,401	Рухома
0,3354-0,3999	-"-"	0,62-0,79	Мовлення
0,406-0,4061	-"-"	1,452-1,492	Мовлення
1,610-1,6265	-"-"	1,525-1,559	Рухома
1,6315-1,6605	-"-"	1,6265-1,6315	Рухома
1,97-2,01	-"-"	2,16-2,2	Рухома
2,67-2,69	-"-"	2,4835-2,52	Рухома
5,725-7,075	Фіксована	2,52-2,67	Мовлення
7,9-8,4	Фіксована і рухома	3,4-4,2	Фіксована
10,7-11,7	Фідерні лінії	4,5-4,8	Фіксована
12,5-13,25	Фіксована	7,25-7,75	Фіксована
13,75-14,5	Фіксована	10,7-11,7	Фіксована

14,5-14,8	Фідерні лінії	11,7-12,5	Мовлення
17,3-18,1	Фідерні лінії	12,5-12,75	Фіксована
27,5-31	Фіксована	17,7-21,2	Фіксована і рухома
42,5-43,5	Фіксована	22,5-23,0	Мовлення
47,5-49,2	Фідерні лінії	37,5-40,5	Фіксована і рухома
49,2-50,2	Фіксована	43,5-47,0	Рухома
50,4-51,4	Фіксована		

Діапазони K_a (30/20 ГГц) і Q/V (50/40 ГГц) в значній мірі підвергнути впливу стану атмосфери Землі. Згасання радіосигналів в дощі може досягати 25 дБ і більше, що потребує для нормального функціонування ССЗ значного енергетичного запасу і не дозволяє працювати при кутах піднесення ЗС орієнтовно менше 30^0 , обмежуючи, тим самим, області обслуговування. Технологія радіоапаратури K_a – діапазону недостатньо апробована, що збільшує ступінь ризику проектів ССЗ. Тим не менш, незважаючи на зазначені недоліки, абсолютна більшість перспективних проектів ССЗ передбачає в самому найближчому майбутньому роботу у K_a - діапазоні.

7.2. Енергетичний бюджет супутникових інформаційних радіоліній

При розробці ССЗ важливим завданням є вибір раціональних способів модуляції та кодування переданих цифрових сигналів. При цьому слід прагнути до компромісу між кількістю зв'язкових ресурсів каналу, які витрачаються на передачу цифрової інформації з заданою швидкістю та якістю і складністю використовуваних алгоритмів обробки, а також внесеної ними затримки. Відомо, що при фіксованій швидкості і якості передачі інформації в радіоканалі зв'язку існують обмінні співвідношення між частотним і енергетичним ресурсами каналу зв'язку. На практиці виникає завдання вибору структури переданих сигналів і способів їх обробки таким чином, щоб найкращим чином адаптуватися до стандартизованих параметрів стволів БРТК ретранслятора для вирішення конкретних прикладних завдань. При цьому виникає необхідність розгляду різних поєднань методів модуляції і кодування. На рисунку 7.13 точками відзначені деякі комбінації способів модуляції – кодування в координатах "Необхідне порогове відношення сигнал/шум – h_n^2 (потрібний енергетичний потенціал каналу на 1 біт інформації, що передається) - відношення смуги частот передавального по каналу зв'язку сигналу до інформаційної смуги частот корисного сигналу (смуга частот каналу зв'язку на 1 біт переданої інформації)". Там же показана теоретична нижня межа граничного відношення сигнал/шум, яка визначається формулою Шеннона:

$$h_n^2 = B \left(2^{\frac{1}{B}} - 1 \right)$$

На рисунку 7.13 показано порогове відношення сигнал/шум для способів модуляції-кодування, рекомендованих організацією Intelsat для застосування у ССЗ:

- ФМ-4+ЗК - квадратурна фазова маніпуляція в поєднанні зі згортковим кодуванням і декодуванням за алгоритмом Вітербі з «м'якими» рішеннями на вході другої вирішальної схеми. Згорткові коди мають довжину кодових обмежень, рівну 7, і можливі швидкості 1 (без надлишкового кодування); $0,875 \left(\frac{7}{8} \right)$; $0,75 \left(\frac{3}{4} \right)$; $0,5 \left(\frac{1}{2} \right)$;
- ФМ-4+ЗК+КРС - квадратурна фазова маніпуляція в поєднанні з каскадним кодуванням. У якості внутрішнього коду використовується згортковий код зі

швидкостями $\frac{3}{4}$ або $\frac{1}{2}$, а зовнішнього - код Ріда - Соломона (219,201) зі швидкістю 0,917 ($\frac{11}{12}$);

– ФМ-8+ГК – восьмирівнева фазова маніпуляція у поєднанні з ґратчастим кодуванням зі швидкістю 0,67 ($\frac{2}{3}$);

– КАМ-16+ЗК – шістнадцятирівнева квадратурна амплітудна маніпуляція у поєднанні зі згортковим кодуванням зі швидкостями 0,875 ($\frac{7}{8}$) і 0,75 ($\frac{3}{4}$);

– не входить до складу рекомендованих Intelsat комбінація ФМ-4 та матричного турбокодування зі швидкістю 0,75 ($\frac{3}{4}$).

З рисунку 7.13 слідує, що найкращими показниками завадостійкості при досить економічній витраті смуги частот мають матричні турбокоди (МТК). Матричні коди відомі давно, але практичного застосування не знайшли. Матричні коди, при декодуванні яких використовується ітераційна процедура, отримали назву матричних турбокодів. Висока завадостійкість МТК пояснюється практичною товарністю ітераційного декодування кодів зі значною блоковою довжиною. Про те затримка обробки при цьому максимальна серед всіх перерахованих вище способів модуляції-кодування.

Найкраще використання смуги частот при збереженні прийнятно високої завадостійкості забезпечує восьмифазна ФМ у поєднанні з ґратчастим кодуванням – ГК (ТСМ – Trellis Coded Modulation). Перевагою ГК є також те, що воно в найменшій мірі схильне до негативного впливу нелінійних явищ в супутниковому радіоканалі. Однак ГК є саме по собі нелінійною схемою, та його практичне застосування обмежується надмірною складністю оптимального приймача. Використання ж більш простих лінійних приймачів призводить до втрати ефективності.

Шістнадцятирівнева квадратурна амплітудна маніпуляція найбільш ефективна з точки зору смуги частот, але має найгірші показники завадостійкості і пред'являє найбільш жорсткі вимоги до лінійності тракту передачі. Тому використання КАМ-16 обмежується лише ретрансляторами з надлишковим енергетичним потенціалом. Крім того, збільшення кратності модуляції призводить до збільшення часу входження у зв'язок (у синхронізм), що найчастіше неприйнятно.

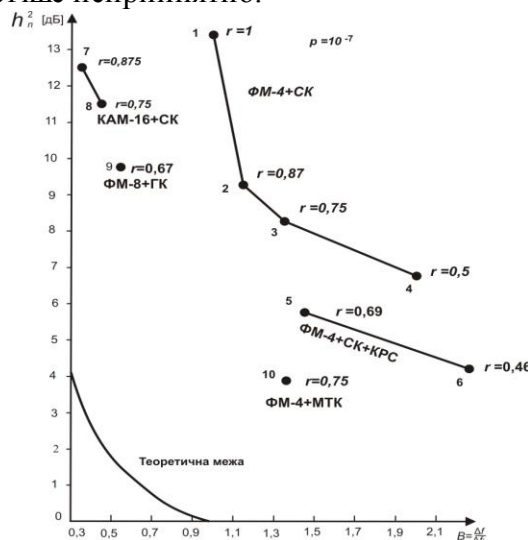


Рисунок 7.13– Граничне відношення сигнал/шум для деяких способів модуляції-кодування цифрового сигналу

У силу зазначених причин найбільше практичне використання у супутникових радіоканалах знайшла квадратурна фазова маніпуляція.

Розглянемо енергетичний бюджет супутникових інформаційних каналів на трьох прикладах супутникових мереж зв'язку.

1. Глобальна ССЗ фіксованої служби діапазону 6/4 ГГц. Основним призначенням подібних ССЗ є організація магістральних каналів зв'язку, а також первинний розподіл і обмін телевізійних програм. Під кожен магістральний канал виділяється один із стволів ретранслятора. Земні станції магістрального супутникового зв'язку зазвичай виконують багатоканальними, здатними організувати декілька магістральних каналів через кілька стержнів одного ретранслятора. ЗС обладнуються слідкующими приймальними антенами діаметром (9 - 15) метрів. Підсилювачем потужності зазвичай є клістрон або ЛБХ, в залежності від ширини смуги частот. Вихідна потужність передавачів становить (0,75 - 3) кВт на кожний стержень. Типове значення ЕВПІ земної станції у глобальних мережах дорівнює (26-30) дБВт. Стержні ретрансляторів С-діапазону в подібних мережах зазвичай мають смугу пропускання 36 МГц і підсилювачі з вихідною потужністю (10 - 30) Вт. Оцінимо енергетичні співвідношення в каналах зв'язку мережі при наступних вихідних даних: кут огляду області обслуговування з точки стояння ГСР $\beta = 16^\circ$, діаметр антени ЗС дорівнює 11 м, потужність передавача на ствол 500 Вт, шумова температура приймальної системи ЗС $150^\circ K$. Смуга пропускання стержня ретранслятора 36 МГц, а його вихідна потужність 20 Вт. Коефіцієнт використання поверхні земної і бортової антен дорівнює 0,7. Оцінимо необхідні параметри каналів зв'язку ЗС-ГСР.

Коефіцієнт підсилення антени ЗС при її роботі на передачу визначимо (6.2):

$$G_n = 109,67 \cdot K_i \cdot D^2 \cdot f^2 = 109,67 \cdot 0,7 \cdot 121 \cdot 36 = 334406 \quad (55,2 \text{ дБ}).$$

Ширина діаграми спрямованості антени ЗС при роботі на передачу (6.5):

$$\theta = \frac{18}{D \cdot f} = \frac{18}{11 \cdot 6} \approx 0,3^\circ.$$

Втрати наведення складаються із втрат передавальної і приймальної антен. Типове значення втрати наведення слідкуючої земної антени становить 0,3 дБ. Бортова антена фіксовано націлена на область обслуговування і покриває її за рівнем - 3 дБ від максимального значення коефіцієнта підсилення. В найгірших умовах з точки зору втрат наведення знаходяться станції, встановлені на кордоні області обслуговування, для яких сумарні втрати наведення складають 3,3 дБ.

Втрати сигналу у вільному просторі визначимо з (6.13), підстановкою максимального значення дальності зв'язку r , рівного приблизно 41 тис. км для станцій. На межі області обслуговування:

$$L_g = 1,75 \cdot 10^{15} \cdot \left(\frac{1}{41} \right)^2 \cdot \left(\frac{1}{6} \right)^2 = 1,06 \cdot 10^{20} \quad (200 \text{ дБ})$$

Втрати сигналу у не збудженій атмосфері можуть бути визначені з таблиці 7.1. Коефіцієнт підсилення приймальної антени ретранслятора знайдено з (6.7):

$$G_n = \frac{35530 \cdot K_i}{\theta^2} = \frac{35530 \cdot 0,7}{\left(\frac{1}{6} \right)^2} = 97,7 \quad (20 \text{ дБ})$$

Втрати в приймальному тракті складаються із втрат в фідері між антеною вхідним підсилювачем приймача, а також апаратних втрат, пов'язаних з реалізацією процедур демодуляції і декодування, які можна прийняти рівними відповідно 1 та 1,5 дБ.

Потужність корисного сигналу на вході приймача ретранслятора визначає(1.1.3.11):

$$P_c \text{ дБ} = E_{\text{ПМ}} \text{ дБВт} + G_{\text{пр}} \text{ дБ} + L_{\text{св}} \text{ дБ} - L \text{ дБ} = 81,2 + 20 - 200 - 3,3 - 0,2 - 1 = -103,3 \text{ дБВт}$$

Сила шуму в смузі частот ствола ретранслятора дорівнює:

$$kT\Delta f = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 150 \cdot 36 \cdot 10^6 = 7,45 \cdot 10^{-14} \text{ Вт} \quad (-131 \text{ дБВт})$$

Втрата сигналу під час дощу можуть бути знайдені за методикою, або за допомогою рисунків 7.4. і 7.5. Енергетичний бюджет радіоканалів ЗС-СР і СР-ЗС наведено у таблицях 7.4 та 7.5., відповідно.

Визначимо пропускну спроможність магістрального каналу цієї ССЗ. Допустимо, що потрібно забезпечити ймовірність помилкового прийому двійкового сигналу не більше 10^{-7} . У розглянутому прикладі одночасно обмежені енергетичні і частотні ресурси стержня ретранслятора – вихідна потужність 20 Вт і смуга пропускання $\Delta f_{\text{ср}} = 36$ МГц. Це вимагає спільного виконання двох нерівностей:

$$\begin{cases} C \leq C_1 = \frac{P_c}{N_0 h_{\text{П}}^2} \\ C \leq C_2 = \frac{\Delta f_{\text{ср}}}{B} \end{cases}$$

де B – база переданих по каналу зв'язку радіосигналів.

Таблиця 7.4 – Енергетичний бюджет каналів зв'язку ЗС-ГСР

Номер варіанта	1	2	3
Тип ССЗ, площа зони обслуговування млн. кв. км	Глобальна 140	Національна 12	Національна 12
Кут огляду області обслуговування, град	16	6	6
Частотний діапазон, ГГц	6(C)	14(Ku)	14(Ku)
Діаметр передавальної антени, м	11	2,5	5,5
Коефіцієнт підсилення передавальної антени ЗС	55,2	49,1	56,6
Ширина діаграми спрямованості передавальної антени ЗС, град	0,3	0,5	0,23
Вихідна потужність передавача ЗС, дБВт (Вт)	27(500)	7(5)	33(2000)
Втрати сигналу на передавальній стороні, дБ	1	1	1
ЕІВП ЗС, дБВт	81,2	55,1	88,6
Смуга частот, МГц	36	0,064	36
Втрати наведення антен, дБ	3,3	4,5	1,8
Втрати сигналу у вільному просторі, дБ	200	208	208

Продовження таблиці 7.4.

1	2	3	4
Втрата сигналу у незбуреній атмосфері, дБ	0,2	0,5	0,5
Коефіцієнт підсилення приймальної антени ретранслятора, дБ	20	27,7	27,7
Повна шумова температура приймальної системи ретранслятора, °К	1000	1000	1000
Добротність приймальної системи ретранслятора дБ/°К	-10	-2,3	-2,3
Втрати сигналу в прий-мальному тракті ретранслятора, дБ	1	1	1
Сила корисного сигналу на вході приймача ретранслятора, дБВт	-103,3	-131,2	95,1
Сила шуму в смузі частот ствола (каналу), дБВт	-123	-150,5	-123
Відношення сигнал / шум на вході приймача ретранслятора у смузі частот ствола (каналу), дБ	19,7	19,3	27,9
Втрати сигналу у дощі, дБ	0,6	3,0	3,0
Відношення сигнал / шум у смузі частот ретранслятора при роботі у дощі, дБ	19,1	16,3	24,9

Енергетичний потенціал радіоканалу ГСР-ЗС, дБГц	95,3	92,3	103,5
---	------	------	-------

Таблиця 7.5 – Енергетичний бюджет каналів зв'язку ГСР-ЗС

Номер варіанта	1	2	3
Частотний діапазон, ГГц	4 (С)	12(Ku)	12(Ku)

Продовження таблиці 7.5.

Коефіцієнт підсилення передавальної антени ретранслятора, дБ	16	26,4	26,4
Вихідна потужність ствола ретранслятора, дБВт (Вт)	13 (20)	17 (50)	20 (100)
Втрати сигналу на передавальній стороні, дБ	1	1	1
ЕІВП ствола ретранслятора, дБВт	28	42,4	45,4
Смуга частот ствола, МГц	36	36	36
Втрати наведення антен, дБ	2	4	4
Втрати сигналу у вільному просторі, дБ	197	206	206
Втрати сигналу у спокійній атмосфері, дБ	0,1	0,4	0,4
Діаметр приймальної антени ЗС, м	11	2,5	4
Коефіцієнт підсилення приймальної антени ЗС, дБ	51,7	47,7	52,4
Шумова температура ЗС, К	150	250	200
Оборотність ЗС, дБ / °К	30	23,7	29,4
Втрати сигналу в приймальному тракті ЗС, дБ	2,5	2,5	1
Потужність корисного сигналу на вході приймача ЗС, дБ	-121,9	-122,8	-113,6
Потужність шуму в смузі частот ствола ретранслятора, дБВт	-131	-129	-130,3
Відношення сигнал / шум на вході приймача ЗС у смузі частот ствола, дБ	9,1	6,2	16,7
Втрати сигналу у дощі, дБ	0,4	4,6	4,6

Продовження таблиці 7.5

Номер варіанта	1	2	3
Відношення сигнал/шум у смузі частот ретранслятора при роботі у дощі, дБ	8,7	1,6	12,1
Енергетичний потенціал радіоканалу ГСР-ЗС, дБГц	84,9	81,8	90,0

Пропускна здатність каналу зв'язку дорівнює:

$$C = \min (C_1, C_2).$$

При $C=C_1$ пропускна здатність визначається енергетичними можливостями ретранслятора, а смуга пропускання використовується лише частково. Коефіцієнт використання смуги частот у цьому випадку дорівнює $BC / \Delta f_{CT}$.

Очевидно, що найкращим слід вважати спосіб передачі, який максимізує пропускну здатність каналу зв'язку при найбільш повному використанні наявних у розпорядженні ствола ретранслятора зв'язкових ресурсів.

У таблиці 7.6. приведено результати розрахунку пропускної здібності супутникового каналу зв'язку, отримані відповідно до наведених міркувань для способів модуляції-кодування, показаних на рисунку 7.1. Із цієї таблиці випливає, що в розглянутому прикладі найкращим чином поєднується використання енергетичного та частотного ресурсів супутникового ствола при комбінуванні ФМ-4 і згорткового коду зі швидкістю $\frac{3}{4}$, що дозволяє забезпечити високу пропускну здатність каналу зв'язку. Використання кодів з меншою енергетикою кодів призводить до необхідності забезпечення необхідної якості передачі, збільшення відношення сигнал/шум на вході

декодера, що можливо лише при зниженні пропускної здатності і відповідного скорочення смуги частот переданого сигналу. Наприклад при безнадлишковому кодуванні для забезпечення необхідного $h_{\Pi}^2 = 13,4$ дБ приходить обмежитися пропускною спроможністю каналу 8,2 Мбіт/с. При цьому буде використовуватися лише 23% доступної смуги частот, при чому звільнена частина смуги частот ніякої практичної користі принести не може, оскільки необхідна для цього енергія відсутня. Більш того, при безпосередній ретрансляції надлишкова смуга частот навіть шкідлива, оскільки частина корисної потужності передавача ретранслятора відбирається на марне перевипромінювання шумів радіолінії ЗС-ГСП, яке попадає в цю "зайву" лінію частот. У цьому випадку доводиться йти на зниження пропускної здатності каналу зв'язку, щоб "помістити" смугу частот переданого сигналу в доступну смугу частот ствола ретранслятора. Вузкосмугові види модуляції КАМ-16 і ФМ-8 в даному випадку неконкурентоспроможні, оскільки вони орієнтовані в першу чергу на ефективне використання смуги частот при наявності вільних енергоресурсів.

Таблиця 7.6 – Пропускна здатність і енергетичний запас магістрального супутникового каналу при різних способах модуляції- кодування

Спосіб модуляції-кодування	r	h_{Π}^2 , дБ	h^2 , дБ	C , Мбіт/с	Δf , МГц	η	
ФМ-4+ЗК	1	1	13,4	0	8,2	8,2	0,23
	2	0,875	9,4	0	20,7	23,7	0,66
	3	0,75	8,3	0	26,6	35,5	0,97
	4	0,5	6,7	3,3	18	36	1,0
ФМ-4+ЗК+КРС	5	0,69	5,8	2,8	24,8	36	1,0
	6	0,46	4,2	6,16	16,6	36	1,0
КАМ+16+ЗК	7	0,875	12,8	0	14,0	10,7	0,3
	8	0,75	11,7	0	18,0	16,0	0,44
ФМ-8+ГК	9	0,67	9,8	0	18,8	18,8	0,52
ФМ-4+МТК	10	0,75	4,1	2,9	27,0	36	1,0

При $C = C_2$ пропускна здатність каналу обмежується частотним ресурсом ствола, а надлишок енергетики призводить до перевищення граничного відношення сигнал / шум у $BC / \Delta f_{CT}$ разів.

2. Національна мережа VSAT Ku - діапазону з використанням ЗС з антенами діаметром 2,5 м і передавачами з вихідною потужністю 5 Вт при вихідній потужності ствола 50 Вт. Невеликий розмір антен ЗС підвищує вимоги до енергоресурсів бортової апаратури. Цьому частково сприяє можливість використання більш вузьких діаграм спрямованості бортових антен, завдяки меншим розмірам території, що обслуговується. Для суцільного покриття території країни, як, наприклад, USA, буде потрібна антена з шириною діаграми спрямованості близько 6^0 , що призводить до зростання коефіцієнта підсилення бортових антен приблизно в 2,5 рази у порівнянні з антенами, призначеними для глобального обслуговування. Однак це зростання не може компенсувати втрати, обумовлені малими розмірами VSAT, і потрібно істотне збільшення потужності бортових передавачів.

Ця обставина і обумовила, в основному, історичний шлях розвитку ССЗ. Спочатку розгорталися глобальні мережі з використанням відносно малого числа великих і дуже складних та дорогих ЗС (по 1-2 ЗС на кожну країну). Створення національних розгалужених ССЗ на базі таких станцій було економічно недоцільно та недоступне навіть для економічно і технічно високорозвинених країн. Лише багато пізніше, завдяки технічному і технологічному прогресу в області виробництва бортової апаратури, відбувся перехід до регіональних, національних, а потім і корпоративних супутникових мереж. У цьому сенсі ССЗ розвиваються в напрямку, прямо протилежному наземній мережі. З таблиці 7.5. випливає, що навіть при збільшенні коефіцієнта підсилення антени

енергетичний потенціал радіолінії СР-ЗС виявляється нижче ніж у розглянутому раніше прикладі. У таблиці 7.7. приведено кількість каналів передачі даних з пропускною спроможністю 64 Кбіт/с і допустимою ймовірністю помилки переданого двійкового символу не більше 10^{-7} для різних сполучень способів модуляції і кодування.

Таблиця 7.6 – Кількість каналів передачі даних 64 кбіт / с мережі VSAT в стандартному стволі ГСР зі смугою пропускання 36 МГц при різних способах модуляції-кодування

Спосіб модуляції-кодування		r	h_{II}^2 [дБ]	h^2 [дБ]	C [Мбіт/с]	Δf [МГц]	η
ФМ-4+СК	1	1	13,4	0	37	2,38	0,07
	2	0,875	9,4	0	93	6,8	0,19
	3	0,75	8,3	0	120	10,2	0,28
	4	0,5	6,7	0	173	22,1	0,61
ФМ-4+СК+КРС	5	0,69	5,8	0	213	19,8	0,55
	6	0,46	4,2	0,8	258	36	1,0
КАМ+16+СК	7	0,875	12,8	0	42	2,0	0,05
	8	0,75	11,7	0	54	3,1	0,09
ФМ-8+ГК	9	0,67	9,8	0	85	5,4	0,15
ФМ-4+МТК	10	0,75	4,1	0	316	27	0,75

Через більш низький енергетичний потенціал радіоліній оптимальним в даному випадку виявляється найбільш потужний і в той же час досить економічний з точки зору використання смуги частот матричний турбокод. Трохи гірші результати дає використання каскадного коду з внутрішнім надточним кодом зі швидкістю $\frac{1}{2}$.

Практично жоден варіант структури переданих сигналів не дає енергетичного запасу, що свідчить про чітку недостачу енергоресурсів каналу.

Якщо зняти обмеження на випромінювану ретранслятором потужність (не більше 50 Вт у розглянутому прикладі), пріоритетність переваги розглянутих структур переданих сигналів істотно змінюється. У таблиці 7.7 представлені необхідна вихідна потужність ствола ретранслятора і максимальне число каналів зі швидкістю 64 кбіт/с у смузі 36 МГц. Найбільше число каналів забезпечує вузькосмугові методи модуляції ФМ-8 і КАМ-16. Однак необхідна для цього потужність бортового передавача перевищує межі розумного.

Таблиця 7.7 – Максимальне число каналів 64 кбіт /с у стволі зі смугою пропускання 36 МГц і необхідна вихідна потужність ствола

Варіант	7	8	9	1	2	3	10	5	4	6
Максимальне число каналів	738	632	565	562	492	421	421	338	281	258
Необхідна вихідна потужність ствола, Вт	879	585	332	759	264	175	67	91	81	50
Потужність на 1 канал, Вт	1,19	0,93	0,59	1,35	0,54	0,42	0,16	0,23	0,29	0,19

3. Супутникова мережа аналогового безпосередньо телевізійного мовлення на індивідуальні приймальні термінали користувачів. Особливістю аналогової передачі телевізійного зображення є необхідність забезпечення у смузі частот сигналу відносини сигнал/шум на вході ТБ - приймача не менше 13 дБ, що гарантує отримання зображення достатньо високої якості. Для підвищення завадостійкості при передачі використовують частотну модуляцію, яка розширює спектр переданого сигналу до (25 – 27) МГц, тому в смузі частот ствола 36 МГц можна передати тільки одну телевізійну програму. Енергетичний бюджет каналів зв'язку, представлений в таблицях 7.4 і 7.5., показує, що забезпечення необхідного відношення сигнал/шум при високій вихідній

потужності ствола 90 Вт, можливе лише при прийомі сигналу на антени діаметром не менш 4 м. У цьому випадку відношення сигнал/шум на вході ТБ приймача буде дорівнювати:

$$-12,1 + \log\left(\frac{36}{26}\right) = 13,5, \text{ дБ.}$$

Сумарна вихідна потужність передавачів ретрансляторів ТБ - мовлення становить (1,5 – 2) кВт, що забезпечує одночасну трансляцію через супутник 15 – 20 телевізійних програм. Для збільшення числа програм національного мовлення доводиться розмішувати в одній точці стояння угруповання з кількох СР. Чотиримерові приймальні антени здатні задовольнити лише дуже обмежене коло індивідуальних користувачів і можуть бути використані на головних станціях мереж кабельного ТБ. Набагато більш привабливі для індивідуальних користувачів малогабаритні антени діаметром близько 0,5 м. Однак це вимагало б збільшення потужності бортового передавача в $(5/0,5)^2 = 64$ рази, що нереально. Широке поширення систем індивідуального прийому супутникового ТБ на малогабаритні і недорогі установки можливе лише при використанні цифрових методів передачі ТБ сигналів із стисненням, які забезпечують набагато більш економне витрачання смуги частот і потужності.

Таким чином, розглянуті приклади ілюструють необхідність ретельного узгодження і ув'язки параметрів бортової приймально-передавальної апаратури, обладнання ЗС, способів обробки сигналів при передачі та прийомі, а також необхідних характеристик мережі. Це завдання особливо важливе для розробників мереж, комплектуючих ССЗ з широкого ряду доступних на ринку систем, підсистем і блоків з суттєво різними характеристиками і вартістю.

7.3. Багатостанційна передача через ГСР

Якщо уявити кожен ЗС мережі як якесь сукупне джерело інформації (у тому сенсі, що сигнал кожної ЗС може переносити інформацію від великої кількості користувачів мережі), то ГСР з безпосередньою ретрансляцією можна розглядати як пристрій ущільнення радіосигналів. У відповідності з класичною теорією лінійного ущільнення і поділу каналів, розробленої для відеосигналів, із суми великої кількості сигналів можна безпомилково виділити окремі складові, якщо ущільнені сигнали ортогональні. Для будь-якої пари сигналів $S_i(t)$ і $S_j(t)$ з ансамблю ортогональних сигналів має бути виконана умова:

$$\int_0^T S_i(t) S_j(t) dt = \begin{cases} 0 & \text{якщо } i \neq j \\ E & \text{якщо } i = j \end{cases}$$

де T – тривалість сигналів, E – енергія.

Виходячи з виконання наведеної умови, розрізняють:

- частотне розділення каналів – ЧРК (FDM - Frequency Division Multiple). При ЧРК ущільнювальні сигнали збігаються у часі, але не перекриваються їх спектри;
- часовий поділ каналів - ВРК (TDM – Time Division Multiple). При ВРК сигнали не збігаються у часі, а їх спектри повністю перекриваються.
- поділ каналів за формою - РКФ (Code Division Multiple). При РКФ ущільнювальні сигнали перекриваються у часі і по спектру.

Окрім традиційно використовуваних при ущільненні і поділу каналів відмінних ознак електричних сигналів займаної смуги частот, часового положення і форми можна

використовувати і додаткові ознаки радіосигналів – поляризацію і напрям на джерело випромінювання радіохвиль.

При поляризаційному поділі каналів (ПлПК) відмінною ознакою каналу є поляризація радіосигналів. На практиці число ущільнених при ПлПК каналів дорівнює двом (вертикальна і горизонтальна лінійна поляризація, або лівостороння і правостороння кругова поляризація), що пояснюється великими поляризаційними втратами на трасі поширення радіосигналів. Тому в чистому вигляді ПлПК не може бути використано, але у поєднанні з іншими методами ПлПК забезпечує скорочення смуги частот мережі в 2 рази (повторне використання частоти) і широко використовується на практиці.

При просторовому розділенні каналів (ПРК) враховується розподіл ЗС в просторі, що дозволяє економити смугу частот мережі за рахунок багаторазового використання частоти. ПРК передбачає використання багатопроменевих бортових приймально-передавальних антен і може бути практично використано у поєднанні з іншими способами ущільнення.

7.4. Енергетичні співвідношення в каналах зв'язку через ГСР при частотному розділенні каналів (FDM)

Позначимо:

n – число частотних каналів, які ущільнюються на борту ретранслятора; $\Delta f = B\Delta f_i$ – смуга частот, займана корисним сигналом кожного частотного каналу (передбачається, що всі канали займають однакову смугу частот і мають рівні пропускні спроможності); Δf_i – інформаційна смуга частот корисного сигналу; B – база переданого сигналу; α_i ($i = 1, \dots, n$) – коефіцієнт передачі по потужності каналу зв'язку i -а ЗС – ГСР; P_1 – потужність передавача ЗС; T_1 – еквівалентна шумова температура приймальної системи ретранслятора; $N_1 = kT_1$ – спектральна щільність потужності шуму радіоканалу ЗС - ГСР, наведена до входу приймача ретранслятора; Δf – смуга пропускання прийомо - передавача ретранслятора; β_i – коефіцієнт передачі по потужності радіоканалу ГСР-ЗС $_j$ від виходу передавача ретранслятора до входу приймача j -ої ЗС; T_2 – еквівалентна шумова температура приймальної системи ЗС; $N_2 = kT_2$ – спектральна щільність потужності власних шумів радіоканалу ГСР-ЗС, приведена до входу приймача ЗС; P_2 – вихідна потужність передавача ретранслятора.

Нехай потужність прийнятого ретранслятором корисного сигналу i -го частотного каналу ($i = 1, 2, \dots$) становить величину p_i . Тоді:

– сумарна потужність корисного сигналу на вході приймача ретранслятора:

$$p_{\Sigma} = \sum_i p_i,$$

– потужність шуму на вході приймача ретранслятора: $p_{ш1} = N_1 \Delta f$,

– сумарна потужність корисного сигналу, випромінюваного ретранслятором:

$$P_{\Sigma} = \frac{p_{\Sigma}}{p_{\Sigma} + N_1 \Delta F} \times \frac{P_2}{L_n},$$

– потужність корисного сигналу i -го каналу, випромінювана ретранслятором:

$$P_i = \frac{p_i}{p_{\Sigma} + N_1 \Delta F} \times \frac{P_2}{L_n},$$

– потужність шуму каналу "вверх", перевипромінювана ретранслятором:

$$P_{ul} = \frac{N_1 \Delta F}{p_\Sigma + N_1 \Delta F} \times \frac{P_2}{L_n},$$

– потужність корисного сигналу i -го каналу на вході приймача j -ої ЗС:

$$P_{cij} = \frac{p_i \beta_i}{p_\Sigma + N_1 \Delta F} \times \frac{P_2}{L_n},$$

– потужність шуму на вході демодулятора j -ої ЗС:

$$P_{uj} = \frac{N_1 \Delta F \beta_j}{p_\Sigma + N_1 \Delta F} \times \frac{P_2}{L_n} + N_2 \Delta f = \frac{\beta_j \frac{P_2}{L_n} N_1 \Delta f + N_2 p_\Sigma \Delta f + N_1 N_2 \Delta f \Delta F}{p_\Sigma + N_1 \Delta F},$$

– відношення сигнал/шум на вході демодулятора j -ої ЗС:

$$h_{ij}^2 = \frac{p_i \beta_j \frac{P_2}{L_n} B}{\beta_j \frac{P_2}{L_n} N_1 \Delta f + p_\Sigma N_2 \Delta f + N_1 N_2 \Delta f \Delta F}$$

Позначимо:

$h_{1i}^2 = \frac{p_i}{N_1 \Delta f} B$ – відношення потужності сигналу i -го каналу до потужності шуму в смузі частот каналу на вході приймача ретранслятора,

$p_{2j}^2 = \frac{\beta_j P_2 p_i}{N_2 \Delta f L_n p_\Sigma} B$ – відношення сигнал/шум на вході приймача j -ої ЗС без врахування впливу (перевипромінювання) шумів каналу «нагору».

Тоді:

$$h_{1j}^2 = \frac{h_{1i}^2 h_{2j}^2}{h_{1i} + h_{2j} + \frac{p_i}{p_\Sigma} \frac{\Delta F}{\Delta f} B} \quad (7.18)$$

Величина h_{ij}^2 повністю визначає якість передачі інформації між i -ої передавальної і j -ої приймальної ЗС мережі. Позначимо h_{1i}^2 граничне (мінімально допустиме) відношення сигнал/шум, що забезпечує необхідну якість передачі. Тоді повинна виконуватися умова:

$$h^2 = \min_{ij} h_{ij}^2 \geq h_{1i}^2$$

Величина h^2 визначається співвідношенням (7.18) підстановкою $\alpha = \min_i h_{1i}^2$, $\beta = \min_j h_{2j}^2$. Нехай у каналі ЗС - ГСР забезпечується відношення сигнал/шум, що перевищує порогове значення в a раз: $h_{1i}^2 = ah_{1i}^2$. Тоді необхідна потужність передавача ЗС дорівнює:

$$P_1 = \frac{ah_{1i}^2 N_1 \Delta f}{\alpha B} \quad (7.19)$$

Відношення сигнал/шум у каналах «вниз» визначається з рівняння:

$$\frac{ah_n^2 h_2^2}{ah_n^2 + h_2^2 + \frac{p_i}{p_\Sigma} \frac{\Delta F}{\Delta f} B}$$

Звідки необхідна потужність бортового передавача дорівнює:

$$P_2 = \frac{N_2 \Delta f L_n n}{\beta \left(\frac{1}{\beta} - 1 \right) B} \left[ah_n^2 \frac{P_\Sigma}{np_i} + \frac{\Delta F}{n \Delta f} B \right]. \quad (7.20)$$

Відношення p_Σ / np визначає необхідність збільшення P_2 в разі нерівності (розбалансу) потужностей сигналів на вході ретранслятора. Нехай, наприклад, в мережі одна ЗС має мінімальне значення коефіцієнта передачі каналу за потужністю α_{\min} , а решта – максимальне α_{\max} . Тоді енергетичні втрати L_p за рахунок розбалансу потужностей складуть:

$$L_p = \frac{\frac{1}{\beta} - 1}{n \alpha_{\min}} \frac{\alpha_{\max} + \alpha_{\min}}{\alpha_{\min}} \approx \frac{\alpha_{\max}}{\alpha_{\min}}$$

і якщо не вжиті спеціальні заходи, можуть бути значними (до 10 дБ). Для обліку невідповідних факторів, що впливають на коефіцієнти передачі каналів за потужністю, можна, наприклад, використовувати ряд ЗС з антенами різного діаметру, збільшуючи діаметр для станцій, що знаходяться ближче до периферії зони обслуговування (збільшується дальність зв'язку, падає коефіцієнт підсилення антени ретранслятора і збільшуються втрати в атмосфері). Для обліку випадкових факторів (помилки наведення антени ЗС, стан атмосфери на трасі поширення радіосигналів і пр.) необхідне оперативне керування випромінюваною потужністю. Для необслуговуваних ЗС таке управління здійснюється через ЦС, що відволікає частину зв'язкових ресурсів мережі. Необхідність забезпечення рівності потужностей корисних сигналів на вході ГСР ускладнює апаратури зв'язку, призводить до додаткових енергетичних втрат і є очевидним недоліком FDM. Відношення $\Delta F B / n \Delta f$ (7.20) визначає необхідність збільшення сили передавача ретранслятора у зв'язку з відволіканням частини корисної потужності на перевипромінювання шумів каналів вверх в канал вниз. На практиці полоса пропускання апаратури ГСР повинна бути узгоджена зі смугою частот корисних сигналів: $\Delta F = bn \Delta f$, де $b \geq 1$ величина запасу по смузі частот пов'язана наявністю захисних частотних інтервалів між каналами, і зазвичай при FDM рівна 1,2 - 1,6. З урахуванням зроблених зауважень вираз для необхідної потужності передавача ретранслятора приймає наступний вигляд

$$P_2 = \frac{N_2 \Delta f L_n n}{\beta \left(\frac{1}{\beta} - 1 \right) B} \left[L_n h_n^2 + b B \right]. \quad (7.21)$$

7.5 Багатостанційна робота через ГСР при часовому розділенні каналів

При використанні часового розділення каналів (TDM) передача інформації через ретранслятор виконується кадрами фіксованої тривалості T_k . Кадри розбиваються на n комірок тривалістю $T_{cl} = T_k / n$. Комірка закріплюється за однією з ЗС мережі, в якій вона «оставляє» свої інформаційні посилки у вигляді пакетів фіксованого обсягу.

Енергетичні співвідношення при TDM можуть бути отримані з результатів п.7.4 підстановкою $L_n = L_p = b = 1$ (відсутні перехресні перешкоди, зумовлені багатосигнальним режимом роботи підсилювача потужності ретранслятора, відсутні енергетичні втрати,

пов'язані з розбалансом потужностей корисних сигналів на вході ретранслятора, відсутні захисні частотні інтервали між каналами)

$$P_2 = \frac{N_2 \Delta f n}{\beta \llbracket -1 \rrbracket B} \left[h_n^2 + B \right] \quad (7.22)$$

При TDM енергетичний вигравш бортової апаратури в порівнянні з FDM з урахуванням зроблених у попередньому пункті зауважень складе орієнтовно 5 - 9 дБ, що дозволяє очікувати збільшення при тому ж ретрансляторі пропускної здатності мережі у 3 - 7 разів. З іншого боку, при TDM смуга частот, займана кожною станцією мережі дорівнює $n\Delta f$ та:

$$P_1 = \frac{ah_n^2 N_1 \Delta f n}{\alpha B} \quad (7.23)$$

При TDM ЗС працюють в імпульсному режимі, випромінюючи в середньому таку ж потужність, що і при FDM, але вимагають передавачів з піковою потужністю в n разів більшою. Оскільки пікова потужність багато в чому визначає вартість обладнання, це є досить серйозним недоліком TDM.

Кожен переданий пакет для синхронізації апаратури приймальної станції забезпечується синхроросилкою. Типова структура пакету показана на рисунку 7.14. Синхроросилка містить як мінімум три основних фрагмента-сигнал для захоплення частоти і фази прийнятого колювання, сигнал для виділення тактової частоти прийнятих символів, сигнал для визначення початку інформаційної частини (першого значущого біта) прийнятого пакету - преамбулу. Для збільшення коефіцієнта використання пропускної здатності каналу зв'язку природне бажання зробити службові синхроросилки як можливо коротше. У ГСІМ цьому багато в чому сприяє відносно невеликий розкид параметрів сигналів, що приймаються і низька динаміка їх зміни. Захоплення частоти і фази прийнятого несучого колювання і тактової частоти зазвичай здійснюється за допомогою петель ФАП, інерційність яких визначається шумовою смугою пропускання $\Delta f_{ш}$. З точки зору швидкості входження в синхронізм $\Delta f_{ш}$ необхідно збільшувати. З іншого боку, в режимі стеження при обробці інформаційного сигналу збільшення шумової смуги призводить до зростання флуктуацій фази опорного колювання і відповідному енергетичному програшу. Для каналів зв'язку через ГСР компромісним вважається вибір $\Delta f_{ш} \approx 0,1\Delta f / B$. При цьому відношення сигнал/шум у смузі ФАП приблизно $10h_n^2 \gg 1$. Початкове розлаштування частоти прийнятого сигналу Δf_p виявляється відносно невеликим (зазвичай $\Delta f_p \ll \Delta f_{ш}$) і пошук за частотою не потрібний. У цих умовах сумарний час входження в синхронізм за несучою і тактовою частотами має порядок 100 тривалостей інформаційних символів. Сигнал преамбули щоб уникнути помилкових захоплень повинен мати автокореляційну функцію з низьким рівнем бічних викидів.

За знаком відгуку узгодженого фільтра, обробляючого преамбулу, ідентифікується поточний режим роботи каналу (прямий або зворотній). При роботі в шумах можливе помилкове захоплення або пропуск преамбули, що призводить до повної втрати пакета. Вірогідність зриву синхронізації падає зі збільшенням енергії (тривалості) сигналу преамбули. На практиці тривалість преамбули має порядок 100 символів, а загальна тривалість синхроросилки складає близько 200 символів.

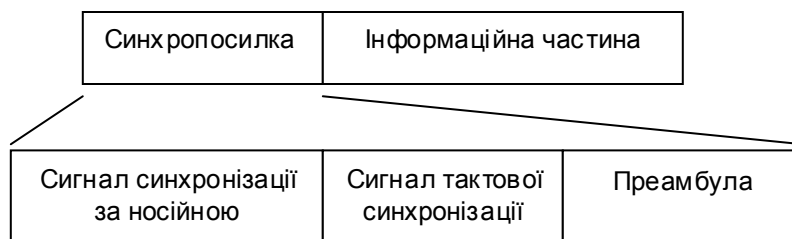


Рисунок 7.14 – Типова структура пакету при TDM

Зменшення часу входження в зв'язок можливе із застосуванням схем синхронізації з адаптивним відстеженням носійної (ACT – Adaptive Carrier Tracking). Основу таких схем складають цифрові генератори опорного сигналу, які пристосовуються до точного узгодження частоти і фази опорного сигналу із прийнятим практично миттєво. У комбінованих схемах виділення носійної і тактових частот з адаптивним відстеженням демодуляція кожного символу здійснюється шляхом миттєвого підстроювання опорних сигналів під цей символ, тобто синхронізація здійснюється посимвольно. Це дозволяє знизити сумарний час входження в зв'язок до тривалості (10 - 20) інформаційних символів.

Передавальні ЗС повинні передавати свої пакети таким чином, щоб, незважаючи на досить великі відмінності затримок поширення сигналів від різних станцій, тимчасова структура кадру формувалася на вході ретранслятора (початку групового тракту). З цією метою центральна ЗС безперервно передає сигнал кадрової синхронізації. Кожна ЗС, використовуючи сигнал кадрової синхронізації в якості опорного, і, знаючи затримки поширення, може визначити момент початку передачі, що дозволяє «вкластися» її у відведену комірку кадру.

При використанні апріорної інформації про затримки щодо номінальної точки стояння ГСР виникає необхідність введення в кожен комірку тимчасового захисного інтервалу, що виключає можливість накладання пакетів при відхиленні ГСР від точки стояння. Якщо точність утримання ретранслятора за широтою та довготою становить $\pm \delta^\circ$, то лінійне відхилення щодо робочої точки складе $\pm 700\delta$ км. Сучасні ГСР характеризуються точністю утримання порядку $\pm 0,05^\circ$, а максимальне відхилення дорівнює 35 км.

Для організації синхронної роботи при TDM відволікається частина зв'язкових ресурсів мережі, тому основним показником якості системи синхронізації є витрати пропускної здатності, точність і стійкість при наявності в замкнутому контурі управління затримки 250 мс. Використання систем взаємної синхронізації ЗС дозволяє зменшити величину захисних тимчасових інтервалів до (30 - 300) нс.

Таким чином, при TDM максимізується використання зв'язкових ресурсів ГСР при одночасному істотному ускладненні апаратури ЗС. Ця обставина і визначає галузі використання TDM і FDM.

ГCSV з TDM використовуються в мережах високої і надвисокої пропускної спроможності (коли потрібні ресурси ГСР знаходяться на межі технічних і технологічних можливостей) при відносно невеликому числі ЗС. Прикладами подібних мереж можуть бути інтернаціональні мережі (типу Intelsat), національні мережі країн з розвинутою інформаційною інфраструктурою, наприклад, для об'єднання наземних мереж зв'язку великих мегаполісів і т.п.

FDM використовується в мережах середньої і малої пропускної здатності при великому числі ЗС (сотні і тисячі). У цьому випадку неефективність використання ГСР економічно виправдовується простотою ЗС. Прикладом можуть служити мережі VSAT (Very Small Aperture Terminal), мережі мобільного зв'язку, збору інформації і т.п.

У ситуаціях, коли інформаційна активність ЗС змінюється в широких межах і вельми швидко (з інтервалами в декілька хвилин) ефективно статистичне осереднення трафіку окремих станцій шляхом динамічного перерозподілу пропускної здатності ретранслятора відповідно з поточними потребами ЗС. При цьому незалежно від пропускної здатності мережі доцільне використання TDM. Перерозподіл пропускної

спроможності між каналами при TDM здійснюється значно простіше, ніж при FDM (шляхом перерозподілу тривалості кадру між каналами).

Перспективно при доступі до CP використання комбінованого двоступінчастого ущільнення (MF-TDM – Multi Frequency TDM).

7.6. Багатостанційна робота при поділі каналів за формою

При поділі каналів за формою (ПКФ) в якості підносійних використовують цифрові періодичні широкосмугові маніпулюючі послідовності: m -послідовності, послідовності Голда, послідовності на базі функцій Уолша. Такі послідовності ортогональні лише при суворому збігу в часі їх періодів. Очевидно, що добитись збігу періодів маніпулюючих послідовностей на входах приймачів ЗС неможливо, тому при ПКФ виникає додатковий вид перешкод - шуми неортогональності, зумовлені неортогональністю підносійних. Нехай на вхід приймача одночасно надходять сигнали і станцій. Визначимо відношення сигнал/шум. Позначимо через P_c – потужність сигналу одного каналу, Δf_i – інформаційна смуга сигналу, ΔF – смуга частот маніпуляційної послідовності, N – спектральна щільність шумів приймача. Приймач «згорне» один із n сигналів, на який він налаштований, а решта покажуть себе як білий шум із спектральною щільністю $(n - 1) P_c / \Delta F$. Тому відношення сигнал / шум рівне:

$$h^2 = \frac{P_c}{\left(N + \frac{(n-1)P_c}{\Delta F} \right) \Delta f_i}$$

Шум неортогональності не може бути придушений збільшенням потужності корисного сигналу, а лише розширенням смуги частот переданих сигналів і при $\Delta F \rightarrow \infty$ $h^2 \rightarrow P_c / N \Delta f_i$.

Зауважимо, що шуми неортогональності присутні і при інших способах ущільнення і проявляються у вигляді межсимвольної інтерференції при TDM і заваді по сусідньому каналу при FDM. Але там вони менш інтенсивні і з ними легше боротися.

Розглянемо питання про доцільність використання ПКФ при багатостанційній роботі через ГСР з безпосередньою ретрансляцією більш докладно.

Припустимо, що дотримується баланс потужності на вході приймача ретранслятора, знехтуємо перехресними перешкодами і будемо вважати, що потужність передавача ретранслятора використовується повністю. Збережемо позначення, використані у п. 7.4. Тоді:

- потужність корисного сигналу одного каналу на вході приймача ЗС:

$$\frac{P}{np + N_1 \Delta F} \beta P_2,$$

- потужність шуму каналу вверх на вході приймача ЗС:

$$\frac{N_1 \Delta F}{np + N_1 \Delta F} \beta P_2,$$

- потужність шуму неортогональності на вході приймача ЗС:

$$\frac{(n-1)P_c}{np + N_1 \Delta F} \beta P_2,$$

- сумарна спектральна щільність потужності шуму на вході приймача ЗС:

$$\frac{N_1 \beta P_2 + \sqrt{-1} \sqrt{p} \frac{\beta P_2}{\Delta F} + N_2 n p + N_1 N_2 \Delta F}{n p + N_1 \Delta F},$$

- результуюче відношення сигнал/шум на вході ЗС:

$$h^2 = \frac{p \beta P_2}{N_1 \beta P_2 \Delta F_i + \sqrt{-1} \sqrt{p} \beta P_2 \frac{\Delta f_i}{\Delta F} + N_2 n p \Delta f_i + N_1 N_2 \Delta f_i \Delta F} \quad (7.24)$$

Позначивши $h_1^2 = p / N_1 \Delta f_i$ – відношення сигнал/шум у каналі вверх в смузі частот інформаційного сигналу, $h_2^2 = \beta P_2 / N_2 \Delta f_i n$ – відношення сигнал/шум у каналі вниз без обліку перевипромінювання шумів каналу вверх і наявності шумів неортогональності, з (7.24) отримаємо:

$$h^2 = \frac{h_1^2 h_2^2}{h_1^2 + h_2^2 + \sqrt{-1} \sqrt{h_1^2 h_2^2} \frac{\Delta f_i}{\Delta F} + \frac{\Delta F}{\Delta f_i}} \quad (7.25)$$

У знаменнику співвідношення (7.25) третій доданок враховує негативний вплив шумів неортогональності, а четвертий – відбір потужності корисного сигналу на перевипромінювання шумів каналу вверх у канал вниз.

При розширенні спектру переданих сигналів вплив шумів неортогональності слабшає, а відбір потужності зростає. Очевидно наявність оптимального значення ΔF , що максимізує результуюче відношення сигнал / шум. При досить великому числі каналів, коли справедливо $(n-1) \approx n$, це оптимальне значення дорівнює:

$$\left(\frac{\Delta f}{n \Delta f_i} \right)_{opt} = h_1 h_2$$

і

$$h^2 = \frac{h_1^2 h_2^2}{h_1 + h_2} \quad (7.26)$$

Якщо задати за величиною перевищення граничного значення відношення сигнал/шум у каналі вверх – $h_2^2 = a h_n^2$, можна знайти необхідне відношення сигнал/шум в каналі вниз і оптимальний коефіцієнт розширення смуги частот:

$$h_2^2 = \frac{a \sqrt{a+1}}{a-1} h_n^2 \quad (7.27)$$

$$\left(\frac{\Delta f}{n \Delta f_i} \right)_{opt} = \frac{a^{3/2} \sqrt{a+1}}{a-1} h_n^2$$

Для порівняння в таблиці 7.8. приведені обмінні співвідношення між h_1^2 та h_2^2 , що забезпечують результуюче відношення сигнал/шум $h_1^2 = 10$ для FDM (7.20), TDM (7.22) і ПКФ (7.27).

З даних таблиці випливає, що використання ПКФ призводить до необхідності неприпустимо великого розширення смуги частот сигналів (не менш ніж у 70 разів), причому навіть у цьому випадку енергетичний програш TDM ПКФ при великих значеннях h_1^2 , становить близько 3 дБ, а при малих h_1^2 , може перевищувати 10 дБ.

Таблиця 7.8 – Порівняльні характеристики методів багатостанційної роботи

	a	1,1	1,5	2	4	6	8	10
--	-----	-----	-----	---	---	---	---	----

	h_1^2	11	15	20	40	60	80	100
TDM	h_2^2	120	32	21	13,7	12,2	11,6	11,2
FDM	h_2^2	496	131,2	58,6	55,2	49,1	46,51	45
ПКФ	h_2^2	4617	197	116	40	28,6	24	21,4
	$\left(\frac{\Delta f}{n\Delta f_i}\right)_{opt}$	120	82	68	80	103	124	146

Тому досить поширена думка про те, що ПКФ бажано використовувати, коли спектр сигналу необхідно розширювати з інших причин, поєднуючи при цьому ще й процедуру ущільнення каналів, навряд чи можна вважати обґрунтованим, у всякому разі, при багатостанційній передачі через ГСР з безпосередньою ретрансляцією. Для боротьби з багатовипромінювальними, вузькосмуговими перешкодами та/або забезпечення електромагнітної сумісності розширення спектра в необхідних для вирішення перерахованих завдань межах необхідно здійснювати при тимчасовому або частотному ущільненні каналів. При цьому треба враховувати, що при безпосередній ретрансляції розширення спектра приводить до енергетичних втрат, що зумовлені відбором корисної потужності ретранслятора на перевипромінювання шумів.