

Тема 6

ОСНОВНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ АПАРАТУРИ ГСІМ ТА ЇЇ ВПЛИВ НА ПРОПУСКНУ ЗДАТНІСТЬ СУПУТНИКОВИХ КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ

Пропускна здатність супутникових каналів зв'язку визначається досить великою кількістю факторів, основними з яких є: необхідна якість передачі інформації, вихідна потужність передавачів і характеристик антенних систем ЗС і БРТК ретранслятора, структури переданих радіосигналів, власні шуми використовуваної приймальної і передавальної апаратури, характеристики зовнішніх джерел шумів і перешкод, апаратурні втрати, втрати корисного сигналу на шляху поширення. Канал зв'язку ССЗ складається з двох послідовно з'єднаних ланок – радіоліній "вверх" (каналу ЗС-СР) і радіолінії "вниз" (каналу СР-ЗС). У багатьох випадках на обох ділянках супутникового каналу зв'язку відбувається дефіцит енергетики, обумовлений у радіолініях "вверх" прагненням до зниження розмірів, потужності передавачів і відповідно вартості земних станцій, а радіолініям "вниз" – досить жорсткими обмеженнями на малогабаритні характеристики і енергоспоживання бортових систем, що не дозволяє забезпечити значну потужність передавача ретранслятора. Тому необхідна оцінка впливу параметрів прийомо-передавальної апаратури і навколишнього середовища на основні характеристики каналів зв'язку ССЗ. Така оцінка дозволяє визначити раціональну потужність передавачів, розміри антен, граничну швидкість передачі інформації, знайти оптимальні та близькі до них діапазони робочих частот, значно знизити енергетичний запас, що дозволяє виключити невиправдану складність і вартість апаратури зв'язку.

У ГСІМ найчастіше використовують пасивні антени. Всі пасивні антени можуть працювати і на прийом, і на передачу, а принцип дуальності дозволяє характеристики при передачі визначити за характеристиками на прийомі і навпаки. Зазвичай використовуються спрямовані антени, які випромінюють в різних напрямках різну потужність.

Кожна антена має робочу (центральну) частоту, на якій її основні характеристики відповідають необхідним. Під смугою пропускання антени розуміється діапазон частот, в якому відхилення характеристик антени від номінальних значень не перевищує заданого рівня (найбільш часто величина рівня дорівнює 1 або 3 дБ).

У складі апаратури ЗС та ГСР зазвичай використовують прийомо-передавальні антени з круглою апертурою: частіше дзеркальні, рідше – лінзові. Конструктивно дзеркальна антена складається з металевого або металізованого відбивача (дзеркала), що має форму обертаня параболоїда, і опромінювача, розміщеного у фокусі відбивача. Завдяки параболічній формі елементарні промені, відбиті від кожної точки дзеркала при його рівномірному випроміненні, теоретично складаються в розкриві відбивача синфазно, чим і забезпечується направленість антени. Синфазність променів в лінзових антенах забезпечується опуклими лінзами, що компенсують набіги

фази, які виникають через збільшення довжини шляху до її точок, розташованим ближче до периферії, зниженням затримки в лінзі ближче до її країв, завдяки зменшенню її товщини. Коефіцієнт підсилення цих антен у напрямку максимуму випромінювання визначається співвідношенням:

$$G = K_e \pi^2 \left(\frac{D}{\lambda} \right)^2 \quad (6.1)$$

де D – діаметр антени, λ – робоча довжина хвилі, $K_e < 1$ – коефіцієнт використання поверхні антени, що враховує затінення частини поверхні відбивача випромінювачем, його опорами і неідеальністю діаграми спрямованості випромінювача. В залежності від діаметра антени і її конструктивних особливостей $K_e = 0,5 - 0,7$. Для практичних розрахунків зручно користуватися співвідношенням:

$$G = 109,7 K_e D^2 f^2 \quad (6.2)$$

де f – робоча частота, ГГц, D – діаметр, м.

Антен з круглою апертурою мають симетричну щодо напрямку максимуму випромінювання (осі симетрії антени) діаграму спрямованості і для них ДС визначається співвідношенням:

$$G_{\text{ДС}} = 4G \cdot \left[\frac{J_1 \left(\frac{\pi D}{\lambda} \sin \beta \right)}{\frac{\pi D}{\lambda} \sin \beta} \right]^2 \quad (6.3)$$

де β – кутове відхилення щодо напрямку максимального випромінювання, $x_1 = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{-1^k \left(\frac{x}{2} \right)^{2k+1}}{k! (k+1)!}$ – функція Беселя 1-го роду першого порядку.

Нормована по відношенню до G діаграма спрямованості приведена на рисунку 6.1. Ширина діаграми спрямованості – θ (ширина передавального або приймального проміння) визначається як подвійне кутове відхилення відносно напрямку максимального випромінювання, при якому зниження коефіцієнта підсилення досягає заданого граничного значення (як правило, 3 дБ).

На рисунку 6.1 видно, що зниження коефіцієнта підсилення на 3 дБ досягає при наступному значенні:

$$\frac{\pi D}{\lambda} \sin \beta = 1,61$$

відповідно:

$$\theta = 2 \arcsin \left(\frac{1,61 \lambda}{\pi D} \right) \quad (6.4)$$

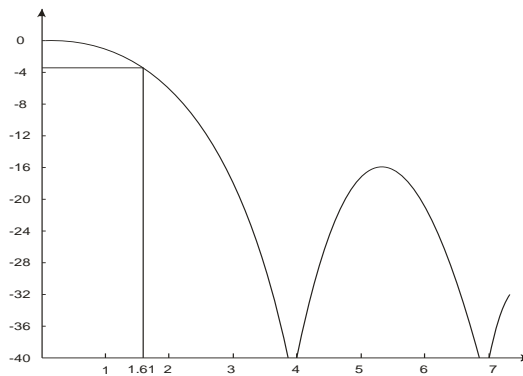


Рисунок 6.1—Діаграма спрямованості ідеальної антени з круглою апертурою

При малих значення x функція $\arcsin(x) \approx x$. При $x < 0,7$ відносна похибка наближення не перевищує 10%, тому при $D/\lambda > 0,7$ можна користуватися співвідношенням:

$$\theta \approx 1,02 \frac{\lambda}{D}, \text{ рад} \approx 60 \frac{\lambda}{D} = \frac{18}{D \left(\frac{f}{\text{ГГц}} \right)} \text{ град} \quad (6.5)$$

Іноді потрібно апроксимувати діаграму спрямованості поблизу її основного пелюстка. При цьому часто використовують наступне наближення:

$$G(\beta) \approx \frac{G}{1 + \left(\frac{2\beta/\theta}{\theta} \right)^2} \quad (6.6)$$

Зіставляючи (6.1) і (6.5), можна висловити максимальний коефіцієнт підсилення антени через ширину діаграми спрямованості:

$$G = \frac{35530 K_e}{\theta^2} \quad (6.7)$$

Коефіцієнт підсилення і ширина променя пов'язані із зворотною залежністю: антена з високим коефіцієнтом підсилення має вузький промінь, і навпаки.

Наявність бічних пелюсток ДС призводить до того, що при передачі можуть бути створені перешкоди іншими наземним або космічним радіосистемам, працюючих у суміжних діапазонах частот. При прийомі додаткові шуми перешкоди, проникаючи по бічних пелюстках, призводить до зниження завадостійкості та якості передачі інформації. З метою забезпечення електромагнітної сумісності форма ДС бортових і земних станцій регламентується Міжнародним консультативним комітетом по радіо (МККР) і відповідними національними організаціями.

Співвідношення (6.1) справедливе за ідеальної параболічної форми відбивача. На практиці завжди є технологічна похибка виконання поверхні відбивача, що кількісно характеризується середньоквадратичним відхиленням форми від ідеальної параболічної δ . При досить великих значеннях відношення δ/λ коефіцієнт використання поверхні і відповідно коефіцієнт підсилення різко зменшується через розфазування антени. Граничним значенням δ/λ , при якому вплив похибки форми відбивача на коефіцієнт підсилення неістотний, можна орієнтовно вважати $\delta/\lambda \approx 0,05$. З іншого боку, похибка δ пропорційна діаметру антени. При сучасному рівні технології виробництва антен забезпечується співвідношення ($\delta/D = 0,7 \times 10^{-3}$). Тому для кожної довжини хвилі існує оптимальне значення відносного діаметра антени, максимізує його коефіцієнт підсилення:

$$\left(\frac{\delta}{\lambda}\right)_{opt} = \frac{\delta/\lambda}{\delta/D} \approx 500 - 700. \quad (6.8)$$

Це відповідає коефіцієнту підсилення приблизно 63-65 дБ. По орієнтованих значеннях оптимального діаметра антен у різних діапазонах частот дає представлення таблиця 6.1.

Таблиця 6.1 – Оптимальні діаметри антен, які максимізують коефіцієнт підсилення

F(ГГц)	2	6	14	30
D[м]	80-100	27-34	11-14	5-7

В якості антен з близьким до максимального коефіцієнта підсилення може привести, наприклад, антени С-діапазону земних станцій стандарту А мережі Intelsat, що мають діаметр 26-30 метрів.

При таких значних розмірах антени ширина ДС є дуже вузькою (порядку $0,1^\circ$), що потребує використання високоточних слідкувальних систем наведення.

Основною характеристикою приймальних антен є ефективна площа, яка визначається із співвідношення

$$S_{ef} = K_e \frac{\pi D^2}{4}. \quad (6.9)$$

Між коефіцієнтом підсилення антени, яка працює на передачу і ефективною площею тієї ж антени, що працює на прийом, існує однозначний зв'язок:

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2}, \quad S_{ef} = G \frac{\lambda^2}{4\pi}.$$

Всі зроблені вище зауваження відносно максимального коефіцієнта підсилення передавальних антен можна використовувати і до максимальної ефективної площі приймальних антен.

Передавальна антена живиться через фідерний тракт від передавача, основним блоком якого є підсилювач потужності (ПП), який підсилює промодульований високочастотний сигнал до необхідного рівня.

Основними параметрами ПП є: вихідна потужність в режимі насичення, коефіцієнт корисної дії (ККД), фазо- і амплітудно- частотні характеристики, зокрема смуга пропускання; передавальна характеристика по напрузі, яка встановлює зв'язок між миттєвими значеннями сигналу на вході і виході ПП; амплітудно-фазова характеристика, що представляє залежність між фазовим зсувом і амплітудою вхідного сигналу.

У бортовій та наземній передавальній апаратурі ССЗ у переважній більшості випадків використовується ПП на лампах біжучої хвилі ЛБХ (TWT-Traveling Wave Tube) і напівпровідникові ПП-НПП (SSPA-Solid State Power Amplifier). Основними перевагами ПП на ЛБХ є:

- можливість забезпечення високої вихідної потужності (більше 100 Вт) в усіх використовуваних частотних діапазонах;
- високий ККД, що досягає в кращих зразках сучасних ЛБХ 70% і більше;
- широкосмугастість, що складає орієнтовно 10 % центральної частоти підсилення;
- висока надійність, великий термін служби (більше 15 років) і спроможність витримувати значні ударні і вібраційні навантаження;
- прийнятні малогабаритні характеристики.

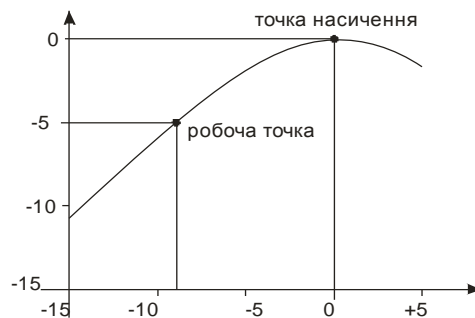
Відносним недоліком ПП на ЛБХ є необхідність використання високовольтних блоків живлення, що забезпечує ряд різних напруг аж до 10-12 мікробольт, що створює ряд технічних проблем, особливо при розробці бортової передавальної апаратури. Тим не менше, успіхи технології дозволяють виробникам ЛБХ створювати високонадійні та компактні блоки живлення з ККД, що перевищують 90%.

В якості активних елементів напівпровідникових ПП використовують транзистори, а для забезпечення низької вихідної потужності-генераторні діоди. У транзисторних ПП найчастіше використовують польові транзистори (FET – Field Effect Transistor) на основі арсеніду гелію (GaAs). Максимальна вихідна потужність напівпровідникових ПП сильно залежить від частоти і орієнтовно становить у діапазоні L – (20 – 40) Вт, С – (15 – 30) Вт, Ku – (5 – 10) Вт, Ka – (0,5 – 1) Вт. Ця потужність може бути збільшена у 4-5 разів шляхом синфазного підсумовування сигналів кількох транзисторних вихідних каскадів. Однак необхідність фазирування помітно ускладнює НПП. ККД транзисторних підсилювачів також залежить від частоти і в середньому становить у L діапазоні 40%, С - 30%, Ku - 20%. З іншого боку, НПП володіють кращою лінійністю передавальної та амплітудно-фазової характеристик, вимагають використання більш простих низьковольтних блоків живлення, дозволяють використовувати досягнення мікроелектроніки для поліпшення малогабаритних характеристик. Наведені параметри визначають область переважного використання НПП – відносно низькочастотні діапазони при невеликій потужності генерування. Наприклад,

бортові передавачі L - діапазону для рухомих супутникових систем, апаратура ЗС мереж VSAT, пересувні термінали.

Прагнення максимізувати ККД ПП, що дозволяє знизити потужність первинних джерел живлення і спростити проблему охолодження передавальної апаратури (що особливо важливо для бортових ПП), призводить до необхідності використання режиму ПП, близького до насичення. З урахуванням вище переліченого, вибір робочої точки ПП повинно здійснюватись виходячи з компромісних міркувань з урахуванням ККД і рівня внутрішньосистемних завад, що визначається структурою підсилюючих сигналів. Для максимізації відношення сигнал/(внутрішньосистемна перешкода + шум) необхідно знати передаточну характеристику по напрузі, яку надзвичайно важко виміряти. Тому на практиці користуються передаточною характеристикою по потужності (рисунок 6.2.), що знімається при синусоїдальному вхідному сигналі, а робочу точку ПП обирають з умови перевищення заданого рівня нелінійних спотворень, при якому внутрішньосистемних завад виявляється набагато менше зовнішніх і внутрішніх шумів.

Основним параметром приймачів є коефіцієнт підсилення, смуга пропускання і коефіцієнт шуму N_{np} (NFNF- Noise Figure or Noise Factor), визначений в основному як коефіцієнт шуму вхідного малошумового підсилювача- МП (LNA- Low Noise Amplifier). Власні шуми приймача часто характеризується його шумовою температурою $-T_{np}$. Між коефіцієнтом шуму і шумовою температурою однозначний зв'язок:



$P_{вх}$ і $P_{вх}$ – вхідна і вихідна потужність в режимі насичення

Рисунок 6.2 – Передавальна характеристика ПП по потужності

$$T_{np} = 290(N_{np} - 1) K^0, \quad (6.10)$$

В якості малошумного підсилювача (МП) використовуються параметричні (охолоджуванні і не охолоджуванні) і транзисторні підсилювачі. Коефіцієнт шуму МП будь-якого типу монотонно збільшується з ростом частоти. У охолоджених параметричних підсилювачів, які мають кращі шумові характеристики в діапазонах L-Ка коефіцієнт шуму знаходиться в межах орієнтовно (0,15-1,5) дБ. Шумова температура

неохолоджених МП в (2,5-3) рази вище, ніж у охолоджуваних. В напівпровідникових МП часто використовують транзистори з високою рухомістю електронів (НЕМТ- High Electron Mobility Transistor). При використанні технологій НЕМТ вдається забезпечити коефіцієнт шуму у діапазоні K_u (1-2) дБ ($T_{np}=75-170 K^0$), у діапазоні K_a – (1,8-3) дБ ($T_{np}=150-300 K^0$), у діапазоні V – (3-5) дБ, ($T_{np}=(300-1000) K^0$).

Еквівалентна шумова температура приймальної системи (антени, фідерного тракту і власне приймача), приведена до входу приймача, визначається наступним співвідношенням:

$$T = \frac{T_A}{L_\phi} + 290 \frac{L_\phi - 1}{L_\phi} + T_{np} \quad (6.11)$$

де T_A – еквівалентна шумова температура прийомної антени, L_ϕ – втрати у фідерному тракту, що визначається як відношення потужностей на вході і виході тракту.

Оцінимо вплив основних параметрів прийомо - передавальної апаратури на пропускну здатність двійкового каналу зв'язку у припущенні, що смуга пропускання передавача і приймача узгоджена зі смугою частот передаючого корисного сигналу. Потужність корисного сигналу на вході приймача, очевидно, дорівнює:

$$P_c = \frac{P_n G_n G_{np} \lambda^2}{4\pi r^2 L} = \frac{P_n G_n G_{np} \lambda^2}{(4\pi r)^2 L} \quad (6.12)$$

де $P_n G_n$ – відповідно, потужність передавача і коефіцієнт підсилення передавальної антени, r – дальність зв'язку, L – сумарні втрати потужності корисного сигналу на шляху поширення, G_{np} – коефіцієнт підсилення прийомної антени, λ – робоча довжина хвилі.

Величину:

$$L_s = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 = 1,75 \times 10^{15} (r[\text{тис.км.}])^2 (f[\text{ГГц}])^2 \quad (6.13)$$

називають втратами (загасанням) енергії корисного сигналу у вільному просторі.

Величину $P_n G_n$ називають **еквівалентною ізотропно випромінюваною потужністю – ЕІВП**. Ця величина зазвичай є довідковою і визначає енергоозброєність передавальної сторони.

Відношення $Q = G_{np} / T$ називають добротністю приймальної системи. Зауважимо, що еквівалентна шумова температура приймальної системи залежить не тільки від власних шумових характеристик, а й від зовнішніх джерел шуму. Добротність не цілком об'єктивно відображає якість приймальної апаратури і може змінюватись в залежності від умов функціонування. Тому в довідковій літературі ці умови зазвичай

оговорюються (наприклад, при ясному небі і кут піднесення антени не менше зазначеного).

Еквівалентна спектральна щільність потужності шуму, приведена до входу приймача, дорівнює $N_0 = kT$ ($k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ Вм}^0 \text{ К} \cdot \text{Гц}$) – стала Больцмана).

Для забезпечення необхідної якості передачі цифрової інформації необхідно забезпечити граничне відношення енергії прийнятих двійкових символів – E до спектральної щільності потужності – N_0 :

$$h_n^2 = \frac{E}{N_0} = \frac{P_c \tau}{kT} = \frac{P_c}{CkT}, \quad (6.14)$$

де τ – тривалість переданих двійкових символів, $C = 1/\tau$ – пропускна здатність каналу зв'язку (це справедливо при достатньо малій ймовірності помилкового прийому двійкових символів, що завжди виконується на практиці).

Тоді:

$$C = \frac{P_c}{h_n^2 kT} = \frac{P_n G_n S_{\text{эф}}}{4\pi h_n^2 kT k^2 L} = \frac{\lambda^2 P_n G_n S_{\text{эф}}}{16\pi h_n^2 r^2 L kT} = \frac{EIBП \cdot Q}{k h_n^2 L_0 L}. \quad (6.15)$$

Із (6.15) слідує можливість взаємообміну між параметрами бортової і наземної апаратури.

Часто оперують і з поняттям енергетичного потенціалу (ЕП), який має розмірність частоти, рівного відношенню потужності корисного сигналу на вході приймача до еквівалентної секторної щільності потужності шуму:

$$EП = \frac{P_c}{N_0} = \frac{P_n G_n S_{\text{эф}}}{4\pi^2 r L kT} \quad (6.16)$$

Пропускна здатність каналу прямопропорційна енергетичному потенціалу

$$C = \frac{EП}{h_n^2} \quad (6.17)$$

Всі частоти для організації супутникових каналів зв'язку розподіляються на суміщеній основі, тому велике значення надається питанню електромагнітної сумісності супутникових мереж з апаратурою різних наземних радіослужб, які працюють у суміжних або тих же діапазонах частот. З цією метою, наприклад, жорстко регламентується щільність потоку потужності сигналів супутникових передавачів у земній поверхні. Гранично допустимі значення щільності потоку потужності μ , які повинні бути дотримані в нормативній смузі частот Δf_n для будь-якої робочої ділянки діапазону, приведені в таблиці 6.2.

Таблиця 6.2 – Допустима щільність потоку потужності сигналів супутникових передавачів у земній поверхні

Діапазон частот, ГГц	Допустима щільність потоку потужності на поверхні Землі (дБВт/м ²)		
	$\gamma \leq 5^\circ$	$5^\circ \leq \gamma \leq 25^\circ$	$25^\circ \leq \gamma \leq 90^\circ$
$\Delta f_n = 4 \text{ кГц}$			
2,5 – 2,69	-152	-152+0,75 ($\gamma-5$)	-137
3,4 – 7,75	-152	-152+0,5 ($\gamma-5$)	-142
8,025– 11,7	-150	-152+0,5 ($\gamma-5$)	-140
12,2 – 12,75	-148	-152+0,5 ($\gamma-5$)	-138
$\Delta f_n = 1 \text{ МГц}$			
17,7 – 19,7	-115	-115+0,5 ($\gamma-5$)	-105
31,0 – 40,5	-115	-115+0,5 ($\gamma-5$)	-105

Гранично допустима питома (припадає на 1 Гц смуги частот) еквівалентна ізотропно випромінювана потужність ретранслятора – $EIBI_{\max}$ дорівнює:

$$EIBI_{\max} = 4\pi^2 \frac{\mu}{\Delta f_n} \quad (6.18)$$

Визначимо мінімально допустимий діаметр антен $3C - D_{\min}$. Граничне відношення сигнал /шум на вході ЗС з урахуванням (6.9) і в припущенні рівномірного спектру сигналу, що передається, можна записати наступним чином:

$$h_u^2 = \frac{\mu\pi D_{\min}^2 K_o \Delta f}{4\Delta f_n k T \Delta f_i} \quad (6.19)$$

де Δf – смуга частот сигналу, що передається $\Delta f = 1/\tau$ –інформаційна смуга частот корисного сигналу, а сенс інших позначень такою ж, як і в (6.13).

Смуга частот сигналу, що передається однозначно пов'язана з інформаційною смугою $\Delta f = B\Delta f$, B – постійний коефіцієнт, значення якого визначається обраною структурою переданих радіосигналів (методом модуляції і кодування). Величину B іноді називають базою сигналу. При $B \leq 1$ сигнали називають вузькосмуговими, а при $B \geq 1$ – широкосмуговими. З (6.19):

$$D_{\min} = 2 \sqrt{\frac{h_n^2 k T \Delta f_n}{\pi B K_e \mu}} \quad (6.20)$$

Шумову температуру приймальної станції для діапазонів С, Ku та Ka можна прийняти відповідно 200, 300 і 400 °К. Типовими параметрами супутникового каналу без кодування є наступні: $B=2$, $h_n^2=23\text{дБ}$, $K_e=0,6$ для всіх діапазонів. Мінімально допустимі діаметри антен ЗС і максимальні значення питомої ЕІВП ретранслятора для супутникових діапазонів частот наведено в таблиці (6.3), розрахованої для найгіршого в ГСІМ випадку $\gamma=10^0$.

Таблиця 6.3– Гранично допустима максимальна питома ЕІВП ствола ГСР і мінімальний діаметр антен ЗС

Діапазон	С	Ku	Ka
ЕІВП, Вт/Гц	$5,9 \times 10^{-3}$		$1,2 \times 10^{-1}$
D (м)	1,5	$5,9 \times 10^{-2}$	0,46

Як видно з таблиці 6.3, перехід від С-діапазону до більш високочастотних Ku і Ka дозволяє збільшити ЕІВП ретранслятора в 2,5 і 20 разів відповідно, що дозволяє використовувати антени ЗС меншого діаметру. Наприклад, максимальна ЕІВП стовбурів СР із стандартною смугою пропускання 36 МГц становить для зазначених діапазонів відповідно 56, 60, 69,3 дБВт. Використання Ka – діапазону дозволяє зменшити розміри антен в 2,5-3 рази в порівнянні з більш низькочастотними. Як видно з (6.20), в будь-якому з частотних діапазонів зниження діаметра антен ЗС на практиці може бути досягнуто двома способами:

- штучним розширенням смуги частот переданих сигналів (збільшенням B), проте це вимагає додаткового залучення обмежених частотних ресурсів супутникового каналу зв'язку;
- зниженням граничного відношення сигнал/шуму, що при незмінній якості передачі інформації може бути реалізовано за допомогою завадостійкого кодування переданої цифрової інформації при досить економному витраченні частотного ресурсу.