

## АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ПОМЕХОЗАЩИЩЕННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ РАДИО- И ОПТИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНОВ

проф. А.В. Королев, к.т.н. Л.Б. Макаров, А.Л. Макаров, В.В. Ошуков

Проведен анализ характеристик помехозащищенных спутниковых систем радио- и оптического диапазонов. Показано, что помехозащищенность лазерных (в отличие от радио) каналов, базируется прежде всего на высокой пространственной скрытности, которая может быть усилена за счет энергетической, структурной и временной скрытности. При этом, в отличие от радиосистем, повышение помехозащищенности в системах оптического диапазона не влечет за собой снижения скорости передачи.

Одним из перспективных направлений развития систем и средств связи является совершенствование широкополосной спутниковой связи. Широкополосность может быть использована как для повышения эффективности (увеличения числа каналов) в коммерческих системах, так и для обеспечения помехозащищенности в системах специального назначения. Концепция развития спутниковых систем и сетей связи (ССС) предполагает дублирование или замену наиболее ответственных межспутниковых, а также космических радиолиний лазерными оптическими [1]. В этой связи представляет интерес анализ совместимости и взаимозависимости основных внешних характеристик указанных систем радио- и оптического диапазона.

К внешним характеристикам отнесем, в первую очередь, помехозащищенность, скрытность, скорость и время передачи, пропускную способность СССР. Отметим, что традиционно все помехозащищенные радиосистемы связи всегда связывают со значительной широкополосностью и большой величиной базы  $\mathbf{V}$  используемых сигналов.

В фундаментальных науках, как «Общая теория связи», «Теория оптимального приема» и др., в целях упрощения отказываются от рассмотрения пространственно - временных процессов (электромагнитных полей) на выходе передающей и входе приемной антенн и используют лишь временную трактовку преобразований над сигналами и помехами в линии и средствах связи [1]. При этом в виде допущения полагают антенны включенными в линию связи и считают, что колебание  $\bar{S}$  на выходе передатчика и колебание  $\bar{U}$  на входе приемника представляют собой только временные процессы. При пространственно - временном приеме (излучении) объектом наблюдения (генерации) являлось бы поле смеси сигнала с шумом, описываемое в векторном виде как  $\mathbf{E}_{\Sigma}(\mathbf{t}, \mathbf{r}) = \mathbf{E}_c(\mathbf{t}, \mathbf{r}, \lambda) + \mathbf{E}_m(\mathbf{t}, \mathbf{r})$ , принимаемое (из-

лучаемое) антенным устройством в некотором ограниченном объеме пространства  $\mathbf{r} \in \mathbf{R}$  и времени  $\mathbf{t} \in \mathbf{T}$ .

В рассматриваемом вопросе до сих пор база сигналов, как мера помехозащищенности, рассматривается в виде двумерного параметра, зависящего от  $\Delta \mathbf{F}$  и  $\mathbf{T}_c$ . Этого достаточно для анализа помехозащищенности реальных радиоканалов, основанных на таких видах скрытности, как энергетическая, частотная, временная, структурная. При задействовании и учете пространственной скрытности с целью более общего подхода к параметру базы сигнала ситуация диктует, наоборот, отказаться от его узкой частотно - временной трактовки и сделать его трехмерным, введя дополнительную компоненту, учитывающую пространственное распределение поля аналогично попытке расширения понятия базы сигнала, сделанной в работе [2]. При этом не обязательно знание пространственных координат поля излучения лазера и поля зрения фотоприемных устройств (ФПУ). Достаточно лишь знать степень их расходимости. Поэтому такой компонентой мог бы стать плоский угол  $\theta$ , непосредственно определяющий ширину диаграммы направленности (ДН) приемопередающих оптических антенных систем (ОАС) или его производные: диаметр  $\mathbf{d}$  апертуры ОАС или коэффициент ее усиления  $\mathbf{G}$ . Параметр  $\mathbf{G}$  представляется удобным взять в качестве пространственной компоненты, добавив ее в величину базы сигнала. Тогда расширенное понятие базы можно определить в виде

$$\mathbf{V}' = \mathbf{V} \mathbf{G}_{\text{А.ПРД}} \mathbf{G}_{\text{А.ПРМ}} = \Delta \mathbf{F} \mathbf{T}_c \mathbf{G}_{\text{А.ПРД}} \mathbf{G}_{\text{А.ПРМ}}. \quad (1)$$

Обратим еще раз внимание на развернутое уравнение помехозащищенности оптических линий связи (ОЛС), записанное для расчета в децибелах [11]:

$$\begin{aligned} \text{ЭИИМ}_{\text{ОЭП}} \leq \text{ЭИИМ}_{\text{ОЭС}} - \mathbf{q}_n + \mathbf{q}_c = (\mathbf{P}_{\text{л.ПРД}} + \mathbf{G}_{\text{ОАС.ПРД}} - \mathbf{L}_{\Sigma \text{л.ПРД}}) - \\ - (\mathbf{G}_{\text{ОАСФ ПУ}}^{\text{П}} + \mathbf{G}_{\text{ОАСФ ПУ}}^{\text{С}}) + (\mathbf{V} - \bar{\mathbf{s}}_c), \end{aligned} \quad (2)$$

где  $\bar{\mathbf{s}}_c$  – среднее число сигнальных фотоэлектронов за длительность одного бита информации.

Как видно из (2), параметры  $\mathbf{G}_{\text{ОАС.ПРД}}$  и  $\mathbf{G}_{\text{ОАСФ ПУ}}$  уже распределены по устоявшимся понятиям, таким как ЭИИМ,  $\mathbf{q}_n$ . Поэтому предлагается считать параметры  $\mathbf{G}_{\text{ОАС.ПРД}}$  и  $\mathbf{G}_{\text{ОАСФ ПУ}}$  составляющими параметрами модифицированной базы  $\mathbf{V}'$ , «делегированными» в другие понятия, такие, как ЭИИМ<sub>оэс</sub> и  $\mathbf{q}_n$ . В этом случае можно при рассмотрении помехозащищенных за счет пространственной скрытности линий связи (ЛС) утверждать, что это помехозащищенные ЛС с большой базой ( $\mathbf{V}'$ ), даже, если общепринятая величина базы  $\mathbf{V} \sim 1$ , но  $\mathbf{G}_{\text{А.ПРД}}$  и (или)  $\mathbf{G}_{\text{А.ПРМ}} \gg 1$ .

Рассмотрим взаимозависимость ряда основных ТТХ помехозащищенных радиосистем межспутниковой связи: зависимости скорости, времени передачи, временной скрытности, пропускной способности, эффективности ССС от

величины базы  $\mathbf{B}$  сигналов, как меры помехозащищенности. Запишем зависимость величины базы сигнала от ширины полосы  $\Delta\mathbf{F}$  сложного широкополосного сигнала и скорости передачи информации  $\mathbf{R}_n$

$$\mathbf{B} = \Delta\mathbf{F} \cdot \mathbf{T}_c = \frac{\Delta\mathbf{F}}{\mathbf{V}} = \frac{\Delta\mathbf{F}}{\mathbf{R}_n} \log_2 \mathbf{M}, \quad (3)$$

где  $\mathbf{V}$  – скорость телеграфирования;  $\mathbf{M}$  – основание сигнала.

Зафиксируем величину  $\Delta\mathbf{F}$ . Широко используемой в спутниковой радиосвязи несущей частоте  $\mathbf{f} = 1$  ГГц примерно соответствует выделяемая регламентом радиосвязи полоса частот  $\Delta\mathbf{F} = 100$  МГц. Тогда для значений  $\mathbf{M} = 2$  (ОФТ) и  $\mathbf{M} = 4$  (ДОФТ) имеет место графическая зависимость  $\mathbf{R}_n = \mathbf{f}(\mathbf{B})$ , изображенная на рис. 1.

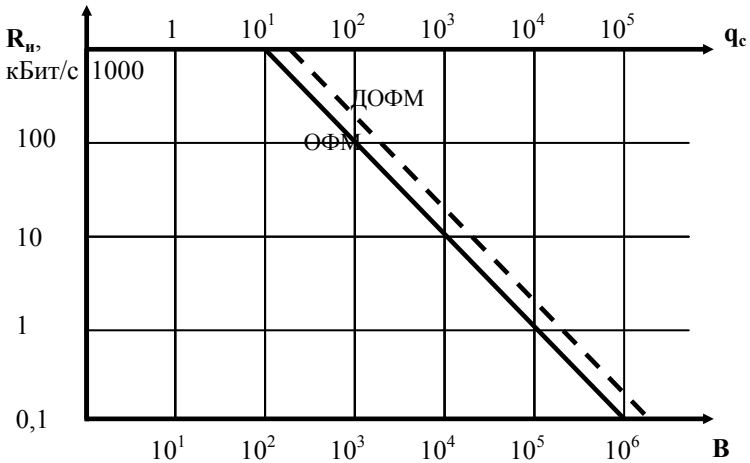


Рис. 1. Зависимость скорости передачи от базы ШПС и коэффициента  $\mathbf{q}_c$  структурной помехозащиты

Полагая максимальной реализуемой на сегодня величиной базы значение  $\sim 10^6$  (60 дБ), следует, как видно из графиков, считать скорость передачи ограниченной значением всего 100 бит/с при относительной фазовой модуляции. На этих же графиках нанесена зависимость  $\mathbf{R}_n$  от коэффициента структурной помехозащиты  $\mathbf{q}_c$ , определяемой как

$$\mathbf{q}_c = \mathbf{B} - \mathbf{h}^2, \text{ дБ}, \quad (4)$$

где  $\mathbf{h}^2$  – энергетическое отношение с/ш на входе демодулятора.

Верхняя ось графиков рис.1 соответствует значению  $\mathbf{h}^2 = 10$ , обеспечивающему вероятность ошибки когерентного приема сигнала  $\mathbf{P}_{\text{ош}} \leq 10^{-5}$ .

Время передачи информации соответственно возрастает при повышении помехозащищенности согласно зависимости

$$t_{\text{пер}} = I/R_{\text{и}} = \frac{I \cdot B}{\Delta F \cdot \log_2 M} = kB, \quad (5)$$

где  $I$  – величина блока передаваемой информации, бит.

Для анализа поведения временной скрытности в зависимости от  $B$  воспользуемся ее энтропийной оценкой [2]. Обозначим временную ( $T$ ) скрытность через  $S_T$ . Она определяется в общем случае перерывами между сеансами передачи и длительностями самих сеансов. Дискретизируя задачу во времени, можно любую из возможных реализаций процесса представить в виде некоторой двоичной комбинации  $q_i$ , в которой единица соответствует режиму передачи сигналов в интервале времени дискретизации процесса  $\sigma$ , ноль – паузе. Тогда временную скрытность можно определить как энтропию

$$S_T = -\sum p(q_i), \log P(q_i), \quad (6)$$

где  $p(q_i)$  – вероятность  $i$ -й реализации процесса.

Воспользуемся в качестве примера простейшей моделью, по условиям которой передается периодическая (период  $T$ ) последовательность импульсов со случайной начальной фазой и длительностью  $\tau$ , равной  $\delta$ . Длительность импульса равно сеансу передачи. Тогда число равно возможных реализаций такого процесса, отличающихся сдвигом во времени на величину  $\tau$ , равно скажности процесса  $Q=T/\tau$ . В этом случае скрытность, вычисляемая согласно (6), равна

$$S_T = \log Q. \quad (7)$$

С учетом выражения (6), полагая  $t_{\text{пер}} = \tau$ , получаем

$$S_T = \log T/kB. \quad (8)$$

Откуда следует, что временная скрытность при энтропийной интерпретации уменьшается с ростом  $B$  по логарифмическому закону.

Одной из главных тактико-технических характеристик (ТТХ) ССС является также ее эффективность, количественной мерой которой является пропускная способность, измеряемая числом одновременно обеспечиваемых системой каналов связи  $N$ . Известно, что пропускная способность обратных радиопередающих ССС с прямой ретрансляцией сигналов определяется пропускной способностью ретранслятора, которая, в свою очередь, зависит от мощности бортового передатчика и полосы пропускания частот ствола[3]. В системах с частотным разделением каналов, характерных для ССС, использующих малоэнергетические малоканальные станции (МКС), число активных каналов  $N$  в идеальном случае (без учета защитных интервалов) не превышает значения

$$N \leq \Delta f / \Delta F_i, \quad (9)$$

где  $\Delta f$  – ширина полосы линейного участка ретранслятора;  $\Delta F_i$  – полоса пропускания одного телефонного (телеграфного) канала.

При организации помехозащищенной радиопередачи на основе широкополосных сигналов (ШПС) полоса канала  $\Delta F_i$  расширяется до значения  $\Delta f_{шпс} = \Delta F_i \cdot B$  и выражение (9) преобразуется к виду

$$N \leq \Delta f / \Delta f_{шпс} = \Delta f / \Delta F_i B. \quad (10)$$

В реально действующих радиосистемах ССС при  $\Delta f_{шпс} \approx \Delta f$  организуется лишь один помехозащищенный канал. Таким образом, и в этом случае увеличение  $B$  приводит к уменьшению пропускной способности ССС, т.е. к ухудшению (с точки зрения числа  $N$ ) ее эффективности.

Проанализируем зависимость ТТХ вышерассмотренных радиопередач от величины базы  $B$  сигналов применительно к ОЛС. Прежде всего определим зависимость скорости передачи в ОЛС от величины модифицированной базы  $B^1$ . Запишем уравнение связи для энергетического потенциала ОЛС [4]:

$$\begin{aligned} (P_{с вх}/N_0)_{дБ Гц} &= ЭИИМ_{дБ} - L_{на, дБ} - L_{р, дБ} + \\ G_{ОАС ФПУ, дБ} - L_{от ФПУ, дБ} - N_0_{дБ Гц} - M_3, дБ, \end{aligned} \quad (11)$$

где  $ЭИИМ_{дБ Гц} = P_{пер, дБ Гц} + G_{ОАС прд, дБ} - L_{от пер, дБ}$ ;  $G_{ОАС прд, дБ}$ ;  $G_{ОАС ФПУ, дБ}$  - коэффициент усиления передающей и принимающей оптических антенн;  $L_{на, дБ}$  - потери от неточности наведения передающей ОАС на объект корреспондента;  $L_{от пер, дБ}$ ,  $L_{от ФПУ, дБ}$  - потери на поглощение, рассеяние в оптических траках передатчика и приемника соответственно;  $L_p = (\lambda/4\pi R)^2$  - потери на распространение;  $R$  - протяженность ОЛС;  $N_0$  - спектральная плотность мощности шума;  $M_3$  - энергетический запас ОЛС.

Для подстановки конкретных значений указанных параметров необходимо конкретизировать вид ОЛС. Рассмотрим, например, межспутниковую когерентную ОЛС на длине волны 10,6 мкм с гомодинным приемом. В этом случае  $N_0 = -195$  дБ·Гц (с учетом квантовой эффективности преобразователей когерентного ФПУ, равно 0,6(-2,2 дБ));  $R = 81000$  км;  $L_{р, дБ} = 20 \lg(\lambda/4\pi R) = 279,6$  дБ.

Типичное значение других коэффициентов равно:

$$L_{от пер} = 2 \text{ дБ}; \quad L_{от ФПУ} = 3 \text{ дБ}; \quad L_{на} = 1 \text{ дБ}; \quad M_3 = 3 \text{ дБ}.$$

Тогда выражение (11) принимает вид

$$(P_{с}/N_0)_{дБ Гц} = P_{пер, дБ} + G_{оас прд, дБ} + G_{оас ФПУ, дБ} - 93,6_{дБ Гц}. \quad (12)$$

Установим взаимосвязь выражения (12) со скоростью  $R_c$  передачи информации.

Известно, что характеристики помехоустойчивости приема в оптической связи зависят от среднего числа  $\bar{s}_c$  сигнальных фотоэлектронов на интервале длительности 1 бита информации. Значение параметра  $\bar{s}_c$  в

оптической связи эквивалентно значению энергетического параметра  $h^2 = E_c/N_0$  в радиосвязи.

При гомодинном (синхронном) приеме величина  $\overline{s_c}$  определяется равенством [1]:

$$\overline{s_c} = \frac{\eta P_c}{hf\Delta F}, \quad (13)$$

где  $\Delta F$  - полоса частот информационного (видео) сигнала.

Преобразуем правую часть этого равенства

$$\frac{\eta P_c}{hf\Delta F} = \frac{P_c}{N_0} \cdot \frac{1}{R_u} = \overline{s_c}. \quad (14)$$

Отсюда можно получить выражение для отношения  $P_c/N_0$  в виде

$$(P_c/N_0)_{\text{дБ Гц}} = \overline{s_c}, \text{ дБ} + R_u, \text{ дБ} \cdot \text{Гц} \quad (15)$$

Приравняв правые части в уравнении (12) и (15), получим соотношение

$$R_u, \text{ дБ} \cdot \text{Гц} = P_{\text{пер}}, \text{ дБ} + (G_{\text{оас прд}}, \text{ дБ} + G_{\text{оас ФПУ}}, \text{ дБ} - \overline{s_c}, \text{ дБ}) - 93, 6 \text{ дБ} \cdot \text{Гц} \quad (16)$$

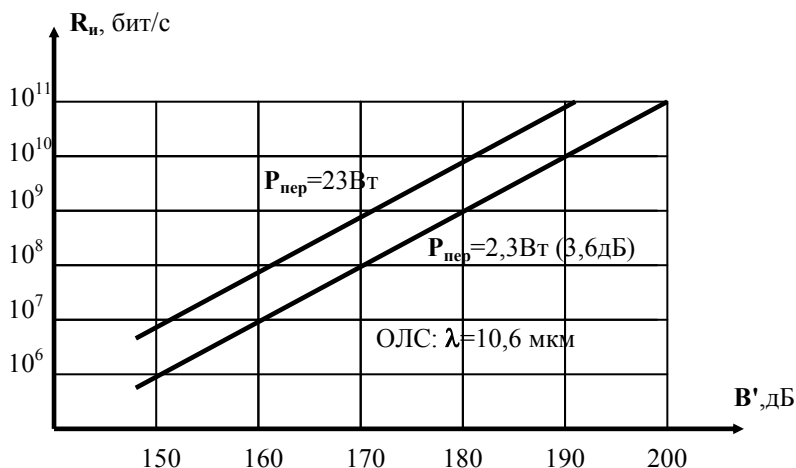


Рис.2. Зависимость скорости передачи ОЛС от модифицированной базы простого оптического сигнала

или

$$R_u, \text{ дБ} \cdot \text{Гц} = P_{\text{пер}}, \text{ дБ} + V_{\text{дБ}} - 93, 6 \text{ дБ} \cdot \text{Гц}$$

Задавшись значением  $\overline{s_c} = 10$  (10дБ), которое обеспечивает помехоустойчивость  $P_{\text{ош}}$  на бит не хуже  $10^{-6}$ , и рядом фиксированных значений

величины  $P_{пер}$ , построим графики зависимостей  $R_{н} = f(B')$ , которые изображены на рис.2.

В гетеродинных (гомодинных) когерентных системах на длине волны  $\lambda = 10,6$  мкм в ИК диапазоне наиболее распространены лазеры на углекислом газе  $CO_2$  с внутренней электрической газоразрядной или внешней радиочастотной накачкой. Для них взятые значения мощности вполне достижимы. Как следует из хода графических зависимостей на рис.2 в ОЛС, в отличие от радиолиний, рост помехозащищенности на основе повышения пространственной скрытности сопровождается пропорциональным увеличением скорости передачи.

Характер графиков на рис.2 подтверждается и ходом графика зависимости  $R_{н} = f(G_{а рпу})$  спутниковой радиолинии СС США TDRS, полученной в работе [5] и представленной на рис.3. Это логично, так как величина  $B'$  для ОЛС определяется главным образом суммой  $G_{ОАС}$  приемопередатчиков

$$B' = G_{ОАС \text{ прд}} + G_{ОАС \text{ фпу}} - \bar{s}_c. \quad (17)$$

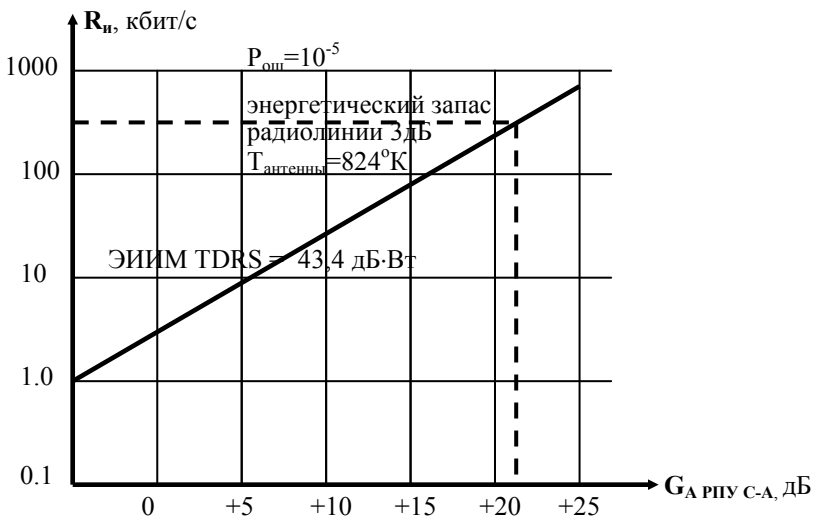


Рис. 3. Зависимость достижимой скорости передачи в обратной радиолинии СС TDRS от  $G_A$  приемника спутника-абонента

Время передачи в данном случае сокращается в соответствии с выражением

$$t_{пер} = I/R_{н} = \frac{kI}{P_{пер} \cdot B'}, \quad (18)$$

а, следовательно, временная скрытность, наоборот, возрастает. Это следует из выражения, полученного для ОЛС по аналогии с энтропийной оценкой радиосистемы с ШПС (выражения (7), (8)):

$$S_{T \text{ ОЛС}} = \log Q = \log T/\tau = \log T/t_{\text{пер}} = \log\left(\frac{T}{kI} P_{\text{пер}} B'\right). \quad (19)$$

Что касается пропускной способности ЛС, измеряемой числом параллельных каналов передачи (емкостью ствола), то необходимо учитывать статистический характер физических процессов и квантовую природу материи, которые, определяя сущность квантового шума оптического поля, накладывают ограничения, делающие принципиально невозможной передачу сколь угодно большого количества информации посредством ограниченного количества энергии. Поэтому хорошо известное выражение для пропускной способности непрерывного канала более низкочастотных диапазонов (формула Шеннона) для оптического диапазона в общем случае не подходит.

Потенциальная пропускная способность в каналах оптического диапазона определяется так называемой информационной емкостью (максимальной) волны, выражение для которой в присутствии аддитивного шума с учетом квантовой и статистической природы поля и понятия энтропии получено в [5].

В качестве примера на рис. 4 приведена зависимость информационной емкости волны от полосы частот  $\Delta f=10^9$  Гц, аддитивной помехи с мощностью излучения абсолютно черного тела при  $T=290$  К и мощностей входного сигнала  $10^{-7}; 10^{-9}; 10^{-11}$  Вт.

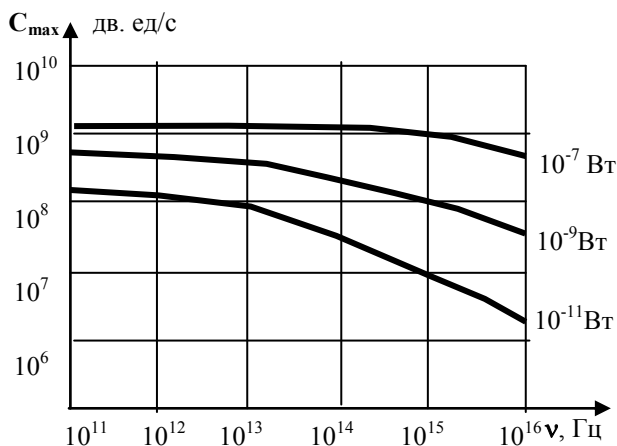


Рис. 4. Зависимость предельной информационной емкости оптической волны от частоты и  $P_{\text{вх}} \text{ фпу}$



Как видно из графиков, информационная емкость волны (по крайней мере в инфракрасном участке оптического диапазона) достигает величины 10 ГГц и более.

Пропускная способность, соответствующая предельной информационной емкости оптической волны, может быть достигнута даже в одном дискретном лазерном канале, так как имеющиеся полупроводниковые и некоторые другие типы лазеров, работающие в режиме синхронизации мод, способны в ИКМ обеспечить скорость следования импульсов до 5...10 двоичных единиц в секунду. Учет пропускной способности различных приемных систем заставляет понизить в несколько раз предельную информационную емкость информационной волны.

Однако, с другой стороны, применение спектрального уплотнения, уже используемого в когерентных ВОЛС позволяет увеличивать пропускную способность в 10...20 раз.

Увеличение модифицированной базы сигнала за счет  $G$  не понижает пропускной способности, поскольку в выражениях для последней этого параметра нет. Зато значительное увеличение  $G$  облегчает применение пространственного уплотнения. В результате можно говорить об общей пропускной способности ОВС в несколько десятков и даже сотен ГГц. Поэтому оптическую связь иногда называют связью с терабитной пропускной способностью.

**Выводы.** 1. Действующие помехозащищённые радиолинии являются широкополосными. Они используют главным образом сигналы типа ШПС-ФМ и (или) ДЧ-ППРЧ (СИЧ) в сочетании с корректирующими кодами и основываются на использовании энергетической, структурной, частично пространственной скрытности в первом случае, и частотной, временной во втором, а также высокой помехоустойчивости. Из-за своей широкополосности такие радиолинии обычно используют УКВ - диапазон и применяются в:

- спутниковой и космической радиосвязи высших звеньев управления;
- УКВ низовой мобильной связи низших и промежуточных звеньев управления.

2. Теоретически разработана и экспериментально проверена идея создания помехозащищённого радиоканала в узких низкочастотных диапазонах КВ, СВ, ДВ, СДВ на базе специальных сигналов типа УШПС и ДШПС, обеспечивающих маскировочную и структурную скрытность при высокой помехоустойчивости к узкополосным и импульсным помехам.

3. Все помехозащищённые широкополосные радиосистемы с большими значениями  $\Delta F$  являются системами с большой базой сигналов  $V = \Delta F \cdot T_c$ , величину которой часто используют как меру помехозащищённости. Экспериментальные узкополосные радиосистемы подобного класса низкочастотных диапазонов также не являются в этом плане исключением и обладают

большой базой сигналов, но уже за счёт увеличения  $T_c$  и применения большого ансамбля параллельных составных сигналов (ПСС).

4. Приобретение такого ценного качества, как высокая помехозащищённость радиосистемы, всегда связано с неизбежными потерями и дополнительными проблемами синхронизации, появлением проблемы поиска сигналов, увеличением и усложнением аппаратуры и др. Это приводит к ухудшению временных, массо - габаритных и некоторых других характеристик.

5. Открытые оптические линии связи (ОЛС) также обладают очень высокой помехозащищённостью. Они существенно (на 50...60 дБ·Вт) превосходят аналогичную характеристику спутниковых радиосистем. Помехозащищённость ОЛС базируется, прежде всего, на высочайшей пространственной скрытности  $S_{\text{прост}}$ . При этом величина базы в классическом понятии здесь чаще всего составляет порядок единиц. Чтобы распространить стереотип неразрывной связи понятий помехозащищённости и большой базы целесообразно расширить понятие последней, введя в неё пространственно-зависимые параметры, например, коэффициенты усиления  $G$  приемопередающих ОАС, что, в общем, лучше согласуется с понятием поля. Модифицированное значение базы можно определить в виде  $B' = B \cdot G_{\text{ОАСпрд}} \cdot G_{\text{ОАСфлу}}$ . За высокую помехозащищённость ОЛС приходится расплачиваться возникновением проблемы взаимного кооперируемого пространственного поиска объектов – абонентов на этапе вхождения в связь и их автосопровождения сверхузкими лучами лазера и диаграммами направленности оптических антенных систем фотоприемных устройств в процессе передачи информации.

6. Анализ показывает, что повышение помехозащищенности спутниковых систем радиосвязи с ШПС-ФМ сопровождается одновременно снижением скорости передачи и пропускной способности, эффективности, временной скрытности, увеличением времени передачи.

7. Повышение помехозащищенности межспутниковых и космических лазерных ОЛС на основе пространственной скрытности приводит в отличие от радиодиапазона, к одновременному улучшению всех вышеупомянутых характеристик. Это существенно повышает возможности использования ОЛС в перспективных системах спутниковой связи.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Каневский З.М. Энтропийная оценка скрытности радиопередачи // Радиотехника. – 1980. – № 4. – С. 52 - 60.
2. Радиосистемы передачи информации / Под ред. И.М. Теплякова. – М.: Радио и связь, 1982. – 264 с.
3. Лазерная космическая связь / Под ред. М. Кацмана – М.: Радио и связь, 1993. – 240 с.

4. Tracking and Data Relay Satellite System (TDRSS). Goddard Space Flight Center. Greenbelt, Maryland. June 10, 1974.

5. Шереметьев А.Г., Толпарев Р.Г. Лазерная связь. – М.: Связь, 1974. – 384 с.

*Поступила в редколлегию 5.04.2001*

---