



DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.5.3>

УДК: 623.61; 621.39 – 027.45

ВЫБОР АНСАМБЛЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ С МНОГОСТАНЦИОННЫМ ДОСТУПОМ

М.А. Зайцев¹, С.Б. Савилкин², А.В. Сухов³, В.И. Филатов⁴

¹ ФКУ НПО «СТиС» МВД России

111024, Москва, ул. Пруд Ключики, д.2

² Центр визуализации и спутниковых информационных технологий

ОРВС ФГУ ФНЦ НИИ Системных исследований РАН

117218, Москва, Нахимовский просп., 36, к.1

³ Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)

125993, Москва, Волоколамское шоссе, д. 4

⁴ Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана

105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1

Статья поступила в редакцию 17 января 2023 г.

Аннотация. В целях проектирования линий спутниковой связи и расчета зон обслуживания учтены неблагоприятные сочетания условий распространения сигналов, что при эксплуатации ретранслятора приводит к существенному уменьшению рассчитанного уровня сигнала по сравнению с фактически применяющимся. Основным показателем при этом является соответствие заявленного уровня плотности потока мощности, создаваемому ИСЗ-ретранслятором у земной поверхности, реальному. Эта задача является наиболее приоритетной в целях обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств и обеспечения требуемой пропускной способности информационных спутниковых систем.

Ключевые слова: космические аппараты связи, математическая модель радиоканала, система управления.

Финансирование: Публикация выполнена в рамках государственного задания ФГУ ФНЦ НИИСИ РАН «Проведение фундаментальных научных исследований (47 ГП)» по теме №FNEF-2022-0022 "Математическое обеспечение и инструментальные средства для моделирования, проектирования и разработки элементов сложных технических систем, программных комплексов и телекоммуникационных сетей в различных проблемно-ориентированных областях".

Автор для переписки: Савилкин Сергей Борисович, Savilkin@mail.ru

Введение

При проведении радиоконтроля линий спутниковой связи методами активной диагностики необходимо рационально определить параметры диагностирующих сигналов, чтобы они удовлетворяли противоречивым требованиям по их уверенному приему после ретрансляции спутником без нарушения функционирования линий спутниковой связи (снижения пропускной способности).

Новизна излагаемых результатов определяется следующим:

- проведено математическое моделирование тракта ретрансляции диагностирующих сигналов при многостанционном режиме ретранслятора с учетом взаимного пространственного расположения спутника, зоны обслуживания и станции радиоконтроля;

- в модели радиоканала учтено большинство известных факторов и особенностей распространения радиосигналов в линиях спутниковой связи применительно к различным статистическим явлениям в атмосфере (рефракции, деполяризации сигнала), а также нестабильность положения ИСЗ на орбите и связанная с этим вариативность границ зоны покрытия;

- в результате моделирования сделаны выводы о том, что в условиях априорной неопределенности о поляризационных параметрах, используемых на борту контролируемого спутника антенн, имеется принципиальная возможность активной диагностики стволов ретранслятора без ослабления диагностирующего

сигнала, обусловленного несогласованностью поляризации. Кроме того, существуют принципиальные возможности выявления происходящих изменений в конфигурации контролируемой линии СпС (изменений границ зоны покрытия, распределения абонентов внутри зоны обслуживания) и получение количественной оценки загруженности ретранслятора (количества абонентов).

Перспективные системы управления имеют в своем составе в подавляющем большинстве случаев сложную структуру сети передачи данных, включая сегмент спутниковой связи. Известны научные работы по оценке эффективности спутниковых систем информационного обмена, например [1, 2, 4, 7, 13]. *Актуальность* исследования определяется тем, что для перспективных систем передачи информации проведена оценка эффективности ретрансляторов при передаче командной информации в многосигнальном режиме с учётом множества деструктивных возмущающих факторов.

Системы спутниковой связи (ССС) с ретрансляцией сигналов делятся на системы без обработки и системы с обработкой сигналов в ретрансляторе. В радиоканалах СССР без обработки сигналов осуществляется только процесс переноса спектра сигнала, тогда как в СССР с обработкой сигналов возможна как свертка, так и перекодирование сигналов [1].

Постановка задачи исследования заключается в том, чтобы учесть неблагоприятные сочетания условий распространения сигналов, которые при эксплуатации ретранслятора приводят к существенному уменьшению рассчитанного уровня сигнала по сравнению с фактически применяющимся, и при этом требуется обеспечить соответствие заявленного уровня плотности потока мощности, создаваемому ИСЗ-ретранслятором у земной поверхности, реальному. Таким образом, требуется обеспечить переход от модели M_f , используемой в настоящее время, к модели M_t , учитывающей новые факторы, влияющие на канал передачи информации:

$$\mathcal{F}: M_f(A_1, \dots, A_n) \rightarrow M_t(A_1, \dots, A_m), m > n,$$

$$\begin{cases} R_t \geq R_{\text{тр}} \\ |\Pi_t| \leq |\Pi_{\text{тр}}| \end{cases}$$

где A_i – i -я характеристика радиоканала, $R_t, R_{тр}$ – перспективная и требуемая скорость передачи информации, $|\Pi_t|, |\Pi_{тр}|$ – модули перспективного и требуемого значений вектора Пойнтинга от передатчика спутника-ретранслятора у земной поверхности.

В настоящей статье приведём оценку помехоустойчивости и пропускной способности для указанных видов ССС. В работе под пропускной способностью следует понимать число каналов ССС.

1. Методика моделирования

Рассмотрим ситуацию, когда прием информации в системе связи производится на фоне шумов со спектральной плотностью мощности N_0 , а сигналы мешающих источников и внешних помех ослабляются приемником в B/δ раз (где B – база сигнала, δ – нормированная дисперсия выбросов функции взаимной корреляции) [1, 2].

Приведенные ниже результаты были получены на основе методик, предложенных Георгием Ивановичем Тузовым, Николаем Исааковичем Смирновым и Виктором Андреевичем Сивовым, посвятивших свою научную работу решению проблем помехоустойчивости радиоканалов и систем связи.

Так как основным требованием, предъявляемым к системе связи, является качество принятой информации, которое полностью определяется отношением мощности сигнала к мощности шумов (h) на выходе приемника (на входе детектора или решающего устройства), в дальнейшем это отношение h будем считать заданным [2]. Если мешающих сигналов нет, то

$$h = \frac{P_{ск}}{P_{ш0}}, \quad (1)$$

где $P_{ск}$ – мощность сигнала на выходе k -го приемного устройства; $P_{ш0} = N_0 \cdot R$ – мощность шумов на его выходе; R – скорость передачи информации, равная ширине информационного спектра сигнала.

При наличии мешающих сигналов [1, 2]

$$h = \frac{P'_{ск}}{P_{ш0} + \sum_{i=1}^{N-1} \frac{\delta_{1i}}{B} P'_{ci} + \sum_{j=1}^M \frac{\delta_{2j}}{B} P_{nj}} = \frac{P'_{ск}}{P_{ш0} + \frac{\delta_0}{B} P_{нэ}}, \quad (2)$$

где P'_{ci} , P_{nj} – мощности мешающих сигналов и внешних помех;

$$P_{нэ} = \frac{1}{\delta_0} \sum_{i=1}^{N-1} \delta_{1i} P'_{ci} + \frac{1}{\delta_0} \sum_{j=1}^M \delta_{2j} P_{nj}. \quad (3)$$

Т. о. в условиях мешающих сигналов $P'_{ск} > P_{ск}$.

В этом случае характеристики системы связи можно рассчитать следующим образом: помехоустойчивость – $P_{пэ}/P'_{ск}$, энергетические затраты – $P'_{ск}/P_{ск}$ и пропускную способность, оцениваемую количеством каналов системе связи N . Для проведения анализа данных характеристик рассмотрим различные режимы функционирования ССС.

Многосигнальный режим без ретрансляции сигналов. С учетом введенных характеристик $P_{пэ}/P'_{ск}$ и $P'_{ск}/P_{ск}$ выражение (2) можно привести к виду

$$\frac{P_{пэ}}{P'_{ск}} = \frac{B}{\delta_0 h} \left(1 - \frac{1}{P'_{ск}/P_{ск}}\right). \quad (4)$$

Задаваясь уровнем энергетических затрат, $P'_{ск}/P_{ск} = \sqrt{\frac{B}{\delta_0 h}}$ принятым в асинхронных системах связи (АСС), помехоустойчивость корреляционного приема можно оценить в виде:

$$\frac{P_{пэ}}{P'_{ск}} = \sqrt{\frac{B}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B}{\delta_0 h}} - 1 \right). \quad (5)$$

Помехоустойчивость N -канальной асинхронной АСС получим, подставляя в выражение (5) значение $P_{пэ}$ из (3). Будем полагать, что $\sum_{i=1}^{N-1} \delta_{1i} P'_{ci} / P'_{ск} = \delta_1 (N-1)$

и $\sum_{j=1}^M \delta_{2j} P_{nj} = \delta_2 P_{но}$:

$$\frac{P_{по}}{P'_{ск}} = \frac{\delta_0}{\delta_1} \left[\sqrt{\frac{B}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B}{\delta_0 h}} - 1 \right) - \frac{\delta_1}{\delta_0} (N-1) \right]. \quad (6)$$

При отсутствии внешних помех ($P_{по} = 0$, $\delta_0 = \delta_1$), соотношение (6) дает оценку числа каналов системы [2, 3]

$$N-1 = \sqrt{\frac{B}{\delta_1 h}} \left(\sqrt{\frac{B}{\delta_1 h}} - 1 \right). \quad (7)$$

С учетом (7), значение помехоустойчивости примет вид:

$$\frac{P_{по}}{P'_{ск}} = \frac{\delta_0}{\delta_2} \left[\sqrt{\frac{B}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B}{\delta_0 h}} - 1 \right) - \frac{\delta_1}{\delta_0} \cdot \beta \sqrt{\frac{B}{\delta_1 h}} \left(\sqrt{\frac{B}{\delta_1 h}} - 1 \right) \right], \quad (8)$$

где $\beta = (N-1)/N_{\max} - 1$, N_{\max} – максимальное возможное количество каналов.

Допуская, что

$$\frac{P_{по}}{P'_{ск}} = (1-\beta) \sqrt{\frac{B}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B}{\delta_0 h}} - 1 \right), \quad (9)$$

$$P_{шэ} = \frac{\pi}{4} \frac{P_{ш0}}{B} \left(1 + \frac{P_{ш1}}{\lambda P_0} \right) + \frac{P_{ш1}}{\lambda P_0 B} \left[\frac{(1+K_{КС})}{K_{ПС}} \sum_{i=1}^N P_{ci} + \frac{(1+K_{КП})}{K_{МП}} \sum_{j=1}^M P_{nj} \right]. \quad (10)$$

Выражения (8) и (9) характеризуют связь числа каналов системы (скорость передачи) на её помехоустойчивость и наоборот. На рис.1. по выражениям (6), (7), (8) и (9) построены графики помехоустойчивости, пропускной способности и энергетических затрат как функции достоверности $h = 2E/N_0$ при различных значениях эквивалентной базы $B_э = B/\delta$. Параллельно оси h проведены две оси вероятностей ошибок для когерентной и некогерентной систем при двоичном кодировании информации [2-5].

Наклонные линии (под углом 45° к оси ординат) проведены для оценки помехоустойчивости N – канальных систем связи для различных значений β . Из анализа рис.1. следует, что, задаваясь, например, достоверностью $P_{ош} = 10^{-3}$ когерентной системы ($2E/N_0$) и эквивалентной базой $B_э = B/\delta = 2047$, система будет иметь помехоустойчивость $P_{пэ}/P'_{ск(\max)} = 26$ дБ или максимальную пропускную способность $N_{\max} = 400$ каналов. При $N = 80$ каналов (что соответствует $\beta = 0,2$) помехоустойчивость системы будет характеризоваться

отношением сигнал/шум $P_{\text{п}}/P'_{\text{ск}} = 25$ дБ, а энергетические затраты – $P'_{\text{ск}}/P_{\text{ск}} = 13$ дБ.

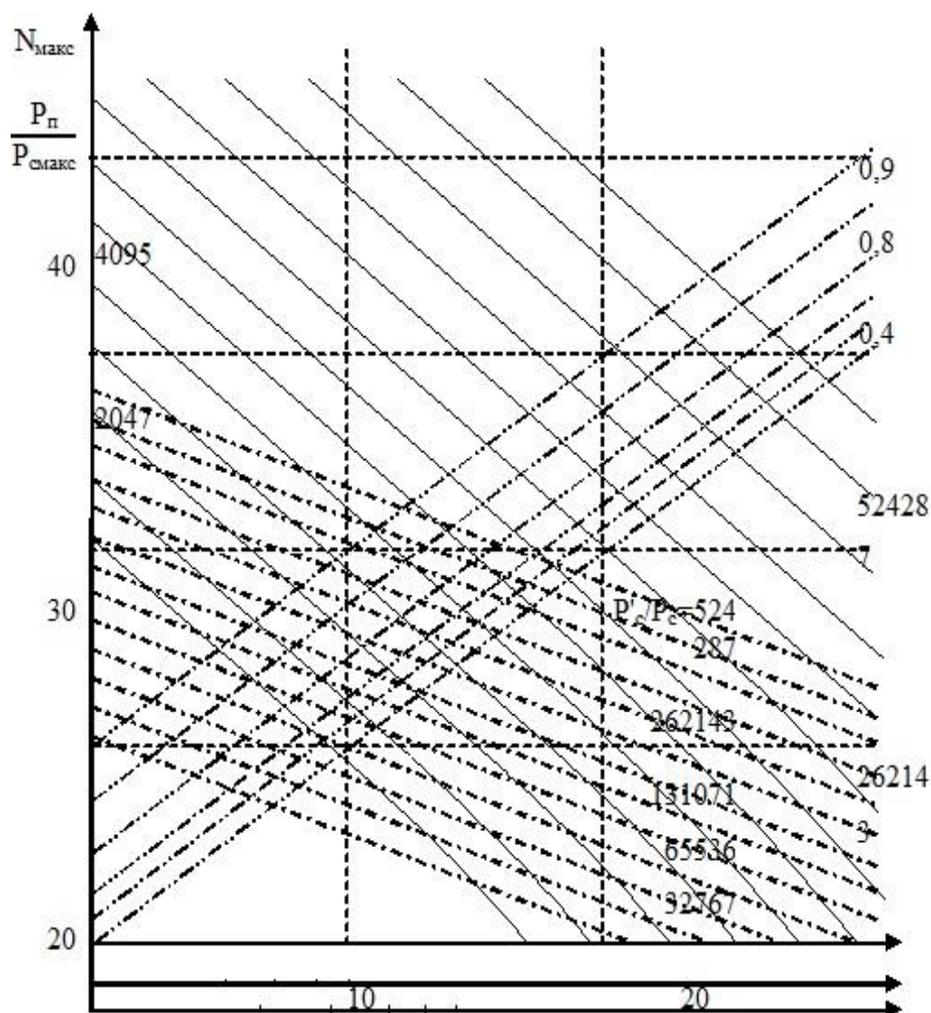


Рис. 1. Зависимости помехоустойчивости, пропускной способности и энергетических затрат как функции достоверности

С помощью графиков на рис. 1 можно задать требование по помехоустойчивости и N , и по заданной достоверности выбрать базу сигнала [2, 4-6].

Методика моделирования основывается на расчёте по выражениям (6) – (8) помехоустойчивости, пропускной способности и энергетических затрат в зависимости от поставленной задачи.

2. Многосигнальный режим в ретрансляторах с кодовым разделением без обработки сигналов

Ретранслятор является, как правило, нелинейным устройством. Поэтому при прохождении через него нескольких сигналов происходит их взаимное подавление и за счет перекрестной модуляции возникают дополнительные сигналы (комбинационные составляющие), что приводит к перераспределению мощности ретранслятора [7, 8, 12, 13].

Рассмотрим ситуацию, когда на вход ретранслятора поступают N канальных и M мешающих сигналов, а также шум. В этом случае мощность передатчика ретранслятора распределится следующим образом:

$$P_{швых} = \lambda \pi / 4 P_0 P_{ш0} / A ,$$

$$P_{свых} = \lambda P_0 \left[1 - 1 / A \left(\frac{P_{см}}{K_{нсм}} + \frac{\pi}{4} P_{ш0} \right) \right] , \quad (11)$$

$$P_{свых} = P_0 \lambda (P_{см} / K_{нсм}) / A , \quad A = \frac{\pi}{4} P_{ш0} + \sum_{i=1}^N \frac{P_{ci}}{K_{пс}} (1 + K_{пс}) + \sum_{j=1}^M \frac{P_{пj}}{K_{мп}} (1 + K_{мп}) ,$$

где λ – коэффициент использования мощности передатчика;

P_0 – мощность передатчика ретранслятора;

$P_{ш0}$ – мощность шумов в полосе частот, пропускаемых ретранслятором;

$P_{ci}, P_{пj}$ – мощности i -сигнала и j -помехи, соответственно;

$K_{пс}, K_{мп}$ – коэффициенты подавления сигнала и помехи, соответственно;

$K_{кс}, K_{кп}$ – коэффициенты комбинационных составляющих между сигналами и между помехами и сигналами-помехами, соответственно.

Отношение сигнал-шум на выходе корреляционного приемника, принимающего сигналы от ретранслятора, определяется:

$$h = P_{свых} / \left(\frac{P_{швых}}{B} + \frac{P_{ш1}}{B} + \frac{\delta_0}{B_p} P_{пвых} \right) , \quad (12)$$

где $B_p = F_p / R$ – база ретранслятора;

F_p – полоса частот, пропускаемых ретранслятором;

$P_{ш1}$ – мощность шумов на входе приемника (приведенная к выходу ретранслятора), или, с учетом (10), соотношением:

$$h = \frac{P_{СТ}}{P_{ПСТ}} \left(P_{ШЭ} + \frac{\delta_0}{B_p} P_{ПЭ} \right), \quad (13)$$

где

$$P_{ПЭ} = \frac{\delta}{\delta_0} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^N P_{ci} \frac{(1 + K_{КС})}{K_{ПС}} + \frac{\delta_2}{\delta_0} \sum_{j=1}^M P_{Пj} \frac{(1 + K_{КП})}{K_{КП}}, \quad (14)$$

$$P_{ШЭ} = \frac{\pi}{4} \frac{P_{Ш0}}{B} \left(1 + \frac{P_{Ш1}}{\lambda P_0} \right) + \frac{P_{Шi}}{\lambda P_0 B} \left[\frac{(1 + K_{КС})}{K_{ПС}} \sum_{i=1}^N P_{ci} + \frac{(1 + K_{КП})}{K_{КП}} \sum_{j=1}^M P_{Пj} \right]. \quad (15)$$

Тогда, используя выражения (6) – (7), выражения для оценки помехоустойчивости и энергетических затрат можно записать в виде:

$$\frac{P_{ПЭ}}{P_{СТ}} = \frac{1}{K_{ПСТ}} \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} - 1 \right), \quad (16)$$

где

$$P_C^* = h P_{ШЭ}; \frac{P_{СТ}}{P_C^*} = K_{ПСТ} \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}}; P_{П0} = \sum_{j=1}^M P_{Пj}. \quad (17)$$

Подставляя в (16) значение $P_{ПЭ}$ из (15), выражение для оценки помехоустойчивости N – канальной системы связи примет вид:

$$\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^M P_{ci} \frac{(1 + K_{КС})}{K_{ПС}} = (N - 1) P_{СТ} \frac{(1 + K_{КС})}{K_{ПС}}, \quad (18)$$

$$\frac{P_{П0}}{P_{СТ}} = \frac{\delta}{\delta_0} \frac{K_{КП}}{K_{ПС}(1 + K_{КП})} \left[\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} - 1 \right) - \frac{\delta_1}{\delta_0} (N - 1) \frac{(1 + K_{КС})}{K_{ПС}} K_{ПСТ} \right]. \quad (19)$$

Оценка максимальной пропускной способности системы связи может быть получена, если в (19) положить $P_{П0} = 0$; $N = N_{max}$ $\delta_0 = \delta_1$, тогда

$$N_{max} - 1 = \frac{K'_{ПС}}{K'_{ПСТ}(1 + K'_{КС})} \sqrt{\frac{B_p}{\delta_1 h}} \left(\sqrt{\frac{B_p}{\delta_1 h}} - 1 \right). \quad (20)$$

Обозначив

$$\beta = \frac{(N - 1)(1 + K_{КС})K_{ПСТ}K'_{ПС}}{(N_{max} - 1)(1 + K'_{КС})K'_{КС}K_{ПС}}, \quad (21)$$

и полагая $\delta_1 = \delta_2 = \delta_0$, можно получить выражение для оценки помехоустойчивости:

$$\frac{P_{\Pi 0}}{P_{CT}} = \frac{(1-\beta)}{K'_{\Pi 0}} \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} - 1 \right),$$

где $K'_{\Pi 0} = \frac{(1+K'_{\text{КП}})K'_{\text{ПСТ}}}{K'_{\text{ПП}}}$.

Оценим необходимые энергетические затраты в системе. Для этого на основании (17) с учетом (14), (18) и (16) при $\delta_1 = \delta_2 = \delta_0$ запишем:

$$\frac{\pi}{4} \frac{P_{\text{Ш0}}}{BP_{CT}} K_{\text{ПСТ}} \left(1 + \frac{P_{\text{Ш1}}}{\lambda P_0} \right) = \sqrt{\frac{\delta_0 h}{B}} - \frac{hP_{\text{Ш1}}}{BP_0 \lambda} \left[1 + \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} - 1 \right) \right]. \quad (22)$$

Рассматривая прохождение через ретранслятор одного сигнала при отсутствии помех, согласно изложенной выше методике, найдем

$$\frac{\pi}{4} \frac{P_{\text{Ш0}}}{BP'_c} \left(1 + \frac{P_{\text{Ш1}}}{\lambda P_0} \right) = 1 - \frac{hP_{\text{Ш1}}}{BP_0 \lambda}. \quad (23)$$

Разделив (23) на (22), получим оценку энергетических затрат в виде (24)

$$\frac{P_{CT}}{P'_c} = K_{\text{ПСТ}} \frac{\pi^2}{16} \cdot \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \left(1 - \frac{hP_{\text{Ш1}}}{BP_0 \lambda} \right) / \left\{ 1 - \frac{hP_{\text{Ш1}}}{\lambda BP_0} \left[1 + \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} - 1 \right) \right] \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \right\}. \quad (24)$$

Из (24) следует, что в системе связи с ретранслятором значение запаса помехоустойчивости будет снижаться с увеличением используемых каналов. Полученное выражение показывает ограничение величины базы сигнала ретранслятора, которая не может обращать в нуль знаменатель выражения (24)

$$\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \leq \sqrt[3]{\frac{\lambda BP_0}{hP_{\text{Ш1}}}}, \quad (25)$$

$$\frac{P_{\Pi 0}}{P_{CT}} = \frac{1-\beta}{K_{\Pi 0}} \sqrt[3]{\frac{BP_0 \lambda}{hP_{\text{Ш1}}}} \left(\sqrt[3]{\frac{BP_0 \lambda}{hP_{\text{Ш1}}}} - 1 \right),$$

$$N_{\text{max}} - 1 = \frac{1}{K_{\text{К0}}} \sqrt[3]{\frac{BP_0 \lambda}{hP_{\text{Ш1}}}} \left(\sqrt[3]{\frac{BP_0 \lambda}{hP_{\text{Ш1}}}} - 1 \right), \quad (26)$$

где $K_{\text{К0}} = \frac{(1+K_{\text{КС}})K_{\text{ПСТ}}}{K_{\text{ПС}}}$.

Предельные значения помехоустойчивости и пропускной способности в системах связи с ретрансляцией сигналов находятся путем подстановки (25) в (20) и (21):

$$P'_{nэ} = \frac{\delta_1}{\delta_0} \sum_{i=1}^{N-1} P_{ci} + \frac{\delta_2}{\delta_0} \sum_{j=1}^M P_{nj} . \quad (27)$$

Так, например, при $B = 10^5 h = 5$, $\lambda P_0 / P_{ш1} = 5$ $\beta = 0$ $K_{ко} = 4/\pi K_{по} = 4$, получим $N_{max} = 1650$, $P_{по}/P_{ст} = 27,2$ дБ.

Таким образом, из анализа соотношений (20), (21), (26), (27) следует, что при одной и той же базе сигнала в системах связи с ретрансляцией сигналов, пропускная способность и помехоустойчивость меньше, чем в ССС без ретрансляции сигналов, что объясняется подавлением сигнала и наличием перекрестных помех в ретрансляторе. Кроме того, пропускная способность и помехоустойчивость ограничены в силу конечных энергетических соотношений на выходе ретранслятора равна $\lambda B P_0 / P_{ш1}$.

3. Режим с обработкой сигналов в ретрансляторе

Обработка сигналов предполагает наличие в ретрансляторе – канального корреляционного приемника, осуществляющего свертку сигналов. Решение о переданном символе принимается в приемнике абонента.

Оценим помехоустойчивость и энергетические затраты в системе связи. Пусть на вход ретранслятора поступают M -канальных, N -мешающих сигналов и шум. Тогда на выходе m -го канала корреляционного приемника отношение сигнал/шум представим в виде

$$h = \frac{P_{cm}}{P_{шэ} + \frac{\delta_0}{B_p} P_{nэ}} ,$$

где $P_{nэ} = P'_{nэ} + \frac{\delta_3}{\delta_0} \frac{\lambda P_0}{N} (N-1) \frac{P_{cm}}{P_{свых}}$.

При этом мощность передатчика ретранслятора определится следующим образом:

$$P_{свых} = \frac{1}{N} \frac{\lambda P_0 P_{cm}}{\left(P_{cm} + \frac{P_{ш0}}{B} + \frac{\delta_0}{B_p} P_{nэ} \right)} , \quad (28)$$

$$P_{сввых} = \frac{\lambda P_0 \delta_0}{N B_p} \frac{P'_{нэ}}{\left(P_{см} + \frac{P_{ш0}}{B} + \frac{\delta_0}{B_p} P'_{нэ} \right)}, \quad (29)$$

$$P_{сввых} = \frac{\lambda P_0}{N} \frac{P_{ш0} / B}{\left(P_{см} + \frac{P_{ш0}}{B} + \frac{\delta_0}{B_p} P'_{нэ} \right)}.$$

Отношение сигнал/шум на выходе корреляционного приемника абонента, принимающего сигнал от ретранслятора, определяется следующим выражением

$$h = \frac{P_{сввых}}{\left(P_{шввых} + \frac{1}{B} P_{шн} + \frac{\delta_3}{B_p} \sum_{j=1}^{N-1} \frac{\lambda P_0}{N} \right)}, \quad (30)$$

где $P_{шн}$, – мощность шумов в канале абонента, приведенная к выходу ретранслятора, или с учетом (29) – соотношением

$$h = \frac{P_{см}}{P_{шэ} + \frac{\delta_0}{B_p} P'_{нэ}}, \quad (31)$$

Следуя методике, изложенной выше, на основании (31), получим следующие выражения для оценки помехоустойчивости и энергетических затрат:

$$P_{шэ} = \frac{P_{ш0}}{B} \left(1 + \frac{P_{ш1} N}{B P_0 \lambda} \right) + \frac{P_{ш1} N}{B P_0 \lambda} \left(P_{см} + \frac{\delta_0}{B_p} P'_{нэ} \right), \quad (32)$$

$$\frac{P'_{нэ}}{P_{см}} = \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} - 1 \right), \quad (33)$$

$$\sum_{i=1}^{N-1} P_{ci} = (N-1) P_{см} \mu \sum_{j=1}^m P_{nj} = P_{но}, \quad (34)$$

$$\frac{P_{см}}{P_c^*} = \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}}, \quad (35)$$

где

$$P_c^* = h P_{шэ}, \quad \gamma = \frac{\delta_3 \lambda P_0 (N-1)}{\delta_0 N P_{сввы}} \frac{P'_{нэ}}{P_{см}}.$$

Оценим необходимые энергетические затраты в системе связи. Для этого на основании (33) с учетом (34) и (35) получим

$$\frac{hP_{u0}}{BP_{cm}} \left(1 + \frac{P_{u1}N}{BP_0\lambda} \right) = \sqrt{\frac{\delta_0\lambda}{B_p}} \left\{ 1 - \frac{hP_{u1}N}{BP_0\lambda} \left[\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} [(1+\gamma)h+1] \right] \right\}. \quad (36)$$

Рассматривая прохождение через ретранслятор одного сигнала при отсутствии помех согласно изложенной ранее методике, найдем, что

$$\frac{P_{cm}}{P_c} = \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \left(1 - \frac{hP_{u1}N}{BP_0\lambda} \right) / \left(1 - \frac{hP_{u1}N}{BP_0\lambda} \left[\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} [(1+\gamma)h+1] - 1 \right] \right). \quad (37)$$

Разделим (36) на (35) и получим оценку энергетических затрат:

$$\frac{P'_{n2}}{P_{cm}} = \frac{1}{(1+\gamma)} \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} - 1 \right).$$

Из (36) следует, что при обработке сигналов в ретрансляторе существует ограничение на величину реализуемой базы сигнала, определяемое энергетическим соотношением $\frac{hP_{u0}}{BP_c} \left(1 + \frac{P_{u1}N}{BP_0\lambda} \right) = 1 - \frac{hP_{u1}N}{BP_0\lambda}$ в обратном канале, т.е.

$$N \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \leq BP_0\lambda(1+\gamma) / [P_{u1}x(1+\gamma)h+1]. \quad (38)$$

Кроме того, из (38) следует, что при уменьшении числа каналов в ретрансляторе допустимо увеличение базы сигнала. Однако при этом $B_p \leq B$. В предыдущем случае, при $B_p = B$ и из (38) найдем допустимое число каналов:

$$\lambda P_0 B / P_{u1} \left(\frac{h+1}{(1+\gamma)} \geq \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \right).$$

Подставляя в (32) значение P'_{n2} с учетом (38), а также полагая, что

$$\begin{aligned} \frac{P'_{n2}}{P_{cm}} &= \frac{1}{(1+\gamma)} \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} - 1 \right), \\ \frac{P_{no}}{P_{cm}} &= \frac{1}{1+\gamma} \sqrt{\frac{B}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B}{\delta_0 h}} - 1 \right) + 1, \end{aligned} \quad (39)$$

получим выражение для оценки помехоустойчивости N -канальной системы связи при $\delta_0 = \delta_1 = \delta_2$

$$N_{don} = \sqrt{\frac{B}{\delta_0 h}} \frac{\lambda P_0 \delta_0}{P_{u1}} \frac{h}{h+1/(1+\gamma)},$$

$$N_{\max} \approx \frac{1}{2} \left[\frac{\lambda P_0 B}{(h+1/2)P_{u1}} \right]^{\frac{2}{3}}, \quad (40)$$

если $N \leq N_{\text{доп}}$, то $\frac{P_{no}}{P_{cm}} = \frac{1}{(1+\gamma)} \frac{BP_0\lambda}{\left(\frac{h+1}{(1+\gamma)}\right)P_{u1}N} \left(\frac{BP_0\lambda}{(h=1/1+\gamma)P_{u1}N} - 1 \right) - (N-1)$. (41)

Сравнивая выражения (40) и (41), можно заметить, что по помехоустойчивости и пропускной способности система связи со сверткой сигналов является лучшей по сравнению с системой связи без обработки в ретрансляторе.

4. Режим со сверткой и демодуляцией сигналов в ретрансляторе

Вероятность ошибки P_0 в системе связи с демодуляцией сигналов в ретрансляторе определяется из вероятности ошибки на входе ретранслятора P_1 и вероятности ошибки в приемнике абонента P_2

$$P_0 = 1 - (1 - P_1)(1 - P_2) = P_1 + P_2 + o(P_0) \approx P_1 + P_2, \quad (42)$$

где $o(P_0)$ – малая величин и по отношению к P_0 с учётом малости величин P_1 и P_2 .

В свою очередь, вероятность ошибки является функцией отношения сигнал/шум и хорошо описывается выражением $lg(p) = ah+b$ [1, 2, 5]. Пропотенцировав и упростив (42), получим

$$10^{ah_0} = 10^{ah_1} + 10^{ah_2}.$$

Откуда после преобразований получим

$$h = \frac{h_1 + h_2}{2} + \frac{\ln 2}{a \ln 10} + \frac{\ln ch(a \ln 10 (h_1 + h_2) 0,5)}{a \ln 10}. \quad (43)$$

Выразим отношение сигнал/шум на входе и выходе N -канального ретранслятора. На выходе ретранслятора

$$h_2 = \left(\frac{\lambda P_0}{N} \right) \Bigg/ \left(\frac{P_{u1}}{B} + \frac{\delta_3}{B_p} (N-1) \frac{\lambda P_0}{N} \right). \quad (44)$$

На входе ретранслятора отношение сигнал/шум имеет вид

$$h_1 = \frac{P_c}{\left(\frac{P_{u0}}{B} + \frac{\delta_0}{B_p} P_{n3} \right)}. \quad (45)$$

В соответствии с изложенной ранее методикой на основании (20) получим

$$N-1 = \sqrt{\frac{B_p}{\delta_3 h_2}} \left(\sqrt{\frac{B_p}{\delta_3 h_2}} - 1 \right), \quad (46)$$

а энергетические затраты равны $\frac{\lambda P_0}{NP_c^\alpha} \sqrt{\frac{B_p}{\delta_3 h_2}}$, где $P_c^* = \frac{h_2 P_{u1}}{B}$.

Отсюда
$$\sqrt{\frac{B_p}{\chi_3 h_2}} = \frac{\lambda P_0 B}{NP_{u1} h_2}. \quad (47)$$

Подставляя (47) в (46), получим оценку пропускной способности ретранслятора

$$N = \frac{\lambda P_0 B}{NP_{u1} h_2} \left(\frac{\lambda P_0 B}{NP_{u1} h_2} - 1 \right) + 1. \quad (48)$$

Соответственно на входе ретранслятора получим оценку помехоустойчивости в виде

$$\sum_{j=1}^M P_{nj} / P_c = \frac{\delta_0}{\delta_1} \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h_1}} \left(\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h_1}} - 1 \right) - \frac{\delta_1}{\delta_2} (N-1). \quad (49)$$

Выражение (49) с учетом (48) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} \frac{\sum_{j=1}^M P_{nj}}{P_c} &= \frac{\delta_0}{\delta_2} \frac{\lambda P_0 B}{h_2 P_{u1} N} \sqrt{\frac{\delta_3 h_2}{\delta_0 h_1}} \left(\frac{\lambda P_0 B}{h_2 P_{u1} N} \sqrt{\frac{\delta_3 h_2}{\delta_0 h_1}} - 1 \right) - \frac{\delta_1}{\delta_2} (N-1) = \\ &= \frac{\delta_0}{\delta_2} \frac{\lambda P_0 B}{h P_{u1} N} \sqrt{\frac{\delta_3 h^2}{\delta_0 h_1 h_2}} \left(\frac{\lambda P_0 B}{h P_{u1} N} \sqrt{\frac{\delta_3 h^2}{\delta_0 h_1 h_2}} - 1 \right) - \frac{\delta_1}{\delta_2} (N-1). \end{aligned} \quad (50)$$

Из анализа (50) следует, что помехоустойчивость системы связи максимальна при $h_1 = h_2$. Тогда (50) с учетом (43) при $\delta_0 = \delta_1 = \delta_2 = \delta_3$ приводится к виду

$$\sum_{j=1}^m P_{nj} / P_c = \frac{\lambda P_0 B}{P_{u1} N (h - \ln 2/a \ln 10)} \left(\frac{\lambda P_0 B}{P_{u1} N (h - \ln 2/a \ln 10)} - 1 \right) - (N-1). \quad (51)$$

Полагая $\sum_{j=1}^m P_{nj} = 0$, находим максимальное число каналов в системе (N_{\max})

$$N_{\max} \approx \left[\lambda P_0 B / P_{u1} (h - \ln 2 / a \ln 10) \right]^{2/3}, \quad (52)$$

где, например, для когерентных систем $a = -0,482$ при двоичном кодировании информации противоположными сигналами, $a = -0,241$ – при ортогональных сигналах.

При наличии, ограничений на полосу частот, пропускаемых ретранслятором, т. е. ограничена база ретранслятора, найдем максимально допустимое число каналов в системе связи. Из (47) следует, что при $B_p = B$

$$N_{\text{дон}} \leq \delta_3 \frac{\lambda P_0}{P_{u1}} \sqrt{\frac{B}{\delta_3 h_2}}. \quad (53)$$

При этом помехоустойчивость системы связи оценивается выражением

$$\sum \frac{P_{Iij}}{P_C} = \frac{\delta_0}{\delta_2} \sqrt{\frac{B}{\delta_3 h_2}} \left(\sqrt{\frac{B}{\delta_3 h_2}} - 1 \right) - \frac{\delta_1}{\delta_2} (N - 1). \quad (54)$$

Из анализа этих выражений следует, что системы связи с демодуляцией сигналов имеют несколько лучшие характеристики, чем системы со сверткой сигналов в ретрансляторе.

5. Результаты моделирования

Для сравнительной оценки рассматриваемых систем связи по помехоустойчивости и пропускной способности на рис.2 в соответствии с полученными соотношениями построены графики. Графики, обозначенные индексом 1, относятся к системам связи с нелинейным ретранслятором, а с индексом 2 и 3 – к системам связи со сверткой и демодуляцией сигналов в ретрансляторе [9-13].

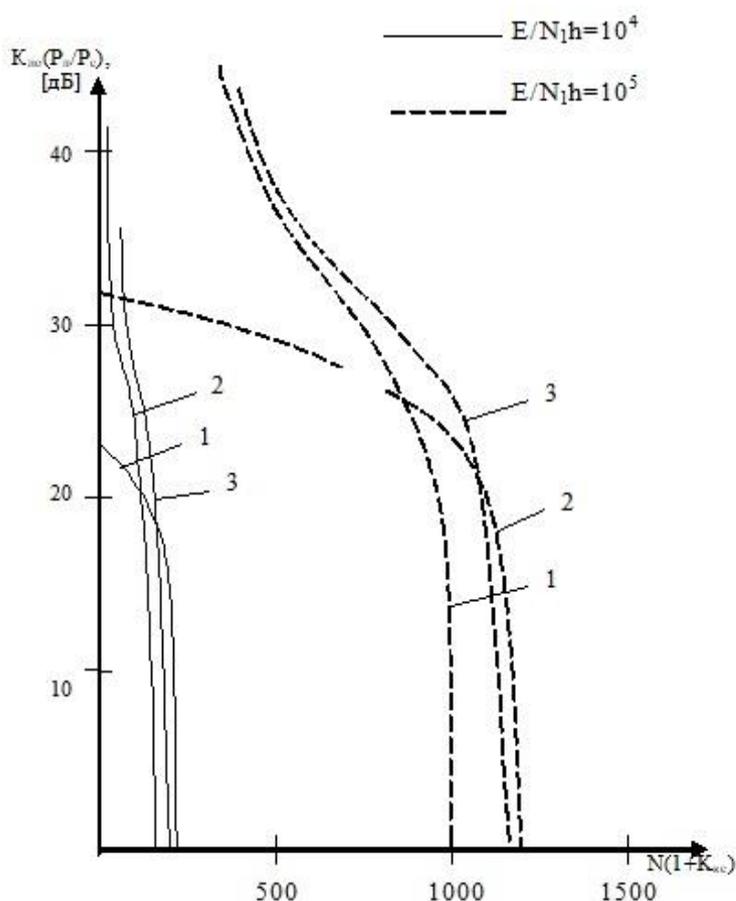


Рис. 2. Сравнительная оценка систем связи по помехоустойчивости и пропускной способности

Характеристики помехоустойчивости и пропускной способности получены для двух энергетических соотношений на выходе ретранслятора: $2E/N_1h = \{10^4, 10^5\}$, и двух значениях полосы пропускания ретранслятора, что эквивалентно значениям базы ретранслятора $B_p \in \{10^4, 10^5\}$. По оси абсцисс отложены значения N , пропорциональные количеству каналов. Для систем связи без обработки сигналов в ретрансляторе коэффициент пропорциональности равен коэффициенту комбинаций, для других систем его значение равно 1. По оси ординат отложены значения, пропорциональные помехоустойчивости. Для системы связи без обработки сигналов в ретрансляторе коэффициент пропорциональности равен коэффициенту подавления сигнала, для других систем его значение равно единице.

Так, например, для диапазона 0,2/0,4 ГГц при полосе сигнала 4 МГц и скорости передачи информации 16 кбит/с и 4,8 кбит/с реальное значение B может

составить для 16 кбит/с – 10 дБ а для 4,8 кбит/с – 15 дБ при достоверности выделения сообщений 0,999 – 0,9999.

Это означает, что число каналов N не должно превысить:

для 16 кбит/с – 10;

для 4,8 кбит/с – 60.

Для реализации таких каналов могут быть использованы различные виды фазовой модуляции ШПС, например, нелинейные последовательности на основе полных кодовых колец или ГМВ-последовательности, и согласованные фильтры для обработки в приемных устройствах.

При полосе 400 МГц, скорости передачи 16 кбит/с помехозащищенность составит 20 дБ. Если на аппаратурные потери приходится не 4 дБ, а 2 дБ, то при той же достоверности число каналов N составит только 10.

Для полосы радиоканала 400 МГц целесообразно использовать сигнал с комбинированной модуляцией для расширения спектра с использованием ППРЧ¹-ШПС. Например, 100 частотных позиций для сигналов с полосой по 4 МГц. В этом случае на приемной стороне потребуется многоканальный цифровой согласованный фильтр.

Заключение

1) Для организации многоканальных систем связи необходимо использование ансамблей сигналов с большими и сверхбольшими объемами и хорошими характеристиками взаимнокорреляционных функций, определяемыми требованиями по энергетике радиолинии.

2) Показано, что увеличение энергетики ретранслятора ($2E/N1T$) сопровождается увеличением числа каналов систем связи как с обработкой, так и без обработки сигналов в ретрансляторе приблизительно в $(E1/E2)$ раз.

3) Помехоустойчивость системы связи без обработки сигналов в ретрансляторе не зависит от полосы пропускания ретранслятора (сравнительной

¹ ППРЧ – псевдослучайная перестройка рабочей частоты [2].

оценки рассматриваемых систем связи по помехоустойчивости и пропускной способности с базой ретранслятора), а определяется только энергетикой ретранслятора.

4) Применение, реализация методов пространственно-временной обработки сигналов в адаптивных антенных системах, переход в диапазон миллиметровых волн, а также использование перспективных сигналов и корректирующих кодов в сочетании с современными способами их формирования и обработки могут существенно повысить вероятность выполнения ССС задач по доведению команд и сигналов, циркулирующих в автоматизированных системах управления.

5) Основным ограничением по дальнейшему совершенствованию элементов ССС является состояние технологической базы. Вместе с тем широкое внедрение средств вычислительной техники в перспективных приемниках ССС для обработки сигналов в реальном времени дают возможность существенно повысить помехоустойчивость разрабатываемых средств.

6). Разработка алгоритмического обеспечения для цифровых приемников ССС, основанного на применении методов формирования сигналов, использующих современные достижения в области теории чисел, может обеспечить существенное снижение негативных последствий воздействия сосредоточенных помех в радиоканалах, использующих широкополосные сигналы.

7). При разработке перспективных систем необходимо сосредоточить усилия на поиске устойчивых статистических оценок параметров сигналов, использование которых в сочетании с известными методами адаптации может повысить помехоустойчивость проектируемых радиоканалов.

Финансирование: Публикация выполнена в рамках государственного задания ФГУ ФНЦ НИИСИ РАН «Проведение фундаментальных научных исследований (47 ГП)» по теме №FNEF-2022-0022 "Математическое обеспечение и инструментальные средства для моделирования, проектирования и разработки элементов сложных технических систем, программных комплексов и

телекоммуникационных сетей в различных проблемно-ориентированных областях".

Литература

1. Шаблинский А.С. *Системы радиосвязи*. Москва, Минобороны СССР. 1989. 131 с.
2. Тузов Г.И., Сивов В.А., Прытков В.И. *Помехоустойчивость радиосистем со сложными сигналами*. Москва, Радио и связь. 1985. 264 с.
3. Смирнов Н.И. *Микроэлектронные устройства систем передачи информации с шумоподобными сигналами*. Москва, МЭИС. 1987. 55 с.
4. Максимов Ю.П. *Радиоприемные устройства*. Санкт-Петербург, Энергия. 1994. 490 с.
5. Вейцель В.А., Жодзишский М. И., Козлов Д.Г., Люсин С.В. *Проектирование систем выделения и обработки сигналов в условиях априорной неопределенности*. Москва, МАИ. 1991. 59 с.
6. Karp T., Fliege N.J. Modified DFT Filter Banks with Perfect Reconstruction. *IEEE Transactions on Circuits and Systems - II: Analog and Digital Signal Processing*. 2008. V.46. №11. P.1404-1414.
7. Гольдштейн Б.С., Соколов Н.А., Яновский Г.Г. *Сети связи*. Санкт-Петербург, БХВ – Петербург. 2014. 400 с.
8. Пескова С.А. *Сети и телекоммуникации: учебник*. Москва, Academia. 2017. 416 с.
9. Скляр О.К. *Волоконно-оптические сети и системы связи: Учебное пособие*. Санкт-Петербург, Лань. 2018. 268 с.
10. Тоискин В.С., Жук А.П. *Системы документальной электросвязи: Учебное пособие*. Москва, Риор. 2018. 318 с.
11. Шарангович С.Н. *Многоволновые оптические системы связи: Учебное пособие*. Санкт-Петербург, Лань. 2019. 120 с.

12. Ломакин М.И., Сухов А.В., Докукин А.В., Ниязова Ю.М. Оценка показателей надежности космических аппаратов в условиях неполных данных. *Космические исследования*. 2021. Т.59. №3. С.235-239.
13. Зайцев М.А., Коровин А.К., Савилкин С.Б., Сухов А.В. Математическая модель системы функционирования космических аппаратов связи. *Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии*. 2021. Т.13. №4. С.495-500.

Для цитирования:

Зайцев М.А., Савилкин С.Б., Сухов А.В., Филатов В.И. Выбор ансамбля широкополосных сигналов для систем спутниковой связи с многостанционным доступом. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2023. №5. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.5.3>