

РАЗРАБОТКА ПРЕДЛОЖЕНИЙ ПО ВЫБОРУ АНСАМБЛЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ С МНОГОСТАНЦИОННЫМ ДОСТУПОМ И КODOVЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

Филатов Владимир Иванович,
МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Россия, vfil10@mail.ru

DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-4-13-20

Жулего Виталий Александрович,
Военная академия РВСН имени Петра Великого,
г. Балашиха, Россия, fra81@yandex.ru

Manuscript received 03 December 2020;
Revised 12 January 2021;
Accepted 26 January 2021

Балакирев Валерий Юрьевич,
Военная академия РВСН имени Петра Великого,
г. Балашиха, Россия, valeron2525@yandex.ru

Ушаков Сергей Сергеевич,
Военная академия РВСН имени Петра Великого,
г. Балашиха, Россия, ushakov.s84@mail.ru

Ключевые слова: спутник-ретранслятор,
радиоконтроль, спутниковая связь,
диагностирующие сигналы, тракт ретрансляции

При проектировании линий спутниковой связи и расчете зон обслуживания учитываются любые, даже самые неблагоприятные, сочетания условий распространения сигналов, что при эксплуатации ретранслятора приводит к существенному преуменьшению рассчитанного уровня сигнала по сравнению с фактически обеспечиваемым. В этих условиях контроль соответствия заявленных характеристик реальному уровню плотности потока мощности, создаваемому ИСЗ-ретранслятором у земной поверхности, в целях обеспечения электромагнитной совместимости, является наиболее приоритетной задачей. 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 (снижения пропускной способности) функционирования линий спутниковой связи. Проведено математическое моделирование тракта ретрансляции диагностирующих сигналов при многостанционном режиме ретранслятора с учетом взаимного пространственного расположения спутника, зоны обслуживания и станции радиоконтроля. В модели учтены 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 стволы 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).

Информация об авторах:

Филатов Владимир Иванович, к.т.н., доцент, МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Россия

Жулего Виталий Александрович, к.в.н., заместитель начальника кафедры "Информационно-ударных систем", Военная академия РВСН имени Петра Великого, г. Балашиха, Россия

Балакирев Валерий Юрьевич, слушатель, Военная академия РВСН имени Петра Великого, г. Балашиха, Россия

Ушаков Сергей Сергеевич, слушатель, Военная академия РВСН имени Петра Великого, г. Балашиха, Россия

Для цитирования:

Филатов В.И., Жулего В.А., Балакирев В.Ю., Ушаков С.С. Разработка предложений по выбору ансамбля широкополосных сигналов для систем спутниковой связи с многостанционным доступом и кодовым разделением каналов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Том 15. №4. С. 13-20.

For citation:

Filatov V.I., Julego V.A., Balakirev V.U., Ushakov S.S. (2021) Development of proposals for selecting an ensemble of broadband signals satellite communication systems with multi-station access and code division of channels. *T-Comm*, vol. 15, no.4, pp. 13-20. (in Russian)

Разработка предложений по выбору ансамбля широкополосных сигналов для систем спутниковой связи с многостанционным доступом и кодовым разделением каналов

Перспективные системы управления имеют в своем составе в подавляющем большинстве случаев сложную структуру сети передачи данных, включая сегмент спутниковой связи. Оценим эффективность ретрансляторов при передаче командной информации в многосигнальном режиме.

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 бортового радиотехнического комплекса (БРТК) осуществляет только процесс переноса спектра сигнала, тогда как в СССР с обработкой сигналов возможна как свертка, так и перекодирование сигналов [1].

Ниже приводится оценка помехоустойчивости и пропускной способности для указанных видов СССР. В работе под пропускной способностью следует понимать число каналов СССР.

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 жизнь 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; $P_{ш0} = N_0 R$ – мощность шумов на его выходе; R – скорость передачи информации или ширина информационного спектра сигнала. При наличии мешающих сигналов [1,2]

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

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

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

Таким образом, 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 в системе связи N . Для проведения анализа данных характеристик рассмотрим различные режимы функционирования СССР.

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 $\sum_{j=1}^M \delta_{2j} P_{nj} = \delta_2 P_{no}$:

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

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:

$$\frac{P_{no}}{P'_{ск}} = \frac{\delta_0}{\delta_2} \left[\sqrt{\frac{B}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B}{\delta_0 h}} - 1 \right) - \frac{\delta_1}{\delta_0} \cdot \beta \sqrt{\frac{B}{\delta_1 h}} \left(\sqrt{\frac{B}{\delta_1 h}} - 1 \right) \right], \quad (8)$$

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

Допуская, что

$$\frac{P_{no}}{P'_{ск}} = (1 - \beta) \sqrt{\frac{B}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B}{\delta_0 h}} - 1 \right), \quad (9)$$

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

Выражения (8) и (9) характеризуют обмен числа каналов системы (скорость передачи) на её помехоустойчивость и наоборот. На рисунке 1 по формулам (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

$B_3=B/\delta$. Параллельно оси h проведены две оси вероятностей ошибок для когерентной и некогерентной систем при двоичном кодировании информации [2-5].

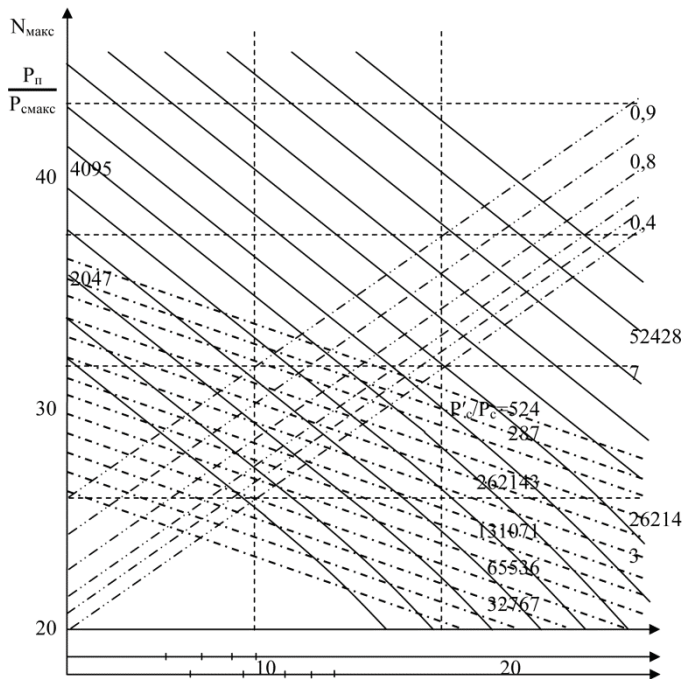


Рис. 1. Зависимости помехоустойчивости, пропускной способности и энергетических затрат как функции достоверности

Под углом 45° к оси ординат проведены линии для оценки помехоустойчивости N -канальных систем связи для различных значений β . Из анализа рисунка 1 следует, что задаваясь, например, достоверностью $P_{ош}=10^{-3}$ когерентной системы ($2E/N_0$) и эквивалентной базой $B_3=B/\delta=2047$, система будет иметь помехоустойчивость $P_{пз}/P'_{ск(макс)}=26$ дБ или максимальную пропускную способность $N_{макс}=400$ каналов.

При $N=80$ каналов (что соответствует $\beta=0,2$) ПУ системы будет равна $P_{пз}/P'_{ск}=25$ дБ, а энергетические затраты – $P'_{ск}/P_{ск}=13$ дБ.

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

Многосигнальный режим в ретрансляторах с кодовым разделением без обработки сигналов (БРТК).

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].

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:

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

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

$$P_{сi} = P_0 \lambda (P_{сi} / K_{пс}) / A,$$

$$A = \frac{\pi}{4} P_{ш0} + \sum_{i=1}^N \frac{P_{сi}}{K_{пс}} (1 + K_{пс}) + \sum_{j=1}^M \frac{P_{пj}}{K_{пп}} (1 + K_{пп}),$$

где λ – коэффициент использования мощности передатчика; P_0 – мощность передатчика ретранслятора; $P_{ш0}$ – мощность шумов в полосе частот, пропускаемых ретранслятором; $P_{сi}, P_{пj}$ – мощности i -сигнала и j -помехи, соответственно; $K_{пс}, K_{пп}$ – 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:

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

где $B_p = F_p/R$ – база ретранслятора; F_p – полоса частот, пропускаемых ретранслятором; $P_{шп}$ – мощность шумов на входе приемника (приведенная к выходу ретранслятора), или, с учетом (10), соотношением:

$$h = \frac{P_{сi}}{P_{пс}} \left(P_{шз} + \frac{\delta_0}{B_p} P_{пз} \right), \quad (13)$$

где

$$P_{пз} = \frac{\delta}{\delta_0} \sum_{i=1}^N P_{сi} \frac{(1 + K_{кс})}{K_{пс}} + \frac{\delta_2}{\delta_0} \sum_{j=1}^M P_{пj} \frac{(1 + K_{кп})}{K_{пп}}, \quad (14)$$

$$P_{шз} = \frac{\pi}{4} \frac{P_{ш0}}{B} \left(1 + \frac{P_{шп}}{\lambda P_0} \right) + \frac{P_{шп}}{\lambda P_0 B} \left[\frac{(1 + K_{кс})}{K_{пс}} \sum_{i=1}^N P_{сi} + \frac{(1 + K_{кп})}{K_{пп}} \sum_{j=1}^M P_{пj} \right] \quad (15)$$

Тогда, используя результаты предыдущего раздела, выражения для оценки помехоустойчивости и энергетических затрат можно записать в виде:

$$\frac{P_{пз}}{P_{сi}} = \frac{1}{K_{пс}} \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} - 1 \right), \quad (16)$$

где $P_{сi}^* = h P_{шз}$; $\frac{P_{сi}}{P_{сi}^*} = K_{пс} \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}}$; $P_{п0} = \sum_{j=1}^M P_{пj}$, (17)

Подставляя в (16) значение $P_{пз}$ из (15), а также полагая, что выражение для оценки помехоустойчивости N -канальной системы связи примет вид:

$$\sum_{i=1}^M P_{сi} \frac{(1 + K_{кс})}{K_{пс}} = (N - 1) P_{сi} \frac{(1 + K_{кс})}{K_{пс}}, \quad (18)$$

$$\frac{P_{п0}}{P_{сi}} = \frac{\delta}{\delta_0} \frac{K_{пп}}{K_{пс}(1 + K_{кп})} \left[\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} - 1 \right) - \frac{\delta_1}{\delta_0} (N - 1) \frac{(1 + K_{кс})}{K_{пс}} K_{пс} \right] \quad (19)$$

Оценка максимальной пропускной способности системы связи может быть получена, если в (1.19) положить $P_{по}=0$; $N=N_{max}, \delta_0=\delta_1$, 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

$$\beta = \frac{(N-1)(1+K'_{кс})K'_{пст}K'_{пс}}{(N_{max}-1)(1+K'_{кс})K'_{кс}K'_{пс}}, \quad (21)$$

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

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

где $K'_{по} = \frac{(1+K'_{кп})K'_{пст}}{K'_{шп}}$.

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:

$$\frac{\pi}{4} \frac{P_{ш0}}{BP'_{ст}} K'_{пст} \left(1 + \frac{P_{ш1}}{\lambda P_0} \right) = \sqrt{\frac{\delta_0 h}{B}} - \frac{hP_{ш1}}{BP_0 \lambda} \left[1 + \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} - 1 \right) \right], \quad (22)$$

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

$$\frac{\pi}{4} \frac{P_{ш0}}{BP'_c} \left(1 + \frac{P_{ш1}}{\lambda P_0} \right) = 1 - \frac{hP_{ш1}}{BP_0 \lambda}, \quad (23)$$

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

$$\frac{P_{ст}}{P'_c} = K'_{пст} \frac{\pi^2}{16} \cdot \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \left(1 - \frac{hP_{ш1}}{BP_0 \lambda} \right) / \left\{ 1 - \frac{hP_{ш1}}{\lambda BP_0} \left[1 + \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} - 1 \right) \right] \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \right\}, \quad (24)$$

Из (24) следует, что в системе связи с ретранслятором существует больше значения, получаемого из (24), при равенстве нулю знаменателя, ограничения на величину реализуемой базы сигнала, которая не может быть

$$\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \leq \sqrt[3]{\frac{\lambda BP_0}{hP_{ш1}}}, \quad (25)$$

$$\frac{P_{по}}{P_{ст}} = \frac{1-\beta}{K'_{по}} \sqrt[3]{\frac{BP_0 \lambda}{hP_{ш1}}} \left(\sqrt[3]{\frac{BP_0 \lambda}{hP_{ш1}}} - 1 \right),$$

$$N_{max} - 1 = \frac{1}{K_{к0}} \sqrt[3]{\frac{BP_0 \lambda}{hP_{ш1}}} \left(\sqrt[3]{\frac{BP_0 \lambda}{hP_{ш1}}} - 1 \right), \quad (26)$$

где $K_{к0} = \frac{(1+K'_{кс})K'_{пст}}{K'_{пс}}$.

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

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

Так, например, при $B=10^5 h=5$, $\lambda P_0/P_{ш1}=5$ $\beta=0$ $K_{к0}=4/\pi K_{п0}=4$, 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 $\lambda BP_0/P_{ш1}$.

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

$$h = \frac{P_{cm}}{P_{шз} + \frac{\delta_0}{B_p} P_{нз}},$$

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

При этом мощность передатчика ретранслятора распределится следующим образом:

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

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

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

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

$$h = \frac{P_{свых}}{\left(P_{швых} + \frac{1}{B} P_{ш1} + \frac{\delta_3}{B_p} \sum_{j=1}^{N-1} \frac{\lambda P_0}{N} \right)}, \quad (30)$$

где $P_{ш1}$ – мощность шумов в канале абонента, приведенная к выходу ретранслятора, или с учетом (1.29) – соотношением

$$h = \frac{P_{cm}}{P_{шз} + \frac{\delta_0}{B_p} P_{нз}}, \quad (31)$$

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

$$P_{шз} = \frac{P_{ш0}}{B} \left(1 + \frac{P_{ш1}N}{BP_0\lambda} \right) + \frac{P_{ш1}N}{BP_0\lambda} \left(P_{cm} + \frac{\delta_0}{B_p} P_{нз} \right), \quad (32)$$

$$\frac{P_{нз}}{P_{cm}} = \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} - 1 \right), \quad (33)$$

$$\sum_{i=1}^{N-1} P_{ci} = (N-1)P_{cm} \text{ и } \sum_{j=1}^m P_{nj} = P_{но}. \quad (34)$$

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

где $P_c^* = hP_{шз}$, $\gamma = \frac{\delta_3 \lambda P_0 (N-1)}{\delta_0 NP_{сввы}}$. Оценим необходи-

мые энергетические затраты в системе связи. Для этого на основании (33) с учетом (34) и (35) запишем

$$\frac{hP_{ш0}}{BP_{cm}} \left(1 + \frac{P_{ш1}N}{BP_0\lambda} \right) = \sqrt{\frac{\delta_0 \lambda}{B_p}} \left\{ 1 - \frac{hP_{ш1}N}{BP_0\lambda} \left[\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} [(1+\gamma)h+1] \right] \right\}, \quad (36)$$

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

$$\frac{P_{cm}}{P_c} = \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \left(1 - \frac{hP_{ш1}N}{BP_0\lambda} \right) \left/ \left(1 - \frac{hP_{ш1}N}{BP_0\lambda} \left[\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} [(1+\gamma)h+1] - 1 \right] \right) \right. \quad (37)$$

Деля (36) на (35), получим оценку энергетических затрат:

$$\frac{P_{нз}}{P_{cm}} = \frac{1}{(1+\gamma)} \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} - 1 \right)$$

Из (36) следует, что при обработке сигналов в ретрансляторе существует ограничение на величину реализуемой базы сигнала, определяемое энергетическим соотношением

$$\frac{hP_{ш0}}{BP_c} \left(1 + \frac{P_{ш1}N}{BP_0\lambda} \right) = 1 - \frac{hP_{ш1}N}{BP_0\lambda} \text{ в обратном канале, т.е.}$$

$$N \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \leq BP_0\lambda(1+\gamma) / [P_{ш1}x(1+\gamma)h+1] \quad (38)$$

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:

$$\lambda P_0 B / P_{ш1} \left(\frac{h+1}{(1+\gamma)} \geq \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \right)$$

Подставляя в (32) значение $P_{нз}$ с учетом (38), а также полагая, что

$$\frac{P_{нз}}{P_{cm}} = \frac{1}{(1+\gamma)} \sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B_p}{\delta_0 h}} - 1 \right),$$

$$\frac{P_{но}}{P_{cm}} = \frac{1}{1+\gamma} \sqrt{\frac{B}{\delta_0 h}} \left(\sqrt{\frac{B}{\delta_0 h}} - 1 \right) + 1, \quad (39)$$

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

$$N_{дон} = \sqrt{\frac{B}{\delta_0 h}} \frac{\lambda P_0 \delta_0}{P_{ш1}} \frac{h}{h+1/(1+\gamma)},$$

$$N_{max} \approx \frac{1}{2} \left[\frac{\lambda P_0 B}{(h+1/2)P_{ш1}} \right]^{\frac{2}{3}}, \quad (40)$$

если $N \leq N_{дон}$, то

$$\frac{P_{но}}{P_{cm}} = \frac{1}{(1+\gamma)} \frac{BP_0\lambda}{\left(\frac{h+1}{(1+\gamma)} P_{ш1}N \right)} \left(\frac{BP_0\lambda}{(h+1/\gamma)P_{ш1}N} - 1 \right) - (N-1), \quad (41)$$

Сравнивая выражения (40), (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.

Режим со сверткой и демодуляцией сигналов в ретрансляторе
Вероятность ошибки P_0 в системе связи с демодуляцией сигналов в ретрансляторе складывается из вероятности ошибки на входе ретранслятора P_1 и вероятности ошибки в приемнике абонента P_2 . т. е.

$$P_0 \approx P_1 + P_2. \quad (42)$$

В свою очередь, вероятность ошибки является функцией отношения сигнал/шум и хорошо описывается выражением $lg(p) = ah + b$. Тогда (42) запишем следующим образом

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

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

$$h_2 = \left(\frac{\lambda P_0}{N} \right) \left/ \left(\frac{P_{ш1}}{B} + \frac{\delta_3}{B_p} (N-1) \frac{\lambda P_0}{N} \right) \right. \quad (44)$$

На входе ретранслятора

$$h_1 = \frac{P_c}{\left(\frac{P_{ш0}}{B} + \frac{\delta_0}{B_p} P_{нз} \right)}, \quad (45)$$

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

Отсюда

$$\sqrt{\frac{B_p}{\delta_3 h_2}} = \frac{\lambda P_0 B}{NP_{u1} h_2}, \quad (47)$$

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

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

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

$$\sum_{j=1}^m \frac{P_{nj}}{P_c} = \frac{\delta_0}{\delta_2} \sqrt{\frac{B}{\delta_3 h_2}} \left(\sqrt{\frac{B}{\delta_3 h_2}} - 1 \right) - \frac{\delta_1}{\delta_2} (N-1), \quad (54)$$

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

Для сравнительной оценки рассматриваемых систем связи по помехоустойчивости и пропускной способности на рисунке 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 [9-11].

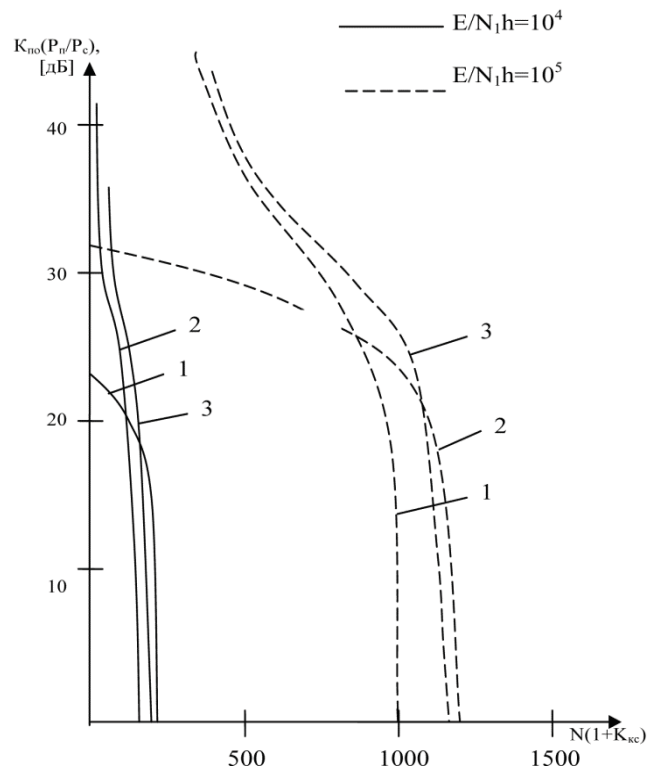


Рис. 2. Сравнительная оценка систем связи по помехоустойчивости и пропускной способности

Характеристики помехоустойчивости и пропускной способности получены для двух энергетических соотношений на выходе ретранслятора: $2E/N_1 h = \{10^4, 10^5\}$, 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 ФМ 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, и помехозащищенности 20 дБ. При той же достоверности число каналов N составит только 10 только если на аппаратурные потери отдать не 4 дБ, а 2 дБ.

В этом диапазоне для занятия полосы 400 МГц целесообразно использовать сигнал с комбинированной модуляцией для расширения спектра с использованием ППРЧ-ШПС. Например, 100 частотных позиций для сигналов с полосой по 4 МГц. На приемной стороне потребуется в этом случае многоканальный цифровой согласованный фильтр.

Выводы

1. Для организации многоканальных систем связи необходимо использование ансамблей сигналов с большими и сверхбольшими объемами и хорошими корреляционными характеристиками, удовлетворяющими требования по энергетике радиолинии.

2. Показано, что увеличение энергетика ретранслятора ($2E/N_1T$) сопровождается увеличением числа каналов систем связи как с обработкой, так и без обработки сигналов в ретрансляторе приблизительно в (E_1/E_2) раз.

3. Помехоустойчивость системы связи без обработки сигналов в ретрансляторе не зависит от полосы пропускания ретранслятора (сравнительной оценки рассматриваемых систем связи по помехоустойчивости и пропускной способности с базой ретранслятора B_p), а определяется только энергетикой ретранслятора.

3. Применение, реализация методов пространственно-временной обработки сигналов в адаптивных антенных системах, переход в диапазон миллиметровых волн, а также использование перспективных сигналов и 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.

4. 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.

5. 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 средоточенных помех в радиоканалах, использующих широкополосные сигналы.

6. 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.

Литература

1. *Шаблинский А.С.* Системы радиосвязи. М.: Минобороны СССР, 1989. 131 с.
2. *Тузов Г.И., Сивов В.А., Прытков В.И.* Помехоустойчивость радиосистем со сложными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 264 с.
3. *Смирнов Н.И.* Микроэлектронные устройства систем передачи информации с шумоподобными сигналами. М.: Из-во МЭИС, 1987. 55 с.
4. *Максимов Ю.П.* Радиоприемные устройства. СПб.: Энергия, 1994. 490 с.
5. *Вейцель В.А., Жодзицкий М.И., Козлов Д.Г., Люсин С.В.* Проектирование систем выделения и обработки сигналов в условиях априорной неопределенности. – М.: Из-во 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, vol. 46, 11, pp. 1404-1414, DOI: 10.1109/82.803480.
7. *Гольдштейн Б. С., Соколов Н. А., Яновский Г.Г.* Сети связи. СПб.: «БХВ – Петербург», 2014. 400 с.
8. *Пескова С.А.* Сети и телекоммуникации: учебник. М.: Асадемия, 2017. 416 с.
9. *Скляр О.К.* Волоконно-оптические сети и системы связи: Учебное пособие. СПб.: Лань, 2018. 268 с.
10. *Тоискин В.С., Жук А.П.* Системы документальной электросвязи: Учебное пособие. М.: Риор, 2018. 318 с.
11. *Шарангович С.Н.* Многоволновые оптические системы связи: Учебное пособие. СПб.: Лань, 2019. 120 с.

DEVELOPMENT OF PROPOSALS FOR SELECTING AN ENSEMBLE OF BROADBAND SIGNALS SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS WITH MULTI-STATION ACCESS AND CODE DIVISION OF CHANNELS

Vladimir I. Filatov, Bauman Moscow state technical university, Moscow, Russia, vf110@mail.ru

Vitaly A. Julego, The Military Academy of Strategic Rocket Troops after Peter the Great, Balashikha, Russia, fra81@yandex.ru

Valery U. Balakirev, The Military Academy of Strategic Rocket Troops after Peter the Great, Balashikha, Russia,
valeron2525@yandex.ru

Sergey S. Ushakov, The Military Academy of Strategic Rocket Troops after Peter the Great, Balashikha, Russia, ushakov.s84@mail.ru

Abstract

When designing satellite communication lines and calculating service areas, any unfavorable combinations of signal propagation conditions are taken into account, which, during operation of the repeater, leads to a significant underestimation of the calculated signal level in comparison with the actually provided one. Under these conditions, control of the compliance of the declared characteristics with the real level of the power flux density created by the satellite repeater at the earth's surface in order to ensure electromagnetic compatibility is the most priority task. When conducting radio monitoring of satellite communication lines using active diagnostic methods, it is necessary to rationally determine the parameters of diagnostic signals so that they meet the conflicting requirements for their confident reception after being relayed by a satellite without disrupting (reducing the capacity) of the functioning of satellite communication lines. Mathematical modeling of the retransmission path of diagnostic signals in the multi-station repeater mode, taking into account the relative spatial location of the satellite, the service area and the radio monitoring station, has been carried out. The model takes into account most of the known factors and features of the propagation of radio signals in satellite communication lines in relation to various statistical phenomena in the atmosphere (refraction, signal depolarization), as well as the instability of the position of the satellite in orbit and the associated variability of the boundaries of the coverage area. As a result of the simulation, it was concluded that under conditions of a priori uncertainty about the polarization parameters used on board the monitored satellite of the antennas, there is a fundamental possibility of active diagnostics of the repeater shafts without weakening the diagnostic signal due to polarization mismatch.

Keywords: *repeater satellite, radio monitoring, satellite communications, diagnostic signals.*

References

1. Shablinsky A.S. (1989). Radio communication systems. Moscow: USSR Ministry of Defense. 131 p.
2. Tuzov G.I., Sivov V.A., Prytkov V.I. (1985). Immunity of radio systems with complex signals. Moscow: Radio and communication. 264 p.
3. Smirnov N.I. (1987). Microelectronic devices of information transmission systems with noise-like signals. Moscow: Iz-vo MEIS. 55 p.
4. Maksimov Yu.P. (1994). Radio receiving devices. Saint Petersburg: Energiya. 490 p.
5. Veitsel V.A., Zhodzishsky M.I., Kozlov D.G., Lyusin S.V. (1991). Design of signal extraction and processing systems under conditions of a priori uncertainty. Moscow: Iz-vo MAI. 59 p.
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, vol. 46, 11, pp. 1404-1414, DOI: 10.1109 / 82.803480.
7. Goldstein B.S., Sokolov N.A., Yanovsky G.G. (2014). Communication networks. Saint Petersburg: "BHV – Petersburg". 400 p.
8. Peskova S.A. (2017). Networks and telecommunications: textbook. Moscow: Academia. 416 p.
9. Sklyarov O.K. (2018). Fiber optic networks and communication systems: Textbook. Saint Petersburg: Lan. 268 p.
10. Toiskin V.S., Zhuk A.P. (2018). Documentary Telecommunication Systems: A Study Guide. Moscow: Rior. 318 p.
11. Sharangovich S.N. (2019). Multiwave optical communication systems: Textbook. Saint Petersburg: Lan. 120 p.