КОМПЛЕКСНАЯ МОДЕЛЬ ТРАКТА РЕТРАНСЛЯЦИИ ДИАГНОСТИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ ПРИ РАДИОКОНТРОЛЕ ЛИНИЙ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-4-4-14

Буров Роман Иванович,
Военно-воздушная академия имени профессора
Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина", г. Воронеж, Россия,
bri555@mail.ru

Гревцев Александр Иванович,
Военно-воздушная академия имени профессора
Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина", г. Воронеж, Россия,
shashafish@mail.ru

Илларионов Борис Владимирович,
Военно-воздушная академия имени профессора
Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина", г. Воронеж, Россия,
illbv@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 радиоконтроля. 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 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, рас-пределения абонентов внутри зоны обслуживания) и получение количественной оценки загрузки ретранслятора (количества абонентов).

Информация об авторах:

Буров Роман Иванович, к.т.н., доцент кафедры радиотехники ВУНЦ ВВС "Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина", г. Воронеж, Россия

Гревцев Александр Иванович, к.т.н., доцент кафедры радиотехники ВУНЦ ВВС "Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина", г. Воронеж, Россия

Илларионов Борис Владимирович, д.т.н., профессор. Профессор кафедры радиотехники ВУНЦ ВВС "Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина", г. Воронеж, Россия

Для цитирования:

Буров Р.И., Гревцев А.И., Илларионов Б.В. Комплексная модель тракта ретрансляции диагностирующих сигналов при радиоконтроле линий спутниковой связи // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Том 14. №4. С. 4-14.

For citation:

Burov R.I., Grevtcev A.I., Illarionov B.V. (2020) Complex model of a channel of retransmission of diagnosing signals at radiocontrol of satellite communication links. *T-Comm*, vol. 14, no.4, pp. 4-14. (in Russian)

Проведение радиоконтроля линий спутниковой связи (СпС) предполагает решение ряда задач с целью получения достоверной информации о соответствии реального состояния использования заданного частотного ресурса выданным разрешениям на эксплуатацию радиоэлектронных средств (РЭС), а также поиск, выявление и определение принадлежности наблюдаемых линий СпС заданному для контроля ретранслятору. При этом использование лишь метода наблюдения излучаемых ИСЗ-ретранслятором сигналов не обеспечивает в общем случае достижения поставленной цели. Это обусловлено, во-первых – отличием частотных, структурных, поляризационных и энергетических параметров линий СпС на входе и выходе ИСЗ-ретранслятора, во-вторых – отсутствием или сознательным искажением априорных данных о характеристиках контролируемой линии СпС, в-третьих – возможным изменением конфигурации линии СпС, а при конфликтном взаимодействии – использованием мер помехозащиты. Выходом в данной ситуации может стать использование методов активной диагностики состояния трактов ретрансляции. Сущность данных методов заключается в излучении в направлении спутника специально сформированных испытательных (диагностирующих) сигналов, последующем их приеме после ретрансляции спутником, обработке и определении (на основе контроля изменения параметров сигналов) необходимых характеристик трактов ретрансляции.

Учитывая, с одной стороны, большую протяженность трасс приема-передачи и высокую загруженность стволов спутника-ретранслятора, а с другой – требования по проведению радиоконтроля линий СпС без нарушения (снижения пропускной способности) их функционирования, необходимо рационально определить энергетические параметры диагностирующих сигналов (ДС). Методика энергетического расчета спутниковых линий связи достаточно полно изложена в ряде работ [1-3], однако при этом не учитывается статистическое распределение мешающих радиоизлучений, как в пространственной, так и во временной области и расчеты приведены только для геостационарных искусственных спутников Земли (ИСЗ). Кроме того, при проведении радиоконтроля возможны ситуации расположения средств контроля вне зоны обслуживания заданного спутника как для линии «вверх», так для линии «вниз», что приводит к дополнительному ослаблению диагностирующего сигнала.

Поэтому, целью настоящей статьи является комплексное моделирование тракта ретрансляции в интересах обоснования требований к энергетическим параметрам диагностирующих сигналов, обеспечивающих в заданных условиях использование методов активной диагностики и функционирование контролируемых линий СпС без снижения их пропускной способности.

В качестве основной особенности линий СпС можно отметить наличие больших потерь энергии сигнала, обусловленных его распространением на огромные расстояния (большой дальностью связи). Например, для геостационарных спутников-ретрансляторов ослабление сигнала может превышать 190 дБ. При построении модели тракта ретрансляции кроме этого основного ослабления необходимо в комплексе учесть и множество других эффектов и факторов, например: фарадеевское вращение плоскости поляризации, искривление (отклонение) от прямолинейной траектории, по-

глощение энергии сигнала в гидрометеорах, деполяризация сигнала и т.д. [1-3]. Кроме того, в комплексную модель тракта ретрансляции необходимо включить не только собственные шумы приемного устройства спутника, но смоделировать влияние различных электромагнитных помех в виде излучений космоса, Солнца и планет, а также мешающих радиоизлучений от земных радиостанций, не являющихся абонентами данной линии СпС. Поэтому взвешенный и комплексный учет всех вышеперечисленных условий позволит обосновать, с одной стороны, требования к энергетическим параметрам диагностирующих сигналов, обеспечивающие функционирование контролируемых линий СпС без снижения их пропускной способности, а с другой – необходимый для уверенного обнаружения уровень ретранслированного ДС на входе радиоприемного устройства средств радиоконтроля.

Исходными данными для проведения энергетического расчета линий СпС являются: координаты (географические долгота и широта, высота над уровнем моря) станции радиоконтроля $(\beta_{ck}, \xi_{ck}, h_{ck})$, центра зоны обслуживания $(\beta_{ic}, \xi_{ic}, h_{ic})$ (точка Ц на рис. 1), спутника $(\beta_{\delta}, \xi_{\delta}, h_{\delta})$ (для геостационарных ИСЗ долгота β_{δ} орбитальной позиции); коэффициент усиления приемной $G_{\delta 1}$, передающей $G_{\delta 2}$ и ширина диаграммы направленности антенны ретранслятора $\Delta\theta_v, \Delta\theta_g$ в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно, мощность, коэффициент передачи волноводного тракта, эквивалентная шумовая температура приемного устройства станции радиоконтроля $P_{ck}, \eta_{ck}, T_{ck\Sigma}$ и ИСЗ-ретранслятора $P_{\delta}, \eta_{\delta}, T_{\delta\Sigma}$ соответственно.

Рис. 1. Взаимное пространственное расположение спутника-ретранслятора, зоны обслуживания и анализируемой точки N

Ниже будут рассмотрены основные математические выражения, используемые для построения комплексной модели тракта ретрансляции, структурная схема которого и уровни диагностирующих сигналов для различных участков линии спутниковой связи представлены на рис. 2 применительно к многостанционному режиму работы ретранслятора с учетом взаимного пространственного расположения спутника, зоны обслуживания и станции радиоконтроля.

Рис. 2. Обобщенная схема линии СпС и диаграмма уровней ДС

Как известно [1], эквивалентную изотропно-излучаемую мощность (ЭИИМ) передающей станции можно найти как

$$\Theta_{пер} = P_{пер} \eta_{пер} G_{пер} \quad (1)$$

где $P_{пер}$ – мощность радиосигнала на выходе передатчика, $\eta_{пер}$ – коэффициент передачи антенно-фидерного тракта, $G_{пер}$ – коэффициент усиления передающей антенны. Затухание сигнала при распространении в свободном пространстве, определяется уменьшением плотности потока мощности при удалении от излучателя

$$L_0 = 16\pi^2 d^2 f^2 / c^2 \quad (2)$$

где f – частота диагностирующего сигнала, d – дальность связи, c – скорость света.

Кроме основных потерь (2) при распространении радиосигнала необходимо учесть и дополнительные потери $L_{доп}$; поэтому полное значение ослабления сигнала на трассе распространения будет определяться как

$$L_{\Sigma} = L_0 L_{доп} \quad (3)$$

В диапазонах частот, выделенных спутниковой связью, влияние атмосферы проявляется в поглощении энергии сигнала в газах тропосферы – кислороде и водяном паре, для количественной оценки которого удобно воспользоваться следующим выражением [2]:

$$L_a = \gamma_{O_2} (h_{O_2} - h) \cos \theta_m + \gamma_{H_2O} (h_{H_2O} - h) \cos \theta_m \quad (4)$$

где h – высота земной станции относительно уровня моря, θ_m – угол места земной станции, $\gamma_{O_2}, \gamma_{H_2O}$ – коэффициенты погонного поглощения в газах атмосферы, h_{O_2}, h_{H_2O} – эквивалентная толщина атмосферы для кислорода и водяного пара соответственно.

Значения коэффициентов погонного поглощения представлены в ряде работ [1-3] в виде номограмм (рис. 3), что приводит к низкой точности их определения и увеличению времени расчета.

Поэтому в настоящей работе была проведена аппроксимация указанных номограмм набором логарифмических функций с погрешностью не более 1% [8]. Оценка затухания сигнала в гидрометеорах (дождь, мокрый снег)

$$L_a = A \left[1 + (f/f_0)^5 \right] \cdot \exp(\varepsilon/\varepsilon_0) (h_a - h) \cos \theta_m \quad (5)$$

где A – константа, ε – интенсивность дождя, h_a – эквивалентная толщина дождевой зоны, f – частота сигнала, $f_0 = 12,5 \text{ ГГц}$, $\varepsilon_0 = 17,5 \text{ мм/ч}$.

На рисунке 4 слева представлены графики частотной ($\beta_{ck} = 39^\circ E, \xi_{ck} = 52^\circ N, h_{ck} = 1.03 \text{ км}$), а справа – угло-местной ($f_{изл} = 7,2 \text{ ГГц}, \xi_{ck} = 52^\circ N$) зависимости суммарного поглощения энергии сигнала, рассчитанные согласно выражений (4) и (5).

Рис. 3. Номограммы коэффициентов погонного поглощения в кислороде и водяном паре и общего ослабления сигнала в атмосфере

Рис. 4. Графики частотной и угло-местной зависимости суммарного поглощения энергии сигнала в атмосфере

Анализ представленных графиков показывает ярко выраженный частотно-зависимый характер ослабления сигнала в атмосфере, возрастающие при уменьшении угла места θ_m (увеличения разности $\beta - \beta_0$).

Угол места антенны земной станции (средств радиоконтроля), используемый в выражениях (4) и (5), может быть найден для геостационарных космических аппаратов (КА) согласно [3] из выражения

$$\theta_m = \arcsin \left[(H^2 - d^2 - R^2) / 2Rd \right] \quad (6)$$

где $H = 42116 \text{ км}$ – радиус геостационарной орбиты, $R = 6370 \text{ км}$ – радиус Земли, $d = \sqrt{H^2 + R^2 - 2HR \cos \xi \cdot \cos(\beta - \beta_0)}$ – наклонная дальность от ИСЗ до точки на поверхности Земли с географическими координатами (β, ξ) .

Используя основные тригонометрические соотношения [4], выражение (6) может быть получено для спутников, размещаемых на орбитах различного типа

$$\theta_m = \arcsin \left[((R + h_0)^2 - d^2 - (R + h)^2) / 2(R + h)d \right], \quad d = \sqrt{x_k^2 + y_k^2 + z_k^2} \quad (7)$$

$$\begin{cases} x_k = (R + h_0) - (R + h) \cos(\xi - \xi_0) \cdot \cos(\beta - \beta_0) \\ y_k = (R + h) \cos(\xi - \xi_0) \cdot \sin(\beta - \beta_0) \\ z_k = (R + h) \sin(\xi - \xi_0) \end{cases}$$

где

линейные координаты анализируемой точки (β, ξ, h) в системе координат КА, связанной с центром Земли. Результаты расчета по формуле (7) для различных типов орбит (а – геостационарной $h_{geo} = 35746 \text{ km}$, б – средневысотной $h_{meo} = 7500 \text{ km}$, в – низкоорбитальной $h_{leo} = 1500 \text{ km}$) представлены на рис. 5 в виде зависимости угла места антенны θ_m и наклонной дальности d от разностной долготы $(\beta - \beta_o)$ анализируемой точки.

Рис. 5. Зависимости угла места антенны и наклонной дальности для различных типов орбит от разностной долготы

Представленные зависимости (рис. 5), рассчитанные для $\xi = 52^\circ N$ и $h = 1.03 \text{ km}$, могут служить для определения границы оптической видимости (положительные θ_m и отрицательные от нуля значения d) и наглядно иллюстрируют преимущества геостационарной орбиты в зоне обслуживания, которая при выборе соответствующей ширины диаграммы направленности антенны может достигать глобальных размеров.

В условиях использования на спутнике узконаправленных или многолучевых антенн, устанавливаемых с целью формирования множества локальных зон обслуживания и повышения на этой основе пропускной способности и помехоустойчивости линий СпС за счет пространственной селекции мешающей радиоизлучений, необходимо учитывать дополнительное ослабление диагностирующего сигнала, вносимое бортовой антенной. Диаграмма направленности (ДН) антенны определяется зависимостью $S_a = f(\zeta, \gamma)$, где ζ и γ – угловые координаты, характеризующие направление на источник радиоизлучения (рис. 6).

Рис. 6. Пример сечения диаграммы направленности антенны

Если диаграмма направленности антенны имеет эллиптическое сечение, то ее математическую модель можно представить в одномерном варианте $S_a = f(\delta_a)$, где

$\delta_a = \Psi / \Delta \theta_v$ – нормированный угловой параметр, а Ψ – угол в плоскости отсчета $\Delta \theta_v$, для которого значение S_a такое же, как и для анализируемого направления, заданного в антенной системе координат параметрами ζ и γ (точка N на рис. 1). Этот угол будет равен $\Psi = \arctg\left(\frac{\tan \zeta \cdot \sqrt{e_a^2 \sin^2 \gamma + \cos^2 \gamma}}{e_a}\right)$, где $e_a = \left[\frac{\tan(\Delta \theta_g / 2)}{\tan(\Delta \theta_v / 2)}\right]$.

В качестве аппроксимации ДН антенны в области главного лепестка применяются соотношения [3]:

$$S_a = \sin(e\delta_a) / e\delta_a, \quad (8)$$

$$S_a = \sqrt{2J_1(4,42\delta_a) / 4,42\delta_a}, \quad (9)$$

где J_1 – функция Бесселя первого порядка первого рода.

Графики функций (8) и (9) приведены на рис. 7 в виде линий равного относительного усиления ДН антенны (сплошные линии с градацией серого цвета – при совпадающей поляризации, пунктирные линии – при ортогональной поляризации коллинеарных антенн), рассчитанные применительно к геостационарному ИСЗ при $\beta_o = 0^\circ E$, $\beta_{ic} = 15^\circ E$, $\xi_{ic} = 24^\circ N$, $\Delta \theta_g = 2,1^\circ$, $\Delta \theta_v = 1,7^\circ$.

Рис. 7. Линии равного относительного усиления ДН антенны

Представленные на рис. 7 зависимости наглядно иллюстрируют так называемую заявочную зону покрытия системы спутниковой связи, приводимую страной-заявителем на первичном согласовании в МСЭ. Однако при реальном проектировании линии СпС для определения зоны покрытия необходимо учитывать ряд дополнительных факторов, оказывающих существенное влияние как на конфигурацию самой зоны покрытия, так и на статистическое распределение уровня сигнала во времени. К числу таких факторов относятся: дополнительное затухание сигнала, обусловленное различными статистическими явлениями в атмосфере (рефракция, деполяризация сигнала); появляющаяся со временем нестабильность орбиты спутника и связанная с этим нестабильность ориентации его антенн, приводящая к флуктуациям границ зоны покрытия и к ошибкам в наведении земных станций на спутник-ретранслятор. Поэтому на практике зону покрытия ограничивают той ее частью, где заданное значение плотности потока мощности ретранслированного сигнала обеспечивается непрерывно при самых неблагоприятных сочетаниях выше перечисленных факторов, что зачастую приводит к существенному преуменьшению рассчитанной зоны по сравнению с фактически обеспечиваемой при эксплуатации.

Влияние рефракции (т.е. искривление траектории) сигнала при работе линий спутниковой связи проявляется в уве-

личении области поиска спутника антенно-фидерной системой земной станции, невозможности программного наведения на спутник в области малых углов места, возникновении дополнительных потерь сигнала в неподвижных антенных системах, ориентированных в направлении заявленного положения ИСЗ. Рефракцию в ионосфере аппроксимируют [2] выражением $\delta_i \approx 57,3 \cos \theta_m / (f^2 \sin^3 \theta_m)$, из которого можно сделать вывод о том, что она обратно пропорциональна квадрату частоты сигнала и становится пренебрежительно малой при $f > 5 \text{ ГГц}$. Искривление траектории сигнала в тропосфере не имеет частотной зависимости и для спокойной атмосферы её регулярная составляющая может быть аппроксимирована выражением $\delta_{tr} \approx (n_{af} - 1) \text{ctg} \theta_m$, где θ_m – угол места, n_{af} – показатель преломления атмосферы. При наведении антенн земных станций по максимуму ретранслированного сигнала искривлением его траектории можно пренебречь, но необходимо учитывать угловое отклонение оси диаграммы направленности антенны от истинного направления на спутник, обуславливающее потери из-за неточности наведения антенн земных станций на спутник, которые в общем случае определяются согласно [1] из соотношения

$$L_n \approx 10 \lg \left[1 + \left(\frac{\delta_i + \delta_{tr}}{\Delta \theta_{zc}} \right)^2 \right] \quad (10)$$

Графики зависимости ослабления сигнала из-за неточности наведения антенн от разностной долготы ($\beta - \beta_o$), рассчитанные согласно (10) при $\xi = 52^\circ N$ для различных диапазонов длин волн, приведены на рис. 8.

Рис. 8. Ослабление сигнала из-за ошибок наведения антенн на ИСЗ

Влияние атмосферы также проявляется в виде фазовой дисперсии сигналов, связанной с эффектом Фарадея [6], который возникает при распространении электромагнитной волны с линейной поляризацией через ионосферу. Данный эффект приводит к разделению этой ЭМВ на две составляющие, распространяющиеся с различными фазовыми скоростями, что обуславливает поворот плоскости поляризации суммарной волны. Для инженерных расчетов можно воспользоваться эмпирической формулой [2], аппроксимирующей угол поворота плоскости поляризации линейно-поляризованной электромагнитной волны

$$\beta_e \approx 2,37 \cdot 10^{17} / f^2 \quad (11)$$

Применительно к функционированию линий спутниковой связи и ретрансляции диагностирующих сигналов необходимо учитывать влияние этого эффекта, проявляющегося в возникновении дополнительных потерь сигнала [1] между

коллинеарными (передающей и приемной) антеннами при использовании линейной поляризации ЭМВ

$$L_f = 10 \lg(\cos \beta_e) \quad (12)$$

Результаты расчетов по формулам (11), (12) приведены на рис. 9, анализ которого показывает, что фазовая дисперсия сигналов приводит к заметному повороту плоскости поляризации на частотах до 5 ГГц, а на частотах более 10 ГГц влияние этого явления можно не учитывать.

Рис. 9. Частотные зависимости угла поворота плоскости поляризации и ослабления сигнала

В этих условиях при использовании шумоподобных фазо-кодо-манипулированных диагностирующих сигналов возможно разрушение отклика коррелятора при их оптимальной обработке и тем самым, срыв проведения процедуры радиоконтроля. Для оценки набега фазы спектральных составляющих диагностирующего сигнала можно воспользоваться выражением [5] $\Psi_{fa} = \frac{2\pi f}{c} \int n_{af} dl$, где c – скорость света, n_{af} – коэффициент преломления атмосферы.

При этом групповое время запаздывания спектральных составляющих диагностирующего сигнала будет определяться как $\Delta \tau_{gr} = d\Psi_{fa} / dt$. Для определения границ безискаженной $\Delta f_s \Delta \tau_{gr} = 0.1$ передачи широкополосных сигналов используется выражение [2]

$$\Delta f_s \leq \sqrt{3 \cdot 10^{-11} f^3} \quad (13)$$

Результаты расчета, проведенного в среде моделирования MathCad 14 [9], согласно выражения (13) представлены на рис. 10. Анализ представленной зависимости показывает, что наибольшая ширина спектра сигнала Δf_s , удовлетворяющая условию безискаженной передачи через атмосферу, составляет не более 25 МГц в диапазоне дециметровых длин волн и возрастает до 270 МГц в сантиметровом диапазоне длин волн. Указанные ограничения необходимо учитывать при обосновании требований к параметрам диагностирующих сигналов.

Рис. 10. К оценке широкополосности атмосферы

При рассмотрении зависимости ослабления энергии сигнала в осадках (5) подразумевалось сферичная форма частиц гидрометеоров. В действительности же форма естественных гидрометеоров (снег, дождь) не является сферической, а при наклонном падении (например, при ветре больше 1 м/с) становится несимметричной относительно вертикальной оси. Вследствие этого вертикальная и горизонтальная составляющие ЭМВ с круговой поляризацией ослабляются на различную величину и приобретают фазовый сдвиг относительно друг друга, что приводит к деполяризации радиоволны и появлению кросс-поляризационной компоненты. Например, при суммарных потерях энергии сигнала в 30...40 дБ дифференциальное ослабление радиоволн с горизонтальной и вертикальной поляризациями составляет порядка 6...8 дБ на частотах около 30 ГГц.

Кросс-поляризационная компонента, возникающая из-за деполяризации сигнала, может быть охарактеризована коэффициентом развязки кросс-поляризации (РКП), равным отношению мощностей сигналов с ортогональными видами поляризации. На рисунке 11 слева проиллюстрирована зависимость РКП от ослабления сигнала в осадках при различных значениях частоты сигнала. Из представленных зависимостей можно сделать вывод о том, что значение кросс-поляризационной компоненты увеличивается с ростом частоты сигнала и может достигать 30...40 дБ на частотах выше 30 ГГц при типовом ослаблении сигнала $L_d \geq 20 - 30$ дБ, что значительно ухудшает прием сигнала.

Рис. 11. Зависимости РКП от ослабления в гидрометеорах

Согласно теоретических положений [2] электромагнитные волны с линейной поляризацией не подвержены разложению в осадках на кросс-поляризационные составляющие. На практике же осадки не всегда обладают симметричной (округлой) формой частиц и, как правило, имеет место наклонное падение гидрометеоров, что приводит к появлению кросс-поляризации электромагнитных волн с линейной по-

ляризацией. Поэтому потенциальная деполяризация сигнала при выпадении осадков на трассе распространения будет иметь место в типовых условиях проведения радиоконтроля, когда наклон вектора поляризации составляет 45° с углом наклона дождя. При этом значение РКП будут такими же, как и для круговой поляризации ЭМВ [7]. Данные утверждения наглядно иллюстрируются на рис. 11 справа, где для частоты сигнала равной 20 ГГц представлены экспериментальные и теоретические зависимости РКП от потерь энергии сигнала в осадках при круговой и вертикальной видах поляризации [2].

Из анализа рис. 11 следует, что на практике для типовых условий радиоконтроля (размещение средств радиоконтроля за границами зон обслуживания и наклоне вследствие этого вектора поляризации электромагнитной волны на 45°) различие в деполяризации ЭМВ с линейно и круговой видами поляризации становится пренебрежительно малым.

При уменьшении угла места земной антенны возрастает дальность связи и существенно усиливается влияние рассмотренных выше факторов, к которым необходимо добавить интерференцию прямого и отраженного от земной поверхности лучей, воздействие на антенну дополнительных шумов Земли через главный лепесток ДН антенны и потерю вследствие этого усиления приемной антенны.

Модуль множителя ослабления для малых углов места согласно [2] определяется как

$$|V_i| = \sqrt{1 + \Phi^2 S_a(2\theta_m)/L_{pl} + 2\Phi \sqrt{S_a(2\theta_m)/L_{pl}} \cdot \cos(4\pi h_z \theta_m / \lambda_s + \mu)}$$

где Φ и μ – модуль и фаза коэффициента отражения, L_{pl} – высота антенны над земной поверхностью, L_{pl} – поляризационные потери (для линейной поляризации $L_{pl} \approx 1$; для круговой – $L_{pl} \approx 10^2 \dots 10^3$), λ_s – длина волны сигнала. При значениях $4\pi h_z \theta_m / \lambda_s + \mu = 2m\pi$ ($m = 1, 2, \dots$) будут наблюдаться максимумы результирующей поляризации, а при $4\pi h_z \theta_m / \lambda_s + \mu = 2(m+1)\pi$ – минимумы поля (рис. 12).

Рис. 12. К расчету множителя ослабления при интерференции сигналов

Комплексный коэффициент отражения от земной поверхности определяется известными соотношениями Френеля [2]:

для горизонтальной поляризации

$$\dot{\Phi}_g = \frac{\sin \theta_m - \sqrt{\epsilon_z + i60\sigma_z \lambda_s - \cos^2 \theta_m}}{\sin \theta_m + \sqrt{\epsilon_z + i60\sigma_z \lambda_s - \cos^2 \theta_m}}; \quad (14)$$

для вертикальной поляризации

$$\dot{\Phi}_v = \frac{(\varepsilon_z + i60\sigma_z\lambda_s)\sin\theta_m - \sqrt{\varepsilon_z + i60\sigma_z\lambda_s - \cos^2\theta_m}}{(\varepsilon_z + i60\sigma_z\lambda_s)\sin\theta_m + \sqrt{\varepsilon_z + i60\sigma_z\lambda_s - \cos^2\theta_m}}, \quad (15)$$

где ε_z – диэлектрическая проницаемость, σ_z – электропроводность Земли соответственно. Значения ε_z и σ_z для некоторых видов подстилающей земной поверхности приведены в таблице ниже.

Вид земной поверхности	ε_z	σ_z
Морская вода	80	1...6
Пресная вода	80	$10^{-3}...5 \cdot 10^{-3}$
Влажная почва	5...30	$10^{-2}...10^{-3}$
Сухая почва	2...6	$10^{-4}...10^{-5}$

Глубину замираний, возникающих при интерференции прямого и отраженного от земной поверхности лучей, применительно к постоянству их амплитуд и равновероятной $[0, \pi]$ разности фаз между ними в интегральном статистическом распределении можно определить как [2]

$$F(V_i) = 1 - \frac{1}{\pi} \arccos \frac{V_i^2 - 1 - \Phi^2 S_a(2\theta_m)/L_{pl}}{2\Phi \sqrt{S_a(2\theta_m)/L_{pl}}}. \quad (16)$$

Результаты расчетов по формулам (14)...(16) представлены на рис. 13, который наглядно демонстрирует значительные (до 6...15 дБ) колебания уровня сигнала, обусловленные интерференцией прямого и отраженного от земной поверхности лучей при линейной поляризации ЭМВ и малых углах места [2].

Рис. 13. Зависимость глубины замираний от множителя ослабления

Из анализа представленных на рис. 13 зависимостей можно сделать вывод о том, что при малых углах места (например, при размещении средств радиоконтроля на значительном удалении от зоны покрытия спутника) необходимо использовать антенны с узкими ДН (с шириной ДН $\Delta\theta_v < \theta_m$) и круговой поляризацией. В этом случае глубина интерференционных замираний даже в наихудших условиях (при углах места близких к углу Брюстера) не будет превышать 6 дБ.

При малых углах места возможно увеличение шумовой температуры приемной антенны земной станции, обусловленное попаданием шумов Земли в главный лепесток её ДН [2]: $T_z = T_{0z}(1 - \Phi)$, где $T_{0z} = 290\text{ К}$ – шумовая температура Земли. Количественная оценка этого явления показывает, что прирост шумовой температуры составляет примерно 60 ... 80 К при углах места близких к нулю $\theta_m \rightarrow 0$.

В условиях отсутствия или искажения априорных данных об используемой в тракте ретрансляции виде поляризации ЭМВ представляет интерес количественно оценить потери энергии сигнала при несовпадении поляризационных параметров коллинеарных антенн спутника и средств контроля. Согласно [5] модуль напряжения сигнала, выделяемый на эквивалентной нагрузке приемной антенны в общем случае

$$|U| = \frac{kE_0}{2} \sqrt{1 + \frac{4k_c k_a + (1 - k_c^2)(1 - k_a^2) \cos 2\beta_e}{(1 + k_c^2)(1 + k_a^2)}} \quad (17)$$

где k – коэффициент, характеризующий ослабление диагностирующего сигнала при распространении, E_0 – напряженность поля электромагнитной волны, k_c – коэффициент эллиптичности приемной антенны средств радиоконтроля, k_a – коэффициент эллиптичности передающей антенны спутника, β_e – угол между большими полуосями эллипсов поляризации передающей ИСЗ и приемной антенн средств радиоконтроля. При строго круговой поляризации электромагнитной волны модуль напряжения (17) на эквивалентной нагрузке приемной антенны будет определяться соотношением

$$|U_{с.н}| = kE_0 \sqrt{1 \pm \frac{k_a}{(1 + k_a^2)}} \quad (18)$$

где знак минус соответствует несовпадению поляризации передающей ИСЗ и приемной антенн средств разведки, а знак плюс – их совпадению. При линейной поляризации радиоволн выражение (17) можно преобразовать к виду

$$|U_L| = kE_0 \sqrt{1 \pm \frac{(1 - k_a^2) \cos 2\beta_e}{(1 + k_a^2)}} \quad (19)$$

Как следует из уравнения (19), максимум коэффициента передачи достигается при сонаправленности векторов поляризации приемо-передающих антенн. Однако при проведении радиоконтроля это условие может не соблюдаться как при изменении взаимного расположения спутника и средств радиоконтроля, так и из-за рассмотренных выше фазовых эффектов в атмосфере. Поэтому в сантиметровом диапазоне длин волн наиболее целесообразно использовать диагностические сигналы с круговой поляризацией, а в миллиметровом диапазоне длин волн выбор вида поляризации диагностических сигналов определяется в основном эффектами деполаризации при распространении в атмосфере.

На рисунке 14 представлены рассчитанные в среде моделирования MathCad [10] кривые зависимости максимальных потерь сигнала L_{pl} от коэффициент эллиптичности приемной антенны средств радиоконтроля k_c при $\beta_e = 90^\circ$ для различных значений коэффициента эллиптичности k_a бортовой антенны спутника, из которого следует, что при

$k_c \rightarrow 1$ вне зависимости от поляризационных параметров антенн ИСЗ-ретранслятора для эллиптической поляризации обеспечивается передача диагностирующего сигнала практически без потерь.

Рис. 14. Зависимость поляризационных потерь сигнала

На рис. 15 представлены зависимости суммарного ослабления диагностирующих сигналов от координат точки радиоконтроля с учетом воздействия всех выше рассмотренных условий распространения и использования на борту ретранслятора узконаправленной антенны (ширина ДН $\Delta\theta_g = 2,1^\circ$, $\Delta\theta_v = 1,7^\circ$) в виде линий равного усиления при совпадающей (пунктирные линии) и несовпадающей (сплошные линии с градиацией серого цвета) поляризации коллинеарных антенн.

Рис. 15. Зависимости суммарного ослабления диагностирующих сигналов

Расчеты проведены с использованием выражений (1)...(19) для геостационарной орбиты в D-диапазоне (8/7 ГГц) без учета ЭИИМ средств контроля ($\beta_o = 0^\circ E$) при координатах центра зоны обслуживания (точка Ц) $\beta_{ic} = 15^\circ E$, $\xi_{ic} = 24^\circ N$ и, для примера, показано размещение средств радиоконтроля (точка СК) в координатах $\beta_{ck} = 39^\circ E$, $\xi = 52^\circ N$ (г. Воронеж). Анализ представленных зависимостей показывает значительное (10...15 дБ) возрастание ослабления диагностирующего сигнала при удалении от центра зоны обслуживания (область малых углов места) и несовпадающей поляризации.

Проведенное выше моделирование условий распространения радиоволн позволяют определить уровень диагностирующего сигнала на входе приемного устройства ИСЗ-ретранслятора, количественная оценка которого может быть получена из выражения

$$P_{Sin} = \frac{\Theta_{ck} G_{\delta 1} \eta_{\delta 1}}{L_{\Sigma 1}} \quad (20)$$

где Θ_{ck} – ЭИИМ средств (станций) контроля, $\eta_{\delta 1}$, $G_{\delta 1}$ – соответственно коэффициенты передачи волноводного тракта и усиления приемной антенны спутника, $L_{\Sigma 1}$ – суммарное ослабление сигнала на трассе распространения. Графики частотной зависимости мощности диагностирующего сигнала на входе ретранслятора для различных условий распространения (а – минимальные потери передачи при совпадающей поляризации, б – максимальные потери передачи с учетом всех ослабляющих факторов при несовпадающей поляризации, в – максимальные потери при совпадающей поляризации) при $\Theta_{ck} = 57 \text{ dBW}$ и $G_{\delta 1} \eta_{\delta 1} = 32 \text{ dBW}$ представлены на рис. 16.

Рис. 16. Частотная зависимость мощности ДС на входе РПУ ретранслятора

Приведенное уравнение (20) связи для линии «вверх» может быть использовано и для расчета на участке «вниз» при замене соответствующих значений КПД фидера, коэффициента усиления спутника и определение доли мощности ретранслятора, приходящейся на излучение диагностирующего сигнала, расчет которой может быть проведен на основе аддитивного суммирования всех радиоизлучений, воздействующих на вход приемного устройства ретранслятора.

Мощность собственных шумов ретранслятора $P_{h\delta} = k T_{\Sigma} \Delta f_{st}$, где $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Bm} / \text{Гц} \cdot K$ – постоянная Больцмана, T_{Σ} – эквивалентная шумовая температура всей приемной антенно-фидерной системы с учетом внутренних и внешних шумов, Δf_{st} – ширина полосы ствола ретранслятора. Кроме этих шумов на вход ретранслятора воздействуют также радиоизлучения абонентов линии СпС и источников мешающих излучений. После приема, информационные и диагностирующие сигналы, помехи и шум в виде аддитивной смеси усиливаются в общем тракте ретранслятора и излучаются в направлении зоны обслуживания.

В этих условиях при наличии нелинейности в тракте ретранслятора или элементов с АМ-ФМ преобразованием может привести в общем случае к подавлению диагностирующего сигнала сильным информационным и появлению соответствующих помех P_n и P_{af} , которые также излучаются ретранслятором. Следовательно, доля мощности передатчика ствола, приходящаяся на диагностирующий сигнал, будет определяться как

$$P_{Sout} = \frac{cK_n^p P_{Sin} P_{\theta}}{\sum_j^m sp \frac{\Theta_h G_{\theta 1} \eta_{\theta 1}}{L_{\Sigma 1}} + \sum_i^n sp \frac{\Theta_{zc} G_{\theta 1} \eta_{\theta 1}}{L_{\Sigma 1}} + P_{h\theta} + P_n + P_{af}} \quad (21)$$

где n, m – соответственно количество абонентов (А) и источников мешающих радиоизлучений (ИМРИ), c, K_n^p – коэффициенты использования выходной мощности ретранслятора в многосигнальном режиме и подавления сигнала помехой соответственно, s, p – коэффициенты, учитывающие различие по мощности и время существования мешающих радиоизлучений; $L_{\Sigma 1}, L_{\Sigma 2}$ – суммарное ослабление сигналов соответственно на линиях «вверх» и «вниз».

Следовательно, обобщенное уравнение многостанционной линии спутниковой связи, структурная схема которой приведена на рис. 17 (где СК – станция радиоконтроля), применительно к проведению радиоконтроля будет иметь вид:

$$\left(\frac{P_s}{P_h} \right)_{\Sigma} = \frac{\Theta_{ck} G_{\theta 1} \eta_{\theta 1} \cdot \Theta_{\theta} G_{\theta 1} \eta_{\theta 1}}{L_{\Sigma 1} \cdot L_{\Sigma 2}} \times$$

$$\times \frac{cK_n^p l}{\left(\frac{c \cdot \Theta_{\theta} G_{\theta 1} \eta_{\theta 1}}{L_{\Sigma 2}} + P_{hsk} \right) \left[\sum_j^m sp \frac{\Theta_h G_{\theta 1} \eta_{\theta 1}}{L_{\Sigma 1}} + \sum_i^n sp \frac{\Theta_{zc} G_{\theta 1} \eta_{\theta 1}}{L_{\Sigma 1}} + P_{h\theta} + P_n + P_{af} \right]} \quad (22)$$

где $\Theta_{ck}, \Theta_{\theta}, \Theta_h, \Theta_{zc}$ – ЭИИМ соответственно средств (станций) контроля, ретранслятора (борта), источников мешающих радиоизлучений и земных станций – абонентов; $P_{hsk}, P_{h\theta}$ – мощность собственных шумов станций контроля и ретранслятора соответственно.

В уравнении (22) первый сомножитель задает условия распространения диагностирующего сигнала на участках «вверх» и «вниз», а второй – определяет все помеховые составляющие, возникающие при радиоконтроле линий спутниковой связи. Полученное выражение является общим для всех видов разделения доступа к ретранслятору, специфика каждого вида учитывается в уравнении (22) соответствующими коэффициентами. Например, при временном разделении доступа вся выходная мощность ретранслятора в произвольный момент времени используется для излучения сигнала, каждый сигнал абонентов занимает всю полосу частот приемника, т.е. $c=1, l \approx 1/2, p=0$, а при частотном разделении соответственно $c < 1, l \approx 1/(n+m), p=1$.

Рис. 17. Структурная схема радиоконтроля многостанционной линии СпС

Суммарные мощности сигналов абонентов и источников мешающих радиоизлучений, входящие в уравнение (22), будут зависеть от условий распространения радиоволн, которые, в свою очередь, будут в основном определяться взаимным пространственным расположением ретранслятора, зоны обслуживания и распределением координат этих объектов. Следовательно, при изменении одного из этих условий (т.е. при изменении ДН антенны ретранслятора (конфигурации зоны покрытия) или размещения абонентов и ИМРИ внутри/вне зоны обслуживания) уровень ретранслированного диагностирующего сигнала в точке контроля изменится соответствующим образом.

Данное положение иллюстрируется на рис. 18, 19, где представлены зависимости уровня ретранслированного диагностирующего сигнала на входе средств контроля при отличии в пространственном распределении координат абонентов и источников мешающих радиоизлучений в виде линий равного уровня сигнала при отсутствии абонентов (функционирование ретранслятора в «горячем резерве» – сплошные линии с градиацией серого цвета) и в условиях работы 100 абонентов (пунктирные линии).

Рис. 18. Линии равного уровня ретранслированного ДС

Сравнение представленных зависимостей показывает, что при изменении любого из выше перечисленных факторов отличие в уровне диагностирующего сигнала составляет 7 ... 12 дБ, что может служить дополнительным признаком распознавания изменения конфигурации контролируемой линии СпС, а также для количественной оценки загруженности тракта ретрансляции.

Рис. 19. Линии равного уровня ретранслированного ДС при изменении конфигурации системы спутниковой связи

Проведенное в настоящей работе комплексное моделирование тракта ретрансляции диагностирующих сигналов, отличительными особенностями которого являются взвешенный учет условий распространения радиоволн и влияния нестабильности орбиты КА на взаимное пространственное положение зоны обслуживания, абонентов и средств радиоуправления применительно к радиоуправлению линий спутниковой связи; позволяет сделать следующие выводы:

1. 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 радиоуправления. Кроме того, указанные факторы обуславливают возможность проведения радиоуправления даже при значительном удалении средств управления от границы зоны обслуживания ИСЗ-ретранслятора.

2. 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.

3. Взвешенный учет всех факторов, оказывающий существенное влияние на условия распространения в спутниковых линиях связи, позволяет избежать снижения пропускной

способности контролируемой линии СпС и обосновать рациональные требования к энергетическим параметрам диагностирующих сигналов, а также служить в качестве исходных данных для оценки энергетической и структурной скрытности процедуры радиоуправления.

4. Существует принципиальная возможность выявления изменений в конфигурации контролируемой линии СпС (изменений границ зоны обслуживания, распределения абонентов внутри зоны) и количественной оценки загруженности ретранслятора (количества абонентов).

Литература

1. Грибов Э.Б. Нелинейные явления в прямо-передающем тракте аппаратуры связи. М.: Связь, 1971. 246 с.
2. Кантор Л.Я. Справочник по спутниковой связи и вещанию. М.: Радио и связь, 1983. 287 с.
3. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. М.: Связь, 1979. 197 с.
4. Бородин С.В. ЭМС наземных и космических радиослужб. М.: Радио и связь, 1990. 272 с.
5. Тузов Г.И. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 264 с.
6. Калашников Н.И. Системы связи через ИСЗ. М.: Связь, 1989. 211 с.
7. Фортуненко А.Д. Основы технического проектирования систем связи через ИСЗ. М.: Связь, 1990. 261 с.
8. Петров Ю.М. Обеспечение достоверности и надежности компьютерных расчетов. СПб.: БХВ-Петербург, 2010. 160 с.
9. Очков В.Ф. MathCad 14 для студентов и инженеров. СПб.: БХВ-Петербург, 2009. 512 с.
10. Гурский Д.А. Вычисления в MathCad. СПб.: Питер, 2006. 544 с.

COMPLEX MODEL OF A CHANNEL OF RETRANSMISSION OF DIAGNOSING SIGNALS AT RADIOCONTROL OF SATELLITE COMMUNICATION LINKS

Roman I. Burov, Military-air Academy of a name of professor N.E.Zhukovsky and U.A.Gagarin, Voronezh, Russia, bri555@mail.ru

Alexander I. Grevtcev, Military-air Academy of a name of professor N.E.Zhukovsky and U.A.Gagarin, Voronezh, Russia, shashafish@mail.ru

Boris V. Illarionov, Military-air Academy of a name of professor N.E.Zhukovsky and U.A.Gagarin, Voronezh, Russia, illbv@mail.ru

Abstract

At designing of satellite communication links and calculation of service areas any are considered, even the most severe, combinations of propagation conditions of signals, that at repeater operation leads to essential underestimation of the calculated signal level in comparison with actually supplied. In these conditions the control of conformity of the declared characteristics to real level of fluence of the power, created by an artificial satellite-repeater at an earth surface, with a view of electromagnetic compatibility provision, is the most priority problem of radiocontrol. At carrying out of radiocontrol of satellite communication links by methods of active diagnostics it is necessary to determine rationally parametres of diagnosing signals that they met inconsistent requirements on their confident method after retransmission by the companion without violation (capacity reduction) of performance of satellite communication links. In activity mathematical modelling of a channel of retransmission of diagnosing signals is conducted at a multi-station mode of a repeater taking into account a mutual space arrangement of the companion, a service area and radiocontrol station. In model the majority of known factors and features of distribution of radio signals in satellite communication links with reference to the various statistical phenomena in atmosphere (a refraction, a signal unpolarizing), and also instability of a rule of an artificial satellite in an orbit and the variability of margins of a cover zone coupled to it are considered. As a result of modelling conclusions that in the conditions of aprioristic ambiguity about polarising parametres of aeriels used onboard the controllable companion there is a basic capability of active diagnostics of trunks of a repeater without attenuation of the diagnosing signal caused by mismatching of polarisation are drawn. Besides, there are basic capabilities of detection of occurring variations in a configuration of controllable satellite communication link CnC (variations of margins of a cover zone, distribution of subscribers in a service area) and obtaining of a quantitative estimation of congestion of a repeater (quantity of subscribers).

Keywords: a repeater satellite, radiocontrol, a satellite communication, diagnosing signals, a retransmission channel.

References

1. Gribov E.B. (1971). *Nonlinear's mushrooms in a priemo-transferring path of equipment of communication*. Moscow: Communication. 246 p.
2. Kantor L.Y. (1983). *The directory on a satellite communication and an announcement*. Moscow: Radio and Communication. 287 p.
3. Spilker J. (1979). *A digital satellite communication*. Moscow: Communication. 197 p.
4. Borodich S.V. (1990). *Ems land and space radio services*. Moscow: Radio and Communication. 272 p.
5. Tuzov G.I. (1985). *Noise immunity of radio systems with difficult signals*. Moscow: Radio and Communication. 264 p.
6. Kalashnikov N.I. (1989). *Communication system through an artificial satellite*. Moscow: Communication. 211 p.
7. Fortushenko A.D. (1990). *Bases of technical designing of communication systems through an artificial satellite*. Moscow: Communication, 261 p.
8. Petrov U.M. (2010). *Maintenance of reliability and reliability of computer calculations*. St.-Petersburg: BHV-Peterburg. 160 p.
9. Ochkov V.F. (2009). *MathCad 14 for students and engineers*. St.-Petersburg: BHV-Peterburg. 512 p.
10. Gursky D.A. (2006). *Calculation in MathCad*. St.-Petersburg: Peter. 544 p.

Information about authors:

Roman I. Burov, Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Radio Engineering Department, Federal State-Funded Military Educational Institution of Higher Professional Education Military-air Academy of a name of professor N.E.Zhukovsky and U.A.Gagarin, Voronezh, Russia

Alexander I. Grevtcev, Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Radio Engineering Department, Federal State-Funded Military Educational Institution of Higher Professional Education Military-air Academy of a name of professor N.E.Zhukovsky and U.A.Gagarin, Voronezh, Russia

Boris V. Illarionov, Doctor of Engineering Sciences, Professor, Radio Engineering Department, Federal State-Funded Military Educational Institution of Higher Professional Education Military-air Academy of a name of professor N.E.Zhukovsky and U.A.Gagarin, Voronezh, Russia