

УДК 621.398.96

В. А. Дружинин, И. Р. Пархомей, В. А. Паюн,  
Я. А. Кременецкая, А. Н. Ярыч<sup>©</sup>

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА В СТРАТОСФЕРНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

*Аннотация.* В работе показаны основные принципы организации работы стратосферных систем связи, их преимущества, перспективы реализации. Произведены оценки зоны покрытия стратосферным ретранслятором, энергетического бюджета радиотрассы на частоте 2,4 ГГц и в миллиметровом диапазоне. Проанализированы системные параметры для оценки энергетического потенциала стратосферной радиолинии.

*Ключевые слова:* стратосферные системы связи, миллиметровый диапазон, энергетический бюджет радиолинии, инновационные технологии, увеличение зоны обслуживания, расширение частотного ресурса, Project Loon, Internet.org.

### Введение

В итоге бурного прогресса в развитии систем и средств связи как в нашей стране, так и за рубежом сегодня уже стало ясно, что миллиметровые волны (ММВ) – это новый огромный диапазон, намного превышающий по занимаемой полосе частот все то, что находилось до сих пор в распоряжении человечества. Длительное время ММВ считались непригодными для практического использования из-за отсутствия совершенных средств генерации, приема, канализации СВЧ колебаний, а также из-за незнания законов их распространения в земной атмосфере. Созданию систем связи в миллиметровом диапазоне волн предшествовали многочисленные исследования особенностей распространения этих волн в земной атмосфере, а также разработки новых средств генерации и приема СВЧ сигналов на частотах выше 30 ГГц. Сегодня представляет несомненный интерес сделать анализ тенденций развития и применения миллиметровых систем связи различного назначения по данным отечественных и зарубежных публикаций.

Следует сказать, что великий интерес представляет рассмотрение тенденции развития и применения миллиметровых систем связи различного назначения, получивших отражение в многочисленных отече-

---

<sup>©</sup>В. А. Дружинин, И. Р. Пархомей, В. А. Паюн, Я. А. Кременецкая, А. Н. Ярыч

ственных и зарубежных публикациях. Миллиметровый диапазон также следует рассмотреть относительно применения в современных стратосферных системах связи, что и сделано в статье.

### 1. Основные принципы работы и преимущества стратосферных систем связи

Принцип работы стратосферных систем связи заключается в том, чтобы запустить приемопередающее оборудование, по сути базовые станции, на беспилотных воздушных платформах.

В качестве которых могут быть воздушные шары, дроны, дирижабли и т.д., которые должны лететь на высоте 20–25 км, что не мешает гражданской авиации (13–15 км). В стратосфере должно одновременно находиться несколько платформ, которые объединяются в собственную mesh-сеть (топология "каждый-с-каждым"), и имеют связь со спутниковой низкоорбитальной системой, а также с наземными радиостанциями (пользователями), как представлено на рис.1.

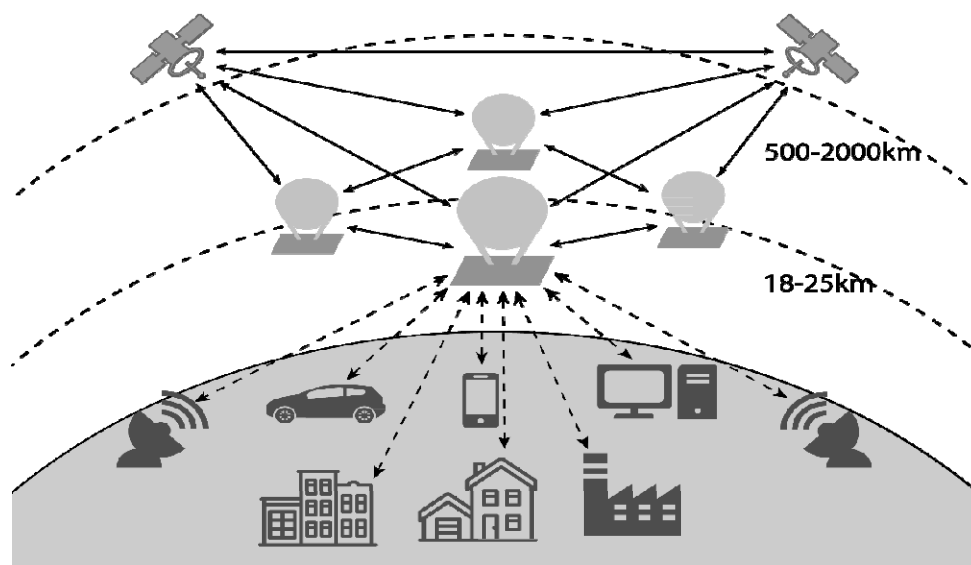


Рис. 1. Телекоммуникационная схема работы стратосферного комплекса

На данных высотах скорость ветров спадает до минимума (около 10 м/с) и отмечается также относительное их постоянство по направлению. Кроме того, воздух имеет плотность в 30–40 раз меньшую, чем в приземном слое. Предполагалось, что основным полетным режимом при эксплуатации стратосферных дирижаблей будет зависание над заданной точкой земной поверхности и дрейф в пределах порядка 500 м. До настоящего времени заявлено более 250 проектов стратосферных платформ для систем связи, дистанционного наблюдения, зондирования Земли и других научных и практических целей.

Однако, пока не один проект не введен в коммерческую эксплуатацию. Близко к реализации находятся проекты Google и Facebook.

К наибольшим преимуществам стратосферных систем связи для улучшения отдельных технико-экономических показателей телекоммуникационных систем можно отнести:

- расширение частотного ресурса (дефицит которого является общемировой проблемой) до миллиметровых волн и оптического диапазона;
- создание высокоскоростных магистралей наравне с оптическими;
- расширение зоны обслуживания;
- существенное снижение показателя цена/услуга для обеспечения связи, что может стать стимулом для развития инновационных технологий.

Почему стратосферные системы связи могут иметь такие преимущества показано ниже.

## 2. Оценка зоны обслуживания стратосферным ретранслятором

При заданой высоте платформы  $h$  и угле места  $\beta$ , определяемом как угол между направлением на горизонт и направлением оси луча антенны земной (ЗС) станции на антенну стратосферной платформы, (СП) наклонная дальность связи [3]:

$$D = R_3^2 + (R_3 + h)^2 - 2R_3(R_3 + h) \cos \gamma . \quad (1)$$

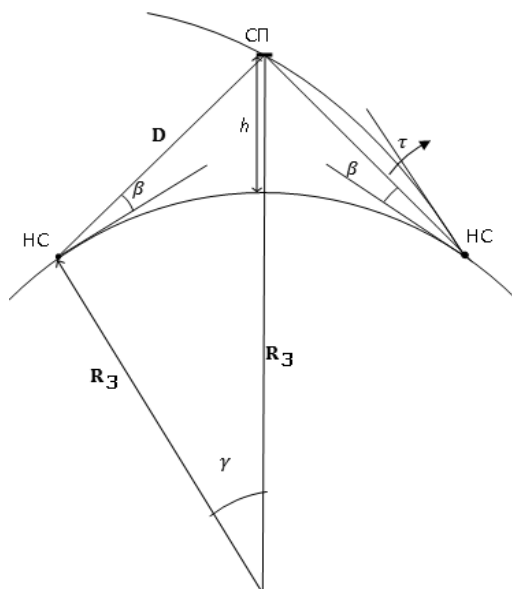


Рис. 2. Определение наклонной дальности связи

Причем  $R_{\text{З}}$  – радиус Земли (6378 км),  $\gamma$  – геоцентрический угол, определяемый из формулы:

$$\gamma = \arccos\left(\frac{\cos\beta}{1 + h/R_{\text{З}}}\right) - \beta \quad (2)$$

Для максимальной наклонной дальности при  $\beta = 0$ :

$$D_{\text{max}} = \sqrt{h(2R_{\text{З}} + h)}$$

При  $\beta = 90^\circ$  минимальная наклонная дальность  $D_{\text{min}} = h$ .

Диаметр имеющейся зоны обслуживания без учета рефракции из формул (1) и (2) может быть вычислен по формуле:

$$d = R_{\text{З}}\sqrt{2(1 - \cos\gamma)},$$

или так как  $\gamma \leq 10^\circ$ , тогда

$$d = 2R_{\text{З}} \cdot \left( \arccos\left[\frac{\cos\beta}{1 + h/R_{\text{З}}}\right] - \beta \right) \text{ (рад)}. \quad (3)$$

Для угла места  $\beta = 15^\circ$  и высоты платформы  $h = 20$  км диаметр зоны обслуживания равняется  $d = 148$  км, а для  $\beta = 3^\circ$  и  $d = 505$  км, как показано на рисунке 3.

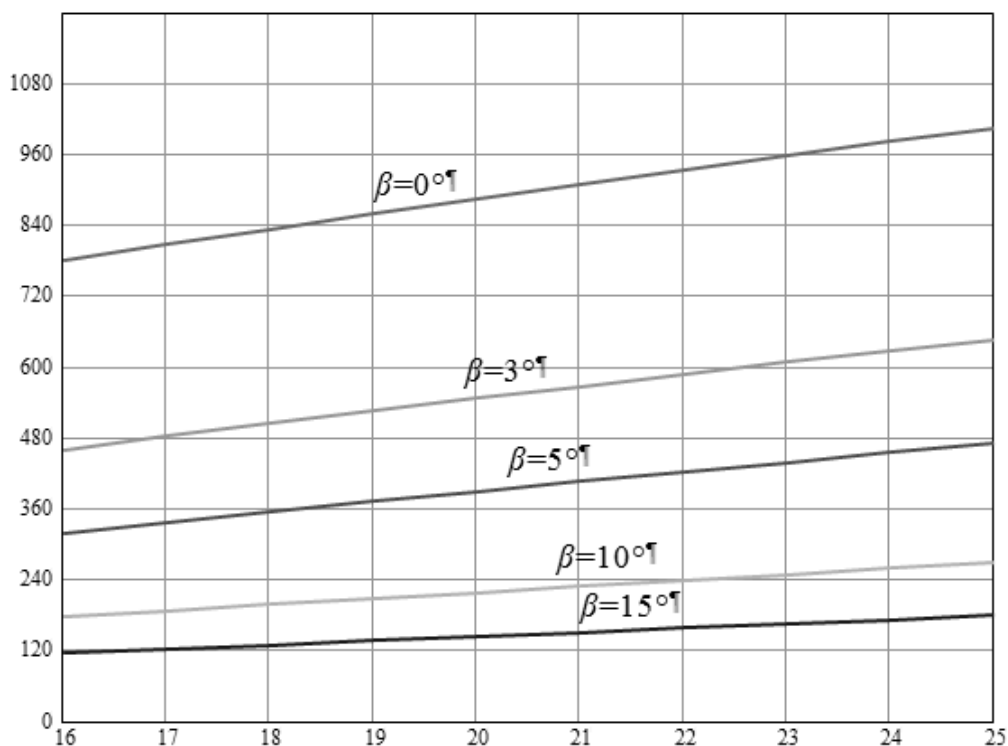


Рис. 3. Зависимость диаметра зоны покрытия от высоты нахождения стратосферного ретранслятора для разных углов места  $\beta$

Следует учесть, что траектория радиолуча вследствие атмосферной рефракции будет изгибаться в сторону поверхности Земли.

Угол рефракции, представляющий собой угол в точке приема между истинным и кажущимся направлением на источник излучения, не зависит от частоты падающего излучения.

Угол рефракции  $\tau^\circ$  (в градусах), можно вычислить по рекомендации МСЭ-R P.834-5 [4] для космических трасс с помощью следующего интеграла:

$$\tau = - \int_h^\infty \frac{n'(x)}{n(x) \cdot \tan \varphi} dx, \quad (4)$$

где  $\varphi$  определяется в полярных координатах на основе закона Снеллиуса следующим образом:

$$\cos \varphi = \frac{c}{(R_E + x) \cdot n(x)} \quad (5)$$

$$c = (R_E + h) \cdot n(h) \cos \beta, \quad (6)$$

где  $x$ : высота (км).

Отклонение луча в значительной степени определяется нижней частью атмосферы. Эквивалентная длина пути сигнала в стандартной атмосфере зависит от угла места антенны земной станции, от эквивалентной толщины атмосферы для кислорода, водяных паров. Эквивалентная толщина слоя кислорода в стандартной атмосфере можно принять равной 5,3 км, эквивалентная толщина слоя водяных паров в стандартной атмосфере, можно принять равной 2,1 км. Для обычной атмосферы индекс рефракции, которая изменяется по линейному закону, на высоте  $x$  можно определить по формуле:

$$n(x) = 1 + a \cdot \exp(-bx), \quad (7)$$

где

$$a = 0,000315;$$

$$b = 0,1361.$$

Эта модель основана на использовании экспоненциальной модели атмосферы для распространения по наземным трассам, которая приведена в Рекомендации МСЭ-R P.453. Кроме того,  $n'(x)$  является производной от  $n(x)$ , то есть  $n'(x) = -a \cdot b \cdot \exp(-b \cdot x)$ .

Значения  $\tau^\circ(h, \beta)$  (в градусах) рассчитывались для условий эталонной атмосферы и следующая числовая формула обеспечивает хорошую аппроксимацию:

$$\tau(h, \theta) = \frac{1}{[1,314 + 0,6437 \theta + 0,02869 \theta^2 + h(0,2305 + 0,09428 \theta + 0,01096 \theta^2) + 0,008583 h^2]} \quad (8)$$

Приведенная выше формула была получена в качестве аппроксимации для  $0 \leq h \leq 3$  км и  $\beta_m \leq \beta \leq 10^\circ$  где  $\beta_m$  - угол, под которым радиолуч пересекается с земной поверхностью и который определяется как:

$$\beta_m = -\arccos \left( \frac{R_\oplus}{R_\oplus + h} \cdot \frac{n(0)}{n(h)} \right), \quad (9)$$

или приблизительно  $\beta_m = -0,875\sqrt{h}$  (градусы).

В случае, когда угол места космической станции в условиях распространения в свободном пространстве будет равен  $\theta$  (градусы), а минимальный угол места от станции на поверхности Земли, для которого радиолуч не пересекается с земной поверхностью,  $-\beta_m$ . Поправка на рефракцию, соответствующая  $\beta_m$ , будет равна  $\tau^\circ(h, \beta_m)$ .

Следовательно, стратосферная платформа будет видима лишь в том случае, если выполняется неравенство:

$$\beta_m - \tau(h, \beta_m) \leq \theta \quad (10)$$

Поскольку индекс тропосферной рефракции больше единицы и меняется в зависимости от высоты, то траектория радиолуча будет изгибаться в сторону поверхности Земли, и поэтому поправку на геометрическую дальность можно определить с помощью следующего интеграла:

$$\Delta L = \int_A^B (n - 1) ds, \quad (11)$$

где

$s^\circ$  – расстояние вдоль трассы;

$n^\circ$  – индекс рефракции;

$A$  и  $B^\circ$  – концы трассы.

Уравнение (15) можно использовать лишь в том случае, когда известны изменения индекса рефракции  $n$  вдоль трассы. Для более точного моделирования изменения  $n$  используют эмпирические методы,

разработанных с помощью данных радиозондирования атмосферы, для которых известны температура,  $T$ , атмосферное давление,  $P$ , и относительная влажность,  $H$ , на уровне поверхности.

В некотором приближении формулу (11) для тропосферной поправки геометрической дальности стратосферной связи можно представить в виде:

$$\Delta D = \int_0^h \frac{a}{\sin \beta} \cdot \exp(-bx) \, dx \tag{12}$$

Так как активную высоту для рефракции можно принять 2 км от поверхности Земли. Тогда получаем, что поправка на рефракцию для угла места для земной станции около 5 градусов, может составлять не больше 100 м для эталонной атмосферы.

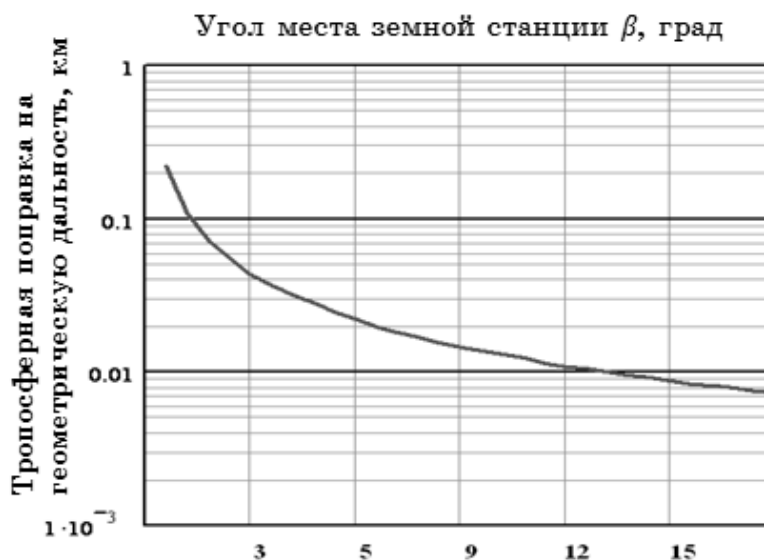


Рис. 4. Поправка на рефракцию геометрической дальности для эталонной атмосферы стратосферной связи в зависимости от места земной станции

Таким образом уменьшение дальности радиосвязи из-за рефракции для нормальной атмосферы составляет не больше 0,5 %.

### 3. Расчет энергетического бюджета стратосферной радиотрассы

В качестве оценочного критерия энергетического потенциала радиолинии диапазонов 2,4 и 5 ГГц будем использовать определенную чувствительность приемника для заданной скорости передачи информации. Также в своих экспериментах Google использует протокол IEEE 802.11s на частоте 2,4 ГГц для вертикального канала к стратосферному ретранслятору, а вертикальный канал вниз - IEEE 802.11g, n, однако на частоте 5 ГГц.

Отметим, что в частотных диапазонах 2.4 ГГц и 5 ГГц диаграмма направленности антенны близка к круговой, то в диапазоне миллиметровых волн, например 60 ГГц, она остронаправленная.

Вычисление мощности стратосферного ретранслятора можно произвести по известному соотношению  $P_t = \frac{P_r \cdot L_r \cdot L_t \cdot A}{L_{FX} \cdot G_r \cdot G_t}$  (мВт) или в дБм:

$$P_t = -L_t + G_t - L_r + G_r - P_r - A - FSL, \text{ дБм} \quad (13)$$

$G_t$  – коэффициент усиления антенны передатчика, дБи;

$G_r$  – коэффициент усиления антенны приемника, дБи;

$P_r$  – чувствительность приемника на данной скорости, в дБмВт;

$L_t$  – потери в коаксиальном кабеле и разъемах тракта, дБ;

$L_r$  – потери в коаксиальном кабеле и разъемах тракта, дБ;

$FSL$  – потери в свободном пространстве;

$A$  – потери в атмосфере и в дожде, дБ.

Потери в свободном пространстве из-за рассеивания для сферической диаграммы излучения в разгах:

$$L_{fst} = \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 = \left( \frac{c}{4\pi R f} \right)^2 \quad (14)$$

или в дБ:

$$FSL = 20 \cdot \log \left( \frac{4\pi d f}{c} \right), \text{ дБ}$$

можно также записать  $FSL = 33 + 2 \cdot (\log_{10} f + \log_{10} d)$ , дБ,

$d$  – расстояние, км;

$f$  – частота сигнала, МГц;

$c$  – скорость света.

Коэффициент 20 рассчитан для свободного пространства.

Потери на метеоусловия для диапазонов 2,4 и 5 ГГц не учитываются на практике. Наибольший вклад в потери вносят потери в свободном пространстве и, как видно из формул (13), (15), FSL возрастает с повышением частоты.

Оценим суммарную мощность системы. Для  $d = 20$  км и частоты сигнала:

$$FSL = 33 + 20(\lg 2400 + \lg_{20} 20) = 32,4 + 20(4,3802 + 1,3) = 126,22, \text{ дБ.}$$

Если взять паспортные данные оборудования, например, Ubiquiti, коэффициенты усиления антенн взять 23–28 дБи, потери в коаксиальном



кабеле и разъемах передающего(приемного) тракта – 7дБ, чувствительность приемника – 96 дБм и подставит в формулу (13) то мощность передатчика составит 25–28 дБмВт или 300–680 мВт. Это вполне сопоставимо с характеристиками оборудования Ubiquiti для радиомостов. Если количество транспондеров 30, то суммарная мощность будет около 20 Вт.

#### 4. Применение миллиметрового диапазона

Сегодня для повышения скоростей до 1 Гбит/с и выше осваиваются системы связи миллиметрового диапазона на уровне аппаратуры опорных сетей, радиорелейных и сетей абонентского доступа. Особенности распространения волн этого диапазона в атмосфере и других средах особенно интенсивно исследуются в последнее время. Определены окна прозрачности и области пикового поглощения для нормальной атмосферы (рис.3[5]) и в других средах [6]. В е-диапазоне 71–76 ГГц, 81–86 ГГц 92–94 ГГц и 94,1–95 ГГц в общей сложности почти 13 ГГц свободных частотных ресурсов для использования в перспективных системах связи. И даже при использовании простейшей схемы модуляции, например, двойной фазовой манипуляции можно достичь скорости 1 Гбит/с.

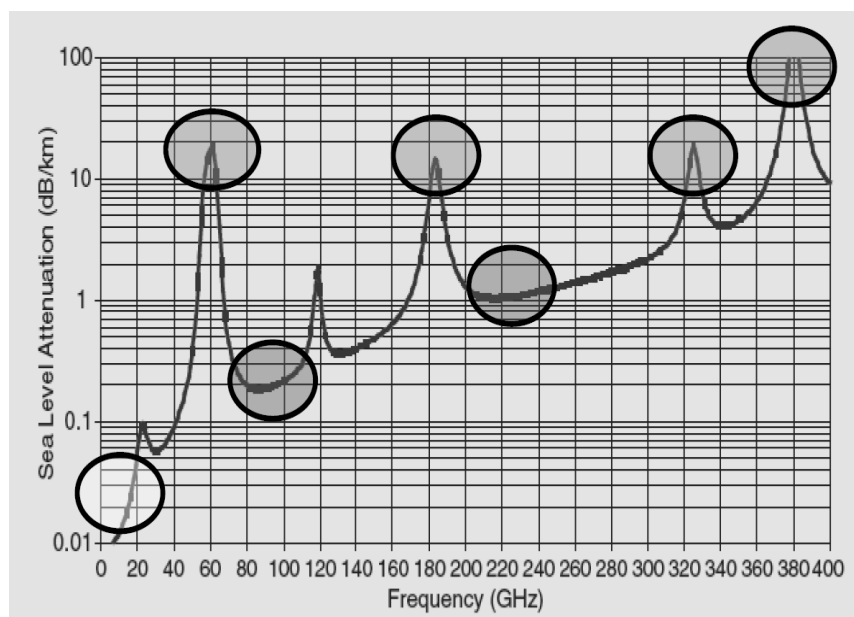


Рис. 5. Поглощение милли- и субмиллиметрового излучения в атмосфере

Топология стратосферных систем связи особенно энергетически выгодна, также для вертикальных трасс затухание наибольшее только в нижнем слое 1,5-2 км, и поэтому применение миллиметрового диапазона видится особо перспективно.

## 5. Энергетический расчет применяемый для миллиметровых систем связи

Однако если рассчитывать бюджет радиолиний миллиметрового диапазона, потери передачи миллиметровых волн будут основным для свободного пространства (если рассчитывать по формуле (14)  $FSL=156,5$  дБ для 80 ГГц). Поэтому специалисты радиосвязи в настоящее время настаивают об изменении этой математической ограниченной модели для энергетического расчета миллиметровых систем связи, в которой потери распространения в свободном пространстве зависят от частоты, т.е. более высокочастотный сигнал затухает сильнее, чем низкочастотный [6,7,8]. Причина такой «неправильной» формулировки – в базовом допущении (часто приводимом в книгах по радиотехнике), что потери в тракте передачи рассчитываются для определенной частоты между двумя изотропными антеннами (полуволновыми диполями), чья эффективная площадь апертуры возрастает с длиной волны (уменьшаясь с несущей частотой).

Предистория этой формулы начинается с 1945 года, когда известный американский специалист из Bell Labs Гарольд Трап Фриис опубликовал статью "Заметка о простой формуле передачи", где приводит формулу для расчета бюджета радиорелейных систем:

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{A_r A_t}{d^2 \lambda^2}, \quad (16)$$

где  $A_r$  и  $A_t$  – эффективные площади приемной и передающей антенн.

Эффективная площадь – параметр, определяемый конструкцией и геометрией антенны. А самое важное – отношение принятой мощности к переданной здесь обратно пропорционально длине волны. То есть при равных эффективных площадях антенн чем выше частота, тем больше энергетический выигрыш. Термина "затухание свободного пространства" в статье нет. В 1952 году Г. Т. Фриис и другой, не менее известный, сотрудник Bell Labs Щелкунов А. С. издали книгу *Antennas «Theory and Practice»* [9], где приводится один из основополагающих принципов антенных систем – принцип взаимности.

Он показывает, что параметры антенны, работающей на передачу, будут такими же при работе на прием (токи в антенне, возбуждающие электромагнитное поле равны токам, наводимым в той же антенне таким же полем). Поэтому для приемных антенн также вводят понятие

КНД, оно показывает отношение эффективной площади реальной антенны к эффективной площади изотропной антенны  $D_r = A_r/A_t$ .

Последнее, напомним, – математическая абстракция, ненаправленная антенна, излучающая в телесном угле  $4\pi$  стерадиан, такой источник называют изотропным излучателем (рис. 3), но ее эффективная площадь:

$$A_t = \lambda^2/4 \cdot \pi \quad (17)$$

и на единицу площади приходится удельная мощность:

$$W_t = P \cdot t \cdot i/S = P \cdot t \cdot i/4 \cdot \pi \cdot R^2, \quad (18)$$

где  $Pti$  – мощность излучения изотропной антенны.

И было сделано допущение, что КНД передающей антенны и действующая площадь приемной антенны не зависят от длины волны несутся.

Соответственно, для приемной антенны:

$$D_r = A_r/A_t = 4\pi A_r/\lambda^2 \quad (19)$$

В соответствии с принципом взаимности, для пары передающая – приемная антенна выводится соотношение  $D_t \cdot A_r = D_r \cdot A_t$ , откуда  $D_t/D_r = A_t/A_r$ . В результате соотношение между действующей площадью и КНД антенны:

$$A = D\lambda^2/4\pi ; D = 4 \cdot \pi A/\lambda^2, \quad (20)$$

которое Г. Т. Фрис и С.А. Щелкунов в своей книге справедливо назвали основным.

КНД определяется конструкцией и совершенством геометрии антенны. Однако идеальных объектов не бывает, поэтому используют понятие усиления антенны:

$$G_t = kD, \quad (21)$$

где  $k$  – КПД антенны.

Как правило,  $k$  лежит в интервале 0,5–0,8. Заметим, что параметр  $G$  специфицируется для строго определенной частоты (в подавляющем большинстве случаев усиление измеряют непосредственно).

Если вместо эффективной площади приемной антенны использовать понятие усиления  $G_r$ , то формула (16) примет вид:

$$P_r/P_t = G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (23)$$

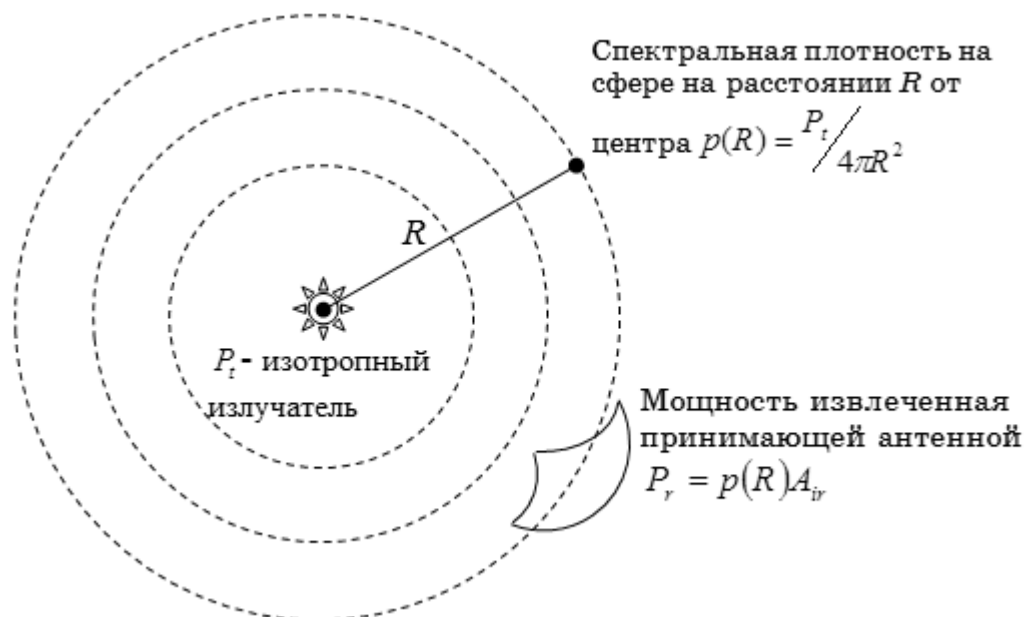


Рис. 6. Диаграмма направленности изотропного излучателя

Которая используется в расчете бюджета радиолиний (13). Однако, как отмечают специалисты, в этом заключается принципиальная ошибка: из принципа взаимности следует, что для определения параметров передающей антенны достаточно определить ее свойства в режиме передачи, т. е. измерить усиление передающей антенны  $G$  и уже из него определить эффективную площадь этой же антенны в режиме приема. Поскольку именно усиление на определенной частоте специфицируется для антенн и указывается в их техническом паспорте, формула (23) (или (13)) используется инженерами-проектировщиками для расчета бюджета линии. Но при этом  $\lambda$  является константой, при которой определялись  $G$ .

Собирая результаты анализа известных специалистов по этой проблеме [6,7,10], можно сделать следующие выводы:

1) в классической формуле (13) потери в тракте передачи рассчитываются для определенной частоты между двумя изотропными антеннами, чья эффективная площадь апертуры уменьшается с несущей частотой;

2) неправильный вывод, о том что в свободном пространстве усиление канала пропорционально  $\lambda^2$ , так как коэффициенты усиления антенн  $G_t$  и  $G_r$  – функции от  $\lambda$ , и в случае апертурных антенн  $G \sim \frac{1}{\lambda^2}$ ,

и соответственно  $\frac{P_r}{P_t} \sim \lambda^2$ ;

3) произведение  $GrGt \sim 1/\lambda^4$ . Соответственно, необходим компенсирующий коэффициент  $\lambda^2$ , показывающий, что в свободном пространстве энергетический выигрыш обратно пропорционален квадрату длины волны (или растёт пропорционально квадрату частоты);

4) эффективная площадь направленных антенн не зависит от частоты, так как линейные размеры антенн много больше длины волны, т.е. применимы принципы геометрической оптики. Раньше для антенн сантиметрового, дециметрового диапазонов размеры антенн были сопоставимы с размерами длины волны, например, для полуволнового диполя  $A = 0,13\lambda^2$ , для штыревой антенны (проводника с током) без электрических потерь  $A = 3\lambda^2/8\pi \approx 0,12\lambda^2$ ; из-за этого применение всенаправленных штыревых антенн, используемых в системах связи сантиметрового диапазона (Wi-Fi, 3G, 4G), крайне неприемлемо для систем связи миллиметрового диапазона – эффективная площадь очень мала;

5) потери на трассе можно преодолеть с помощью диаграммообразования, независимой от частоты;

6) для миллиметровых волн на единице площади можно разместить больше антенн, которое позволяет передатчикам и приемникам формировать диаграмму направленности с большим коэффициентом усиления. Например, при одинаковой площади направленная антенна в диапазоне 80 ГГц будет иметь коэффициент усиления примерно на 30 дБ больше (более узкий луч), чем антенна в диапазоне 2,4 ГГц.

Результаты исследований, например [6,7], явно показывают, что миллиметровый диапазон подходит не только для радиорелейных систем связи.

Он имеет огромный потенциал для построения сетей абонентского доступа, сетей беспроводной связи поколения 5G, в нашем случае – для организации стратосферных систем связи. Но это невозможно увидеть, если считать, что потери в канале передачи пропорциональны квадрату (или более высокой степени) частоты.

Конечно, затухание и рассеяние электромагнитного излучения в атмосфере зависит от частоты. В области миллиметрового диапазона эта зависимость достаточно сложна (рис. 3). На средних широтах при умеренной влажности и температуре воздуха в ясную погоду летом у земной поверхности полное ослабление невелико, при вертикальном распространении через атмосферу, частоте 94 ГГц не больше 1,3 дБ.

Реальные законы распространения радиоволн зависят от множества факторов, причем нет общего уравнения, описывающего затухание радиосигналов в реальных условиях, особенно в городских.

Однако, экспериментально для различных условий рельефа, городской застройки, некоторые исследователи определяют зависимость (23) в виде:

$$P_r/P_t = G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^\alpha \quad (24)$$

и определяют  $\alpha$ .

Например, для миллиметрового диапазона в городских условиях  $\alpha$  принимает значения от 3 до 5.

Шахнович И. в своей статье предлагает такую модель энергетического расчета для миллиметровой системы с параболическими антеннами диаметрами  $d_t$  и  $d_r$ :

$$P_r = P_t \cdot k \cdot \frac{(\pi d_r d_t) f}{16R^2 c^2}, \quad (25)$$

где  $d_t$  и  $d_r$  – диаметры передающей и принимающей антенн.

При построении радиолиний, работающих в миллиметровом диапазоне длин волн, в настоящее время используются двухзеркальные параболические антенны Кассегрена.

Если в формулу (25) добавить потери в коаксиальном кабеле, разъемах и в атмосфере, тогда для мощности передатчика получим следующее выражение:

$$P_t = P_r \frac{16L_r L_t A R^2 c^2}{k (\pi d_r d_t)^2 f^2}. \quad (26)$$

При таких исходных данных: диаметры передающей и принимающей антенн  $d_t, d_r = 0,6$  м, потери в коаксиальном кабеле и разъемах передающего (приемного) тракта – 7дБ, принятая мощность – 60 дБм.

Потери в атмосфере 0,5 дБ/км (в среднем при дожде (рис.7) – 10 дБ/км, атмосферное ослабление составляет 0,5 дБ/км (даже для тумана) для 80 ГГц.

При таком приблизительном расчете (26) мощность передатчика в зависимости от атмосферного затухания от 0,1 дБ/км до 10 дБ/км соответственно от 10 мВт до 3 Вт. Если расчеты для 80 ГГц проводить по формуле (13), в которой потери в свободном пространстве составляют 156,5 дБ для такой же чувствительности приемника – 69 дБм,

и тех же исходных данных мощность передатчика даже без учета затухания в атмосфере будет 32 Вт.

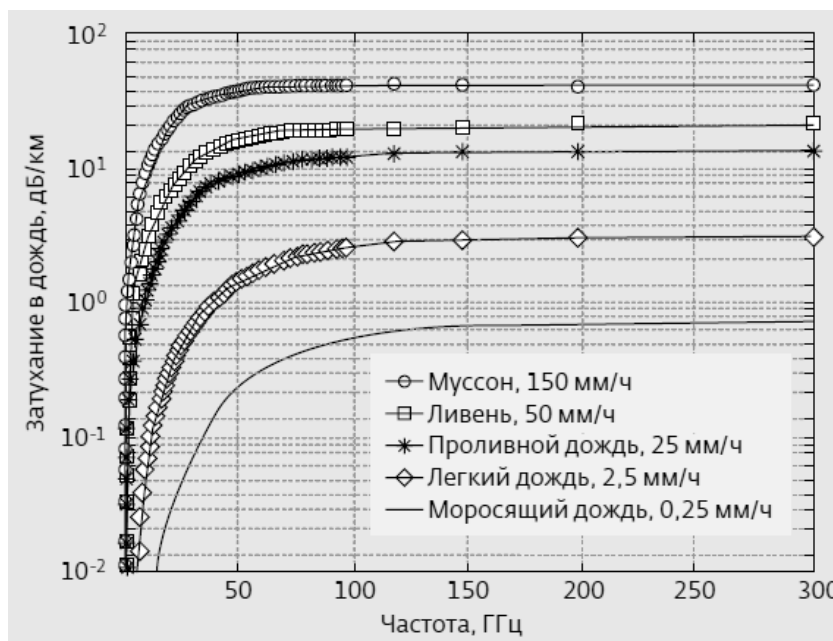


Рис. 7. Зависимость затухания в дождь от частоты для миллиметрового диапазона

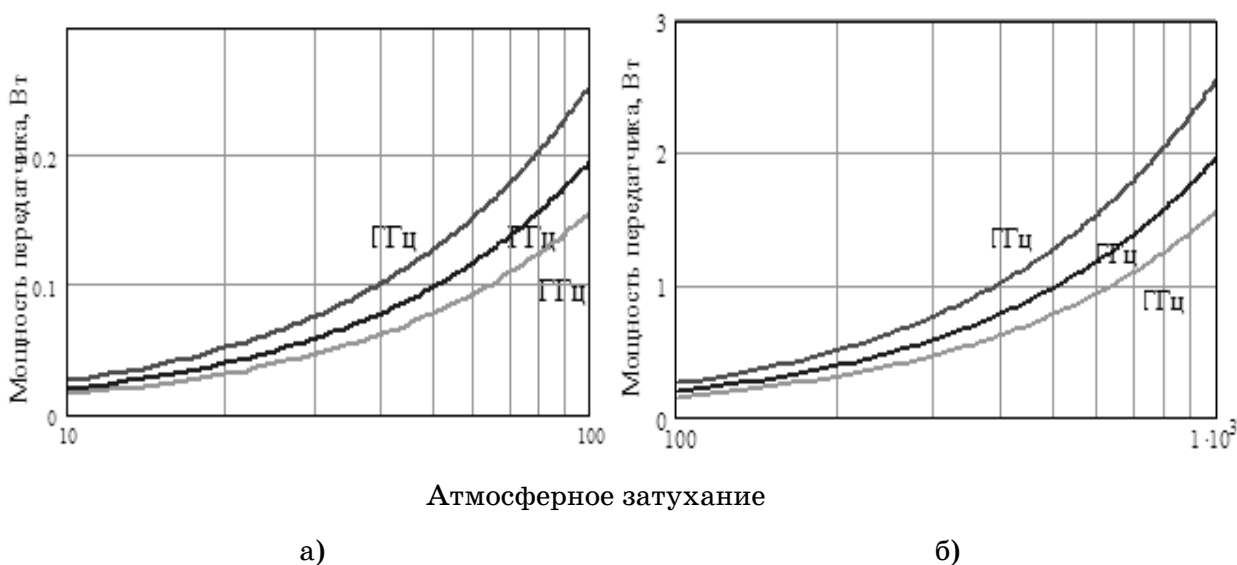


Рис. 8. Зависимость мощности передатчика от затухания в атмосфере:  
 а) от 10 до 20 дБ, б) от 20 до 30 дБ для разных частот,  
 рассчитанная по формуле (26)

Для радиолинии, например, протяженностью в 1 км на частоте несущей 72 ГГц из тех же исходных данных из расчета (13) мощность передатчика будет составлять приблизительно 3 Вт. Разница в полученных результатах по мощности передатчика рассчитанная по формулам (13) и (26) очень существенная. Она представлена в табл. 1.

Таблиця 1

## Анализ бюджета радиолнии

Параметр	Усиление/ослабление, дБ			
	Вариант 1	Вариант 2	Вариант 3	Вариант 4
Протяженность радиолнии, км	20	1	20	20
Частота несущей, ГГц	2,4	72	72	72
Математическая модель расчета	формула (13)	формула (13)	формула (26)	формула (13)
Мощность передатчика, дБм (мВт)	27 (500 мВт)	35 (3 Вт)	10 (10мВт)	45 (32 Вт)
Усиление передающей антенны, дБи	25	23	50,6 дБ/0,48° ( $d_t = 0,6$ м)	28
Потери при распространении в свободном пространстве, дБ	-126	-129,5	-	-158,5
Потери при распространении в атмосфере, дБ	-	-0,5	-1	-
Усиление приемной антенны, дБи	25	23	50,6 дБ/0,48° ( $d_r = 0,6$ м)	28
Принятая мощность, дБм	-69	-69	-60	-69

Потери в разъемах передающего во всех случаях одинаковы и составляют -7(-7). В целом системные параметры для оценки энергетического потенциала радиолнии миллиметрового диапазона должны производиться для различных комбинаций следующих групп с учетом влияния уровня боковых лепестков антенн:

- параметры приёмной и передающей антенн;
- излучаемая мощность передающего устройства и чувствительность приемных устройств;
- тип модуляции;
- величина потерь при распространении;
- коэффициент использования поверхности (КИП);
- величины рефракционных и многолучевых замираний.

## Выводы

Из проведенного выше анализа можно сделать выводы, что освоение стратосферных систем связи может качественно привести к таким результатам:

- 1) существенно расширить частотный ресурс, за счет организации двухсегментной системы, где может использоваться оптический диапа-



зон для связи стратосферных платформ со спутниками и между собой, а в вертикальных трассах между стратосферной платформой и наземными точками доступа может использоваться миллиметровый диапазон;

2) увеличить зону покрытия, например, для высоты стратосферного ретранслятора 20 км, до 500 км;

3) существенно снизить показатель цена/услуга для предоставления связи (интернет, телефония, телевидение) по сравнению со спутниковыми, наземными и проводными системами;

4) энергетически выгодно использование солнечных накопительных элементов, узконаправленных антенн, маломощных ретрансляторов, вертикальных и наклонных радиотрасс с затуханием в активной нижней зоне тропосферы в среднем 2 км;

5) с использованием миллиметрового и оптического диапазонов скорости передачи информации могут составлять выше 1 Гбит/с.

И конечно же в таком стратосферном комплексе при перспективном подходе для решения задачи разделения абонентов и обеспечения высокой скорости передачи данных целесообразно применять MIMO/Smart - технологию, сигналы сложной формы (хаотические, сверхкороткие импульсные, модулированные внутри импульса и т.д.), программные разработки для определения в зависимости от условий прохождения сигнала на трассе для изменения видов модуляции, мощности передатчика, видов канального кодирования сигнала, параметров расширения спектра, скорости передачи данных.

#### Список использованных источников

1. StrategyB., Findings K. Closing-gap-project-loon-internet-org <http://www.saurageresearch.com/closing-gap-project-loon-internet-org/>

2. <http://nag.ru/articles/article/28410/net-povesti-na-svete-chem-povest-o-besplatnom-internete.html>.

3. Спутниковые системы связи: Учебное пособие для вузов / А. А. Савочкин. - Севастополь, 2012.- 113 с.

4. Рекомендация МСЭ-R P.834-5. Влияние тропосферной рефракции на распространение радиоволн. [https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P).

5. Millimeter Wave Wireless Communications for 5G Cellular: It will work! Professor Theodore (Ted) S. Rappaport. New York University School of Engineering. - Sept. 5, 2014.

6. Жоюю Пи, Фарук Хан. Введение в широкополосные системы связи миллиметрового диапазона. Электроника: наука, технология, бизнес. - 2012. - № 3. - С.86-94.

7. Шахнович И. Миф о затухании свободного пространства: чего не писал Г. Т. Фриис // Первая миля. - 2014. - № 2. - С. 40-45.

8. Ильченко М.Е., Нарытник Т.Н. Шелковников Б.Н. Христенко В.И. Радиотелекоммуникационные системы терагерцового диапазона: Электроника и связь. - 2011. -№3. - С. 205-210.

9. Schelkunoff S. A, Friis. Antennas H.T.. Theory and practice. – New York: John Wiley & Sons, 1952.

10. Rappaport T. S., et. al, “State of the Art in 60 GHz Integrated Circuits and Systems for Wireless communications,” Proceedings of IEEE, August 2011, pp. 1390-1436.

11. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.