

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ
И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
(ТУСУР)

Кафедра радиотехнических систем (РТС)

Утверждаю:
зав. кафедрой РТС,
профессор, д.т.н.
_____ С.В. Мелихов
«__» _____ 2018 г.

СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ НАВИГАЦИИ, СВЯЗИ И НАБЛЮДЕНИЯ

Учебно-методическое пособие по лабораторному практикуму
для студентов специальности 25.05.03
«Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования»

Разработчик:
доцент каф. РТС, к.т.н.
_____ Ф.Н. Захаров
«__» _____ 2018 г.

СОДЕРЖАНИЕ

1. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ СПУТНИКОВЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ	3
1.1 Общие положения о спутниковых системах связи (ССС)	3
1.2 Особенности энергетики спутниковых линий	5
1.3 Энергетический расчет спутниковых линий связи. Расчет сигнала на входе приемника.....	6
1.4 Оценка чувствительности приемника на ИСЗ и ЗС	12
1.5 Задание на работу	13
1.6 Содержание отчёта	13
1.7 Контрольные вопросы	13
1.8 Список литературы	14
2. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №2. ОПТИМАЛЬНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛА НА ФОНЕ ШУМА.....	15
2.1 Основные положения теории оптимального обнаружения	15
2.2 Согласованный фильтр для прямоугольного радиоимпульса.....	17
2.3 Согласованный фильтр для прямоугольного радиоимпульса с фазокодовой модуляцией.....	18
2.4 Разрешение сигналов по временной задержке.....	20
2.5 Задание на работу	20
2.6 Содержание отчёта	21
2.7 Контрольные вопросы	22
2.8 Список литературы	22

1. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ СПУТНИКОВЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

Цель работы: изучение методики энергетического расчёта спутниковой линии связи.

1.1 Общие положения о спутниковых системах связи (ССС)

Спутник Земли является ретранслятором (Ретр) сигналов излучаемых земными станциями (ЗС). В настоящее время искусственные спутники Земли (ИСЗ) вращаются либо по круговым орбитам, либо по эллиптическим орбитам на разной высоте. Круговая экваториальная орбита на высоте $H = 36000$ километров является геостационарной орбитой (ГЕО) (рис.1.1).

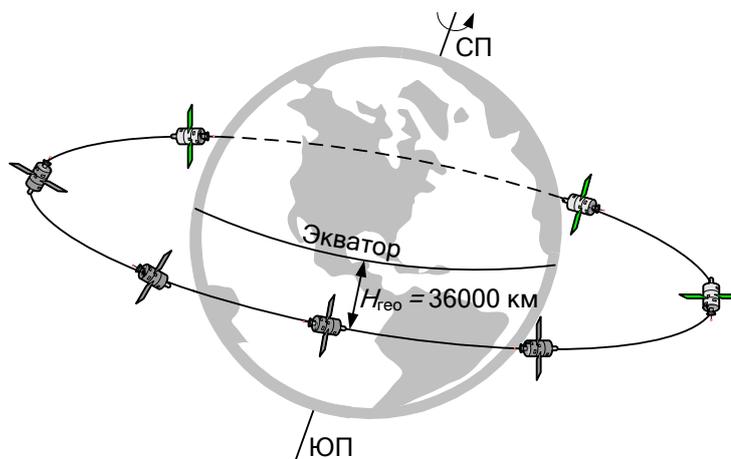


Рис. 1.1. Геостационарная орбита

Если искусственный спутник находится на геостационарной орбите, то угловая скорость этого ИСЗ будет совпадать с угловой скоростью Земли, и с поверхности земли он будет казаться неподвижным. Угол наклона орбиты (φ) по отношению к поверхности экватора называют наклоном. У экваториальных орбит угол $\varphi = 0^\circ$. Если угол $\varphi = 90^\circ$, то в этом случае ИСЗ движется по полярной орбите, остальные орбиты называются наклонными.

Эллиптическая орбита характеризуется наклоном (φ), высотой Апогея (Ап) $H_{ап}$ и высотой Перигея (Пер) $H_{пер}$ над поверхностью Земли. Линия, соединяющая высоты Апогея и Перигея называется линией Апсида (рис.2.2). При пролете поля тяготения Солнца, Луны, планет и магнитное поле Земли вызывают изменение параметров эллиптической орбиты ИСЗ во времени. Если угол $\varphi = 63,4^\circ$, то эти изменения будут минимальны.

На ЗС антенны непрерывно следят за ИСЗ. Но если ИСЗ находится на геостационарной орбите, то антенны ЗС неподвижны и направлены в одну точку, где находится ИСЗ над экватором. Точность поддержания ИСЗ на орбите раньше была $\pm 1^\circ$. При этом на геостационарной орбите можно было разместить 180 спутников. В настоящее время точность поддержания ИСЗ на орбите равна $\pm 0,5^\circ$, что позволяет разместить на ГЕО орбите 360 спутников. В новых разработках ИСЗ, указанная точность будет повышаться.

Территория, с которой виден ИСЗ при минимальных углах места, называется зоной видимости (рис. 1.2).

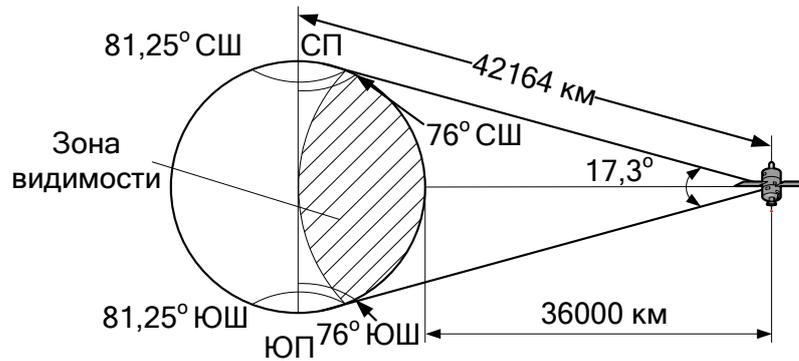


Рис. 1.2. Зона видимости ИСЗ

Таким образом, три спутника, размещенные на геостационарной орбите, под углом 120° , обеспечат полный охват земной поверхности, за исключением небольших областей в районе Северного и Южного полюсов. Горизонтальный охват обеспечивается между 81.25° северной и южной широт, т.е. приблизительно 98% земной поверхности. Максимальный от горизонта до горизонта обзор земной поверхности с одного спутника (тангенциальный охват) будет составлять 18101 км.

Если угол места $\alpha < 5^\circ$, то резко увеличивается влияние шумового излучения Земли, особенно на частоте до 6 ГГц (рис. 1.3). На частотах более 10 ГГц угол места α необходимо поднять до 10° , т.к. при увеличении шумовой температуры, уменьшается чувствительность приемника ЗС и качество приема. Также при малых углах места возникает ослабление сигнала в парах воды атмосферы.

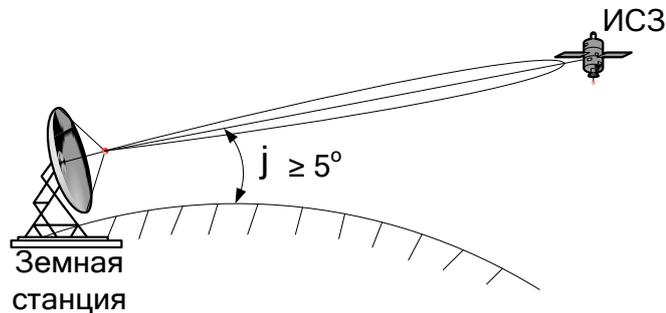


Рис. 1.3. Угол места антенны земной станции

Если на ИСЗ установлена антенна с шириной диаграммы направленности $\varphi = 17.3^\circ$, то в зоне видимости оказывается 1/3 поверхности Земли, т.е. все ЗС расположенные в зоне видимости могут поддерживать связь между собой через этот ИСЗ (рис.1.2). Если на ИСЗ установлена антенна с диаграммой направленности $\varphi < 17.3^\circ$, то освещается только часть зоны видимости (рис. 1.4). Эта зона называется зоной покрытия. Если $\varphi = 17.3^\circ$, тогда зона видимости совпадает с зоной покрытия. При узконаправленных антеннах, размещенных на ИСЗ, устанавливается связь только между теми ЗС, которые находятся в зоне покрытия.

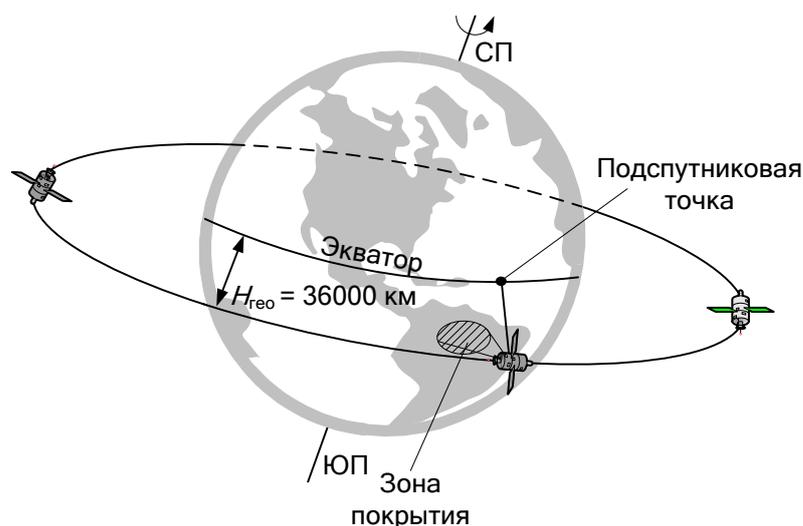


Рис.1.4. Зона покрытия ИСЗ

Иначе ИСЗ называют спутниковым ретранслятором (СРетр) или космической станцией (КС), или космическим аппаратом (КА). Если у КС зона видимости совпадает с зоной покрытия, то это глобальная антенна с глобальной зоной покрытия. Глобальные антенны применяют для международных ССС.

Для решения разных задач на современных многофункциональных ИСЗ устанавливают глобальные и узконаправленные антенны. Узконаправленные антенны могут иметь несколько десятков узких лучей, они направлены в определенные участки Земли. Эти антенны называют многолучевыми антеннами (МЛА). Переключение узконаправленных лучей в различные точки Земли осуществляется электронным путем.

Если зоны покрытия МЛА не перекрываются, то передачу во всех лучах можно вести на одной и той же частоте.

Часть зоны покрытия, на которой установлена ЗС, называется зоной обслуживания.

1.2 Особенности энергетики спутниковых линий

Линии спутниковой связи состоят из двух участков: Земля – спутник и спутник – Земля. В энергетическом смысле оба участка весьма напряженные: первый - из-за тенденции к уменьшению мощности передатчиков и упрощению земных станций, второй – из-за ограничений на массу, габаритные размеры и энергопотребление бортового ретранслятора, лимитирующих его мощность. Основная особенность спутниковых линий – наличие больших потерь сигнала, обусловленных затуханием его энергии на трассах большой физической протяженности. Так, при высоте орбиты ИСЗ, равной 36 тыс. км, затухание сигнала может достигать 200 дБ. Помимо этого основного затухания в пространстве сигнал в линиях спутниковой связи подвержен влиянию большого числа других факторов, таких как поглощение в атмосфере, фарадеевское вращение плоскости поляризации, рефракция, деполяризация и т. д. С другой стороны, на приемное устройство спутника и земной станции кроме собственных флуктуационных шумов воздействуют разного рода помехи в виде излучения космоса (Солнца и планет). В этих условиях правильный и точный учет влияния всех факторов позволяет осуществить оптимальное проектирование системы, обеспечить ее уверенную работу в наиболее трудных условиях и в то же время исключить излишние энергетические запасы, приводящие к неоправданному увеличению сложности земной и бортовой аппаратуры.

Поскольку нормы на некоторые качественные показатели спутниковых каналов (например отношение сигнал/шум) имеют статистический характер, это заставляет оценивать возмущающие факторы также статистически, т. е. при расчетах вводить не только количественную меру воздействия того или иного фактора, но и вероятность (частота) его появления. Необходимо учитывать характер и число передаваемых сигналов, а также характер их преобразования (обработки) в спутниковом ретрансляторе. В простейшем случае, например при передаче программ телевидения, бортовой ретранслятор работает в односигнальном режиме, типичном для наземных радиорелейных линий, и лишь усиливает ретранслируемый сигнал. При передаче телефонных сигналов с многостанционным доступом через бортовой ретранслятор проходит несколько циклов, разделенных по частоте, времени или форме и оказывающих взаимное влияние, которое должно учитываться при расчете энергетики спутниковых линий. При этом в зависимости от типа и назначения системы на борту может применяться та или иная обработка сигнала, вплоть до его полной регенерации, исключающей накопление шумов и искажений, возникающих на каждом из участков трассы.

1.3 Энергетический расчет спутниковых линий связи. Расчет сигнала на входе приемника

На рис. 1.5 представлена структурная схема ССС.

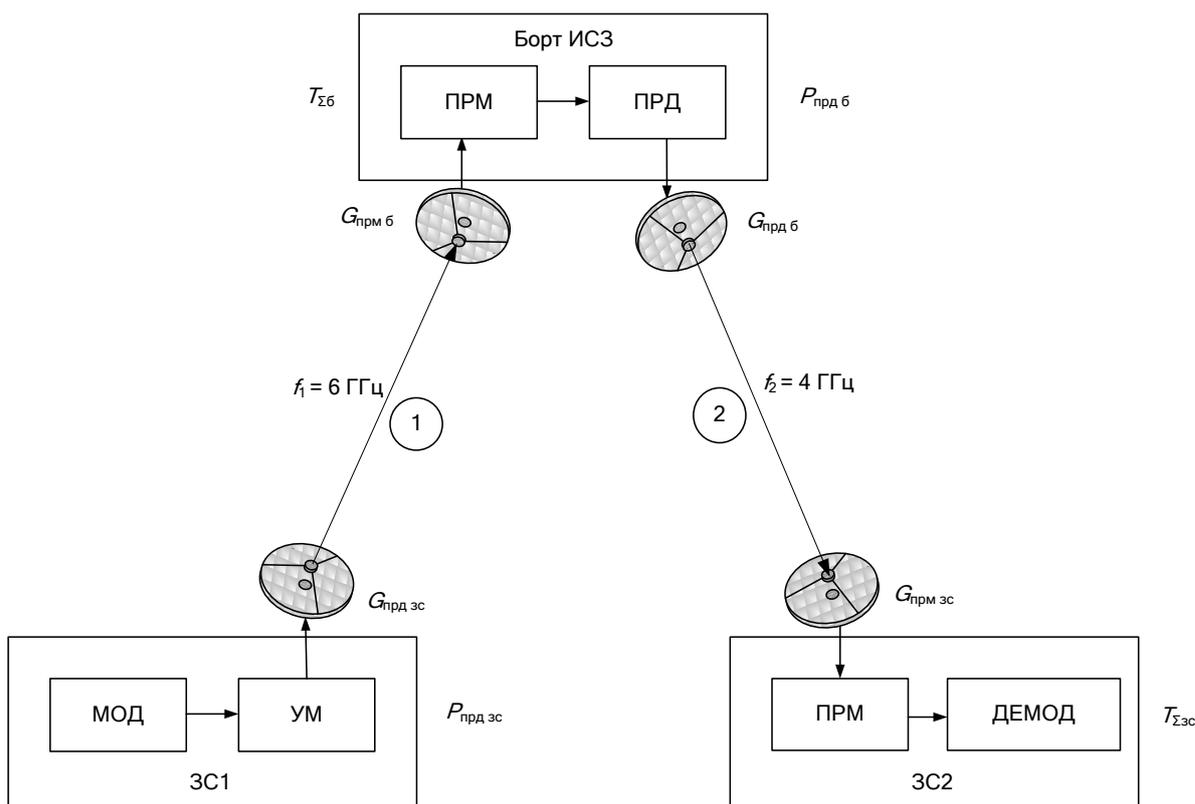


Рис. 1.5. Структурная схема ССС

Передающая станция характеризуется эквивалентной изотропно-излучаемой мощностью (ЭИИМ). Она измеряется в дБ·Вт.

Для ЗС1 ЭИИМ будет равна:

$$P_{\text{ЭИИМ ЗС}} [\text{дБ}] = P_{\text{прд ЗС}} [\text{дБВт}] + G_{\text{прд ЗС}} [\text{дБ}] - L_{\text{Ф прд ЗС}} [\text{дБ}], \quad (1.1)$$

где $P_{\text{ПРД ЗС}}$ – мощность передатчика ЗС1, $G_{\text{ПРД ЗС}}$ – коэффициент усиления антенны ЗС1, $L_{\text{Ф ПРД ЗС}}$ – потери в фидерной линии от ПРД до антенны ЗС1.

Для ИСЗ:

$$P_{\text{ЭИИМ Б}} [\text{дБ}] = P_{\text{ПРД Б}} [\text{дБВт}] + G_{\text{ПРД Б}} [\text{дБ}] - L_{\text{Ф ПРД Б}} [\text{дБ}]. \quad (1.2)$$

Параметры, входящие в уравнение (1.2) имеют тот же смысл, что и для уравнения (1.1), только применительно к бортовой аппаратуре ИСЗ.

Мощность полезного сигнала на входе бортового приемника равна:

$$P_{\text{С ВХ Б}} [\text{дБ}] = P_{\text{ЭИИМ ЗС}} [\text{дБВт}] + G_{\text{ПРМ Б}} [\text{дБ}] - L_{\text{Ф ПРМ Б}} [\text{дБ}] - L_{\Sigma 1} [\text{дБ}], \quad (1.3)$$

где $L_{\Sigma 1}$ – суммарные потери на 1-м участке ЗС1–ИСЗ:

$$L_{\Sigma 1} = L_{\text{СВ}} + L_{\text{АТМ}} + L_{\text{Д}} + L_{\text{ПОЛ}}, \quad (1.4)$$

$L_{\text{СВ}}$ – потери в свободном пространстве; $L_{\text{АТМ}}$ – потери обусловленные поглощением радиоволн в атмосфере без дождя; $L_{\text{Д}}$ – потери в дожде и других гидрометеорах; $L_{\text{ПОЛ}}$ – потери из-за несовпадения плоскостей поляризации сигнала и антенны. Расчёт параметров $L_{\text{АТМ}}$, $L_{\text{Д}}$ и $L_{\text{ПОЛ}}$ описан ниже.

Ослабление энергии в свободном пространстве определяется уменьшением плотности мощности при удалении от излучателя:

$$L_{\text{СВ}} = \left(\frac{4\pi R_0}{\lambda} \right)^2, \quad (1.5)$$

где R_0 – расстояние между ЗС и ИСЗ в км; λ – длина волны; $f = \frac{c}{\lambda} = \frac{3 \cdot 10^8}{\lambda}$.

Мощность полезного сигнала на входе приемника ЗС2 равна:

$$P_{\text{С ВХ ЗС2}} = P_{\text{ЭИИМ Б}} + G_{\text{ПРМ ЗС2}} - L_{\text{Ф ПРМ ЗС2}} - L_{\Sigma 2} \quad (1.6)$$

где $L_{\Sigma 2}$ – суммарные потери при распространении на 2-м участке ИСЗ–ЗС2.

Поглощение энергии сигнала в атмосфере

В диапазонах частот, выделенных для спутниковых систем, влияние атмосферы проявляется в виде ослабления (поглощения) радиоволн в тропосфере и ионосфере, искривления траектории радиолуча в результате рефракции, изменения формы и вращения плоскости поляризации радиоволн и появления помех, обусловленных тепловым излучением атмосферы и шумами поглощения.

Рассмотрим первый из перечисленных факторов – *поглощение радиоволн в атмосфере*, количественная оценка которого определяется коэффициентом. Установлено, что в диапазонах частот выше 500 МГц основной вклад поглощения определяется тропосферой, точнее газами тропосферы – кислородом и водяными парами – $L_{\text{АТМ}}$, а также дождем и прочими гидрометеорами – $L_{\text{Д}}$ (ионосфера и остальные газы тропосферы, например двуокись углерода или азот, играют малую роль).

Для количественной оценки удобно воспользоваться следующей формулой:

$$L_{\text{АТМ}} = L_{\text{O}_2} l_1 + L_{\text{H}_2\text{O}} l_2, \quad (1.7)$$

где L_{O_2} и $L_{\text{H}_2\text{O}}$ – коэффициенты погонного поглощения (дБ/км) в кислороде и водяных парах; l_1 и l_2 – эквивалентная длина пути сигнала в этих средах соответственно.

Коэффициенты поглощения для стандартизированной атмосферы представлены на рис. 1.6, из которого следует, что поглощение имеет ярко выраженный частотно-зависимый характер; наблюдаются резонансные пики на частотах 22 и 165 ГГц (для водяных паров), а также 60 и 120 ГГц (для кислорода).

Эквивалентная длина пути сигнала в стандартной атмосфере, очевидно, зависит не только от эквивалентной толщины атмосферы, но также от угла места антенны земной станции β и высоты земной станции над уровнем моря h_3 :

$$l_1 = (h_{O_2} - h_3) \operatorname{cosec} \beta; \quad l_2 = (h_{H_2O} - h_3) \operatorname{cosec} \beta, \quad (1.8)$$

где h_{O_2} и h_{H_2O} – эквивалентная толщина атмосферы для кислорода и водяных паров.

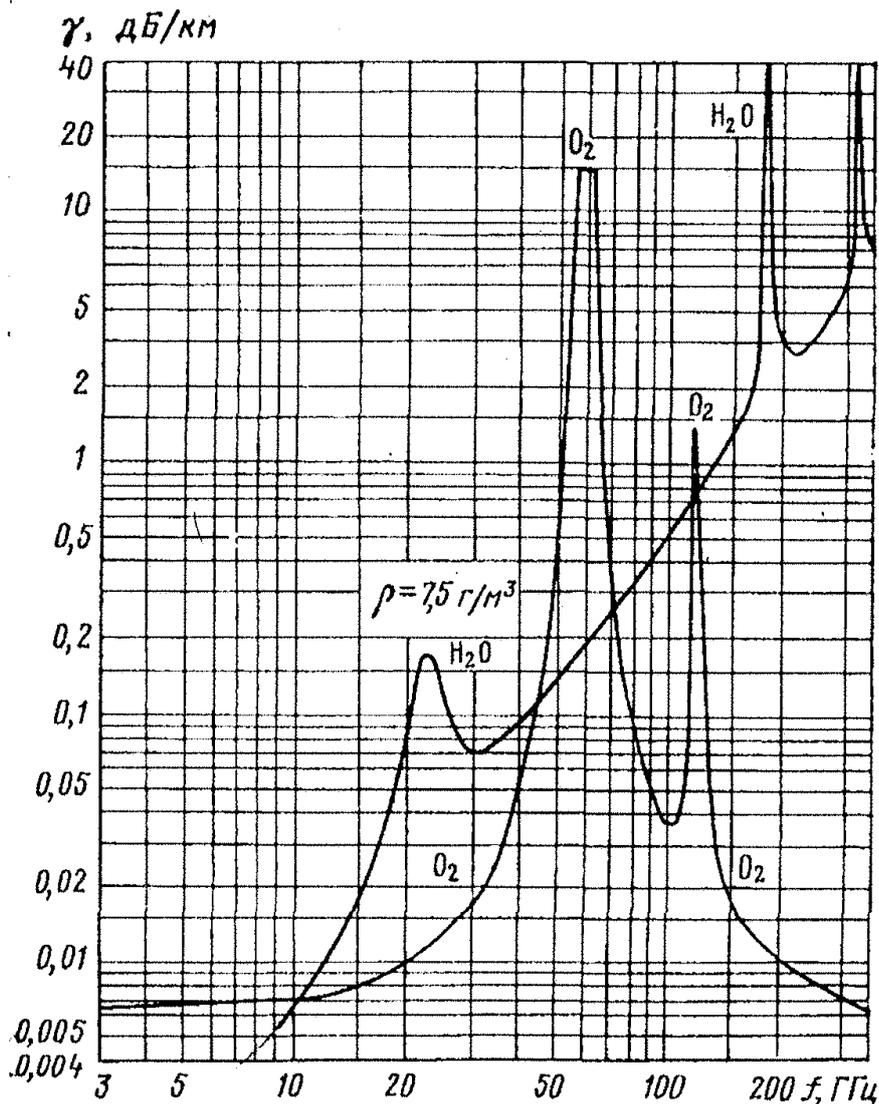


Рис. 1.6. Зависимость коэффициента поглощения для кислорода O_2 и водяных паров H_2O от частоты

Результаты вычислений по формулам (1.7) и (1.8) с учетом экспериментальных данных приведены на рис. 1.7; они определяют поглощение в спокойной (невозмущенной) атмосфере без гидрометеоров, которое представляет собой как бы постоянную составляющую потерь, имеющих место в течение 100% времени.

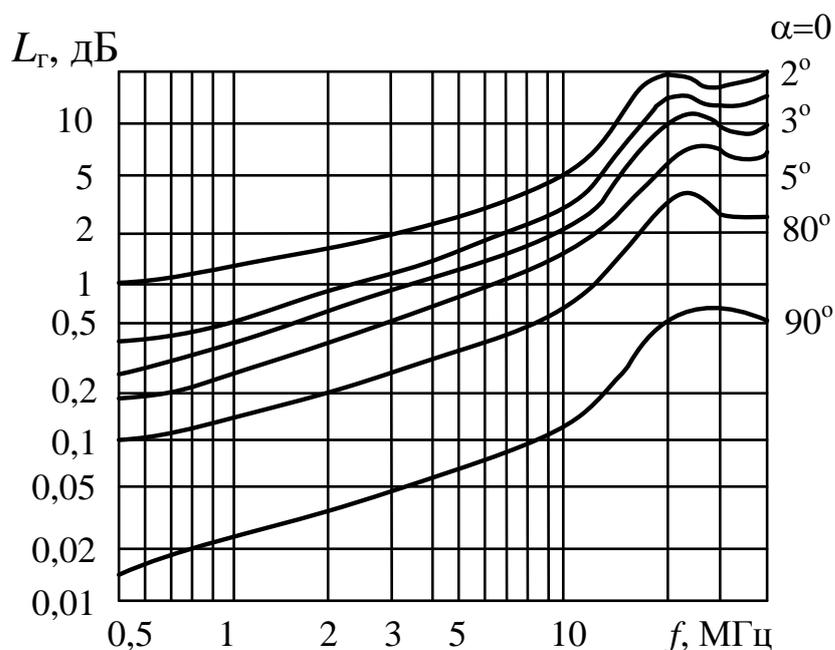


Рис. 1.7. Частотная зависимость поглощения радиоволн в спокойной атмосфере (без дождя) при различных углах места

Оценка затухания сигнала в гидрометеорах

$$L_d = L'_d l_3, \quad (1.9)$$

оказывается задачей более сложной, чем в спокойной атмосфере, поскольку поглощение в этом случае зависит от вида гидрометеоров (дождь, снег, туман), интенсивности осадков, размеров зоны их выпадения и распределения интенсивности по зоне и распределения размеров частиц гидрометеоров. Эти факторы влияют как на коэффициент погонного поглощения L'_d , так и на эквивалентную длину пути сигнала l_3 в формуле (1.8). Наибольшее ослабление сигнала вносят жидкие гидрометеоры – дождь, туман, мокрый снег; ослабление в твердых структурах (град, сухой снег) значительно меньше. Наличие взвешенных частиц – аэрозолей – практически не влияет на поглощение сигнала и в обычных условиях может не учитываться.

Усредненные на основании многочисленных измерений и рекомендованные МККР значения погонных коэффициентов поглощения L'_d в дожде различной интенсивности приведены на рис. 1.8. Значения l_3 , вычисленные для различных интенсивностей дождя с учетом пространственной локализации ядра дождевой зоны, приведены на рис. 1.9, из которого следует, что эквивалентная длина пути сигнала при больших интенсивностях существенно меньше, чем геометрическая, определяемая по формуле $l_3 = (h_d - h_3) \operatorname{cosec} \beta$ где h_d – эквивалентная толщина дождевой зоны. Этот количественный результат подтверждает хорошо известное положение о том, что дожди большой интенсивности, как правило, сильно локализованы.

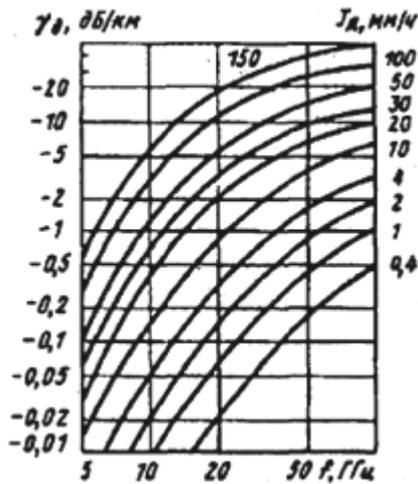


Рис. 1.8. Частотная зависимость коэффициента поглощения сигнала в дожде различной интенсивности

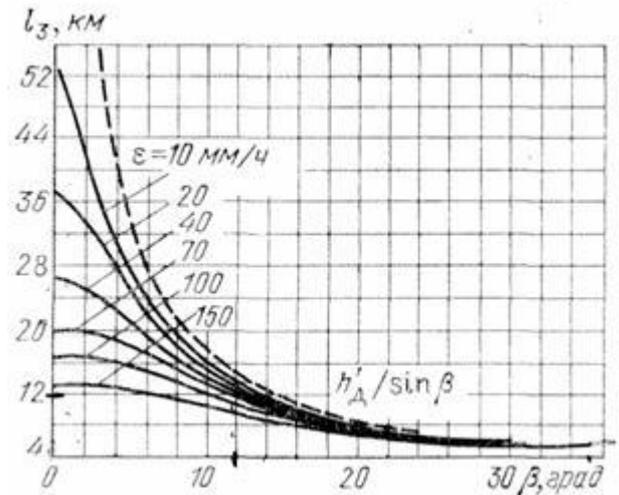


Рис. 1.9. Зависимость эквивалентной длины пути сигнала в дожде различной интенсивности от углов места антенны земной станции

Пользуясь рис. 1.8 и 1.9, можно рассчитать поглощение в дождях различной интенсивности. При этом необходимо решить еще один важный вопрос – о статистике, т. е. распределении вероятностей выпадения осадков различной интенсивности. Эта задача не поддается теоретическому решению и полностью базируется на экспериментальных данных метеорологии. Однако при использовании этих данных следует иметь в виду, что они имеют приемлемую достоверность при обработке результатов не менее чем за 7–10 лет, относятся к определенной точке Земли и, строго говоря, не могут быть экстраполированы на всю область обслуживания ИСЗ, которая может охватывать несколько климатических зон; обычно характеризуют среднегодовое или среднемесячное количество осадков (т. е. дают распределения, усредненные за год или месяц), тогда как действующие нормы МККР и требуют знания среднечасовых и среднeminутных распределений.

В данной работе вместо формулы (1.9) и графиков 1.8, 1.9 можно воспользоваться усредненным графиком частотной зависимости поглощения радиоволн в дожде при различных углах места α и вероятности выпадения дождя (T_d) (рис. 1.10).

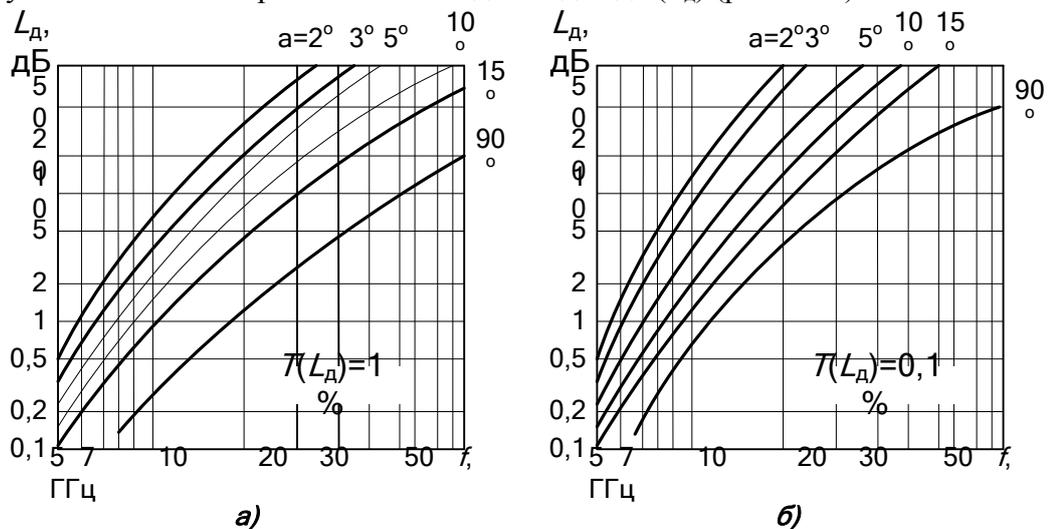


Рис. 1.10. Частотные зависимости поглощения сигнала в дожде от частоты при различных углах места и вероятности выпадения дождя

Следующим по своему значению поглотителем энергии радиоволн является туман. Интенсивность тумана измеряется дальностью предельной оптической видимости S (м), а его поглощающая способность L'_T (дБ/км) определяется абсолютной влажностью ρ (г/м³). Связь этих параметров может быть представлена в виде эмпирических формул: $\rho = 35^{-4,3}$, $L'_T = 0,483\rho/\lambda^2$.

Средняя вертикальная протяженность тумана мала и обычно не превышает 0,5... 0,6 км, зато горизонтальная протяженность может достигать 100 км, а продолжительность существования этой области может быть значительно большей, чем дождевой. При угле места больше 10°, ослабление в тумане на частоте 4 ГГц составляет примерно 0,3 дБ.

Для некоторых климатических районов значительное влияние на уровень принимаемых сигналов может оказывать снег (особенно мокрый), а также град. Коэффициент погонного поглощения в сухом снеге и граде значительно меньше, чем в дожде той же интенсивности.

Поглощение, вызываемое мокрым снегом, примерно такое же, как в дожде равной интенсивности, однако в отдельных случаях (при выпадении крупных хлопьев мокрого снега) оно может оказаться в 4... 6 раз большим, чем в дожде. Эксперименты показывают, что это явление достаточно редкое, и при расчетах для наихудшего месяца следует практически учитывать лишь поглощение в дожде.

Ионосфера тоже оказывает влияние на условия прохождения радиоволн, однако поглощение в ней на частотах выше 1 ГГц чрезвычайно мало $L_{И} = 2500/f^2$ не превышает $2,5 \cdot 10^{-3}$ дБ даже при низких углах места антенны.

Потери из-за деполяризации и несовпадения плоскостей поляризации сигнала и антенны

С влиянием атмосферы связаны эффект Фарадея и вытекающее из него следствие – *фазовая дисперсия сигналов*. Как известно, эффект Фарадея обусловлен тем, что при распространении линейно-поляризованной волны через ионосферу под действием магнитного поля Земли происходит расщепление этой волны на две составляющие, которые распространяются с различными скоростями. Следовательно, между ними появляется фазовый сдвиг, который приводит к повороту плоскости поляризации суммарной волны.

При некоторых упрощающих предположениях угол поворота плоскости поляризации определяется по формуле

$$\Psi \approx \frac{2,37 \cdot 10^{17}}{f^2}. \quad (1.10)$$

Результаты расчетов по этой формуле для нескольких значений частоты и углов места антенны приведены в табл. 1, из которой следует, что эффект Фарадея приводит к заметному изменению направления вектора поляризации на частотах ниже 5 ГГц; на частотах выше 10 ГГц с этим явлением можно не считаться. Влияние этого эффекта сказывается в том, что при использовании для связи сигналов с линейной поляризацией будут возникать потери сигнала между коллинеарными антеннами (передающей и приемной)

$$L_{пол} = 20 \lg(\cos \Psi). \quad (1.11)$$

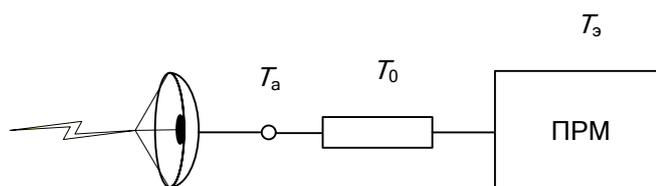
Во избежание этого на частотах ниже 10 ГГц в спутниковых системах используется исключительно круговая поляризация. В более высоких диапазонах фазовые эффекты не препятствуют применению линейной поляризации.

Таблица 1. Зависимость углов поворота плоскости поляризации от частоты

$f, \text{ ГГц}$		0,5	1	2	5	10
$\Psi, \text{ град}$	$\beta = 90^\circ$	95	25	6	1	0,3
	$\beta = 0^\circ$	250	60	18	3	0,1

1.4 Оценка чувствительности приемника на ИСЗ и ЗС

Чувствительность приемника определяется минимальным уровнем полезного сигнала ($P_{c \min}$), который может выделить приемник на фоне шумов. Уровень шумов определяется в основном эффективной шумовой температурой антенны T_a . Суммарная эффективная шумовая температура антенны $T_{a\Sigma}$ учитывает влияние антенны, фидера и приемника (рис. 1.11).

Рис. 1.11. Суммарная эффективная шумовая температура антенны $T_{a\Sigma}$

$$T_{a\Sigma} = T_a + T_0 + T_3,$$

где T_a - эффективная шумовая температура антенны (ЭШТ); T_0 - шумовая температура фидера; T_3 - шум-фактор приемника.

Антенна ЗС направлена на ИСЗ, она принимает кроме полезного сигнала еще и шумы космоса и атмосферы. По боковым лепесткам диаграммы направленности антенна ЗС принимает шумы Земли.

Эффективная шумовая температура антенны ЗС равна:

$$T_{a\Sigma \text{ ЗС}} = T_{\text{к}} + T_{\text{атм}}(\alpha) + \varepsilon T_{\text{зем}} + \Delta T,$$

Шумовую температуру атмосферы $T_{\text{атм}}(\alpha)$ и шумовую температуру космоса $T_{\text{к}}$ можно определить по различным графикам. Если $f = 6 \text{ ГГц}$ и $\alpha = 10^\circ$, то $T_{\text{атм}} = 30 \text{ К}$, $T_{\text{к}} \leq 10 \text{ К}$ и $T_{\text{зем}} = 290 \text{ К}$; $\varepsilon = 0,3$ коэффициент, учитывающий прием шумов $T_{\text{зем}}$ основным боковым лепестком диаграммы направленности антенны; $\Delta T \approx 0$, т.к. приращение шумов из-за омических потерь в антенне равно $\Delta T = 2 \text{ К}$.

Рассмотрим чувствительность приемника ИСЗ.

Эффективная шумовая температура антенны ИСЗ главным лепестком диаграммы направленности ориентирована на Землю. И при учете всех факторов суммарная ЭШТ может быть определена из выражения:

$$T_{a\Sigma \text{ исз}} = T_{\text{зем}} + T_{\text{атм}} + 2\varepsilon \cdot T_{\text{к}} = 290 + 90 + 30 = 410^\circ\text{C}.$$

Мощность тепловых шумов на входе приемника определяется выражением:

$$P_{\text{ш вх прм}} = k \cdot T_{a\Sigma} \cdot \Delta f_{\text{упч}},$$

где $k = 1,23 \cdot 10^{-23} \text{ Вт} \cdot \text{Гц}^{-1} \cdot \text{градус}$ – постоянная Больцмана.

$\Delta f_{\text{упч}}$ - шумовая полоса пропускания приемника на выходе УПЧ, в которой измеряют шумы.

Чувствительность приемника характеризует его способность принимать слабые сигналы. Она ограничена шумами антенны и входных каскадов приемника. Минимальная мощность сигнала на входе приёмника определяется выражением

$$P_{\text{ПРМmin}} \approx 10 \cdot P_{\text{III ВХ ПРМ}} \quad (1.12)$$

1.5 Задание на работу

1. Изучить теорию по расчёту ослабления сигнала на трассе ИСЗ–Земля.
2. Рассчитать минимально необходимую мощность передатчика ИСЗ, расположенного на геостационарной орбите, если плотность потока мощности в подспутниковой точке должна быть не менее -140 дБВт/м².

В качестве основы будем использовать параметры российского ИСЗ «Горизонт» на ГЕО: диапазон частот 6/4 ГГц (частота $f = 6$ ГГц используется на участке земля-космос, а $f = 4$ ГГц - космос-земля.), диаметр антенны ИСЗ $D_{\text{ИСЗ}} = 2,5$ м, диаметр антенны ЗС $D_{\text{ЗС}} = 12$ м. КПД антенно-фидерного тракта ЗС равен 0,9, ИСЗ – 0,8.

Расчёт коэффициента усиления антенны осуществляется по формуле

$$G = \frac{\pi^2 \cdot D^2}{\lambda^2} \cdot 0,7,$$

где 0,7 – коэффициент использования площади антенны.

При расчётах использовать вероятность дождя $T(L_{\text{д}}) = 0,1\%$.

3. Рассчитать мощность сигнала на границе зоны видимости и сравнить с чувствительностью приёмника земной станции, установленной на этой границе. При необходимости (если уровень сигнала меньше чувствительности приёмника), рассчитать коэффициент усиления антенны ЗС и оценить её диаметр.
4. Рассчитать мощность излучения ЗС, установленной на границе зоны видимости, чтобы принимать сигнал на борту ИСЗ (мощность сигнала на входе приёмника ИСЗ должна равняться чувствительности приёмника на борту ИСЗ).
5. Написать отчёт и сделать выводы.

1.6 Содержание отчёта

Отчёт оформляется в соответствии с образовательным стандартом ТУСУР и содержит следующие элементы:

- 1) титульный лист;
- 2) цель работы;
- 3) *краткое* изложение задания *своими словами*;
- 4) основная часть (полученные результаты с подробным описанием);
- 5) ответы на все контрольные вопросы;
- 6) выводы.

Требования к оформлению графиков:

- 1) все графики должны быть чёткими и наглядными;
- 2) каждый график должен иметь подпись, поясняющая это график;
- 3) оси на графиках должны быть подписаны, на осях указана размерность;
- 4) на графиках должна быть изображена сетка.

1.7 Контрольные вопросы

1. Что нужно сделать, чтобы увеличить мощность сигнала на входе приемника?
2. Какой из рассмотренных в работе факторов оказал наибольшее влияние на ослабления сигнала?
3. Как изменится мощность принимаемого сигнала, если эффективную площадь приёмной антенны увеличить в два раза?

1.8 Список литературы

1. Дудко Б.П. Космические радиотехнические системы: учебное пособие. – Томск: Томский гос. университет систем управления и радиоэлектроники, 2012 г. – 291 с. – <http://edu.tusur.ru/attachments/1762-kosmicheskie-radiotekhnicheskie-s/download?1342510953>
2. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. – М: Связь, 1972. – 335 с.
3. Яковлев О.И., Якубов В.П., Урядов В.П., Павельев А.Г. Распространение радиоволн. – ЛЕНАНД, 2009. – 496 с. - http://www.vixri.com/d/Jakovlev%20O.I.%20%20_Rasprostranenie%20radiovoln,%202010,%20489s.pdf
4. Образовательный стандарт ТУСУР 01-2013. Работы студенческие по направлениям подготовки и специальностям технического профиля. Общие требования и правила оформления. Томск: ТУСУР, 2013. – 57 с. http://www.rts.tusur.ru/wp-content/uploads/2013/12/tech_01-2013.pdf

2. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №2

ОПТИМАЛЬНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛА НА ФОНЕ ШУМА

Цель работы: Изучение структуры и характеристик оптимального обнаружителя полезного сигнала известной формы на фоне белого гауссова шума.

2.1 Основные положения теории оптимального обнаружения

Сигнал на входе приёмника можно записать в виде:

$$y(t) = \theta \cdot s(t) + n(t), \quad (1)$$

где $s(t)$ – полезный сигнал с известными параметрами (неизвестным являются амплитуда и время прихода сигнала), θ – случайная (постоянная на интервале наблюдения) величина с двумя значениями 0 и 1, $n(t)$ – аддитивный шум.

Проблема обнаружения полезного сигнала состоит в том, что приемник, получив сигнал $y(t)$, должен принять решение о том, чему равна величина θ . Поскольку входной сигнал $y(t)$ содержит шум, то обнаружение полезного сигнала, в особенности, если он по уровню сравним с шумом, является не простой задачей. Приемник, как впрочем, и человек, в подобной ситуации может давать ошибки. Интуитивно ясно, что *самый хороший (оптимальный) приемник должен в среднем давать меньше ошибок*. В математическом плане необходимо *найти формулы (алгоритм), по которым оптимальный приемник работает*, т.е. следует в явном виде записать выражение для сигнала на выходе приемника. В инженерном плане необходимо *определить структурную и далее функциональную схему этого приемника*, чтобы его можно было выполнить и использовать при решении задачи обнаружения.

Рассмотрим в качестве устройства обнаружения некоторый фильтр, характеризуемый импульсной характеристикой $h(t)$. *Импульсная характеристика (ИХ)* – это реакция фильтра на входной сигнал в виде дельта-функции Дирака. Оптимизация фильтра заключается в подборе такой ИХ, чтобы на выходе фильтра отношение сигнал/шум было максимально возможным. *Отношение сигнал/шум* характеризует насколько максимальное значение сигнала превышает средний уровень шума.

Сигнал $z(t)$ на выходе любого фильтра определяется свёрткой входного сигнала $y(t)$ и ИХ фильтра $h(t)$:

$$z(t) = \int_0^t h(t-\tau) \cdot y(\tau) d\tau. \quad (2)$$

Если предположить, что

$$h(t) = c \cdot s(t_0 - t), \quad (3)$$

где $c = const$, то (2) можно переписать в виде

$$z(t) = c \cdot \int_0^t y(\tau) \cdot s[\tau - (t_0 - t)] d\tau. \quad (4)$$

Таким образом, для момента времени $t = t_0 = T$ (T – длительность полезного сигнала) сигнал на выходе фильтра, имеющего указанную выше импульсную характеристику, оказывается равным

$$\begin{aligned}
 z(t)\Big|_{t=T} &= c \cdot \int_0^T y(\tau) \cdot s(\tau) d\tau = c \int_0^T s(\tau) \cdot s(\tau) d\tau + c \int_0^T n(\tau) \cdot s(\tau) d\tau = \\
 &= c \cdot E_s(T) + c \int_0^T n(\tau) \cdot s(\tau) d\tau.
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

Из (5) следует, что сигнал на выходе фильтра с ИХ (3) будет равен сумме энергии полезного сигнала $s(t)$ и некоторой случайной добавки за счёт действия случайных шумов. В этом случае *отношение уровня полезного сигнала к шуму* на выходе фильтра получается наибольшим и равняется:

$$q_0^2 = \frac{2E_s}{N_0}, \tag{6}$$

где E_s – полная энергия полезного сигнала; N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности белого шума на входе приемника.

Линейный фильтр с импульсной характеристикой (3) называют *оптимальным согласованным фильтром* (СФ). Согласованность заключается в том, что ИХ фильтра повторяет форму полезного сигнала, зеркально отражённого относительно момента времени $T/2$ (см. рис. 1).



Рис. 1 – Пример входного сигнала и ИХ согласованного фильтра

Изучим форму полезного сигнала (сигнальной части $z_s(t)$ полного выходного сигнала $z(t)$) на выходе СФ. Перепишем (4) в виде

$$\begin{aligned}
 z(t) &= \int_0^t y(\tau) \cdot s[\tau - (t_0 - t)] d\tau = \int_0^t [s(\tau) + n(\tau)] \cdot s[\tau - (t_0 - t)] d\tau \\
 &= z_s(t) + z_n(t),
 \end{aligned}
 \tag{7}$$

где сигнальная часть

$$z_s(t) = c \cdot \int_0^t s(\tau) \cdot s[\tau + (t - t_0)] d\tau = c \cdot E_s \cdot k(t - t_0) \tag{8}$$

и $k(\bullet)$ – нормированная временная автокорреляционная функция (АКФ) полезного сигнала [1, п. 1.3.2].

Таким образом, полезный сигнал на выходе СФ совпадает по форме с временной АКФ полезного входного сигнала. Вид АКФ сигнала $s(t)$ может существенно отличаться

от формы самого сигнала $s(t)$. Важным параметром временной АКФ сигнала является ее ширина δ_τ . Для радиосигналов это ширина огибающей АКФ. Выполняя работу, необходимо усвоить, что величина $\delta_\tau \sim 1/\Delta F$, где ΔF – ширина частотного спектра сигнала. Следует обратить внимание и сравнить форму полезного сигнала на входе и выходе СФ для случая простого *одиночного радиоимпульса* и *радиоимпульса с фазокодовой модуляцией (ФКМ)*. Подробно эти вопросы рассмотрены в [1, п. 1.3].

Необходимо отметить, что все соотношения, связанные с преобразованием сигналов и шума в приемнике – обнаружителе должны быть представлены в программе в дискретной форме. Непрерывному сигналу $y(t)$ соответствует дискретная последовательность $y(n \cdot \Delta t) \equiv y(n)$, где Δt – временной интервал дискретизации и n номер отсчета. Интеграл свертки, определяющий связь выходного и входного сигналов в линейной динамической системе (фильтре) преобразуется в соответствующую сумму по индексу, связанному с переменной интегрирования. Если $t \rightarrow n \cdot \Delta t \equiv n$ и $\tau \rightarrow k \cdot \Delta t \equiv k$, интеграл свертки в дискретной форме имеет вид

$$z(t) = \int_0^t h(\tau) \cdot y(t - \tau) d\tau \Rightarrow z(n) = \sum_{k=0}^n h(k) \cdot y(n - k) \cdot \Delta t. \quad (9)$$

Верхний индекс у знака суммы может быть ограничен числом N . Его значение определяется длительностью ИХ фильтра. При этом правая часть выражения (9) соответствует структуре дискретного фильтра с конечной импульсной реакцией. Абсолютная величина Δt принята равной единице. В этом случае временная длительность любой функции определяется количеством дискретных отсчетов.

2.2 Согласованный фильтр для прямоугольного радиоимпульса

Радиоимпульс представляет собой прямоугольный импульс, заполненный гармоническим колебанием (см. рис. 2). Аналитически такой сигнал можно записать в виде $s(t) = S_0 \cos(2\pi ft)$ при $t \in [0, \tau_{\text{и}}]$, где $\tau_{\text{и}}$ – длительность импульса.

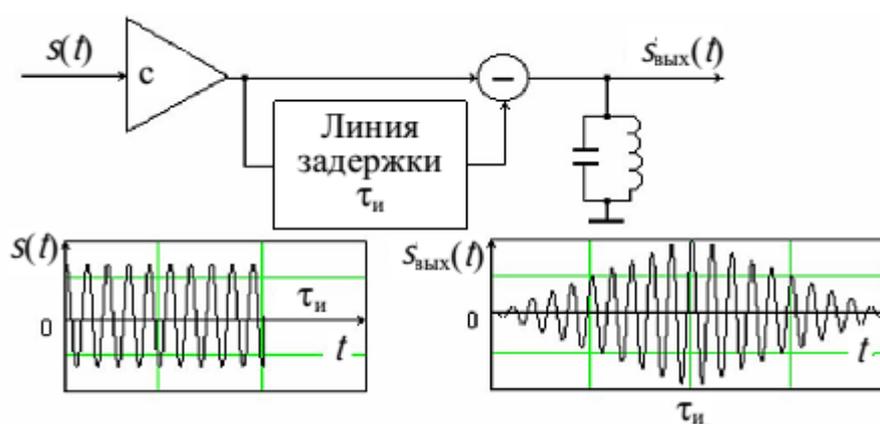


Рис. 2 – Согласованный фильтр для прямоугольного радиоимпульса

На рис. 2 показана структурная схема устройства, реализующего функции СФ. Оно состоит из усилителя, линии задержки на время $\tau_{\text{и}}$, вычитающего устройства и колебательного контура с достаточно малым затуханием. Предполагается, что $\tau_{\text{и}}$ равно целому числу периодов ВЧ-сигнала.

Пусть на вход устройства поступает прямоугольный радиоимпульс, тогда на кон-

туре высокой добротности происходит линейное нарастание амплитуды напряжения в течение длительности импульса сигнала и весьма медленное затухание колебаний после его окончания. В результате вычитания двух переходных процессов на выходе получается треугольный импульс (см. рис. 2), повторяющий по форме АКФ сигнала. При этом максимальное значение импульса в момент $t \geq \tau_{и}$ равно энергии $E_s = c^2 (S_0^2 / 2)\tau_{и}$.

2.3 Согласованный фильтр для прямоугольного радиоимпульса с фазокодовой модуляцией

Расширение частотного спектра радиоимпульса при заданной длительности возможно как с помощью внутриимпульсной ЧМ так и ФКМ. Относительная простота фазового кодирования сигналов и преимущества, связанные с постоянством амплитуды при генерации и усилении сигналов, обеспечили ФМ-импульсам широкое применение. Радиоимпульс прямоугольной формы с ФКМ можно задать в виде

$$s(t) = \sum_{i=1}^n P_i(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_i), \quad 0 \leq t \leq n\Delta, \quad (10)$$

где $n\Delta = \tau_{и}$ – длительность импульса, составленного из n парциальных импульсов длиной Δ ; φ_i – начальная фаза i -го парциального импульса;

$$P_i(t) = \begin{cases} 1, & (i-1)\Delta \leq t \leq i\Delta, \\ 0, & \text{при других } t. \end{cases} \quad (11)$$

Наибольшее применение получили ФКМ-сигналы, фазы которых могут принимать только два значения: 0 или π (*бинарные коды*). Если в сигнале используется большее число значений фаз φ_i в пределах $(0; 2\pi)$, то такие сигналы называются *многофазными*. Учитывая, что изменение фазы на π приводит к перемене знака ВЧ-заполнения на противоположный, сигнал (10) с бинарным фазовым кодом имеет вид

$$s(t) = \Pi(t) \sin(\omega_0 t), \quad 0 \leq t \leq n\Delta, \quad (12)$$

где $\Pi(t)$ – последовательность (импульсно-временной код), состоящая из n единичных положительных и отрицательных импульсов. В качестве примера на рис. 3,а показан радиоимпульс с бинарным фазовым кодом Баркера ($n = 7$) и соответствующая ему модулирующая последовательность $\Pi(t)$. Кодовую последовательность символов можно условно записать в виде: +1+1+1-1-1+1-1.

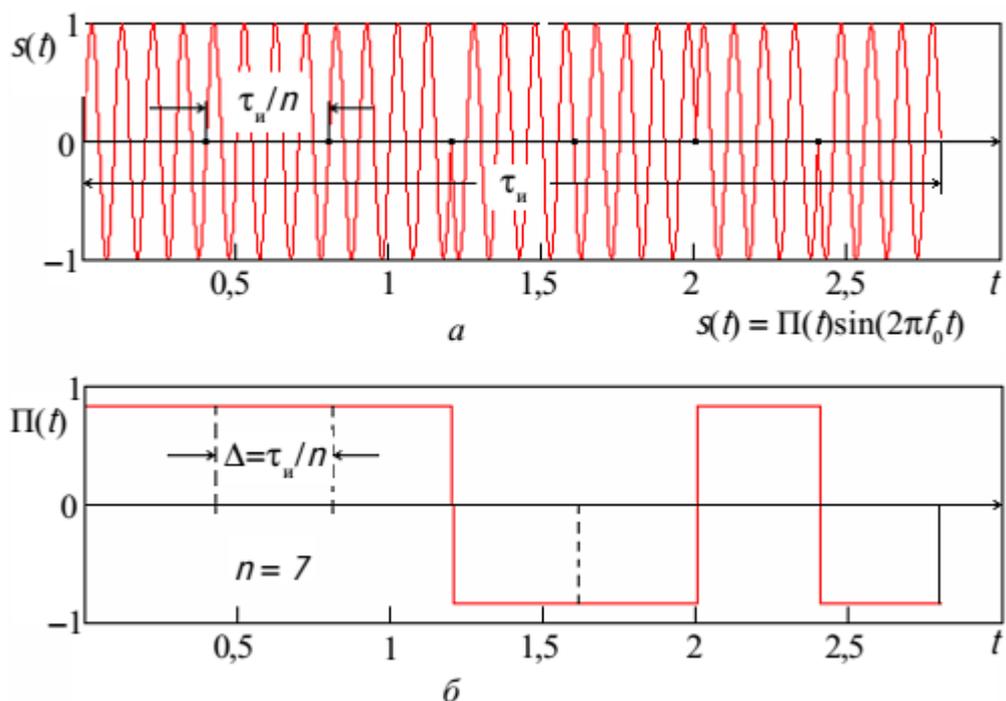


Рис. 3 – Радиоимпульс с ФКМ (а) и функция модуляции фазы $\Pi(t)$ (б)

Определим структурную схему СФ для ФКМ-импульса с семипозиционным кодом Баркера. На рис 4,а показано условное обозначение этого сигнала. Используя выражение (3), получим ИХ СФ (рис. 4,б).

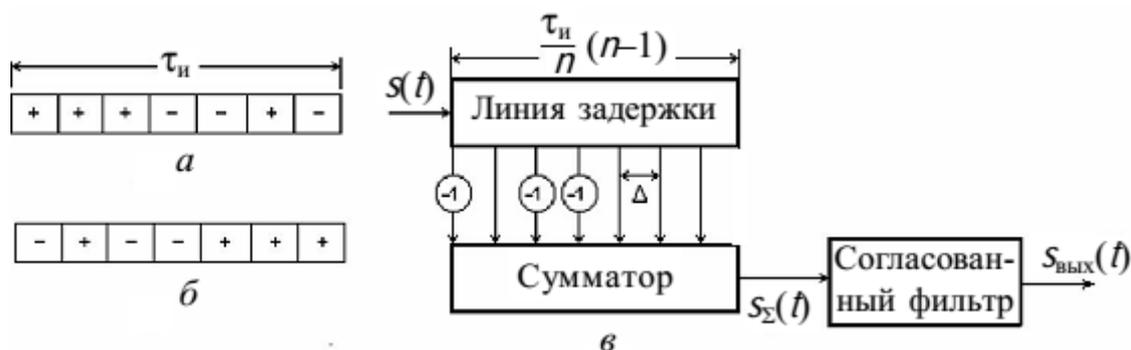


Рис. 4 – Обработка ФКМ-радиоимпульса в согласованном фильтре:

а – модулирующая функция ФКМ-сигнала;

б – модулирующая функция импульсной реакции СФ;

в – СФ для радиоимпульса с ФКМ

Устройство оптимальной обработки ФКМ сигнала (рис. 4,в) состоит из широкополосной линии задержки с семью равноотстоящими отводами (с интервалом задержки Δ), общего сумматора, к которому часть отводов подключена через инверсные каскады, а остальные – непосредственно, и линейного фильтра, согласованного с парциальным радиоимпульсом длительностью $\Delta = \tau_n / 7$. Работу СФ поясняет рис. 5, на котором показаны этапы формирования радиоимпульса $s_{\text{ВЫХ}}(t)$. На рис. 5,а с учетом инверсных каскадов схематически показаны радиоимпульсы с ФКМ на входе сумматора. Результат их суммирования представлен на рис. 5,б, а огибающая выходного сигнала СФ – на рис. 5,в. Максимум сигнала $s_{\text{ВЫХ}}(t)$ равен $7E_1$, где E_1 – энергия парциального импульса.

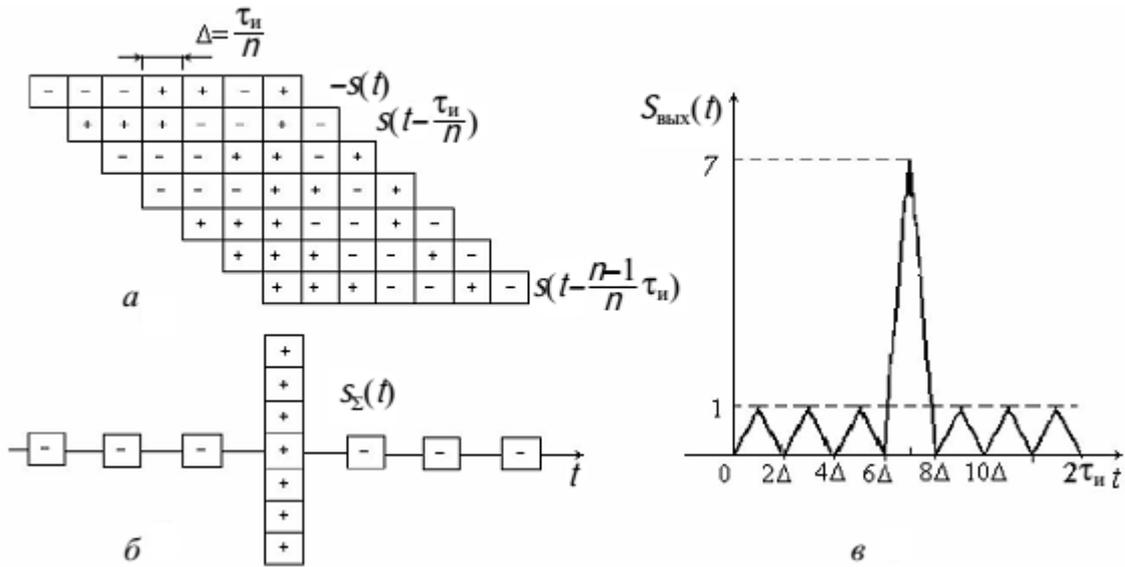


Рис. 5 – Формирование сигнала на выходе СФ:
 а – копии ФКМ-импульса на выходах линии задержки;
 б – ФКМ-сигнал на выходе сумматора;
 в – огибающая ФКМ-радиосигнала на выходе СФ

2.4 Разрешение сигналов по временной задержке

Задача разрешения сигналов состоит в том, что при поступлении на вход приемника сигнала

$$y(t) = \theta_1 \cdot s(t - \tau_1) + \theta_2 \cdot s(t - \tau_2) + n(t), \quad (13)$$

где θ_1 и θ_2 – случайные независимые величины с двумя значениями 0 и 1; τ_1 и τ_2 – временные положения (задержки) полезных сигналов. Если $y(t)$ содержит оба полезных сигнала и необходимо их раздельно обнаружить, то возникает задача взаимного разрешения сигналов в смысле их обнаружения. Очевидно, что результат ее решения при наличии шума зависит от соотношения уровней сигналов между собой и по отношению к шуму и, конечно, от того насколько «сильно» изменение параметра τ влияет на степень различия двух сигналов. В [1, п. 1.3] показано, мерой различия сигналов по неэнергетическим параметрам, к которым, в частности, относится временной сдвиг, является нормированная взаимная корреляционная функция сигналов по данному параметру. В данном случае, когда сигналы имеют одинаковую форму, это временная автокорреляционная функция. Разрешающую способность приемника – обнаружителя определяют как наименьшую разность временных положений сигналов $\delta\tau$, при которой на выходе приемника принимается решение о наличии двух полезных сигналов на интервале наблюдения.

В оптимальном обнаружителе возможность разрешения (в смысле обнаружения) двух сигналов известной формы с разными временными сдвигами определяется формой выходного отклика приемника. В схеме обнаружителя с согласованным фильтром она совпадает с АКФ полезного входного сигнала.

2.5 Задание на работу

Работа выполняется в среде MathCAD с использованием стандартных функций. В ходе выполнения лабораторной работы необходимо сделать следующее.

1. Задать одиночный видеоимпульс, описываемый функцией

$$s(n) = \begin{cases} A, & \text{если } 0 \leq n \leq N_1 \\ 0, & \text{при других } n \end{cases}$$

где A – амплитуда сигнала, $\Delta T = 0,1$ – период ВЧ сигнала, $n \in [0, N]$ – дискретное время наблюдения сигнала, $N = 800$, $N_1 = 200 + 10 \cdot \text{No}$, No – номер варианта. Значение параметра A берётся из таблицы 1. Построить данный импульс с временной задержкой 100 отсчётов: $s_1(n) = s(n - \tau_1)$.

Таблица 1 Значения параметра A .

Вариант, No	1	2	3	4	5	6	7	8
A	2	2,5	3	6	1	0,5	3,5	7

2. Сформировать и построить импульсную характеристику согласованного фильтра: $h(n) = s(N_1 - n)$.

3. Пропустить сигнал s_1 через согласованный фильтр, т.е. получить сигнал $z(n)$ на выходе СФ (см. формулу (9)). Построить данный сигнал, определить его длительность и максимальную амплитуду. Сравнить с теоретическими значениями длительности и амплитуды.

4. Добавить к полезному сигналу случайный шум. Для генерации случайного шума необходимо воспользоваться функцией $\mathbf{rnorm}(N+1, m, \sigma)$, где $N+1$ – определяет длительность реализации шума, $m = 0$ – среднее значение случайных значений, $\sigma = A/10$ – среднее квадратическое отклонение значений от среднего значения.

5. Подать смесь сигнала и шума на СФ. Построить сигнал на выходе СФ.

6. Повторить пункты 4 и 5 для $\sigma = A$ и $\sigma = 10A$.

7. Задать одиночный радиоимпульс, описываемый функцией

$$s(n) = \begin{cases} A \sin(2\pi n \cdot \Delta T), & \text{если } 0 \leq n \leq N_1 \\ 0, & \text{при других } n \end{cases}$$

8. Повторить пункты 2 – 6 для радиоимпульса.

9. Задать радиоимпульс с ФКМ: $s_f(n) = P(n) \cdot s(n)$,

где

$$P(n) = \begin{cases} 1, & \text{if } (0 \leq n \leq 3\tau - 1) \vee (5\tau \leq n \leq 6\tau - 1), \\ -1, & \text{if } (3\tau \leq n \leq 5\tau - 1) \vee (6\tau \leq n \leq N_1), \\ 0, & \text{при других } n, \end{cases}$$

определяет закон внутриимпульсной фазовой модуляции, $\tau = (N_1 + 1)/7$ – длительность частичного импульса.

10. Повторить пункты 2 – 6 для радиоимпульса с ФКМ.

11. Сделать выводы и написать отчёт.

2.6 Содержание отчёта

Отчёт оформляется в соответствии с образовательным стандартом ТУСУР и содержит следующие элементы:

- 1) титульный лист;
- 2) цель работы;

- 3) *краткое* изложение задания *своими словами*;
- 4) основная часть (полученные результаты с подробным описанием);
- 5) ответы на все контрольные вопросы;
- 6) выводы.

Требования к оформлению графиков:

- 5) все графики должны быть чёткими и наглядными;
- 6) каждый график должен иметь подпись, поясняющая это график;
- 7) оси на графиках должны быть подписаны, на осях указана размерность;
- 8) на графиках должна быть изображена сетка.

2.7 Контрольные вопросы

1. Изобразите отклик СФ на видеоимпульс с отрицательной амплитудой?
2. Что такое белый гауссовский шум?
3. Как изменится максимальный уровень сигнала на выходе СФ, если амплитуду полезного сигнала увеличить в два раза?

2.8 Список литературы

1. Тисленко В.И. Статистическая теория радиотехнических систем. – Томск: ТУСУР, 2007. – 245 с. - <https://edu.tusur.ru/attachments/2157-statisticheskie-metody-obrabotk/download?1346065222>
2. Чумаков А.С. Основы статистической радиотехники. – Томск: ТУСУР, 2003. – 394 с.
3. Образовательный стандарт ТУСУР 01-2013. Работы студенческие по направлениям подготовки и специальностям технического профиля. Общие требования и правила оформления. Томск: ТУСУР, 2013. – 57 с.
http://www.rts.tusur.ru/wp-content/uploads/2013/12/tech_01-2013.pdf