

Министерство образования и науки Украины

Севастопольский национальный технический университет

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ
РАСЧЕТНО-ПРАКТИЧЕСКИХ ЗАДАНИЙ
по дисциплине «Наземные и космические системы связи»
для студентов дневной формы обучения
специальности 7.090701 — «Радиотехника»**

Севастополь

2010 г

Методические указания по выполнению расчетно-практических заданий по дисциплине «Наземные и космические системы связи» для студентов дневной формы обучения специальности 7.090701 — «Радиотехника»/ Сост. А.А. Савочкин. — Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2010. — 39 с.

Целью методических указаний является оказание помощи студентам в изучении принципов построения и расчета основных технических показателей современных систем связи. Задания посвящены расчету энергетических параметров тропосферных линий связи, радиорелейных линий прямой видимости, волоконно-оптического каналов связи и анализу особенностей построения современных систем спутниковой связи.

Методические указания предназначены для студентов дневной формы обучения специальности 7.090701 — Радиотехника.

Методические рекомендации утверждены на заседании кафедры радиотехники и телекоммуникаций «27» января 2010 года, протокол № 6.

Рецензент:

доцент кафедры радиотехники и телекоммуникаций,
канд. техн. наук Зиборов С.Р.

Ответственный за выпуск:

заведующий кафедрой радиотехники и телекоммуникаций, д-р. техн. наук,
профессор Гимпилевич Ю.Б.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	4
1. Расчет энергетического режима линии дальнего тропосферного распространения	4
1.1. Краткие теоретические сведения	4
1.2. Порядок выполнения задания	7
2. Расчет режима работы пролета радиорелейной линии прямой видимости	9
2.1. Краткие теоретические сведения	9
2.2. Порядок выполнения задания	15
3. Расчет статистических характеристик множителя ослабления на интервале радиорелейной линии прямой видимости	17
3.1. Краткие теоретические сведения	17
3.2. Порядок выполнения задания	21
4. Определение минимально допустимого множителя ослабления радиорелейной линии прямой видимости	22
4.1. Краткие теоретические сведения	22
4.2. Порядок выполнения задания	24
5. Принципы построения современных систем спутниковой связи	25
5.1. Краткие теоретические сведения	25
5.2. Перечень вопросов для подготовки	27
6. Анализ энергетических характеристик волоконно-оптической линии связи	28
6.1. Краткие теоретические сведения	28
6.2. Порядок выполнения задания	29
7. Расчет зоны покрытия радиотелевизионной передающей станции	31
7.1. Краткие теоретические сведения	31
7.1.1. Структурная схема узловой радиорелейной станции	31
7.1.2. План частот РРЛ. Оценка требуемой полосы частот для ЧМ сигналов	32
7.1.3. Распространение радиоволн метрового и дециметрового диапазонов в городских условиях	34
7.2. Порядок выполнения задания	36
Библиографический список	39

ВВЕДЕНИЕ

Цель расчетно-практических заданий: углубление знаний о современных системах связи, овладение методикой расчета основных технических показателей радиорелейных, космических и оптических линий связи.

Выбор варианта задания производится по последней n и предпоследней m цифрам зачетной книжки.

Отчет по заданию должен содержать исходные данные для расчета, характеристики вида трассы или линии связи, методику расчета, промежуточные и итоговые результаты. В конце отчета приводятся выводы по проделанной работе и рекомендации по практическому применению полученных результатов.

1. РАСЧЕТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО РЕЖИМА ЛИНИИ ДАЛЬНОГО ТРОПОСФЕРНОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ

1.1. Краткие теоретические сведения

Применение линий дальнего тропосферного распространения (ДТР) основано на использовании отражения и рассеяния радиоволн турбулентными и слоистыми неоднородностями тропосферы. В этом случае протяженность трассы значительно превосходит расстояние прямой видимости. Практически возможно при использовании передатчиков с мощностью в десятки киловатт, передающих и приемных антенн с коэффициентом усиления (30...40) дБ и высокочувствительных приемников установить радиосвязь на расстоянии до 1000 км. Механизм ДТР обеспечивает в точке приема уровень сигнала на десятки, а иногда и сотни децибел выше по сравнению с дифракционным распространением [1, 2].

Геометрия трассы изображена на рис. 1.1, где использованы следующие обозначения: L — протяженность трассы; h_1, h_2 — высоты передающей A и приемной B антенн соответственно; L_1, L_2 — расстояния до препятствий высотой H_1 и H_2 соответственно; $V_Э$ — эффективный объем рассеивания; $A'A'', B'B''$ — касательные к условному нулевому уровню земной поверхности в точках A и B ; β_1 и β_2 — углы закрытия для передающей и приемной антенн.

Кроме геометрических параметров трассы для определения энергетического режима необходимо знать следующие параметры: λ — рабочая длина волны; G_a — коэффициент усиления передающей антенны; G_b — коэффициент усиления приемной антенны; $N_{ш}$ — шум фактор (зависит от внешних условий); Π — коэффициент шума приемника; $P_c/P_{ш}$ — требуемое отношение мощности сигнала к мощности шума на входе приемника; $\bar{g}$ — среднее значение вертикального градиента коэффициента преломления тропосферы; N_0 — приземное значение приведенного коэффициента преломления.

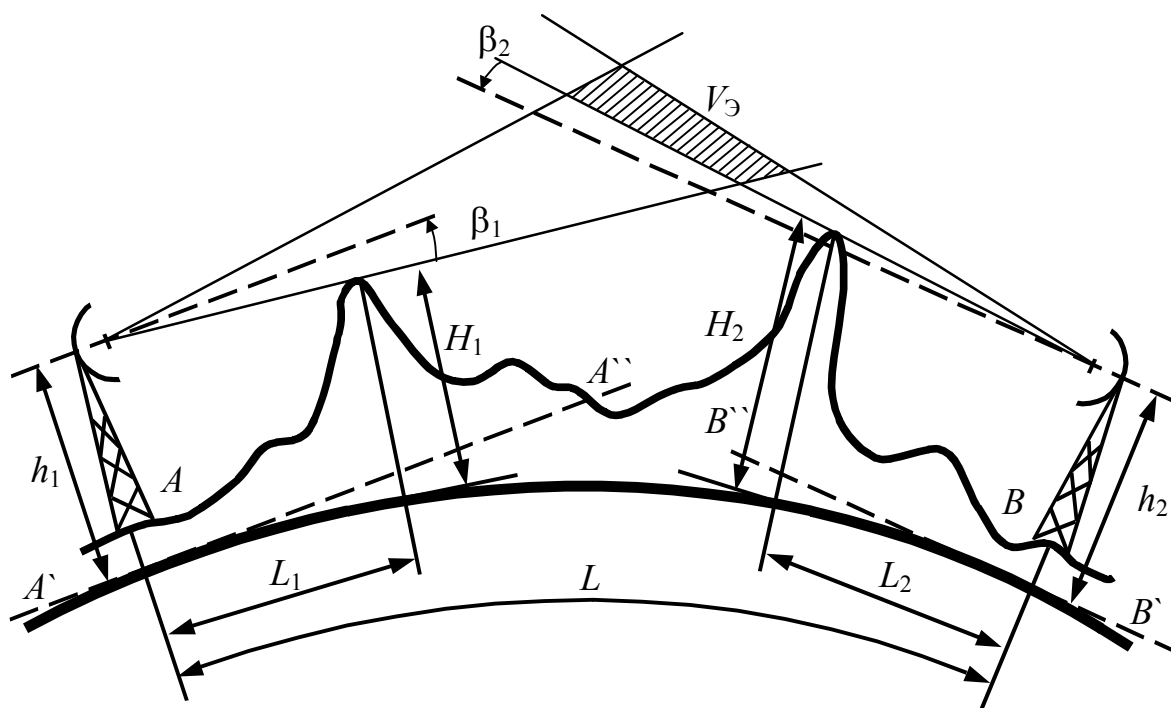


Рис. 1.1 — Геометрия трассы проектируемой линии ДТР

Для расчета необходимой мощности передатчика следует определить множитель ослабления V , который в децибелах рассчитывается по формуле

$$V_{\text{дБ}} = V_{\text{ст}} + \Delta G + V_{\text{мет}} + V_{\text{р}}, \quad (1.1)$$

где $V_{\text{ст}}$ — стандартный множитель ослабления; ΔG — величина уменьшения суммарного коэффициента усиления антенн передатчика и приемника; $V_{\text{мет}}$ — множитель ослабления, обусловленный конкретной метеобстановкой на трассе; $V_{\text{р}}$ — множитель ослабления, обусловленный рельефом земной поверхности заданной трассы.

Методика расчета стандартного множителя ослабления зависит от протяженности трассы ДТР. Для протяженности трассы $L = (100 \dots 400)$ км расчет производится по формуле [2]:

$$V_{\text{ст}} = -54 + 10 \lg \lambda - 5 \cdot 10^{-5} L, \text{ дБ},$$

а для протяженности трассы более 400 км по формуле

$$V_{\text{ст}} = -49,8 - 6,4 \cdot 10^{-5} L - (4,3 \lg \lambda - 4,3 \cdot 10^{-5} L + 1,5) \lg \lambda, \text{ дБ}.$$

Для оценки величины уменьшения суммарного значения коэффициентов усиления антенн передатчика и приемника ΔG необходимо использовать данные таблицы 1.1.

Множитель ослабления, обусловленный конкретной метеобстановкой на трассе, в зависимости от протяженности трассы определяется по различным формулам.

Таблица 1.1 — Величина уменьшения суммарного коэффициента усиления антенн передатчика и приемника

$G_a + G_b$, дБ	60	70	80	90	100
ΔG , дБ	0	-4	-7	-10	-13

Для протяженностей трассы (100...400) км расчет необходимо проводить по формуле [2]:

$$V_{\text{мет}} = [0,93 - 1,63 \cdot 10^{-6} L] (N_0 - 310), \text{ дБ},$$

а для протяженностей трассы свыше 400 км — по формуле

$$V_{\text{мет}} = (0,5 - 0,4 \cdot 10^{-6} L) (N_0 - 310), \text{ дБ}.$$

Для расчета множителя ослабления, обусловленного рельефом земной поверхности, необходимо рассчитать углы закрытия β_1 и β_2 для передающей и приемной антенн (см. рис. 1.1), используя следующие формулы:

$$\beta_1 = \frac{H_1 - h_1}{L_1} - \frac{L_1}{2a_3}; \beta_2 = \frac{H_2 - h_2}{L_2} - \frac{L_2}{2a_3}; \quad a_3 = \frac{R_3}{1 + \bar{g} R_3}, \quad (1.2)$$

где a_3 — эквивалентный радиус Земли; $R_3 \approx 6370$ км — радиус Земли.

При выполнении расчетов углов закрытия все исходные данные следует подставлять в формулы (1.2) выраженные в метрах. При этом результаты расчета для β_1 и β_2 будут получены в радианах.

Множитель ослабления, обусловленный рельефом трассы, рассчитывается по формуле

$$V_p = -40 \lg \left\{ 1 + \frac{1,5 \cdot 10^5 (\beta_1 + \beta_2)}{1,5 \cdot 10^5 (\beta_1 + \beta_2) + L} \left[1 + \frac{3 \cdot 10^5 (\beta_1 + \beta_2)}{L} \right] \right\},$$

где β_1, β_2 — углы закрытия, выраженные в градусах.

Мощность сигнала в точке приема для свободного пространства определяется по формуле

$$P_{b \text{ св}} = P_a G_a G_b \left(\frac{\lambda}{4\pi L} \right)^2,$$

где P_a — мощность передатчика.

Тогда мощность сигнала в точке приема реальной трассы ДТР определяется выражением

$$P_b = P_{b \text{ св}} V^2,$$

где V — множитель ослабления, выраженный в относительных единицах.

Перевод множителя ослабления рассчитанного по формуле (1.1) в относительные единицы следует выполнять с помощью выражения

$$V = 10^{\frac{V_{\text{дБ}}}{20}}.$$

Для выполнения задания необходимо рассчитать минимально допустимую мощность на входе приемного устройства линии ДТР, используя выражение [1]:

$$P_{\text{мин}} = \frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}} N_{\text{ш}} \text{ Ш } k T \Delta f N_{\text{к}},$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж / град — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура входных цепей приемника; Δf — полоса частот одного канала связи, составляющая в телеграфии 400 Гц, телефонии 4 кГц, а для телевизионного сигнала 8 МГц; $N_{\text{к}}$ — число используемых каналов связи.

Однако для обеспечения необходимого качества передачи сообщений мощность сигнала в точке приема должна быть больше минимально допустимой мощности на входе приемного устройства

$$P_b \geq P_{\text{мин}}.$$

Поэтому мощность передатчика P_a должна выбираться исходя из неравенства

$$P_a > \frac{P_{\text{мин}}}{G_a G_b \left(\frac{\lambda}{4\pi L} \right)^2 V^2}.$$

1.2. Порядок выполнения задания

Для выполнения задания необходимо предварительно изучить материалы, приведенные в [1] на страницах 167—184, либо в [3] на страницах 62—66.

При выполнении задания необходимо определить множитель ослабления и мощность передатчика, необходимую для обеспечения требуемого качества работы линии ДТР, геометрия которой показана на рис. 1.1.

Исходные данные приведены в таблицах 1.2 и 1.3.

В отчете по заданию необходимо привести выводы по проделанной работе и сформулировать рекомендации по возможным путям уменьшения мощности передатчика для рассчитанной линии ДТР.

Таблица 1.2 — Параметры, определяющие геометрию трассы и условия распространения

n	L , км	L_1 , км	L_2 , км	H_1 , м	H_2 , м	m	h_1 , м	h_2 , м	$\bar{g}$, 1/м	N_0
1	1000	100	150	700	300	1	400	300	$-2 \cdot 10^{-8}$	330
2	600	70	50	450	1000	2	250	100	$-4 \cdot 10^{-8}$	370
3	550	130	160	200	500	3	80	200	$-5 \cdot 10^{-8}$	340
4	700	100	120	1300	800	4	300	500	$-3 \cdot 10^{-8}$	360
5	450	70	90	300	600	5	150	400	$-4 \cdot 10^{-8}$	320
6	900	320	200	500	900	6	350	200	$-1 \cdot 10^{-8}$	310
7	250	50	40	600	400	7	200	300	$-6 \cdot 10^{-8}$	330
8	300	70	80	1000	2000	8	150	500	$-2 \cdot 10^{-8}$	320
9	750	120	150	2500	1000	9	100	800	$-4 \cdot 10^{-8}$	340
0	800	170	100	2000	1800	0	220	280	$-3 \cdot 10^{-8}$	360

Таблица 1.3 — Параметры аппаратуры и канала связи

n	λ , м	G_a , дБ	G_b , дБ	$N_{ш}$, дБ	Ш, дБ	m	$P/P_{ш}$, дБ	Вид сообщения	Число каналов N_k
1	0,3	40	40	4	2	1	30	ТЛГ	400
2	0,5	30	35	6	3	2	45	ТЛФ	300
3	0,1	45	40	3	2	3	30	ТЛФ	120
4	0,4	35	35	5	4	4	20	ТЛГ	600
5	0,3	40	40	3	5	5	40	ТВ	1
6	0,45	40	35	4	3	6	30	ТЛФ	60
7	0,2	50	40	4	2	7	20	ТЛГ	300
8	0,5	35	35	6	4	8	35	ТЛФ	120
9	0,1	50	50	5	3	9	25	ТЛГ	240
0	0,6	30	30	7	5	0	40	ТЛФ	300

2. РАСЧЕТ РЕЖИМА РАБОТЫ ПРОЛЕТА РАДИОРЕЛЕЙНОЙ ЛИНИИ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ

2.1. Краткие теоретические сведения

Задание посвящено расчету пролета радиорелейной линии связи прямой видимости. При выполнении задания необходимо рассчитать характеристики множителя ослабления на интервале РРЛ для заданного климатического района и указанной рабочей длине волны λ .

Геометрия пролета определяется исходными данными: L — протяженность пролета; L_1 — расстояние от передатчика до препятствия; h_1 — высота расположения передающей антенны над уровнем моря; h_2 — то же для приемной антенны; H_1 — высота препятствия; R — коэффициент отражения от подстилающей поверхности. Среднее значение эффективного вертикального градиента диэлектрической проницаемости воздуха $\bar{g}$ и его стандартное отклонение σ_g для климатического района определяются из таблицы 2.1 [4].

Таблица 2.1 — Параметры статистического распределения эффективного вертикального градиента диэлектрической проницаемости воздуха

n	Климатический район	Среднее значение $\bar{g}$, 1/м	Стандартное отклонение σ_g , 1/м
1	Север и Запад европейской территории России (Кольский полуостров, Карелия, Коми), Прибалтика, Беларусь	$-9 \cdot 10^{-8}$	$7 \cdot 10^{-8}$
2	Центральные области европейской территории России	$-10 \cdot 10^{-8}$	$8 \cdot 10^{-8}$
3	Украина, Юго-Запад европейской территории России, Молдавия (за исключением приморских районов)	$-9 \cdot 10^{-8}$	$8,5 \cdot 10^{-8}$
4	Приморские районы Украины	$-1,1 \cdot 10^{-7}$	$9 \cdot 10^{-8}$
5	Оренбургская область и прилегающие районы Юго-Востока европейской территории России	$-6 \cdot 10^{-8}$	$7 \cdot 10^{-8}$
6	Район Прикаспийской низменности	$-13 \cdot 10^{-8}$	$1 \cdot 10^{-7}$
7	Прикаспийские районы Средней Азии и Апшеронский полуостров	$-11 \cdot 10^{-8}$	$11 \cdot 10^{-8}$
8	Пустынные районы Южного Казахстана	$-8 \cdot 10^{-8}$	10^{-7}
9	Степная полоса южной Сибири и Казахстана	$-7 \cdot 10^{-8}$	$9 \cdot 10^{-8}$
10	Средняя полоса Западно-Сибирской низменности	$-10 \cdot 10^{-8}$	$9 \cdot 10^{-8}$

Следует отметить, что при длине пролета L меньше 50 км стандартное отклонение σ_ε отличается от приведенного в таблице 2.1 значения и должно определяться по формуле

$$\sigma_\varepsilon(L) = \left(1 \cdot 10^{-7} + \frac{g}{3,1}\right) \left(\frac{1}{y} - 1\right) + \frac{\sigma_\varepsilon}{y},$$

где параметр y определяется по графику, изображенному на рис. 2.1.

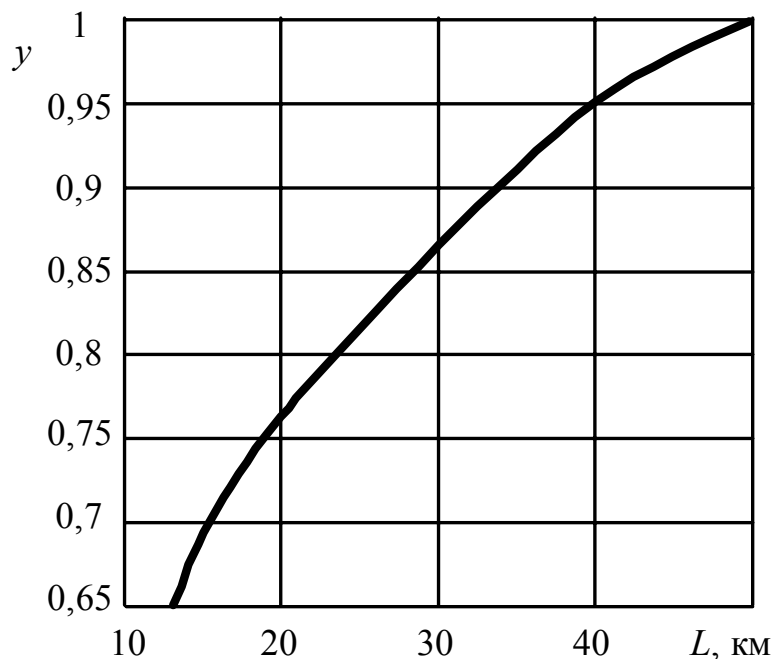


Рис. 2.1 — Зависимость параметра y от протяженности пролета РРЛ

Профилем пролета называется вертикальный разрез местности между двумя соседними радиорелейными станциями с учетом леса, строений и особенностей рельефа. Пример такого профиля показан на рис. 2.2.

Обычно профиль трассы строится в прямоугольной системе координат. Сначала вдоль оси абсцисс откладывается отрезок, соответствующий в принятом масштабе длине пролета L . Затем, чтобы учесть общую форму земной поверхности, строится линия, которая изображает условный нулевой уровень. Она достаточно точно аппроксимируется параболой

$$y = \frac{x(L-x)}{2R_3}.$$

От условного нулевого уровня откладывают по вертикали отрезки, равные высотным отметкам препятствий. Концы указанных отрезков соединяют ломаной линией.

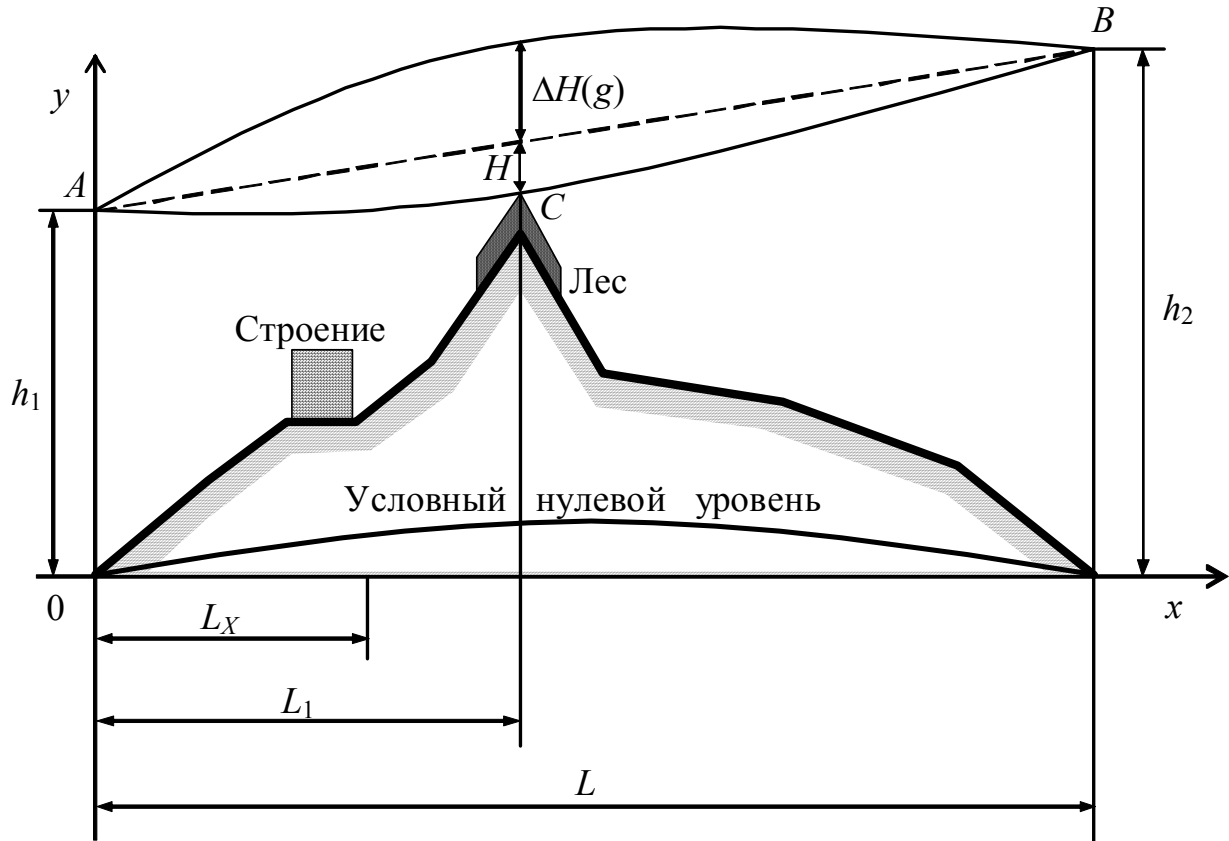


Рис. 2.2 — Пример профиля трассы РРЛ

Механизм распространения радиоволн на участке от передающей антенны (точка A) до приемной (точка B) существенно зависит от величины просвета H между линией «прямой видимости» AB , соединяющей центры антенн, и ближайшей к ней (по вертикали) точкой препятствия C . Особенности определения знака для величины просвета показаны на рис. 2.3.

При этом можно выделить три основные группы пролетов (для некоторого фиксированного состояния тропосферы):

- | | |
|------------------------------|--------------------|
| 1) открытые, для которых | $H \geq H_0$; |
| 2) полуоткрытые, для которых | $0 \leq H < H_0$; |
| 3) закрытые, для которых | $H < 0$, |

где H_0 — оптимальный просвет, при котором в точке приема векторная сумма напряженности поля прямого и отраженного сигналов равна напряженности поля в свободном пространстве (т. е. $V = 1$, $V_{\text{дБ}} = 0$ дБ).

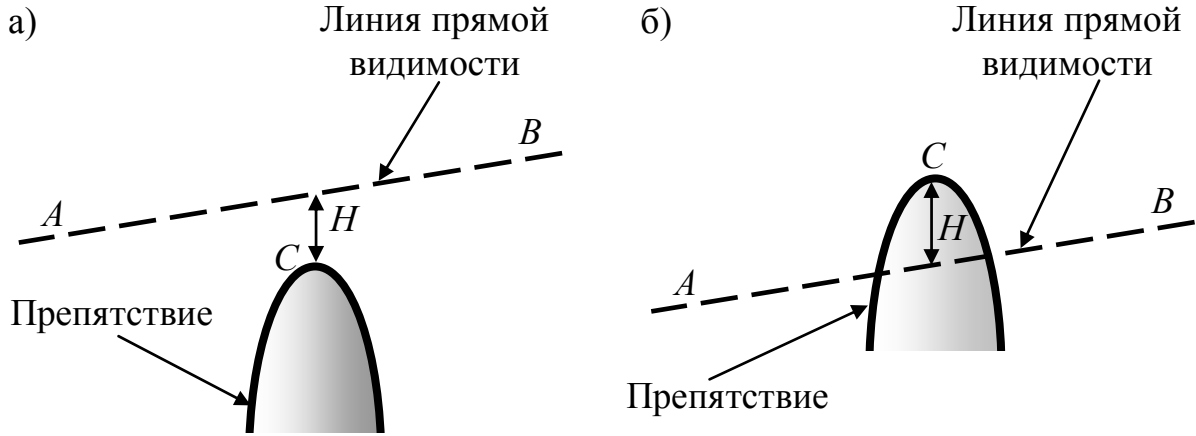


Рис. 2.3 — К определению величины просвета, а) при $H > 0$, б) при $H < 0$

В общем случае оптимальный просвет определяется по формуле

$$H_0 = \sqrt{\frac{L \lambda K_1 (1 - K_1)}{3}},$$

где $K_1 = L_1/L$ — относительная координата точки препятствия C .

Профиль пролета позволяет учесть влияние Земли на процесс распространения радиоволн. В частности, с помощью профиля можно получить представление об отражении радиоволн от поверхности Земли. Но в целом характер передачи сигналов на участке AB будет весьма приближенным, если не учесть влияние тропосферы. При этом здесь основную роль играет неоднородность тропосферы в вертикальной плоскости. Рефракцию учитывают тем, что в величину просвета над определяющими точками профиля вносится поправка

$$\Delta H(g) = \frac{-L^2 g K_1 (1 - K_1)}{4},$$

где g — эффективный вертикальный градиент диэлектрической проницаемости воздуха.

При изменении метеорологических условий на пролете изменяется величина $H(g) = H + \Delta H(g)$, что может привести к резким колебаниям множителя ослабления.

На открытых трассах ($H \geq H_0$) напряженность поля в точке приема определяется в основном интерференцией прямой и отраженных от земной поверхности волн. В случае одной отраженной волны множитель ослабления для реальных условий можно представить в виде [1]:

$$V = \sqrt{1 + R^2 - 2 R \cos \left[p^2(g) \frac{\pi}{3} \right]}, \quad (2.1)$$

где $p(g) = H(g) / H_0 = [H + \Delta H(g)] / H_0$ — относительный (нормированный) просвет.

Зависимость V от $p(g)$, построенная в соответствии с формулой (2.1) для открытых трасс ($H \geq H_0$), показана на рис. 2.4. Интерференционные максимумы множителя ослабления имеют место при

$$p_{max} = \sqrt{3(2i_{max} - 1)},$$

где i_{max} — номер максимума, а интерференционные минимумы — при

$$p_{min} = \sqrt{6i_{min}},$$

где i_{min} — номер минимума.

На полуоткрытых и закрытых пролетах, для которых $p(g) < 1$, уровень поля в точке приема обусловлен, главным образом, процессом дифракции радиоволн, то есть огибанием ими земной поверхности. Множитель ослабления в этом случае рассчитывается на основе приближенных методов, с применением аппроксимации реального препятствия частью сферической поверхности.

Прежде чем найти V , необходимо определить вспомогательный параметр μ , характеризующий радиус кривизны сферы, аппроксимирующей препятствие. Величина хорды препятствия d определяется в соответствии с рис. 2.5 для заданной геометрии пролёта РРЛ прямой видимости.

Для пролетов, имеющих среднюю протяженность и одно препятствие, во многих случаях можно руководствоваться приближенным значением V , определяемым из графиков (рис. 2.4), полагая, что

$$\mu = 2 \sqrt[3]{\frac{K_1^2 (1 - K_1)^2}{S^2}};$$

$$S = \frac{d}{L},$$

где d — хорда препятствия, определяемая в соответствии с рис. 2.5.

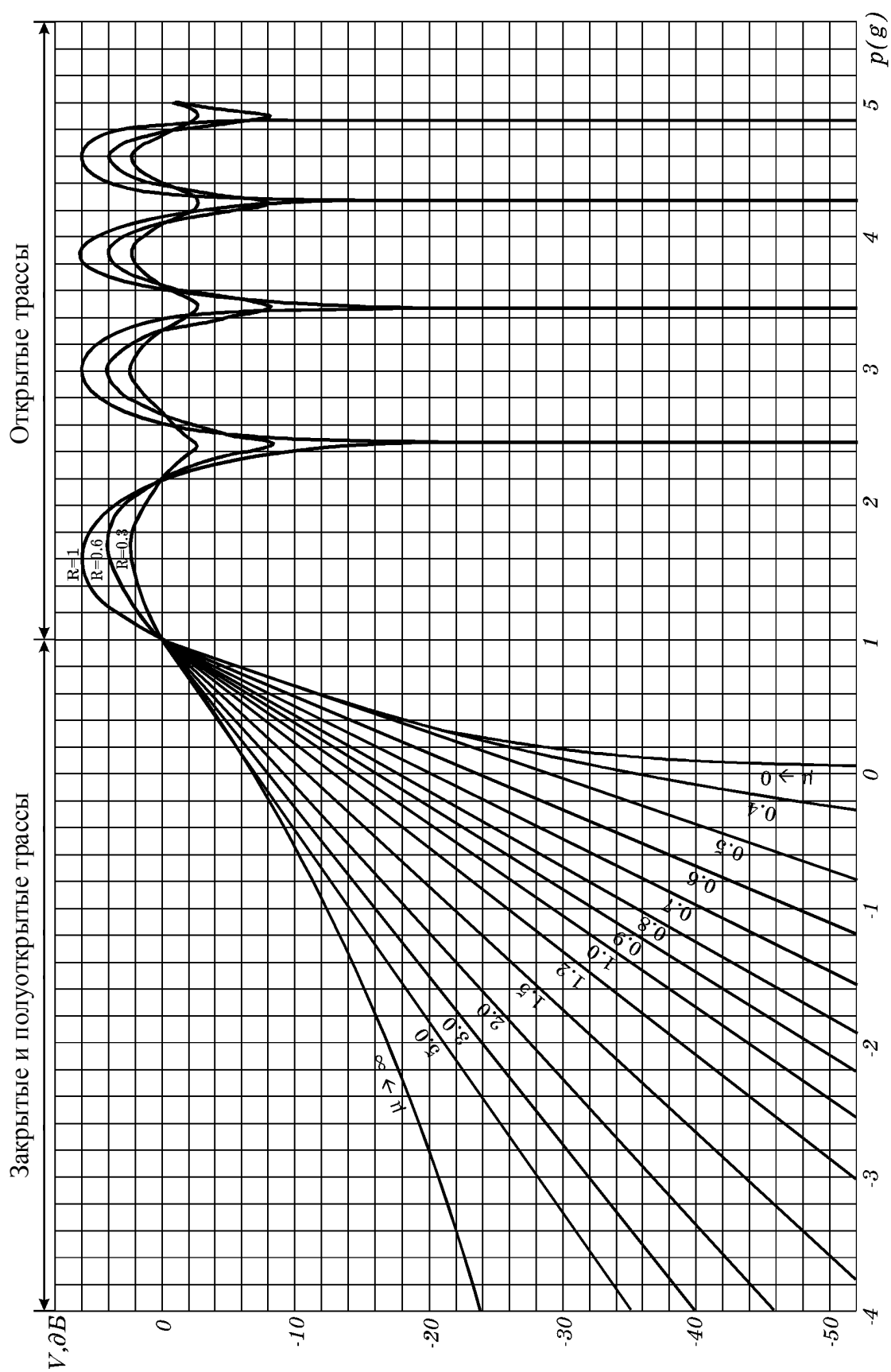
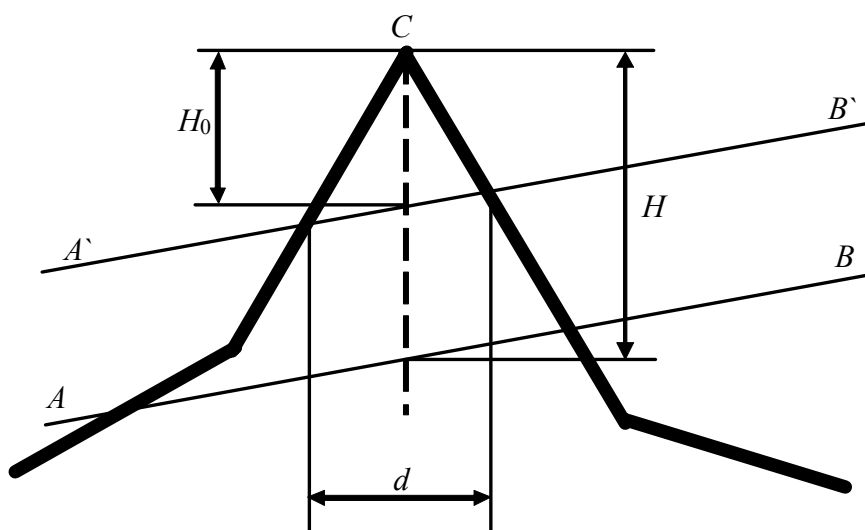


Рис. 2.4 — Зависимость множителя ослабления от относительного просвета

Рис. 2.5 — К определению параметра d

2.2. Порядок выполнения задания

Для выполнения задания необходимо предварительно изучить материалы, приведенные в п. 2.1. и в [1] на страницах 115—119.

Расчёты рекомендуется выполнять в следующем порядке:

- 1) Построить профиль трассы с учетом кривизны поверхности Земли для заданной по варианту геометрии трассы. Исходные данные выбираются по номеру зачетной книжки в соответствии с таблицей 2.2.

Таблица 2.2 — Исходные данные для выполнения задания

n	L , км	L_1 , км	H_1 , м	m	h_1 , м	h_2 , м	λ , м	R
1	50	15	200	1	150	250	0,9	0,9
2	60	20	150	2	300	150	0,7	0,8
3	70	30	150	3	100	350	0,1	0,7
4	47	12	100	4	250	100	0,2	0,6
5	45	15	300	5	200	300	0,3	0,7
6	55	20	150	6	100	160	0,25	0,5
7	65	30	400	7	300	300	0,2	0,4
8	75	25	200	8	150	250	0,35	0,7
9	80	45	200	9	200	120	0,15	0,8
0	40	10	100	0	80	160	0,4	0,9

- 2) По профилю трассы определить геометрический просвет H при нулевом значении градиента коэффициента преломления g тропосферы.
- 3) Рассчитать оптимальный просвет H_0 .
- 4) Рассчитать зависимости просвета ΔH и относительного просвета $p(g)$ от градиента диэлектрической проницаемости g , задавая изменение g в пределах от $\bar{g} - 3,3\sigma_g$ до $\bar{g} + 3,3\sigma_g$. Расчет выполнить для 7...20 значений градиента диэлектрической проницаемости g . Значения $\bar{g}$ и σ_g определяются в соответствии с табл. 2.1. для климатического района, номер которого совпадает с последней цифрой ***n*** номера зачетной книжки.
- 5) По результатам расчёта $p(g)$ определить, к какой группе относится рассматриваемая трасса:
 - а) трасса открытая при $p(g) \geq 1$;
 - б) трасса полуоткрытая при $0 \leq p(g) < 1$;
 - в) трасса закрытая при $p(g) < 0$.

Возможны случаи, когда с изменением g изменяется характер трассы, например, при алгебраическом увеличении g открытая прежде трасса может стать полуоткрытой или даже закрытой.
- 6) Рассчитать множитель ослабления $V(g)$ для выбранного ранее ряда значений g . Для случая открытой трассы следует использовать интерференционную формулу, для полуоткрытой и закрытой трасс — использовать приближённые методы, основанные на теории дифракции (см. п.2.1.).
- 7) Построить зависимость $V(g)$ при изменении g в пределах от $\bar{g} - 3,3\sigma_g$ до $\bar{g} + 3,3\sigma_g$.
- 8) В отчете привести подробные выводы по работе, в которых сформулировать рекомендации по изменению геометрии трассы для улучшения энергетического режима РРЛ.

3. РАСЧЕТ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК МНОЖИТЕЛЯ ОСЛАБЛЕНИЯ НА ИНТЕРВАЛЕ РАДИОРЕЛЕЙНОЙ ЛИНИИ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ

3.1. Краткие теоретические сведения

При выполнении задания необходимо рассчитать статистические характеристики множителя ослабления на интервале РРЛ для заданного климатического района. Все необходимые для расчета исходные данные берутся из задания № 2.

Из результатов выполнения задания №2, видно, что множитель ослабления может изменяться в широких пределах. Для оценки устойчивости связи необходимо знать статистические характеристики множителя ослабления на РРЛ, важнейшей из которых является интегральный закон распределения.

Принцип определения интегрального закона рассмотрим в случае, при котором зависимость $V(g)$ является многозначной функцией (см. рис. 3.1, а).

Интегральный закон распределения (или интегральная функция распределения) множителя ослабления $F(z)$, определяет вероятность того, что множитель ослабления V при случайных изменениях эффективного вертикального градиента коэффициента преломления воздуха g принимает значения меньше v , т. е. $F(v) = P(V < v)$.

Для получения интегрального закона используем графический метод.

Полагаем, что для данной трассы плотность распределения вероятностей для эффективного вертикального градиента коэффициента преломления воздуха описывается нормальным законом распределения

$$w(g) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} \exp \left[-\frac{(g - \bar{g})^2}{2\sigma^2} \right]. \quad (3.1)$$

При построении графика функции (3.1) удобно использовать характерные значения (см. рис.3.1, б):

$$\begin{aligned} w(\bar{g}) &= w_{max} = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} ; \\ w(\bar{g} + \sigma) &= \frac{w_{max}}{\sqrt{e}} \approx 0,6 w_{max} ; \\ w(\bar{g} + 2\sigma) &= \frac{w_{max}}{e^2} \approx 0,14 w_{max} ; \\ w(\bar{g} + 3\sigma) &= \frac{w_{max}}{e^{4,5}} \approx 0,01 w_{max} . \end{aligned}$$

Используя графики, изображенные на рис. 3.1, построим зависимость плотности распределения вероятностей $w(V)$ для множителя ослабления.

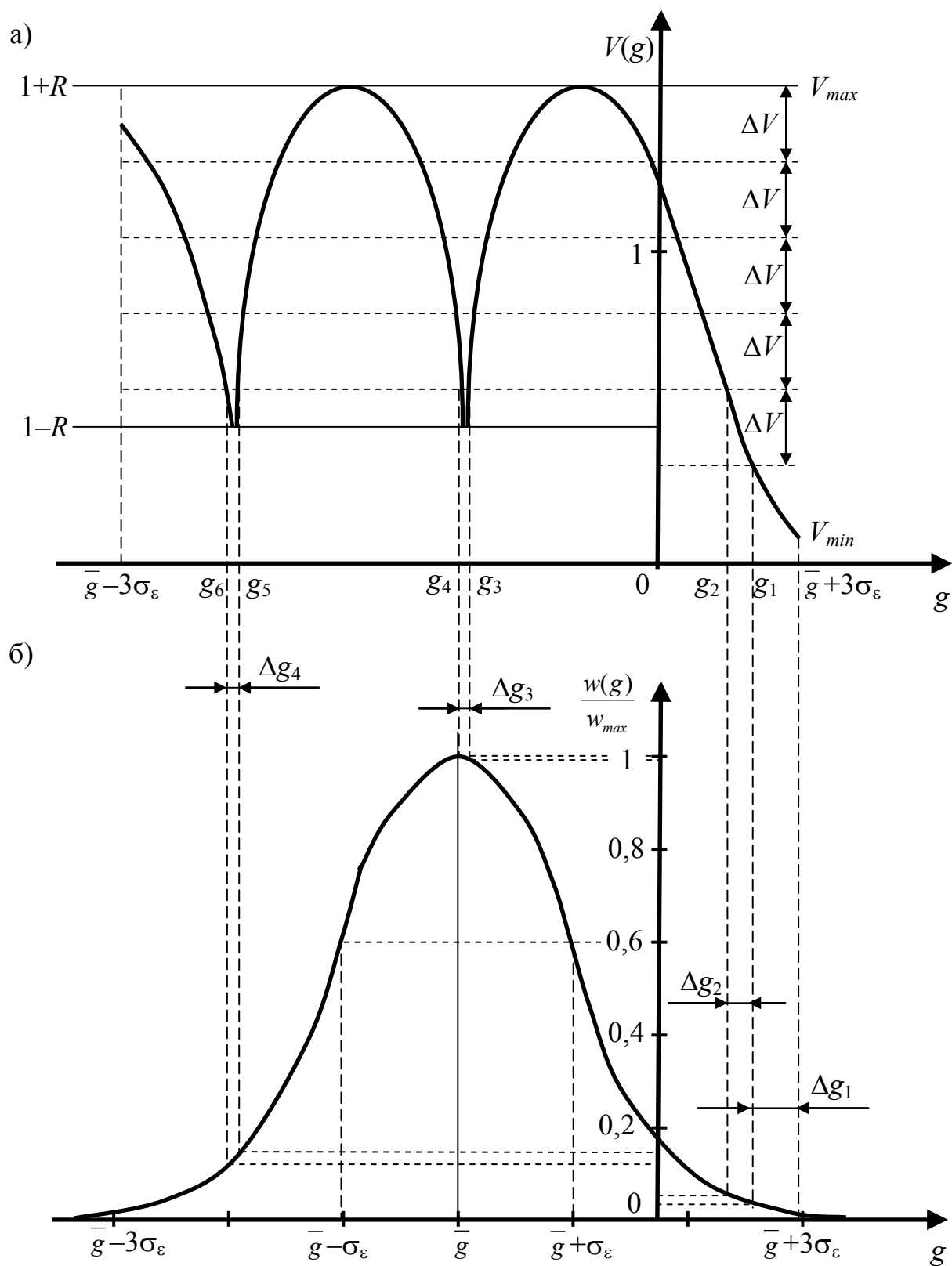


Рис. 3.1 — К определению статистических характеристик множителя ослабления

Для этого разобьем диапазон изменения множителя ослабления от V_{min} до V_{max} на 5...10 интервалов с равным шагом ΔV (см. рис. 3.1, а).

Вероятность попадания V в интервал от V_{min} до $V_{min} + \Delta V$ в данном примере равна вероятности попадания g в интервал от g_1 до $(\bar{g} + 3\sigma)$ (см. рис. 3.1), которую можно определить как площадь трапеции

$$P(V_{min} < V < V_{min} + \Delta V) \approx w_1(g) \Delta g_1,$$

где $w_1(g) = w\left(\frac{g_1 + \bar{g} + 3\sigma}{2}\right)$ — средняя высота трапеции;

$\Delta g_1 = \bar{g} + 3\sigma - g_1$ — ширина (величина основания) трапеции.

Плотность вероятности множителя ослабления для первого интервала рассчитывается по формуле

$$w_1 = w\left(V_{min} + \frac{\Delta V}{2}\right) \approx \frac{P(V_{min} \leq V \leq V_{min} + \Delta V)}{\Delta V}.$$

Вероятность попадания множителя ослабления V в интервал от $(V_{min} + \Delta V)$ до $(V_{min} + 2\Delta V)$ определяется по формуле:

$$P(V_{min} + \Delta V < V < V_{min} + 2\Delta V) = w_2(g) \Delta g_2 + w_3(g) \Delta g_3 + w_4(g) \Delta g_4,$$

где $w_2(g) = w\left(\frac{g_1 + g_2}{2}\right)$; $\Delta g_2 = g_1 - g_2$; $w_3(g) = w\left(\frac{g_3 + g_4}{2}\right)$; $\Delta g_3 = g_3 - g_4$;

$w_4(g) = w\left(\frac{g_5 + g_6}{2}\right)$; $\Delta g_4 = g_5 - g_6$.

Плотность вероятности множителя ослабления для второго интервала рассчитывается по формуле

$$w_2 = \frac{P(V_{min} + \Delta V \leq V \leq V_{min} + 2\Delta V)}{\Delta V}.$$

Проводя аналогичные построения, получаем зависимость плотности распределения вероятностей $w(v)$ для множителя ослабления в виде, показанном на рис. 3.2.

Интегральный закон $F(v)$, соответствующий плотности распределения $w(v)$, приведен на рис. 3.3. Вероятность того, что множитель ослабления будет меньше V_{max} , определяется площадью фигуры, ограниченной контуром гистограммы $w(v)$, и практически равна единице. Вероятность $P(V < V_{max} - \Delta V)$ меньше единицы на величину, равную отношению затемненной площадки (см. рис. 3.2) к площади всей фигуры.

Остальные точки зависимости $F(z)$ определяются аналогично рассмотренному выше случаю.

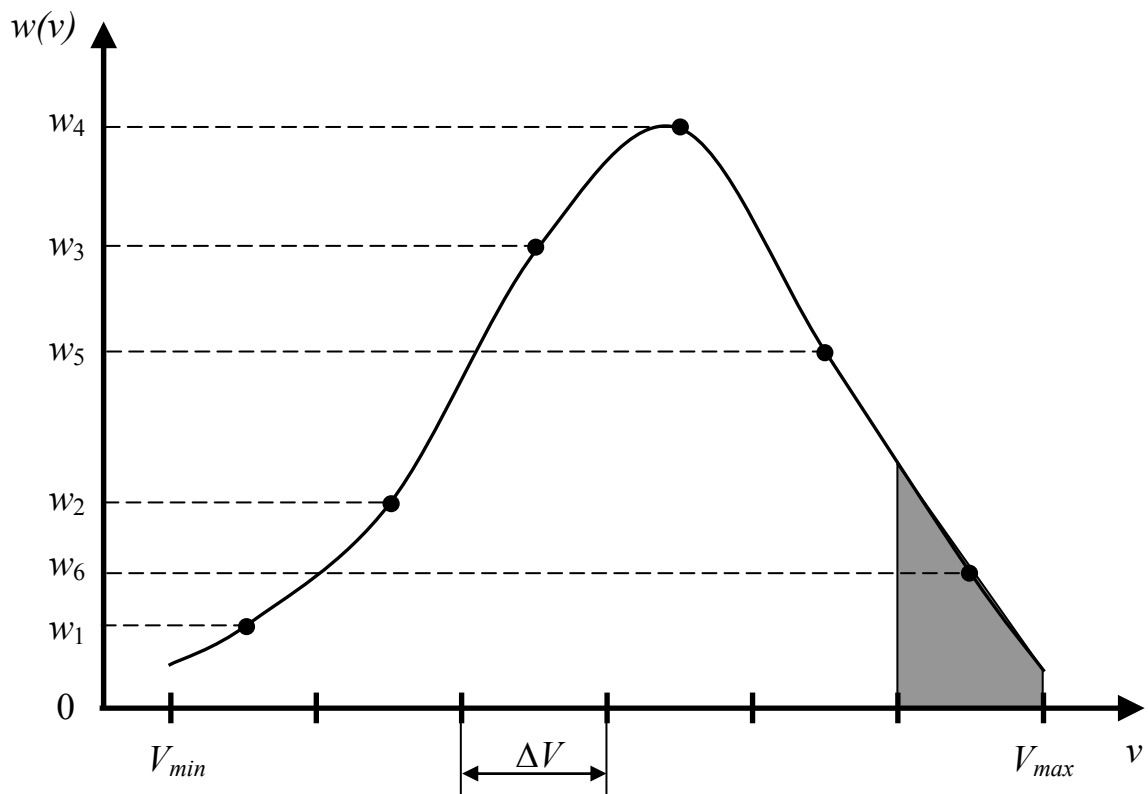


Рис. 3.2 — Зависимость плотности распределения вероятностей $w(V)$ для множителя ослабления

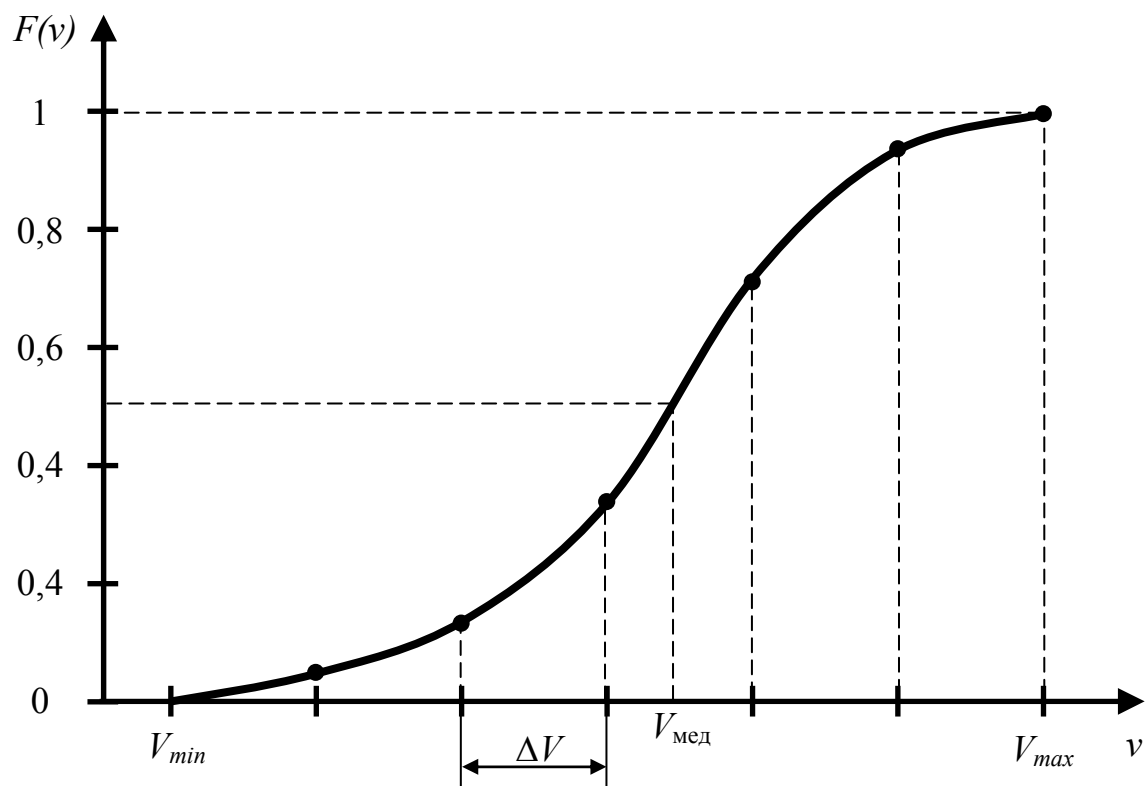


Рис. 3.3 — Интегральный закон множителя ослабления

По графику интегрального закона определяется медианное значение множителя ослабления $V_{\text{мед}}$, которое соответствует 50-процентной вероятности превышения медианного значения.

3.2. Порядок выполнения задания

Для выполнения задания необходимо предварительно изучить материалы, приведённые в п. 3.1. Расчёты рекомендуется выполнять в следующей последовательности:

- 1) На основании результатов, полученных при выполнении задания №2, построить график изменения множителя ослабления как функцию вертикального градиента диэлектрической проницаемости атмосферы. Множитель ослабления на графике откладывать в относительных единицах.
- 2) Произвести необходимые вычисления и построить зависимость плотности распределения вероятностей для множителя ослабления.
- 3) Произвести необходимые вычисления и построить интегральный закон распределения множителя ослабления $F(v) = P(V < v)$, используя методику, изложенную в п. 3.1.
- 4) Определить медианное значение множителя ослабления.
- 5) Привести подробные выводы по работе, в которых охарактеризовать полученные результаты с точки зрения надёжности связи и указать возможные рекомендации по изменению геометрии трассы, позволяющие улучшить энергетический режим РРЛ.

4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ МИНИМАЛЬНО ДОПУСТИМОГО МНОЖИТЕЛЯ ОСЛАБЛЕНИЯ РАДИОРЕЛЕЙНОЙ ЛИНИИ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ

4.1. Краткие теоретические сведения

При выполнении задания необходимо рассчитать минимально допустимое значение V_{min} множителя ослабления при работе на интервале РРЛ, рассмотренном в заданиях № 2 и 3, с использованием стандартных каналов для передачи телефонных и телевизионных сообщений методом частотного разделения каналов (ЧРК) и частотной модуляции (ЧМ) с заданным качеством связи.

Под минимально допустимым значением V_{min} множителя ослабления понимается такое его значение, при котором суммарная мощность помех $P_{п.вых}$ в канале на конце линии равна максимально допустимому значению $P_{п.вых. max}$.

При передаче многоканальных сообщений максимально допустимое значение мощности помех $P_{п.вых. max}$ принимается равным 47500 пВт, при условии, что указанное значение мощности превышает в течение не более 0,1 % времени наблюдения. Возрастание мощности помех до этой величины происходит при глубоких замираниях сигнала [1].

Как показали исследования, вероятность глубоких замираний, наблюдаемых в течение примерно 0,1% времени одновременно на разных пролетах, очень мала. Поэтому при расчетах можно считать, что если такое замирание возникает на одном из пролетов, то на других оно отсутствует. За допустимую мощность тепловых шумов при глубоком замирании на одном пролете принята величина $P_{т max} = 40000$ пВт [1, 4].

В основе расчета величины V_{min} лежит связь между психофотметрической мощностью тепловых шумов $P_{т тлф i}$ в телефонном канале (ТК) с номером i и мощностью сигнала $P_{с вх i}$ на входе интервала РРЛ. Величина мощности тепловых шумов определяется выражением

$$P_{т тлф i} = k T \Pi \Delta F_i k_n^2 y_{в i} (F_i / \Delta f_i)^2 / P_{с. вх i},$$

где $\Delta F_i = 4$ кГц — полоса частот i -го ТК; k_n — психофотметрический коэффициент ($k_n^2 = 0,56$); $y_{в i}$ — коэффициент, учитывающий изменение мощности тепловых шумов в ТК, обусловленное включением после частотного детектора восстанавливающего фильтра; F_i — центральная частота i -го ТК в групповом спектре; Δf_i — эффективная девиация частоты в i -ом канале; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура входных цепей приемного устройства; Π — шум-фактор приемника.

Величина минимально допустимого значения множителя ослабления в случае ТК рассчитывается по формуле

$$V_{min ТК}^2 = \frac{k T \Pi \Delta F_i k_n^2 A_{св0}}{P_{т max} P_a G_a G_b \eta_a \eta_b} \left(\frac{F_i}{\Delta f_i} \right)^2 y_{в i},$$

где $A_{св0} = \left(\frac{4\pi L}{\lambda} \right)^2$ — ослабление сигнала в свободном пространстве; P_a — мощность передатчика; G_a — коэффициент усиления передающей антенны; G_b — коэффициент усиления приемной антенны; η_a — КПД антенно-фидерного тракта передатчика; η_b — КПД антенно-фидерного тракта приемника; $P_{т max}$ — допустимую мощность тепловых шумов при глубоком замирании на одном пролете.

Центральная частота F_i верхнего ТК определяется, исходя из нижней границы $F_{грн}$ полосы частот группового спектра телефонного ствола и емкости $n_{тлф}$ телефонного ствола (см. табл. 4.1).

Расчет $V_{min\ тв}$ для телевизионных сообщений может быть выполнен аналогично $V_{min\ тлф}$. Для удобства в подобных расчетах пользуются понятиями коэффициентов системы телефонного $K_{тлф}$ и телевизионного $K_{тв}$ стволов. Эти коэффициенты интегрально характеризуют параметры аппаратуры, определяющие отношение сигнал/шум на выходе каналов. Выражения для $K_{тлф}$ и $K_{тв}$ можно получить из решения уравнений передачи [1].

Соотношения для расчета $K_{тлф}$ и $K_{тв}$ имеют следующий вид:

$$K_{тлф} = \frac{P_a \left(\frac{\Delta f_i}{F_i} \right)^2}{k T \Pi \Delta F_i k_{\Pi}^2 y_{vi}}, \quad K_{тв} = \frac{1,5 P_a \left(\frac{\Delta f}{F_b} \right)^2}{k T \Pi F_b k_b^2},$$

где $\Delta f = 8$ МГц — полоса частот, соответствующая полному телевизионному сигналу; F_b — верхняя частота в спектр сигнала изображения ($F_b = 6$ МГц); k_b — визометрический коэффициент (при равномерном спектре помех и шумов $k_b^2 = 0,15$).

Расчет $K_{тлф}$ и $V_{min\ тлф}$ целесообразно проводить для верхнего ТК, где мощность шума максимальна, и в этом случае $y_{vi} = 0,4$ [1].

Используя значения $K_{тлф}$ и $K_{тв}$, можно вычислить V_{min} для телефонного и телевизионного каналов по формулам:

$$V_{min\ тлф} \approx 44 + A_{св0} - G_a - G_b - K_{тлф\ дБ} + a_a + a_b, \text{ дБ},$$

$$V_{min\ тв} \approx 49 + A_{св0} - G_a - G_b - K_{тв\ дБ} + a_a + a_b, \text{ дБ},$$

где $K_{тлф\ дБ} = 10 \lg K_{тлф}$; $K_{тв\ дБ} = 10 \lg K_{тв}$; $a_a = -10 \lg \eta_a$; $a_b = -10 \lg \eta_b$.

При организации на РРЛ телевизионных и телефонных стволов в расчет принимаются наибольшие из значений $V_{min\ тлф}$ или $V_{min\ тв}$ (что соответствует худшему случаю).

4.2. Порядок выполнения задания

Для выполнения задания необходимо предварительно изучить материалы, приведенные в п. 4.1. и в [1] на страницах 119—120. Исходные данные для расчетов приведены в таблице 4.1 и в условиях на выполнение заданий № 2 и 3.

Расчёты рекомендуется выполнять в следующем порядке:

- 1) Рассчитать коэффициенты системы телефонного $K_{\text{тлф}}$ и телевизионного $K_{\text{тв}}$ стволов. В расчете принять, что $G_a = G_b$ и $\eta_a = \eta_b$.
- 2) Рассчитать минимально допустимое значение множителя ослабления при работе на интервале РРЛ с использованием каналов тональной частоты для передачи телефонных и телевизионных сообщений методом ЧРК и ЧМ с заданным качеством связи.
- 3) Определить итоговое значение минимально допустимого множителя ослабления для системы, используемой для передачи и телефонных и телевизионных сообщений.
- 4) В выводах оценить РРЛ с точки зрения обеспечения качественной связи.

Таблица 4.1 — Исходные данные для расчета $V_{\min}$

n	P_a , Вт	G_a , дБ	η_a	Ш, дБ	Δf_i , кГц	$F_{\text{грн}}$, кГц	$n_{\text{тлф}}$
1	1,6	32	0,90	7,5	200	812	300
2	5,0	35	0,90	7,5	200	812	300
3	0,5	40	0,95	9,5	200	2108	720
4	5,0	35	0,95	9,0	200	2108	720
5	7,5	43	0,95	10	140	2108	1920
6	4,0	45	0,95	10	140	2108	1920
7	0,4	45	0,95	9,0	200	812	300
8	4,0	40	0,95	8,5	200	812	300
9	0,35	44	0,95	9,0	200	812	300
0	3,5	45	0,95	8,0	200	812	300

5. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

5.1. Краткие теоретические сведения

В современных системах связи искусственные спутники Земли (ИСЗ) исполняют роль ретрансляционной радиостанции. Принцип использования ИСЗ для ретрансляции наиболее наглядно может быть рассмотрен на примере системы связи.

На рисунке 5.1. изображена упрощенная структура системы спутниковой связи (ССС) и введены следующие обозначения: **А** и **Б** — наземные пункты, между которыми устанавливается связь; прямые **АА'** и **ББ'** — касательные к поверхности Земли, в точках **А** и **Б** являются линиями горизонта этих пунктов. Из рисунка видно, что ИСЗ, движущийся по орбите, одновременно может наблюдаться в пунктах **А** и **Б** только на участке орбиты **А' — Б'**. При движении на этом участке электромагнитные колебания, излучаемые антенной системой пункта **А** в направлении ИСЗ, принимаются бортовой радиоаппаратурой спутника, а затем после обработки и усиления направляются в сторону Земли и могут быть приняты в пункте **Б**.

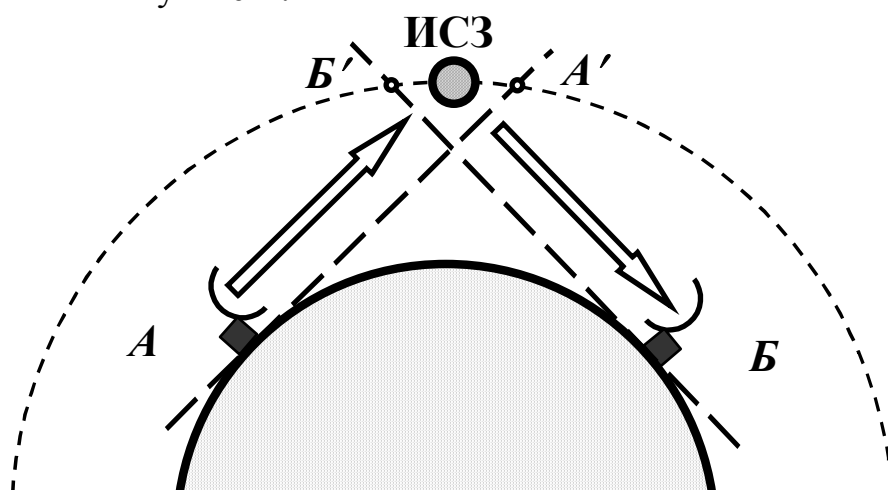


Рис 5.1 — Принцип организации связи через ИСЗ

Система радиосвязи при наличии бортовой аппаратуры называется системой с активной ретрансляцией сигнала или системой с активным спутником. Система с активной ретрансляцией сигнала в зависимости от высоты орбиты и расстояния между корреспондентами может быть выполнена как система с мгновенной ретрансляцией (система в реальном масштабе времени) и как система с задержанной ретрансляцией. При передаче одинаковых по объему сообщений, например, при передаче программы телевидения, система с задержанной ретрансляцией будет иметь более сложный комплекс бортового оборудования, чем система с мгновенной ретрансляцией, так как в последней не нужна аппаратура памяти.

Понятно, что возможны ситуации, когда использование одного ИСЗ будет явно недостаточно для покрытия необходимой зоны обслуживания на поверхности Земли. Обеспечение длительной непрерывной связи при невысоких орбитах ИСЗ также требует увеличения количества спутников. Совокупность ИСЗ, снабженных соответствующей аппаратурой, или космическая группировка образует космический сегмент системы, масштабы которого определяются назначением системы связи, вещания или навигации.

Наземная часть системы объединяет всю совокупность наземных сооружений и оборудования, и состоит из наземного сегмента управления и пользовательского сегмента. Наземный сегмент управления решает задачу передачи и коммутации информационных потоков, но чаще функции управления и передачи решаются отдельными составляющими наземного сегмента. Для этого сооружаются специальные земные шлюзы и станции управления.

Как известно, в общем случае любой спутник движется по эллиптической орбите. По типу используемой орбиты все ССС делятся на два класса — системы с ИСЗ на геостационарной орбите (*Geosynchronous Earth Orbit — GEO*) и на негеостационарной орбите. В свою очередь, негеостационарные орбиты подразделяются на низкоорбитальные (*Low Earht Orbit — LEO*), средневысотные (*Medium Earth Orbit — MEO*) и высокие эллиптические (*High Elliptical Orbit — HEO*). Основные параметры наиболее используемых орбит ИСЗ представлены в таблице 5.1.

Таблица 5.1 — Параметры орбит ИСЗ

Показатель		<i>GEO</i>	<i>MEO</i>	<i>LEO</i>
Высота орбиты, км		≈36 000	5000...15 000	500...5000
Количество ИСЗ в орбитальной группировке		3...4	8...12	48...66
Зона покрытия одного ИСЗ, % от поверхности Земли		34	25...28	3...7
Время пребывания ИСЗ в зоне радиовидимости (в сутки)		24 ч	1,5...2 ч	10...15 мин
Задержка при передаче речи, мс	Региональная связь	500	80...130	20...70
	Глобальная связь	600	250...400	170...300
Время переключения с одного спутника на другой, мин		не требуется	50	8...10
Относительный максимальный доплеровский сдвиг частоты		10^{-8}	10^{-6}	10^{-5}
Угол радиовидимости ИСЗ на границе зоны обслуживания		5°	15...25°	10...15°

Параметры орбитальной группировки — это тип орбиты (*LEO*, *MEO*, *GEO*, *HEO*); число орбитальных плоскостей и количество космических аппаратов, размещенных в каждой плоскости; высота, наклонение и эксцентриситет орбит. Взаимосвязь между этими и другими показателями ОГ определяется на основе геометрических соотношений, которые характеризуют положение космических аппаратов относительно наземной станции, расположенной на границе зоны обслуживания. Расстояние от наземной станции до космического аппарата в процессе его полета для общего случая — величина переменная, поскольку спутник проходит через зону радиовидимости наземной станции под различными углами.

5.2. Перечень вопросов для подготовки

Практическое занятие посвящено рассмотрению особенностей построения и функционирования современных систем спутниковой связи и наиболее известных проектов создаваемых систем.

Занятие проводится в виде семинара с предварительной подготовкой студентов по ниже перечисленным вопросам.

- 1) Службы спутниковой связи и их характеристика ([5], С. 8—15).
- 2) Классификация орбит ИСЗ и их сравнительная характеристика ([5], С. 15—22).
- 3) Сравнительная характеристика средневысотных и низких круговых орбит ИСЗ с точки зрения спутниковой связи ([5], С. 23—26).
- 4) Методы разделения каналов в системах спутниковой связи ([5], С. 40—44).
- 5) Международная система «*Eutelsat*», ее назначение и принципы организации ([5], С. 45—47).
- 6) Стандарты международной системы «*Inmarsat*» ([5], С. 47—51).
- 7) Международная система «*Inmarsat*». Особенности реализации космического сегмента ([5], С. 51—56).
- 8) Сравнительная характеристика систем спутниковой связи «*Inmarsat*», «*Thuraya-1*» и «*Thuraya-2*» ([5], С. 56—70, 72—73).
- 9) Система спутниковой связи «*Globalstar*» ([5], С. 76—85).
- 10) Система спутниковой связи «*Iridium*» ([5], С. 85—93).
- 11) Сравнительная характеристика наземных сегментов систем спутниковой связи «*Globalstar*» и «*Iridium*» ([5], С. 81—85, 88—92).
- 12) Проект системы спутниковой связи «*Teledesic*». Особенности использования и принципы организации ([5], С. 105—110).
- 13) Сравнительная характеристика глобальных систем спутниковой связи ([5], С. 116—119).

6. АНАЛИЗ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ

6.1. Краткие теоретические сведения

Оптическая система связи (ОСС) состоит из оптического передатчика (ОП), на вход которого подается электрический сигнал от источника информации, оптических антенн, предназначенных для возбуждения оптического волокна и для передачи оптического сигнала в оптический приемник, с выхода которого электрический сигнал подается на вход получателя информации, и среды распространения оптического излучения — оптического волокна. В ОСС может использоваться ретрансляция, которая служит средством увеличения дальности связи.

В системе используется бинарная позиционно импульсная модуляция, которая соответствует кодированию двухфазным кодом типа L ([1], С. 276). Минимальная длительность импульса света при такой модуляции определяется выражением

$$\tau = \frac{1}{2C},$$

где C — скорость передачи информации в ОСС.

В случае применения фотодиода без умножения ($M=1$) используется решающее устройство, как и при приеме сильных сигналов в режиме ограничения дробовым шумом. Вероятность ошибки определяется при этом формулой, соответствующей различению пары ортогональных сигналов в гауссовском аддитивном шуме [6, 7]:

$$p_{\text{ош}} = 0,5 [1 - \Phi(h_d)],$$

где h_d — вспомогательный энергетический параметр ; $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ —

интеграл вероятности.

Иногда в литературе приводятся таблицы табулированных функций производных от $\Phi(h)$. Например, в [8] на страницах 72—73, приводятся таблицы для

функции $\Phi_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$. При выполнении расчетов необходимо учесть, что $\Phi(x) = \Phi_0(x) + 0,5$.

Спектральная чувствительность фотодетектора приемного устройства определяется выражением

$$D = \frac{e \eta}{h \nu},$$

где $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона;

$h = 6,63 \cdot 10^{-34}$ Дж·с — постоянная Планка;
 $\eta = 0,2 \dots 0,8$ — квантовая эффективность фотодетектора;
 ν — частота оптического излучения.

В этом случае минимально допустимая мощность оптического сигнала на входе приемника при цифровой передаче определяется по формуле

$$P_{\text{доп}} = \frac{2 h_{\text{д}}}{D k_{\text{ф}}} \sqrt{\frac{k T N_{\text{у}}}{R_{\text{н}} \tau}}, \quad (6.1)$$

где $k_{\text{ф}}$ — коэффициент формы импульса интенсивности света, T — абсолютная температура приемного устройства, $N_{\text{у}}$ — коэффициент шума электронного усилителя; $R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки фотодетектора.

Следует отметить, что коэффициент формы импульса интенсивности света равен отношению среднего квадрата огибающей к среднему ее значению и составляет для прямоугольного импульса $k_{\text{ф}} = 1$, а для косинус-квадратного $k_{\text{ф}} = 0,75$.

Известно, что в случае волоконных оптических систем наблюдается значительное увеличение длительности импульсов и уменьшение крутизны фронтов в процессе передачи за счет дисперсии фазовой скорости. При цифровой передаче это сопровождается межсимвольной интерференцией, повышающей вероятность ошибки. Для обеспечения требуемого качества связи необходимо, чтобы увеличение длительности импульсов $\Delta\tau$ не превышало максимально допустимого значения $\Delta\tau_{\text{д}}$. Поскольку $\Delta\tau = \delta\tau L$, где $\delta\tau$ — погонное удлинение импульсов, а L — протяженность световода между пунктами приема и передачи, то можно определить максимальное расстояние между пунктами ретрансляции сигнала, позволяющее передавать цифровой сигнал с допустимыми искажениями,

$$L \leq \Delta\tau_{\text{д}} / \delta\tau. \quad (6.2)$$

При этом следует учитывать, что максимальное расстояние между пунктами ретрансляции не должно превышать 50 км.

Следовательно, волоконно-оптические системы связи должны одновременно удовлетворять условиям (6.1) и (6.2).

6.2. Порядок выполнения задания

Для выполнения задания необходимо предварительно изучить материалы, изложенные в [1] на страницах 264—268, 280—282] и в п. 6.1. Исходные данные для расчетов приведены в таблице 6.1. В качестве фотодетектора в системе используется лавинный фотодиод с сопротивлением нагрузки $R_{\text{н}}=50$ Ом. Усилитель имеет коэффициент шума равный $N_{\text{у}}=2$.

Расчёты рекомендуется выполнять в следующем порядке.

- 1) Исходя из заданной по условию вероятности ошибки, определить значение энергетического параметра $h_{\text{д}}$.

- 2) Рассчитать для системы связи, предназначенной для передачи цифровой информации с использованием бинарной позиционно импульсной модуляции, длительность импульса для заданной скорости передачи информации и спектральную чувствительность фотодетектора. При расчете принять коэффициент формы $k_{\phi} = 1$.
- 3) Определить минимально допустимую мощность оптического сигнала на входе приемника.
- 4) Определить максимальное расстояние между пунктами ретрансляции сигнала, при котором искажения цифрового сигнала не превышают допустимой величины.

Таблица 6.1 — Исходные данные для анализа работы ВОЛС

n	Длина волны λ , мкм	Погонное удлинение импульсов оптического кабеля $\delta\tau$, нс/км	Вероятность ошибки $P_{\text{ош}}$	m	C , Мбит/с	Допуск на относительное удлинение импульсов $\Delta\tau_{\text{д}}'$, %
1	0,9	0,2	10^{-5}	1	12,0	2,0
2	1,2	0,3	$5 \cdot 10^{-4}$	2	12,4	5,0
3	1,1	0,4	$3 \cdot 10^{-4}$	3	14,0	3,0
4	1,3	0,5	$8 \cdot 10^{-4}$	4	14,8	10,0
5	1,15	0,1	10^{-5}	5	15,0	6,0
6	0,92	0,6	$2 \cdot 10^{-5}$	6	16,0	7,0
7	1,05	0,25	$3 \cdot 10^{-5}$	7	8,4	4,6
8	1,20	0,35	$5 \cdot 10^{-5}$	8	6,6	5,6
9	1,32	0,45	10^{-5}	9	14,4	4,4
0	1,35	0,15	$2 \cdot 10^{-5}$	0	6,2	6,2

7. РАСЧЕТ ЗОНЫ ПОКРЫТИЯ РАДИОТЕЛЕВИЗИОННОЙ ПЕРЕДАЮЩЕЙ СТАНЦИИ

7.1. Краткие теоретические сведения

7.1.1. Структурная схема узловой радиорелейной станции

Для передачи различных видов сообщений в настоящее время широко используются радиорелейные линии прямой видимости. Значительная часть информации (телевизионные сигналы, сигналы многоканальной телефонии) передается преимущественно аналоговыми методами с использованием частотной модуляции.

В состав аппаратуры узловой радиорелейной станции (УРС) входит аппаратура РРЛ, работающая в выделенном участке СВЧ диапазона, и аппаратура для непосредственного обслуживания потребителей радиовещательной, телевизионной, телефонной информации в пределах города. Упрощенная структурная схема аппаратуры УРС показана на рис. 7.1.

Штриховой линией выделен комплект аппаратуры, относящейся к РРЛ. Сигнал на средней частоте f_1 поступает от радиорелейной станции (РРС) с номером n на УРС с номером $n+1$. На выходе антенно-фидерного тракта АФТ1 установлены разделительно-полосовые фильтры РПФ2, обеспечивающие разделение несущих частот f_{11} , f_{12} , f_{13} трех широкополосных сигналов. Информация, содержащаяся в сигнале, передаваемом на несущей частоте f_{11} , не используется потребителями, обслуживаемыми данной УРС. Сигнал, передаваемый на несущей частоте f_{11} , усиливается в приемнике ПРМ1, преобразуется по частоте (без демодуляции) и на несущей частоте f_{21} с выхода передатчика ПД1, пройдя РПФ 4 и АФТ 2, излучается в направлении радиорелейной станции РРС $n+2$ на несущей частоте f_2' .

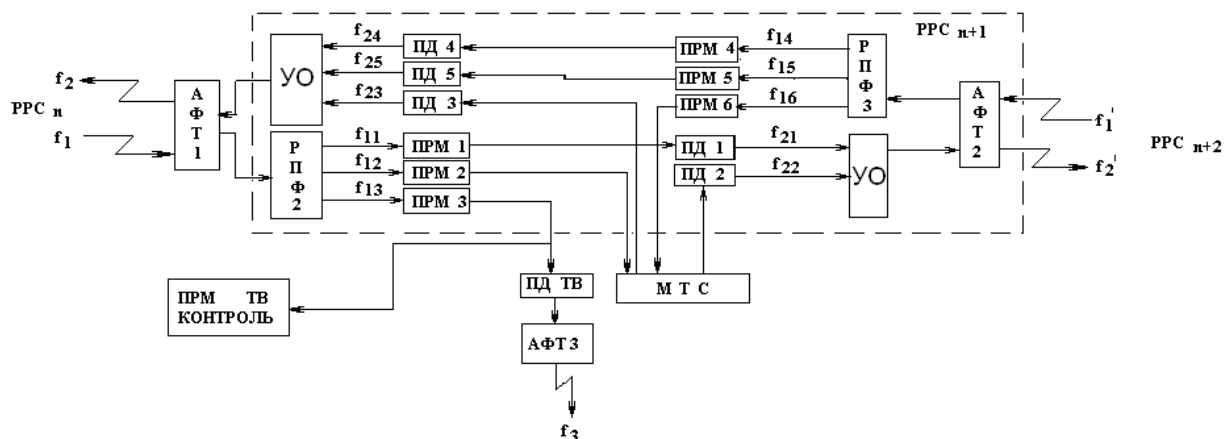


Рис. 7.1 — Структурная схема аппаратуры УРС

С выхода приемника ПРМ 2 групповой сигнал с промежуточной несущей частотой передается потребителю. Например, по коаксиальному кабелю посту-

пает на междугородную телефонную станцию (МТС). Для объединения сигналов на различных несущих частотах используется устройство объединения (УО).

Сигнал в полосе частот с несущей частотой f_{13} содержит телевизионное (ТВ) сообщение. Обработка сигнала в приемнике ПРМ 3 включает частотную демодуляцию сигнала. Для обслуживания потребителей в пределах города используется сигнал в диапазоне частот f_3 (метрового или дециметрового диапазона), в котором, сигнал изображения сформирован методами амплитудной модуляции.

Как видно из рис. 7.1, все приемники данной УРС работают в диапазоне f_1 на несущих частотах $f_{11} \dots f_{16}$, а передатчики — в диапазоне f_2 на несущих $f_{21} \dots f_{26}$, что обеспечивает развязку трактов приема и передачи.

7.1.2. План частот РРЛ. Оценка требуемой полосы частот для ЧМ сигналов

Комплект аппаратуры, работающей на одной несущей частоте, называют радиостволом. Рассмотрим пример плана распределения частот между стволами РРС (рис. 7.2).

В основу плана положена опорная частота $f_{\text{оп}} = 14$ МГц, задаваемая кварцевым генератором. Синхронизация всех подобных генераторов РРЛ обеспечивается служебным каналом. В качестве промежуточной частоты в аппаратуре РРЛ принято значение $5f_{\text{оп}} = 70$ МГц.

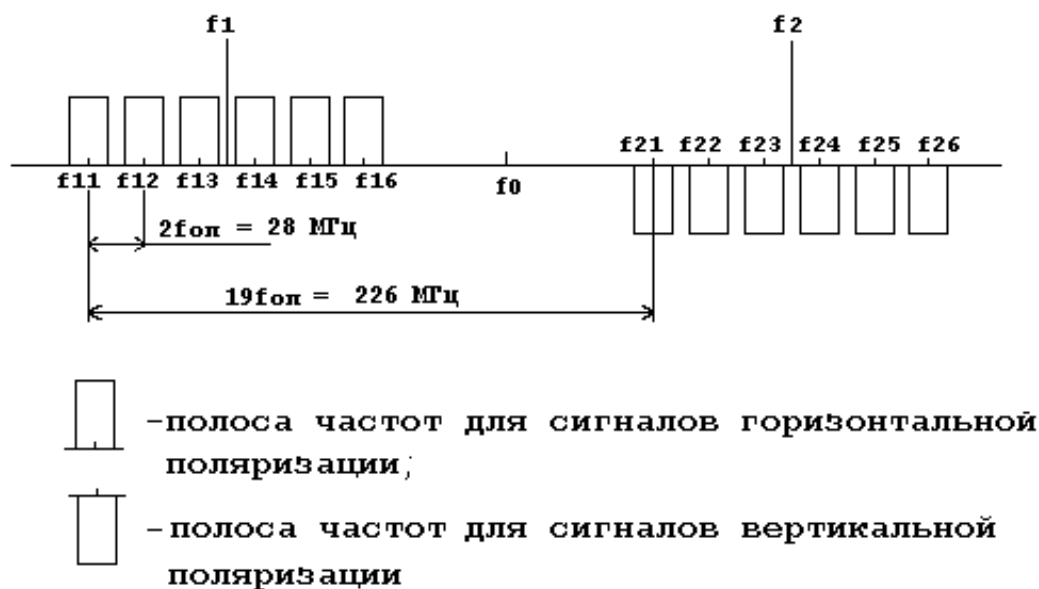


Рис. 7.2 — План распределения частот между стволами РРС

При работе в диапазоне 4 ГГц центральная частота составляет $f_0 = 3653,5$ МГц. Разнос частот между соседними стволами равен $2f_{\text{оп}}$, а между приемником и передатчиком, которые используются для передачи и приема по РРЛ определенного вида информации — $19f_{\text{оп}} = 266$ МГц. Дополнительная раз-

вязка трактов передачи и приема обеспечена в данном примере применением разных видов поляризации.

Рассмотрим упрощенную оценку требуемой полосы частот для аналоговой РРЛ при различных видах сообщений. Ширина спектра сигнала при ЧМ зависит от индекса модуляции

$$m = \Delta f_{\text{дев}} / f_{\text{max c}},$$

где $\Delta f_{\text{дев}}$ — девиация частоты, $f_{\text{max c}}$ — максимальная частота в спектре модулирующего сигнала.

Модулирующие сигналы — случайные, поэтому понятие $\Delta f_{\text{дев}}$ становится неопределенным. Рассмотрим тональную модуляцию. При этом модулирующее колебание представляет собой гармонический сигнал $u_c(t) = U_{c \text{ max}} \cos \Omega t$. В модуляторе нужно обеспечить приращение частоты, линейно зависящее от $u_c(t)$:

$$\Delta f = k U_{c \text{ max}} \cos \Omega t.$$

Следовательно, приращение частоты будет изменяться от $k U_{c \text{ max}}$ до $-k U_{c \text{ max}}$ с частотой Ω (т.е. изменение частоты при ЧМ определяется амплитудой модулирующего сигнала и не зависит от его частоты).

При расчете ширины спектра при передаче многоканального телефонного или телевизионного сообщения полоса частот определяется экспериментально в зависимости от уровня допустимых искажений. Для расчетов можно использовать полуэмпирическую формулу Карсона

$$\Delta F_{\text{сп}} = 2(\Delta f_{\text{дев}} + f_{\text{max c}}),$$

где $\Delta f_{\text{дев}}$ зависит от пикового напряжения модулирующего сигнала и от характеристики модулятора.

Пример. Оценить полосу частот для передачи $N=1800$ телефонных каналов. В техническом описании такой системы указано, что верхняя частота в групповом спектре многоканального телефонного сообщения $f_{\text{max c}} = 8204$ кГц. Средняя мощность телефонного сообщения в соответствии с рекомендациями МККР определяется по формуле [1]:

$$P_{\text{ср}} = -15 + 10 \lg N = 17,6 \text{ дБм0},$$

где N — число телефонных каналов; (дБм0 означает, что мощность измерена в децибелах по отношению к 1 мВт в точке нулевого относительного уровня, т. е. в точке тракта, для которой измерительный сигнал частотой 800 Гц имеет мощность 1 мВт).

При этом максимальная мощность телефонного сообщения P_{max} примерно на 10 дБ превышает $P_{\text{ср}}$ и составляет 27,8 дБм0. Эффективная девиация частоты Δf_3 , отнесенная к измерительному сигналу мощностью 1 мВт, по рекомендациям МККР составляет:

- $\Delta f_3 = 200$ кГц, при $N \leq 1200$ каналов;
- $\Delta f_3 = 140$ кГц, при $N > 1200$.

Считая, что девиация частоты изменяется пропорционально напряжению сигнала, получаем

$$\Delta f_{\text{дев}} = \Delta f_{\text{э}} \cdot (P_{\text{max}} / P_{\text{э}})^{1/2}.$$

После подстановки численных значений параметров получаем

$$\Delta f_{\text{дев}} = 140 (600 / 1)^{1/2} = 3430 \text{ кГц}.$$

Тогда по формуле Карсона получим

$$\Delta F_{\text{сп}} = 2 (3430 + 8204) = 23,4 \text{ МГц}.$$

Для телевизионных систем при числе строк 625 и полосе сигнала 6 МГц по формуле Карсона получим $\Delta F_{\text{сп}} = 20 \text{ МГц}$. При наложении звукового сопровождения полоса частот канала должна быть увеличена.

7.1.3. Распространение радиоволн метрового и дециметрового диапазонов в городских условиях

Радиоволны огибают препятствия и проникают в область тени только в том случае, когда длина волны превышает размеры препятствия. В метровом и дециметровом диапазонах радиоволны из-за малости длины волны не могут огибать какие-либо серьезные препятствия. Вследствие этого дальность действия практически ограничена дальностью прямой видимости — максимальным расстоянием, на котором пункт приема еще виден из пункта передачи, а не закрывается профилем земной поверхности. Дальность прямой видимости в километрах можно рассчитать по формуле [2]:

$$r_{\text{пр}} = 4,12 \cdot (\sqrt{h_a} + \sqrt{h_b}),$$

где h_a и h_b — высоты передающей и приемной антенн соответственно, выраженные в метрах.

Однако даже в пределах дальности прямой видимости существуют зоны тени, в которых поле значительно ослаблено разнообразными препятствиями (домами, сооружениями, неровностями рельефа и т. д.).

Условия распространения радиоволн в городах в значительной мере определяются тем, как высоко над поверхностью земли подняты передающая и приемная антенны.

Рассмотрим случай, когда обе антенны высоко подняты над землей. Если между передающей и приемной антеннами существует прямая видимость, то в точку приема приходят, как минимум, два луча — прямой и отраженный от поверхности земли. В результате поле в точке приема представляет собой суперпозицию этих лучей и рассчитывается в соответствии с методикой [1].

Соответственно зависимость множителя ослабления от расстояния в данном случае имеет интерференционный характер. Расстояния, которым соответствует максимумы поля, определяются по формуле [10]:

$$r_{max} = \frac{4 h_a h_b}{\lambda (2i_{max} - 1)},$$

где $i_{max} = 1, 2, 3 \dots$ — номер максимума множителя ослабления.

Следовательно, наиболее удаленный от передатчика максимум, удален на расстояние $r_{1 max} = 4 h_a h_b / \lambda$.

Местоположение минимумов определяется противофазным приходом прямого и отраженного луча и рассчитывается по формуле [10]:

$$r_{min} = \frac{4 h_a h_b}{\lambda i_{min}},$$

где $i_{min} = 1, 2, 3 \dots$ — номер минимума множителя ослабления. Таким образом, первый минимум расположен на расстоянии $r_{1 min} = 2 h_a h_b / \lambda$ от передатчика.

Зависимость множителя ослабления от расстояния изображена на рис. 7.3. Область монотонного убывания множителя ослабления заштрихована.

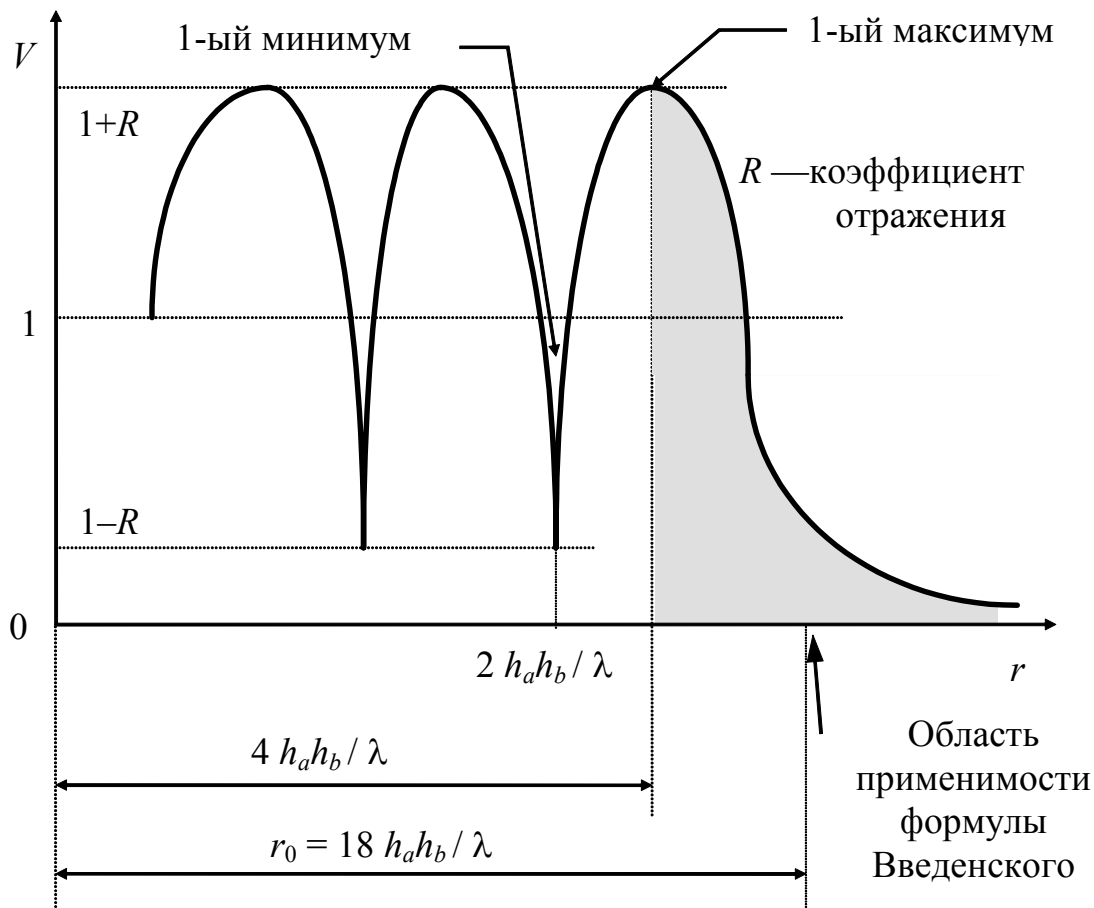


Рис. 7.3 — Зависимость множителя ослабления от расстояния

Если приемная антенна удалена от передающей на значительное расстояние r , превышающее $r_0 = 18 h_a h_b / \lambda$, то напряженность поля в точке приема можно ориентировочно вычислить по квадратичной формуле Б.А. Введенского [10]:

$$E = 2,18 \sqrt{PD} \frac{h_a h_b}{\lambda r^2},$$

где P — мощность передатчика, кВт; D — коэффициент направленного действия передающей антенны; λ — длина волны, м; E напряженность поля, мВ/м.

Следует отметить, что формирование отраженной волны происходит в пределах первой зоны Френеля. Если эта область отражения приходится на застроенную часть города, то высоты передающей и приемной антенн следует отсчитывать от среднего уровня высот зданий в районе отражения.

Для низкорасположенных антенн результаты многочисленных измерений показывают, что при расстояниях (10...15) км, напряженность поля убывает обратно пропорционально кубу расстояния (в отличие от квадратичной формулы Б.А. Введенского, справедливой для высокоподнятых антенн).

На большем удалении от передатчика напряженность электромагнитного поля, распространяющегося в городе, убывает еще сильнее. Так, в дециметровом диапазоне дополнительное ослабление поля в городской застройке по сравнению с полем в свободном пространстве может составлять (15...25) дБ [11].

Следует также отметить, что напряженность поля на верхних этажах зданий со стороны, обращенной к передатчику, составляет только 40...50 % напряженности поля на крыше, а на первых этажах не превышает 10 %.

В значительной степени условия распространения радиоволн зависят от особенностей планировки городского района. Улицы и автомагистрали определяют направления преимущественного распространения радиоволн, вдоль которых уровень сигнала на (10...20) дБ выше, чем в других направлениях. На площадях и перекрестках за счет эффектов дифракции происходит возбуждение волн в боковых улицах, интенсивность которых значительно слабее.

7.2. Порядок выполнения задания

Для выполнения задания необходимо предварительно изучить материалы, проведенные п. 7.1. Исходные данные для расчетов приведены в таблице 7.1. Частотные границы телевизионных каналов приведены в таблице 7.2.

Расчёты рекомендуется выполнять в следующей последовательности.

- 1) Определить радиус $L_{\text{ТВ}}$ зоны уверенного приёма телевизионного сигнала в предположении двухлучевого распространения. Расчёт выполнить для наихудшего случая при минимальном значении множителя ослабления V на открытой трассе для двух телевизионных каналов (МВ и ДМВ диапазонов) в соответствии с индивидуальным заданием и методикой расчета раздела 2.
- 2) Рассчитать местоположение наиболее удаленных от передатчика минимума и максимума поля, а также границы применимости формулы Б.А. Введенского.
- 3) Рассчитать и построить графики зависимости уровня принимаемого сигнала от расстояния между телевизионным приёмником и передающей станцией в пределах до $1,2 L_{\text{ТВ}}$ для заданных телевизионных каналов (при построении графиков использовать логарифмический масштаб по оси ординат).
- 4) Сформулировать выводы.

Общие исходные данные для выполнения задания:

- чувствительность телевизионного приёмника:
 - в I ... III диапазонах (МВ) — 70 мкВ;
 - в IV ... V диапазонах (ДМВ) — 100 мкВ;
- входное сопротивление телевизионного приёмника $Z = 75 \text{ Ом}$;
- высоты установки антенн приёмника и передатчика отсчитываются от условного нулевого уровня;
- КПД антенно-фидерных трактов передатчика и приёмника $\eta_A = \eta_B = 0,7$.

Таблица 7.1 — Исходные данные для выполнения задания

<i>n</i>		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Номер ТВ канала	МВ	5	8	11	5	8	11	5	8	11	5
	ДМВ	25	31	37	37	25	31	37	37	25	25
G_b , дБ	МВ	4	5	6	7	8	4	5	6	7	8
	ДМВ	6	7	8	9	10	6	7	8	9	10
h_b , м		5	10	15	20	25	30	35	40	45	50
R		0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7

В таблице использованы следующие обозначения:

- n — номер последней цифры зачётной книжки;
- G_b — коэффициент усиления приёмной антенны;
- h_b — высота установки антенны приёмника;
- R — коэффициент отражения от подстилающей поверхности.

Таблица 7.2 — Частотные границы телевизионных каналов

Номер ТВ канала	Частотные границы канала, МГц	Номер ТВ канала	Частотные границы канала, МГц
Метровые волны			
1	48,5...56,5	7	182...190
2	58...66	8	190...198
3	76...84	9	198...206
4	84...92	10	206...214
5	92...100	11	214...222
6	174...182	12	222...230
Дециметровые волны			
21	470...478	41	630...638
22	478...486	42	638...646
23	486...494	43	646...654
24	494...502	44	654...662
25	502...510	45	662...670
26	510...518	46	670...678
27	518...526	47	678...686
28	526...535	48	686...694
29	535...542	49	694...702
30	542...550	50	702...710
31	550...558	51	710...718
32	558...566	52	718...726
33	566...574	53	726...734
34	574...582	54	734...742
35	582...590	55	742...750
36	590...598	56	750...758
37	598...606	57	758...766
38	606...614	58	766...774
39	614...622	59	774...782
40	622...630	60	782...790

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Калашников Н.И. Системы радиосвязи: Учебник для вузов. /Под ред. Н.И. Калашникова. — М.; Радио и связь, 1988. — 352 с.
2. Немировский А.С. Радиорелейные и спутниковые системы передачи / А.С. Немировский, О.Д. Данилович, Ю.И. Маримонт и др. / Под ред. А.С. Немировского. — М.: Радио и связь, 1986. — 392 с.
3. Гололобов Д.В. Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства: В 3 ч. Ч. 1. Распространение радиоволн / Д.В. Гололобов, В.Б. Кирильчук. — Мн.: БГУИР, 2003. — 124 с.
4. Телекоммуникационные сети. Методические указания по изучению дисциплины «Сетевые информационные технологии» / Сост. А.В. Воронов, В.Ю. Приходько. — СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2006. — 91 с.
5. Лукьянчук А.Г. Спутниковые системы связи, вещания и навигации: Учеб. пособие / А.Г. Лукьянчук, Ю.П. Михайлюк, А.А. Савочкин. — Севастополь: СевНТУ, 2002. — 335 с.
6. Зюко А.Г. Теория передачи сигналов / А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, М.В. Назаров, Л.М. Финк. — М.: Связь, 1980. — 288 с.
7. Гальярди Р.М. Оптическая связь / Р.М. Гальярди, Ш. Карп. — М.: Связь, 1978. — 320 с.
8. Бронштейн И.Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов/ И.Н. Бронштейн, К.А. Семендяев. — М.: Наука, 1986. — 544 с.
9. Долуханов М.П. Распространение радиоволн / М.П. Долуханов. — М.: Связь, 1972. — 336 с.
10. Квартиркин Э.М. Распространение ультракоротких волн в городах/ Под ред. Э.М. Квартиркина. — М.: ВИНТИ, 1991. — 197 с.

Заказ № _____ от « ____ » _____ 2010 г. Тираж 50 экз.