

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Санкт-Петербургский
государственный университет аэрокосмического приборостроения

Д. В. Благовещенский

РАДИОСВЯЗЬ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПОМЕХИ

Учебное пособие

Санкт-Петербург
2002

УДК 621.396(075)

ББК 32.884.1

Б68

Благовещенский Д. В.

Б68 Радиосвязь и электромагнитные помехи: Учеб. пособие/ СПбГУАП. СПб., 2002. 70 с.: ил.

В учебном пособии рассматриваются вопросы радиосвязи в условиях воздействия на радиоканалы электромагнитных помех.

Пособие предназначено студентам, изучающим курсы «Электромагнитная совместимость радиоэлектронных систем» и «Электродинамика и распространение радиоволн».

Рецензенты:

кафедра систем космической связи

Военного инженерно-космического университета имени А. Ф. Можайского;
доктор физико-математических наук профессор *П. М. Нагорский*

Утверждено

редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия

Учебное издание

Благовещенский Донат Владимирович

РАДИОСВЯЗЬ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПОМЕХИ

Учебное пособие

Редактор *А. В. Подчаева*

Компьютерная верстка *А. Н. Колешко*

Сдано в набор 27.08.02. Подписано к печати 28.10.02. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 4,1. Усл. кр.-отг. 4,49. Уч.-изд. л. 4,25. Тираж 100 экз. Заказ № 464

Редакционно-издательский отдел

Отдел электронных публикаций и библиографии библиотеки

Отдел оперативной полиграфии

СПбГУАП

190000, Санкт-Петербург, ул. Б. Морская, 67

© СПбГУАП, 2002

© Д. В. Благовещенский, 2002

1. РАДИОСВЯЗЬ С ЗАДАННОЙ НАДЕЖНОСТЬЮ И ДОСТОВЕРНОСТЬЮ

1.1. Условия осуществления радиосвязи

Для обеспечения радиосвязи необходимо соблюдение двух условий: 1) искажения сигнала в процессе распространения не должны превышать допустимой нормы; 2) должно быть обеспечено определенное превышение мощности сигнала над мощностью различного рода помех на входе приемника, зависящее от вида работы, достоверности и надежности приема.

Первое условие ограничивает полосу частот неискаженной передачи, т. е. скорость и число каналов. В дальнейшем полагаем, что вид работы удовлетворяет этому требованию, т. е. согласован с особенностями используемого способа распространения радиоволн.

По ряду причин мощность помех, а в ряде случаев и мощность сигнала на входе приемника, испытывают непрерывные беспорядочные изменения в виде флуктуаций. Поэтому при формулировке второго условия осуществления радиосвязи приходится оперировать средними значениями мощностей сигнала и помех P_c и P_n и учитывать законы их статистического распределения

$$P_c = k^2 P_n, \quad (1.1)$$

где k – коэффициент превышения по напряжению, или коэффициент защиты, зависящий от вида работы, достоверности и надежности приема.

Величина

$$P_n = k^2 P_{\text{н}} \quad (1.2)$$

характеризует минимальную необходимую мощность сигнала на входе приемника, при которой обеспечивается прием с требуемой достоверностью и надежностью.

Как известно [1], достоверность передачи определяется отношением числа правильно принятых слов (или слогов) в телефонии и знаков (или элементов кодовых комбинаций) в телеграфии и цифровой связи к числу переданных. Часто употребляют также понятие о потерях достоверности. Последнее есть отношение числа неправильно принятых слов, знаков и т. п. к числу переданных. На радиоперелиниях оценка достоверности (или потери достоверности) производится за относительно короткие сеансы, порядка нескольких минут, чтобы условия распространения радиоволн (интенсивность интерферирующих лучей, определяющих характер быстрых замираний, уровень помех и др.) оставались практически неизменными.

За достаточно большое время эти изменения сказываются, и средние за короткие сеансы уровни сигнала, а в ряде случаев и помех, не остаются постоянными, а испытывают медленные замирания. При этом нужная достоверность приема может временами не обеспечиваться, как, например, в периоды глубоких падений среднего уровня сигнала.

Для характеристики устойчивости работы радиоперелиния вводится понятие надежности связи как процент времени приема с требуемой достоверностью на протяжении длительного периода времени. Эта надежность оценивается отношением числа коротких сеансов работы с допустимыми потерями достоверности к общему числу сеансов за длительный период времени. Чем больше этот период, тем больше возможные изменения сигнала. Поэтому надежность работы должна относиться к определенным периодам времени, например к определенным часам суток, к полным суткам, месяцу, сезону, году.

Величина P_{Π} в выражении (1.2) в общем случае включает в себя мощность $P_{\text{вн}}$, обусловленную внешними источниками радиопомех, и мощность $P_{\text{ш}}$ внутренних тепловых шумов антенны, фидера и приемника

$$P_{\Pi} = P_{\text{вн}} + P_{\text{ш}} = B (P_{\text{вн}}^{(1)} + P_{\text{ш}}^{(1)}), \quad (1.3)$$

где B – полоса пропускания приемника; $P_{\text{вн}}^{(1)}$ и $P_{\text{ш}}^{(1)}$ – спектральные плотности мощностей внешних помех и внутренних шумов соответственно.

К внешним помехам естественного происхождения относятся [2]: атмосферные помехи в виде излучения электрических разрядов в атмосфере; космические помехи – радиоизлучение источников, находящихся за пределами атмосферы; тепловые помехи атмосферы и Земли. Во время пурги в полярных районах или песчаных бурь в пустынях создаются

помехи большим числом движущихся наэлектризованных частиц снега или песка соответственно.

К внешним помехам искусственного происхождения относятся промышленные помехи, создаваемые различной электроаппаратурой, и помехи от посторонних радиостанций. Помехи радиоприему, возникающие на движущихся объектах (бортовые помехи), также можно отнести к промышленным помехам.

Для описания радиопомех, носящих случайный характер, пользуются понятием теории флуктуационных шумов.

Как известно, мощность шума любого двухполюсника определяется соотношением

$$P_{\text{ш}} = kTB = kT_0 F_{\text{ш}} B, \quad (1.4)$$

где $F_{\text{ш}} = T / T_0$ – коэффициент шума; $T = P_{\text{ш}} / kB$ – абсолютная температура двухполюсника; $T_0 = 288 \text{ К}$ – стандартная абсолютная температура; B – полоса частот, в которой определяется мощность шума; $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Вт/Гц}\cdot\text{К}$ – постоянная Больцмана.

Аналогично, мощность внешних помех $P_{\text{вн}}$, принимаемых антенной, можно также характеризовать эквивалентной температурой антенны T_A или коэффициентом помех F_A , определяемых соотношениями

$$P_{\text{вн}} = k T_0 B F_A. \quad (1.5)$$

Обозначим через $\eta = \eta_{A2} \eta_2$ величину КПД приемной антенно-фидерной системы. Тогда величина $(1 - \eta)$ будет характеризовать долю мощности, расходуемой на потери и переизлучаемой в виде тепловых шумов антенно-фидерной системы, термодинамическую температуру которой можно считать равной T_0 . Полная мощность помех на входе приемника может быть представлена в виде

$$P_{\text{п}} = k B T_A \eta + k B T_0 (1 - \eta) + k B T_{\text{пр}}, \quad (1.6)$$

где $T_{\text{пр}}$ – шумовая температура приемника.

Относительная мощность помех ко входу антенны, получим выражение для эффективной антенной температуры $T_{\text{э}}$ и эффективного коэффициента шума $F_{\text{э}}$ приемного устройства

$$T_{\text{э}} = T_0 F_{\text{э}} = P_{\text{п}} / \eta kB = T_A + T_0 (1 - \eta) / \eta + T_{\text{пр}} / \eta. \quad (1.7)$$

Отсюда следует, что при большом уровне внешних помех ($T_A \gg T_0$) и не слишком малом КПД антенно-фидерной системы тепловые шумы последней практически не влияют на прием сигнала. Такой режим ра-

боты имеет место в диапазоне КВ и более длинных волн. Здесь нет необходимости добиваться высокого КПД приемных антенн.

В диапазоне УКВ обычно $T_A < T_0$, поэтому тепловые шумы приемной антенно-фидерной системы могут заметно ограничивать чувствительность приемного устройства, особенно в случае малошумящих приемников ($T_{\text{пр}} \ll T_0$). Здесь необходимы высокие значения к.п.д. антенно-фидерной системы.

В диапазоне коротких и более длинных волн внешние помехи часто характеризуют действующей (среднеквадратичной) напряженностью поля помех $E_{\text{п}}^{(1)}$, отнесенных к единичной полосе частот (обычно 1 кГц). Величину удельной напряженности $E_{\text{п}}^{(1)}$ находят через мощность помех $P_{\text{вн}}$ в антенне без потерь, в предположении, что помехи приходят равномерно со всех направлений. При этом эффективная площадь антенны не зависит от коэффициента направленности и для всех антенн без потерь равна $A_{\text{п}} = \lambda^2 / 4\pi$ [2]. Таким образом

$$P_{\text{вн}} = \Pi_{\text{п}} A_{\text{п}} = \frac{E_{\text{п}}^2 \lambda^2}{120\pi 4\pi}. \quad (1.8)$$

Отсюда находим

$$E_{\text{п}}^{(1)} = \sqrt{\frac{480\pi P_{\text{вн}}}{\lambda^2 B}} = \sqrt{\frac{480\pi^2 k T_A}{\lambda^2 B}} = \sqrt{\frac{480\pi^2 k T_A F_A}{\lambda^2}}. \quad (1.9)$$

С помощью соотношений (1.9) можно пересчитывать величины $P_{\text{вн}}$, T_A , F_A и $E_{\text{п}}^{(1)}$ от одной к другой величине, в зависимости от исходных данных по уровню помех. В частности, уровень $E_{\text{п}}^{(1)}$ в децибелах относительно 1 мкВ / м связан с коэффициентом помех F_A соотношением

$$E_{\text{п}}^{(1)}, \text{ дБ/мкВ} = F_A, \text{ дБ} + 20 \lg f, \text{ МГц} - 65,5. \quad (1.10)$$

С учетом соотношений (1.7) и (1.9) для минимальной необходимой мощности сигнала на входе приемника на основании выражения (1.2) можно записать

$$\begin{aligned} P_{\text{н}} &= k^2 k T_s B \eta = k^2 k B \eta \left[T_A + \frac{T_o}{\eta} (1 - \eta) + \frac{T_{\text{пр}}}{\eta} \right] = \\ &= k^2 \left(\frac{B E_{\text{п}}^{(1)2} \lambda^2}{480\pi^2} - \frac{P_{\text{ш}}}{\eta} \right). \end{aligned} \quad (1.11)$$

Мощность сигнала на входе приемника [2]

$$P_2 = P_1 \eta_1 \eta_2 G_1 G_2 \left(\frac{\lambda F}{4\pi r} \right)^2,$$

где P_1 – мощность передатчика; η_1 и η_2 – КПД фидеров передающей и приемной антенн; G_1 и G_2 – соответственно коэффициенты усиления передающей и приемной антенн; F – множитель ослабления, равный

$$F = \frac{E}{E_{\text{св}}}.$$

Множитель ослабления характеризует ослабление поля радиоволны E при распространении в реальных условиях по сравнению с полем $E_{\text{св}}$ при распространении в свободном пространстве.

Приравнявая мощность сигнала P_2 на входе приемника величине $P_{\text{н}}$, получаем основное уравнение для расчета радиолинии, связывающее вид и качество работы с условиями распространения и параметрами радиоаппаратуры

$$\eta_1 P_1 G_1 D_2 \left(\frac{\lambda F}{4\pi r} \right) = k^2 k B \left[T_A \frac{T_o}{\eta} (1 - \eta) + \frac{T_{\text{пр}}}{\eta} \right]. \quad (1.12)$$

Здесь D – коэффициент направленности данной антенны.

Формула (1.12) может быть записана в следующем виде:

$$\left(\frac{\lambda F}{4\pi r} \right)^2 P_1 \eta_1 G_1 D_2 = k^2 \left(\frac{B E_{\text{н}}^{(1)2} \lambda^2}{480\pi^2} + \frac{P_{\text{ш}}}{\eta} \right). \quad (1.13)$$

Если уровень внешних помех велик, а КПД приемного антенно-фидерного устройства не слишком мал (режим больших внешних помех), то можно пренебречь внутренними шумами. При этом уравнение радиолинии принимает вид

$$30 P_1 G_1 \eta \left(\frac{F}{r} \right)^2 = k^2 E_{\text{н}}^{(1)2} \frac{B}{D_2}. \quad (1.14)$$

Левая часть выражения (1.14) определяет квадрат напряженности поля E , создаваемого передающей антенной, а правая часть – квадрат необходимой напряженности $E_{\text{н}}$ поля в пункте приема, т. е.

$$E_{\text{н}} = kE_{\text{п}}^{(1)} \sqrt{\frac{B}{D_2}}. \quad (1.15)$$

Таким образом, в режиме больших внешних помех условием осуществления радиосвязи является

$$E \geq E_{\text{н}}. \quad (1.16)$$

Как отмечалось выше, этот режим обычно имеет место в низкочастотной части КВ-диапазона и на более низких частотах, где велик уровень атмосферных помех. При больших внешних помехах КПД приемной антенно-фидерной системы не играет роли, так как требования к уровню сигнала в пункте приема определяются лишь коэффициентом направленности приемной антенны, т. е. чем больше D_2 , тем меньше $E_{\text{н}}$.

В тех случаях, когда можно пренебречь тепловыми шумами антенны и фидера, но необходимо учесть шумы приемника, величину $E_{\text{н}}$ можно определить по формуле

$$E_{\text{н}} = k \sqrt{\frac{E_{\text{п}}^{(1)2} B}{D_2} + \frac{U_{\text{с}}^2}{\eta l_{\text{д}}^2}}. \quad (1.17)$$

Здесь $U_{\text{о}}$ – предельная чувствительность приемника, связанная с его реальной чувствительностью $U_{\text{р}}$ соотношением $U_{\text{о}} = U_{\text{р}} / K_1$, где K_1 – превышение напряжения сигнала над напряжением шумов приемника, принятое при измерении чувствительности.

В случае малого уровня внешних помех по сравнению с внутренними шумами приемной системы (режим слабых внешних помех) можно в правой части уравнения (1.13) оставить лишь последний член. При этом уравнение радиолинии принимает вид

$$\eta_1 \eta_2 P_1 G_1 G_2 \left(\frac{\lambda F}{4\pi r} \right) k^2 P_{\text{ш}}. \quad (1.18)$$

Здесь для радиосвязи одинаково важное значение имеют КПД передающей и приемной антенно-фидерной систем.

1.2. Принципы расчета радиолиний

Полученное уравнение (1.12) и его частные случаи позволяют осуществить расчет радиолинии. Например, если в УКВ-диапазоне задана необходимая для уверенного приема мощность сигнала на входе прием-

ника $P_n = K^2 P_{\text{ш}}$, длина волны λ , расстояние r и определен множитель ослабления $F(r)$, учитывающий условия распространения радиоволн, то из формулы (1.18) можно определить требуемую мощность передатчика P_1 при известных усилениях антенн и КПД их фидеров.

На радиолиниях, подверженных замираниям сигнала, множитель ослабления F является случайной величиной, подчиняющейся определенному закону распределения. Зная этот закон, можно вычислить вероятность того, что величина F превысит заданное значение, необходимое для обеспечения требуемой достоверности и надежности связи, и найти соответствующие значения величин, входящих в уравнение радиолинии. С этой целью удобно представить множитель ослабления в виде произведения трех сомножителей

$$F = F_1 F_2 F_3, \quad (1.19)$$

или, выражая величины в децибелах,

$$F = 20 \lg F = F_1 + F_2 + F_3, \quad (1.20)$$

где F_1 – среднее (обычно медианное) значение множителя ослабления, дБ; F_2 – дополнительный множитель ослабления, зависящий от допустимой потери приема при быстрых замираниях, дБ; F_3 – дополнительный множитель ослабления, зависящий от заданной надежности связи и учитывающий влияние медленных замираний сигнала, дБ.

Такой подход используется при расчетах различного рода УКВ-радиолиний. При расчетах радиолиний, работающих на более длинных волнах, установилась традиция понимать в уравнении (1.12) под F медианное значение множителя ослабления. Величину E_n (или P_n) определяют с учетом статистики замираний сигнала и внешних помех, вводя соответствующий, более высокий коэффициент защиты, обеспечивающий получение необходимой достоверности и надежности связи.

Представим коэффициент защиты в виде произведения трех сомножителей

$$K = K_1 K_2 K_3. \quad (1.21)$$

Переходя к децибелам, имеем

$$K = 20 \lg K = K_1 + K_2 + K_3, \quad (1.22)$$

где K_1 – коэффициент защиты неизменного по уровню сигнала, соответствующий некоторой определенной достоверности приема, дБ; K_2 – дополнительный коэффициент защиты от быстрых замираний, зависящий от допустимой потери достоверности, дБ; K_3 – дополнительный

коэффициент превышения, учитывающий медленные изменения отношения сигнал/помеха и зависящий от требуемой надежности связи, дБ.

Из сопоставления двух подходов следует, что

$$K_2 = 1 / F_2, K_3 = 1 / F_3 \text{ или } K_2 = -F_2, K_3 = -F_3.$$

Значения коэффициентов K_1 для радиотелеграфии и радиотелефонии приведены в табл. 1.1 и 1.2 соответственно.

Таблица 1.1

Вид работы	K_1 , дБ
АМ, слуховой прием с повторениями, 8 бод	−4
АМ, слуховой прием хорошего качества, 24 бод	11
АМ, автоматический (пишущий) прием, 120 бод	10
АМ, буквопечатающий прием, 50 бод	16
ЧМ, автоматический (пишущий) прием, 120 бод	4
ЧМ, буквопечатающий прием, 50 бод	10
ОМ с ЧМ поднесущей, фототелеграф	15

Таблица 1.2

Качественная оценка приема и разборчивость несвязных слов	K_1 , дБ				
	АМ	ОМ, ДМ	ЧМ		
			$m_f = 1$	$m_f = 3$	$m_f = 10$
Минимально удовлетворительно, 80% слов	10	0	6	6	9
Удовлетворительно, 90% слов	15	6	11	8	11
Хорошо, 95% слов	25	15	20	11	13
Отлично, 98% слов	40	30	35	23	18

В таблицах приняты обозначения: АМ – амплитудная манипуляция или модуляция; ЧМ – частотная манипуляция или модуляция; ОМ – однополосная модуляция; ДМ – двухполосная модуляция с подавлением несущей; m_f – индекс частотной модуляции.

Более полные данные о зависимости достоверности приема дискретной информации и радиотелефонии от отношения сигнал/помеха при незамирающем и замирающем сигналах и различных видах модуляции приведены в работах, посвященных вопросам общей теории связи [3]. Здесь же ограничимся изложением единой приближенной методики учета замираний с помощью дополнительных коэффициентов K_2 и K_3 .

1.3. Статистическое описание уровней сигналов и помех

Для описания случайных значений напряженностей полей сигналов и помех необходим ряд статистических характеристик случайных величин.

Среднее значение случайной величины X определяется по формуле

$$\bar{X} = \frac{1}{T} \int_0^T X(t) dt, \quad (1.23)$$

где T – некоторое достаточно большое время.

Степень отклонения (интенсивность флуктуации) случайной величины от среднего значения характеризуется дисперсией или же стандартным отклонением. Дисперсия определяется как средний квадрат отклонения случайной величины от ее среднего значения

$$\Delta = \overline{(X - \bar{X})^2} = \frac{1}{T} \int_0^T (X - \bar{X})^2 dt. \quad (1.24)$$

Стандартное отклонение равно корню квадратному из дисперсии, равной также разности среднего квадрата и квадрата среднего значения величины

$$\sigma_x = \sqrt{\Delta} = \sqrt{\overline{(X - \bar{X})^2}} = \sqrt{\bar{X}^2 - (\bar{X})^2}. \quad (1.25)$$

Если $\bar{X} = 0$, то дисперсия Δ оказывается равной среднему квадрату случайной величины, а стандартное отклонение определяется как корень квадратный из ее среднеквадратичного значения.

Часто вместо среднего значения случайной величины используют ее медианное значение. Медианой X_m называют уровень случайной величины, превышаемой в течение 50% времени наблюдения. Аналогично определяются уровни X_{10} и X_{90} , называемые верхней и нижней децилями, и т. д., превышаемые в течение 10, 90% времени и более. Отношение X_{10}/X_{90} или других соответствующих значений случайной величины может характеризовать интенсивность ее флуктуации.

Более полное представление о характере изменений случайной величины дает ее интегральная функция распределения $P(X)$, определяющая вероятность превышения заданного значения X . Часто под функци-

ей распределения понимают вероятность непревышения заданного значения X

$$S(X) = 1 - P(X).$$

Наиболее важными законами распределений, с которыми приходится встречаться при распространении радиоволн, является закон распределения Рэлея и нормальный закон (закон Гаусса).

Рэлеевский закон описывает изменения длины результирующего вектора (например, амплитуды напряженности поля в пункте приема при многолучевом распространении) при геометрическом сложении достаточно большого числа (практически не менее четырех) векторов с примерно одинаковыми и неменяющимися длинами и случайными фазами, значения которых равновероятны в пределах от 0 до 2π . Здесь рассматриваемая величина может принимать любые положительные значения от 0 до ∞ .

Функция распределения, т. е. вероятность превышения значения X , для закона Рэлея имеет вид

$$P(X) = \exp\left(-\frac{X^2}{2\sigma^2}\right) = \exp\left(-\frac{0,69X^2}{X_m^2}\right). \quad (1.26)$$

По рэлеевскому закону, в частности, распределена огибающая тепловых шумов. В ряде случаев этим законом можно аппроксимировать распределения быстрых замираний сигнала при многолучевом распространении.

Эффективным средством борьбы с быстрыми замираниями является использование пространственной, временной, частотной, поляризационной и угловой избирательности замираний при различных видах разнесенного приема. При выполнении условий достаточно слабой статистической взаимосвязи замираний сигнала в разнесенных каналах приема можно существенно нейтрализовать вредное действие замираний. Эта связь характеризуется коэффициентом взаимной корреляции замираний сигналов в разнесенных каналах приема

$$\rho(Z) = \frac{\overline{\Delta U_1 \Delta U_2}}{\Delta U^2},$$

где $\Delta U_{1,2} = U_{1,2} - \overline{U_{1,2}}$ – отклонения мгновенных значений амплитуд напряжения сигнала от их средних значений в сравниваемых разнесенных каналах приема; $\Delta U^2 = \Delta U_1^2 = \Delta U_2^2$ – средний квадрат этих отклонений; Z – параметр разнесения.

Часто полученные экспериментально функции корреляции аппроксимируют выражением

$$\rho(Z) = \exp \left[- \left(\frac{|Z|}{Z_0} \right)^n \right], \quad (1.27)$$

где Z_0 – радиус, или интервал, корреляции; n – параметр, обычно принимаемый равным 1 или 2.

При $\rho = e^{-1} = 0,37$, т. е. при $Z = Z_0$ в соотношении (1.27), изменения ΔU_1 и ΔU_2 можно считать статистически независимыми. Практически достаточно обеспечить $\rho \leq 0,6$.

Полагая, что быстрые замирания удовлетворительно описываются законом Рэлея, на основании формулы (1.26) можно утверждать, что вероятность падения напряжения сигнала в антенне при одином приеме ниже величины X определяется выражением

$$S_1 = 1 - P(X) = 1 - \exp \left(- \frac{0,69 X^2}{X_M^2} \right).$$

Тогда вероятность того, что в каналах разнесения (например, в n пространственно разнесенных антеннах) сигнал одновременно упадет ниже величины X , будет определяться следующей формулой:

$$S_n = S_1^n = \left[1 - \exp \left(- \frac{0,69 X^2}{X_M^2} \right) \right]^n. \quad (1.28)$$

Рассчитанная по этой формуле зависимость $P_n(X) = 1 - S_n$ от отношения X / X_M при приеме по n разнесенным каналам изображена на рис. 1.1, где в качестве медианы принято значение X_M при одином приеме.

Величина X/X_M и определяет дополнительный множитель ослабления сигнала $F_2 = (X / X_M)$, дБ или коэффициент защиты от быстрых замираний $K_2 = -(X/X_M)$, дБ при различной кратности разнесения и вероятности $P_n(X)$ правильного приема.

Можно видеть, что если при одином приеме в течение 99,9% времени напряжение не падает ниже 28 дБ по отношению к медианному уровню, то при двукратном приеме в течение этого же времени напряжение не падает ниже 13 дБ. Выигрыш в мощности сигнала составляет 15 дБ. При

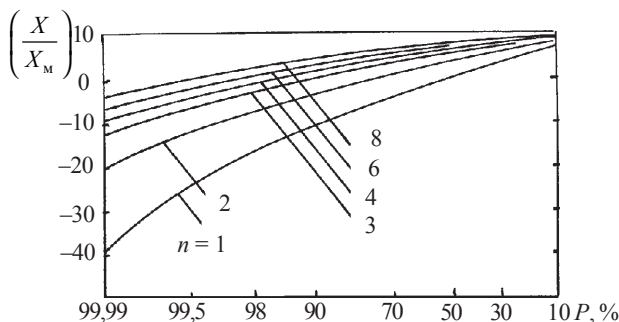


Рис. 1.1

увеличении кратности разнесения свыше четырех выигрыш растет медленно, поэтому более высокую кратность применяют реже.

Рассмотрим теперь нормальный закон, по которому распределяется случайная величина, являющаяся суммой большого числа случайных величин с любыми, но примерно одинаковыми распределениями. Изменения этих величин должны быть статистически слабо зависимыми.

Рассматриваемая случайная величина X при нормальном законе может меняться в пределах от $-\infty$ до $+\infty$. Вероятность превышения значения X определяется формулой

$$P(X) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{(Z - X_m)^2}{2\sigma^2}\right) dz. \quad (1.29)$$

Функция нормального распределения изображается прямой линией, если применить специальный, неравномерный по оси вероятностей масштаб, называемый гауссовым. Эта прямая проходит через медиану X_m с наклоном, определяемым стандартным отклонением σ . Однако если отклонение значения X от медианы X_m выразить в масштабе стандартного отклонения

$$t_p = 1/\sigma (X_m - X), \quad (1.30)$$

то нормальный закон может быть представлен одним универсальным графиком (рис. 1.2).

Из выражения (1.30) следует, что

$$X = X_m - \sigma t_p. \quad (1.31)$$

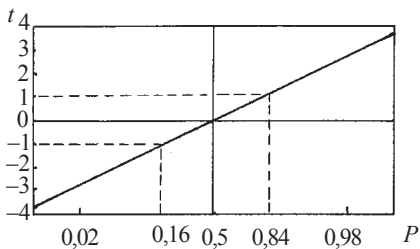


Рис. 1.2

Если экспериментально полученная функция распределения близка к нормальному закону, то стандартное отклонение может быть найдено как разность между значениями X для вероятности 0,84 (или 0,16 в силу симметрии распределения) и медианой ($t_{0,16} = 1$), как следует из рис. 1.2.

По нормальному закону, в частности, распределены прямоугольные проекции результирующего вектора, длина которого распределена по закону Рэлея.

В том случае, когда по нормальному закону распределена не сама случайная величина, а ее логарифм, закон распределения называется логарифмически нормальным. Если все числовые характеристики случайной величины выразить в децибелах относительно определенного уровня, то функция распределения логарифмически нормального закона примет следующий вид:

$$P(X) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{(Z - X_m)^2}{2\sigma^2}\right) dz. \quad (1.32)$$

При этом остаются справедливыми соотношения (1.30) и (1.31), как и график, изображенный на рис. 1.2.

Эксперименты показывают, что логарифмически нормальный закон в ряде случаев может быть использован для описания распределения глубины медленных замираний множителя ослабления или напряженности поля сигнала. Медленные замирания характеризуются изменениями средних за интервалы в несколько минут (обычно среднeminутных – среднepятыминутных) значений множителя ослабления F_m при наблюдении в течение большого периода времени (рис. 1.3). Если обозначить через $F_{m,m}$ долго-

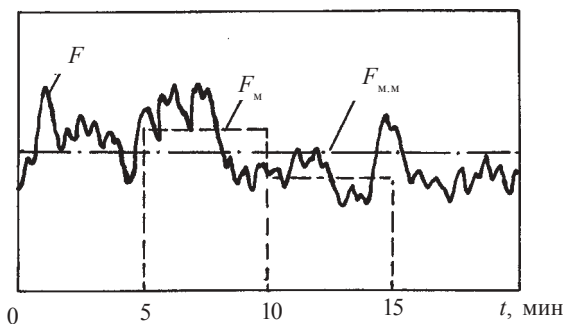


Рис. 1.3

срочную медиану множителя ослабления, то величину $F_{\text{м}}$, превышаемую в течение заданного процента времени можно определить в соответствии с выражением (1.31) по формуле

$$F_{\text{м}} = F_{\text{м.м}} - \sigma t_{\text{р}}. \quad (1.33)$$

Отсюда для дополнительного множителя ослабления F_3 (или коэффициента превышения K_3), учитывающего медленные замирания, имеем

$$F_3 = -K_3 = F_{\text{м}} - F_{\text{м.м}} = -\sigma t_{\text{р}}. \quad (1.34)$$

В этих выражениях $t_{\text{р}}$ – величина, определяемая по заданной надежности связи (см. график рис. 1.2).

2. ЗАМИРАНИЯ СИГНАЛОВ

2.1. Замирания сигналов на радиолиниях УКВ

2.1.1. Причины замираний

На радиолиниях УКВ-сигналы подвержены изменениям метеорологических условий, что и вызывает их замирания. Наблюдения показывают, что возможны как медленные, так и быстрые замирания напряженности поля в точке приема. Медленные замирания отличаются по сезонам года и по времени суток. Накладывающиеся на них замирания с длительностью порядка минуты, секунд и долей секунд относят к быстрым замираниям.

Непосредственными причинами замираний могут быть: ослабление в гидрометеорах на частотах свыше примерно 6 ГГц; изменения вертикального градиента показателя преломления – рефракционные замирания; слоистые неоднородности в тропосфере. Глубина замираний характеризуется распределением мгновенных значений множителя ослабления, т. е. процентом времени, в течение которого множитель ослабления больше данного значения.

При работе на частотах свыше 6 ГГц процент времени замираний сигнала вследствие ослабления в гидрометеорах может быть определен по известному статистическому распределению интенсивности осадков в районе расположения радиолинии [2] с учетом частотной зависимости затухания радиоволн в гидрометеорах.

2.1.2. Рефракционные замирания

Изменения вертикального градиента показателя преломления $g_n = \frac{dn}{dh}$ (где n – коэффициент преломления, h – высота) приводит к изменениям множителя ослабления. В условиях «открытой» трассы замирания сигнала возникают при попадании приемной антенны в область интерференционных минимумов множителя ослабления. Положения этих минимумов зависят от частоты и оказываются весь-

ма чувствительными к изменениям рефракции. Поэтому здесь замирания могут быть сравнительно быстрыми – длительностью порядка секунд или десятков секунд и носить селективный характер. В условиях «полукоткрытой» и «закрытой» трасс рефракционные замирания оказываются значительно более медленными и имеют слабую частотную зависимость, т. е. происходят практически одновременно в достаточно широкой полосе частот.

Суточные и сезонные изменения величины g_n и соответствующие им колебания множителя ослабления вызываются нагревом и охлаждением поверхности Земли, а также сменой теплых и холодных масс воздуха на трассе. Суточные изменения g_n в наибольшей степени выражены летом при ясной (или малооблачной) погоде. Днем происходит сильный нагрев поверхности Земли, а от нее – приземного слоя воздуха. Возникающие восходящие и нисходящие потоки перемешивают воздух, и устанавливается рефракция, близкая к нормальной. Вечером перемешивание воздуха ослабевает. После захода Солнца приземные слои воздуха охлаждаются быстрее, чем верхние. Это приводит к увеличению температуры воздуха с высотой и усилению положительной рефракции, когда градиент g_n достигает больших отрицательных значений, что обычно сопровождается ростом уровня принимаемого сигнала. Утром большие отрицательные значения g_n обусловлены тем, что под влиянием солнечного нагрева начинается испарение влаги с поверхности Земли, и в приземном слое воздуха возникает резкое падение влажности с высотой. Днем по мере нагрева земной поверхности Солнцем и перемешивания воздуха рефракция вновь понижается до нормальной.

Обычно в теоретических расчетах принимается, что рефракция в тропосфере обусловлена линейным распределением по высоте коэффициента преломления n . В действительности вертикальный профиль $n(h)$ оказывается нелинейным и, кроме того, меняется вдоль трассы. Для учета отклонения $n(h)$ от линейности и изменчивости вдоль трассы вводится понятие эффективного вертикального градиента показателя преломления $g_{nэ}$. Под $g_{nэ}$ понимается постоянный по высоте градиент показателя преломления, при котором вычисленная напряженность поля на трассе совпадает с измеренной. Величина $g_{nэ}$ достаточно полно характеризует изменения напряженности поля, вызванные рефракцией. Статистические распределения значений $g_{nэ}$ различны для разных климатических районов и определяются на основе обработки экспериментальных данных об уровне сигнала на трассах.

Для большей части районов России, за исключением приморских и горных районов, распределение $g_{nз}$ удовлетворительно описывается нормальным законом, параметры которого (медиана $g_{nз}$ и стандартное отклонение σ) приведены в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Климатический район России	$g_{nз}$	σ ,
	1/м	
Северо-запад Европейской части	$-4,5 \cdot 10^{-8}$	$3,5 \cdot 10^{-8}$
Центральные районы Европейской части	$-6 \cdot 10^{-8}$	$4 \cdot 10^{-8}$
Юго-запад Европейской части	$-4,5 \cdot 10^{-8}$	$3,75 \cdot 10^{-8}$
Степные районы Поволжья, Дона	$-4 \cdot 10^{-8}$	$4,25 \cdot 10^{-8}$
Оренбургская область	$-3 \cdot 10^{-8}$	$3,5 \cdot 10^{-8}$
Западно-Сибирская низменность	$-5 \cdot 10^{-8}$	$4,5 \cdot 10^{-8}$
Забайкалье	$-4,5 \cdot 10^{-8}$	$3,75 \cdot 10^{-8}$
Приамурье, Приморье, Сахалин	$-5,5 \cdot 10^{-8}$	$4,25 \cdot 10^{-8}$

Понятие об эффективном градиенте показателя преломления удобно тем, что оно позволяет определить вероятность превышения того или иного значения множителя ослабления по пределам изменения $g_{nз}$ в заданном проценте времени. Например, для 80% времени $g_{nз}$ будет находиться между нижней и верхней децилями

$$g_{nз 0,9} = g_{nэм} - 1,28 \sigma \text{ и } g_{nз 0,1} = g_{nэм} + 1,28 \sigma.$$

2.1.3. Замирания, вызываемые слоистыми неоднородностями тропосферы

Отражения радиоволн от слоистых неоднородностей тропосферы приводят к интерференционным быстрым замираниям сигнала, удовлетворительно описываемым рэлеевским законом распределения. Рассмотрим условия возникновения этих замираний.

При отражении от слоя с перепадом диэлектрической проницаемости $\Delta \epsilon \ll 1$ формулы для коэффициентов отражения волны с горизонтальной и вертикальной поляризацией $R_{г.в}$ при $\epsilon_2 = 1 + \Delta \epsilon$ имеют следующий вид:

$$R_{г.в} \cong \frac{1 - \sqrt{1 + \Delta \epsilon / \sin^2 \Theta}}{1 + \sqrt{1 + \Delta \epsilon / \sin^2 \Theta}}, \quad (2.1)$$

где Θ – угол скольжения для слоя.

При выполнении неравенства

$$\Delta \epsilon \leq -\sin^2 \Theta \quad (2.2)$$

модуль коэффициента отражения (2.1) близок к единице, а его фаза – к нулю. Для появления глубоких замираний разность хода между прямой и отраженной от слоя волнами должна составлять примерно $\lambda/2$. При отражении от слоя в середине трассы (относительная координата $S = 0,5$) такая разность хода возникает при высоте слоя

$$H_{\text{сл}} = \sqrt{r} \lambda/2. \quad (2.3)$$

Тогда условие появления замираний при отражении от слоистых неоднородностей тропосферы представляется в следующем виде:

$$\Delta\epsilon \leq -\lambda/r. \quad (2.4)$$

Слои с меньшими перепадами $\Delta\epsilon$ образуются чаще, поэтому вероятность появления быстрых интерференционных замираний растет с укорочением длины волны и увеличением протяженности трассы.

Измерения показали, что статистическое распределение $\Delta\epsilon$ удовлетворительно описывается нормальным законом со стандартным отклонением $\sigma = 1,2 \cdot 10^{-6}$ и медианными значениями $\Delta\epsilon_{\text{м}} = 0,6 \cdot 10^{-6}$ для сухопутных и $\Delta\epsilon_{\text{м}} = 5,5 \cdot 10^{-6}$ для приморских трасс. Распределения $\Delta\epsilon$, позволяющие определить процент времени существования слоев с заданным перепадом $\Delta\epsilon$, приведены на рис. 2.1.

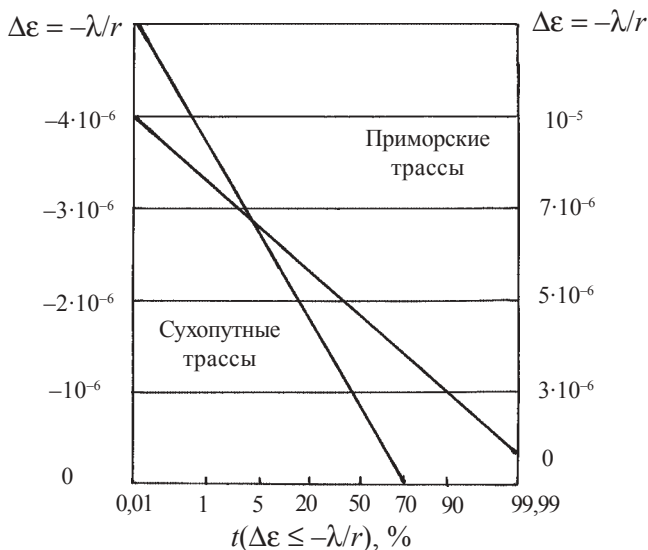


Рис. 2.1

На трассах с большими просветами и различными высотами расположения антенн (морские и высокогорные трассы, трассы связи с воздушными объектами и т. п.) замирания возникают вследствие экранирования прямой волны слоистыми неоднородностями и интерференции переизлученных ими волн.

На основании экспериментальных исследований установлено, что на открытых трассах протяженностью 50–250 км при отсутствии отраженной от поверхности Земли волны статистическое распределение множителя ослабления в диапазоне волн 7–30 см удовлетворительно описывается логарифмически нормальным законом. При этом медианное значение множителя ослабления определяется соотношением

$$F_m = -5,8 \frac{r}{\lambda^2} \alpha^\circ e^{-(0,8-\alpha^\circ)}, \text{ дБ}, \quad (2.5)$$

где r – длина трассы, км; λ – длина волны, см; α° – угол наклона прямой волны в градусах

$$\alpha^\circ = 57,3(h_2' - h_1') r, \quad (2.6)$$

здесь h_2' и h_1' – приведенные высоты подъема антенн ($h_{1,2}' \ll r$).

Стандартное отклонение множителя ослабления

$$\sigma = 2,22 \cdot 10^{-3} \sqrt{r^3} \quad (2.7)$$

при условии, что σ измеряется в децибелах, r – в километрах.

Рассматриваемые замирания происходят одновременно в широкой полосе частот, т. е. не являются селективными. Для уменьшения их глубины следует уменьшать длину трассы.

2.1.4. Методы повышения устойчивости сигнала при замираниях

Для получения устойчивой связи необходимо, чтобы периоды глубоких замираний, когда множитель ослабления оказывается меньшим минимально допустимого значения F_{\min} , не превышали определенного достаточно малого процента времени работы радиолинии. С этой целью при проектировании обеспечивается соответствующий энергетический потенциал аппаратуры радиолинии. При заданной радиоаппаратуре устойчивость связи может быть повышена рациональным выбором радиотрассы, уменьшением глубины замираний

за счет направленности антенн, а также применением сдвоенного приема на разнесенные по высоте антенны и сдвоенного приема с разнесением несущих частот.

При использовании остронаправленных антенн, особенно на трассах с большими просветами, глубина интерференционных замираний может быть уменьшена ослаблением отраженных волн за счет направленности антенн. Обычно антенны ориентируются максимумом действия в направлении распространения прямой волны. Поскольку разница в углах прихода прямой и отраженной волн мала, то при такой ориентировке направленность антенн будет практически одинаково влиять на обе волны. Поэтому для заметного ослабления отраженной волны от поверхности Земли или от слоистых неоднородностей тропосферы следует так повернуть, соответственно вверх или вниз, характеристику направленности одной или обеих антенн в вертикальной плоскости, чтобы прямая волна еще не была бы ослаблена или ослаблялась мало.

Разнесенный прием снижает действие интерференционных замираний, обусловленных отражением от земной поверхности и слоистых неоднородностей тропосферы.

Пространственно разнесенный прием основан на том, что фазовые соотношения между интерференционными волнами в двух точках пространства различны. На открытых трассах наибольшая разность фаз волн достигается при разноте антенн по высоте.

Наилучшую эффективность дает разнос антенн, обеспечивающий попадание одной антенны в интерференционный минимум поля, когда другая антенна оказывается в области максимума поля. Для этого разности хода между прямой и отраженной волнами в точках расположения верхней и нижней антенн должны отличаться на $\lambda/2$. Учитывая сказанное, для разноса приемных антенн имеем

$$\Delta h = \frac{\lambda r}{4h_1'}, \quad (2.8)$$

где h_1' – приведенная высота передающей антенны.

Вертикальный разнос антенн можно существенно уменьшить, так как при попадании одной антенны в интерференционный минимум множителя ослабления достаточно, чтобы в области расположения другой антенны обеспечивался минимально допустимый множитель ослаб-

ления F_{\min} , зависящий от энергетического запаса аппаратуры. При этом выполняется соотношение

$$\Delta h \cong \frac{\lambda r F_{\min}}{4\pi h_1'}, \quad (2.9)$$

По данным экспериментов, хорошие результаты дает вертикальный разнос антенн $\Delta h \cong 150\lambda$, при котором замирания сигналов в антеннах оказываются практически независимыми.

Прием на различные антенны эффективен как в случае замираний, обусловленных интерференцией прямой и отраженной от земной поверхности волн, так и в случае замираний при отражении от слоистых неоднородностей тропосферы. Дополнительную антенну можно разместить ниже основной антенны на одной мачте.

Частотно-разнесенный прием основывается на селективности интерференционных замираний. Наилучшую эффективность должен давать разнос Δf между несущими частотами f_1 и f_2 , обеспечивающий расхождение на π разностей фаз между прямой и отраженной волнами при работе на этих частотах. Из условия

$$K_1 \Delta r - K_2 \Delta r = 2\pi f_1 \frac{\Delta r}{C} - 2\pi f_2 \frac{\Delta r}{C} = \pi$$

находим

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\lambda}{2\Delta r}. \quad (2.10)$$

Для условий, при которых справедлива формула (2.9), необходимая разность несущих частот составляет

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\lambda F_{\min}}{\pi \Delta r}. \quad (2.11)$$

Как показывают эксперименты, при

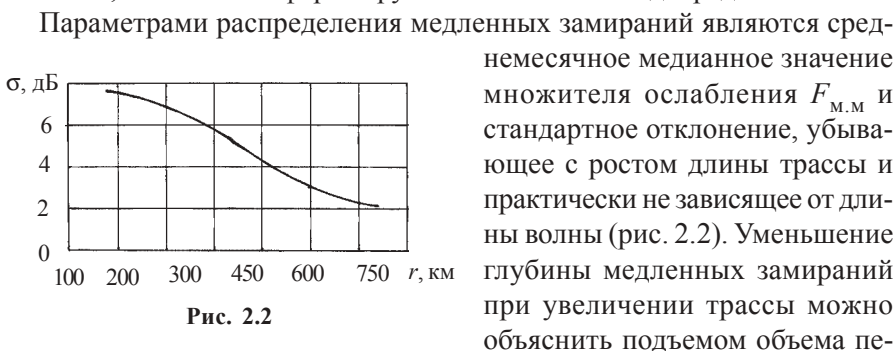
$$\frac{\Delta f}{f} = 0,02 - 0,05$$

замирания сигнала оказываются статистически независимыми.

2.2. Замирания сигнала при дальнем тропосферном распространении УКВ

2.2.1. Медленные замирания сигнала

Экспериментальные исследования показывают, что среднeminутные-среднепятиминутные значения множителя ослабления F_m , наблюдаемые в течение месяца, испытывают медленные замирания, подчиняющиеся логарифмически нормальному закону. Причинами этих замираний являются изменения метеоусловий и условий дальнего тропосферного распространения (ДТР), так как за время свыше одной-пяти минут успевает измениться индекс преломления, а следовательно, углы рассеяния, интенсивность флуктуаций мелкомасштабных неоднородностей, а также количество, положение и форма крупномасштабных неоднородностей.



Среднемесячная медиана множителя ослабления испытывает значительный сезонный ход. С переходом от зимы к лету она увеличивается при расстояниях 200–300 км на 12–15 дБ, а при расстояниях 600–700 км – на 7–8 дБ.

2.2.2. Быстрые замирания сигнала

Причиной быстрых замираний является многолучевость ДТР УКВ. Вследствие подвижности турбулентных и слоистых неоднородностей фазы рассеянных и отраженных волн быстро меняются, что приводит при их интерференции к быстрым замираниям сигнала с квазипериодом от долей секунды до 5–10 с. Скорость быстрых замираний растет с уменьшением длины волны, так как при этом возраста-

ет скорость изменения разностей фаз $\Delta\psi = k\Delta r$ интерферирующих волн при изменении их разности хода Δr . К этому приводит расширение характеристик направленности антенн, когда растет число интерферирующих лучей и разность их хода, и увеличение скорости ветра, когда возрастает скорость изменения разности хода лучей. Частота замираний выше в дневные часы из-за роста скорости вертикальных потоков воздуха.

Экспериментальные исследования показывают, что при интервалах наблюдения не более нескольких минут мгновенные значения сигнала в 20–40% случаев распределены по закону Рэлея. В остальных случаях, особенно в ближней зоне ДТР, наблюдается обобщенный закон Рэлея, но с относительно небольшой постоянной составляющей. В дальней зоне ДТР распределение мгновенных значений сигнала в течение большей части времени можно считать рэлеевским.

2.2.3. Методы разнесенного приема

Быстрые замирания обладают свойствами пространственной, частотной и угловой избирательности, используемыми для борьбы с быстрыми замираниями в системах разнесенного приема. Разнесенный по поляризации прием неэффективен, так как замирания волн различной поляризации практически синхронны (сильно коррелированы).

Пространственно разнесенный прием основывается на том, что замирания сигнала в точках, удаленных друг от друга на расстояние в несколько десятков длин волн, оказываются статистически слабо связанными. Более эффективным является вертикальное и горизонтальное поперечное разнесение точек приема, чем продольное, при котором разность хода лучей изменяется слабее. Наиболее удобен горизонтальный поперечный разнос приемных антенн. Пространственный коэффициент корреляции (рис. 2.3) определяется функцией вида

$$\rho(l) = e^{-\left(\frac{l}{l_0}\right)}, \quad (2.12)$$

где l_0 – радиус корреляции; по данным экспериментов $l_0 \cong (20-90)\lambda$.

Таким образом, с запасом можно полагать, что корреляция сигналов практически отсутствует при разноте $l = (50-100)\lambda$. При вертикальном разноте радиус корреляции и необходимый разнос l/λ , зависящий от r , примерно вдвое меньше (рис. 2.4).

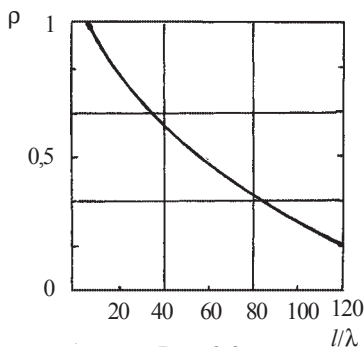


Рис. 2.3

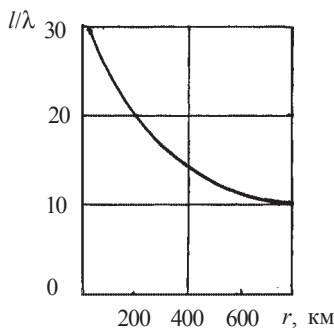


Рис. 2.4

Частотно-разнесенный прием основан на ослаблении статистической связи замираний сигналов, передаваемых на двух различных частотах, при увеличении разности Δf этих частот. Коэффициент частотной корреляции может быть определен по следующей формуле:

$$\rho(\Delta f) = e^{-\left(\frac{\Delta f}{\Delta f_0}\right)^2}, \quad (2.13)$$

где Δf_0 – радиус частотной корреляции;

$$\Delta f_0 \cong \frac{Ca_3}{r^2 \Delta \Theta_B}, \quad (2.14)$$

где C – скорость света; $\Delta \Theta_B$ – ширина характеристики направленности антенны в вертикальной плоскости.

Эксперименты показали, что формула (2.14) пригодна для $r \leq 300$ км и $\Delta \Theta_B \leq 1,5^\circ$. Экспериментальные зависимости радиуса частотной корреляции от длины трассы приведены на рис. 2.5 для $\Delta \Theta_B = 0,5-2^\circ$.

При угловом разносе используется двухканальная антенна, формирующая две независимые характеристики направленности с разными углами возвышения или азимутами (рис. 2.6, а, б). При этом сигнал принимается одновременно через два различных объема переизлучения, что приводит к некоррелированности его замираний. Угловой коэффициент корреляции определяется следующим выражением:

$$\rho(\alpha) = e^{-\left(\frac{\alpha}{\alpha_0}\right)^2}, \quad (2.15)$$

где α_0 – радиус угловой корреляции, равный 0,85 ширины характеристики направленности.

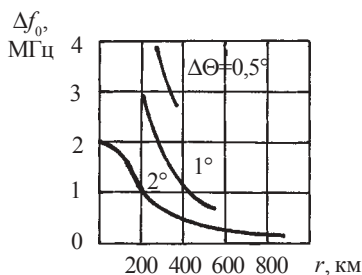


Рис. 2.5

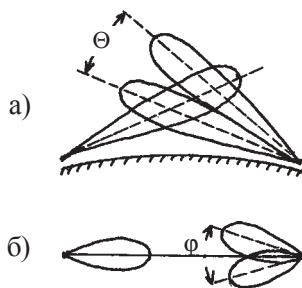


Рис. 2.6

Достоинством углового разнесения является возможность двукратного использования одной антенны и одной частоты связи. Недостаток метода заключается в заметном уменьшении мощностей сигналов в разнесенных каналах вследствие увеличения угла рассеяния. Кроме этого, при вертикальном угловом разнесе эффективность системы снижается из-за неравенства мощностей сигналов в каналах. Поэтому угловой разнос целесообразно применять лишь при высокой направленности антенн (ширина лепестка меньше примерно 1°), когда характеристики направленности не выходят за пределы эффективной области переизлучения.

2.2.4. Влияние среды на сигналы ДТР

При многолучевом распространении с неравномерным запаздыванием переизлученных неоднородностями тропосферы лучей возникают большие искажения амплитудно- и фазочастотных характеристик среды распространения. Поэтому полоса частот с допустимыми искажениями сигнала резко сужается.

При ДТР быстрые замирания сигналов на различных частотах происходят одновременно, поэтому возникают селективные (избирательные) замирания, а частотные характеристики среды распространения оказываются флуктуирующими. Чтобы оценить полосу пропускания среды распространения, необходимо знать закон распределения отношения $k = U_f / U_{f+\Delta f}$ амплитуд сигнала U_f и $U_{f+\Delta f}$ на краях заданной полосы частот Δf .

Амплитуда сигнала на любой частоте распределена по закону Рэлея, а коэффициент корреляции между амплитудами сигнала при заданном частотном разнoсе Δf определяется выражением (2.13). При этом вероятность того, что отношение амплитуд на краях полосы оказывается не более k или не менее $1/k$ [4], имеет следующий вид:

$$P(k, 1/k) = 1 - \frac{1 - k}{\sqrt{(1 + k^2)^2 - 4\rho(\Delta f)k^2}}. \quad (2.16)$$

Рассчитанное по этой формуле распределение неравномерности амплитудной характеристики при различных ρ показано на рис. 2.7 (сплошные линии).

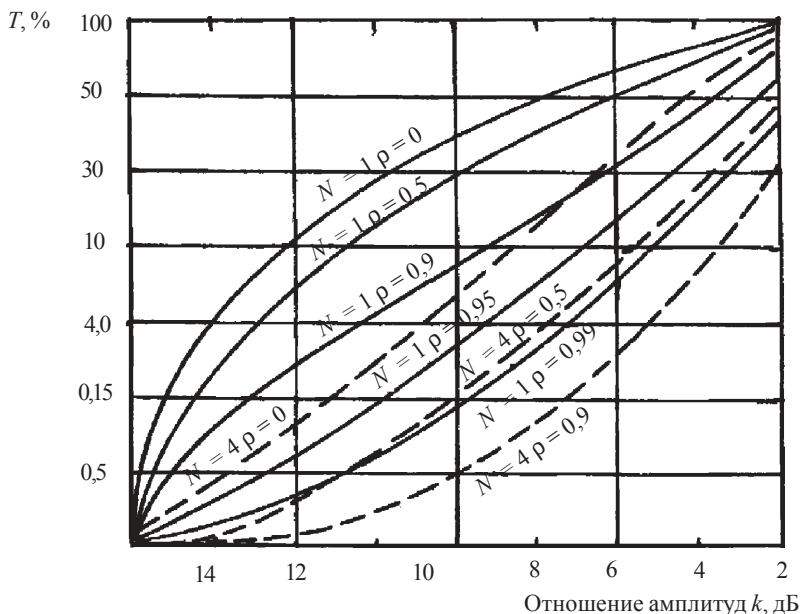


Рис. 2.7

Измерения показывают, что искажения сигнала относительно невелики, если неравномерность частотной характеристики не превосходит 3 дБ ($k = \sqrt{2}$) в течение 95% времени. При этом из выражения (2.16) для коэффициента корреляции получают $\rho(\Delta f) = 0,95$. Из соотношений (2.13) и (2.14) следует, что ширина спектра сигнала не должна превышать полосы

$$\Delta f_{0,95} = 0,23\Delta f_0 = \frac{0,23Ca_3}{r^2\Delta\Theta_B}. \quad (2.17)$$

Формула (2.17) определяет полосу частот с допустимыми искажениями сигнала.

С нелинейностью фазочастотной характеристики среды распространения $\Phi(\omega) = \arg(\dot{U}_f / \dot{U}_{f_1})$, где $f_1 \leq f \leq f_2$, приходится считаться при передаче дискретных сигналов. Эта нелинейность может быть оценена при аппроксимации фазочастотной характеристики полиномом второй степени. При этом характеристика группового времени запаздывания $\tau_{гр} = d\Phi(\omega)/d\omega$ аппроксимируется линейной зависимостью со случайно изменяющимся углом наклона. Допустимые фазовые искажения характеризуются допустимыми пределами флуктуаций угла наклона $\Delta\tau_{гр} = \tau_{гр} - \tau_{ц}$, где $\tau_{ц} = t_{ц} - t_{мин}$ – относительное центральное запаздывание. Величина $\tau_{ц}$ определяется разностью времени запаздывания лучей, переизлученных неоднородностями в центре объема рассеяния и в его нижней точке, высоты которых отличаются на величину $h_{ц}$, т. е. $\tau_{ц} = (h_{ц}/C)(r/a_3)$.

Среднее значение флуктуаций группового времени запаздывания $\Delta\tau_1 = |\Delta\tau_{гр}|$ связано с радиусом частотной корреляции (2.14) соотношением

$$\Delta\tau_1 = \frac{1}{2\pi\Delta f_0} = 0,15r^2\Delta\Theta_B / Ca_3.$$

Рассчитанное распределение флуктуаций группового времени запаздывания $\left| \frac{\Delta\tau_{гр}}{\Delta\tau_1} \right|$ показано на рис. 2.8 (кривая 1). Для уменьшения флуктуаций группового времени запаздывания необходимо уменьшать размеры объема рассеяния, т. е. сокращать r и $\Delta\Theta_B$.

Разнесенный прием снижает глубину быстрых замираний сигнала на всех частотах, поэтому равномерность частотных характеристик улучшается, а полоса пропускания тропосферы расширяется. Представление об улучше-

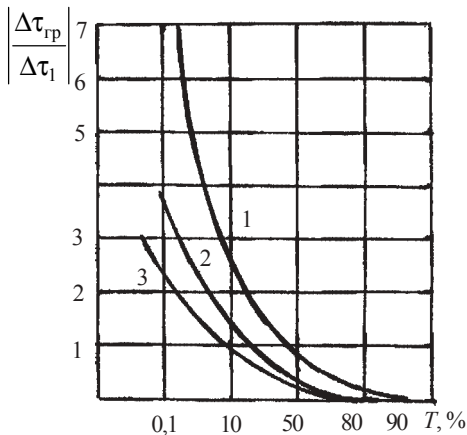


Рис. 2.8

нии амплитудной характеристики дает рис. 2.7, где приведено распределение ее неравномерности при различных $\rho(\Delta f)$ в случае счетверенного приема (пунктирные кривые). Снижение флуктуаций времени группового запаздывания при сдвоенном и счетверенном приеме характеризуется соответственно кривыми 2 и 3 на рис. 2.8. Можно видеть, что разнесенный прием существенно снижает амплитудные и фазовые искажения.

2.3. Дальнее ионосферное распространение УКВ

2.3.1. Замирания и разнесенный прием

Физические процессы, обуславливающие дальнее ионосферное распространение УКВ, включают в себя отражение радиоволн от регулярных и нерегулярных областей ионосферы с повышенной электронной концентрацией, а также рассеяние радиоволн на ионосферных неоднородностях.

Прием сигналов, рассеянных ионосферой, сопровождается сильными медленными и быстрыми замираниями вследствие флуктуационных процессов и многолучевости, обусловленной как рассеянием в нижней области ионосферы, так и отражениями от метеорных следов и от слоев E_s и $F2$.

Оба вида замираний подчиняются примерно тем же законам, что и при тропосферном распространении. Распределение амплитуд рассеянного сигнала удовлетворительно описывается законом Рэлея. Распределение выбросов амплитуд при отражении от метеорных следов может быть описано логарифмически нормальным законом. Его стандартное отклонение, мало зависящее от длины линии, рабочей частоты и времени связи, примерно равно 8 дБ.

Скорость замираний увеличивается с ростом частоты, а также при ослаблении направленности антенны или ее ориентации не по дуге большого круга. Кроме того, она возрастает на высокоширотных линиях во время ионосферно-магнитных бурь.

Ввиду замираний устойчивый прием на линиях ионосферного рассеяния возможен только при разнесенном приеме. При этом применяется разнос антенн в поперечном направлении на $(5-10)\lambda$, угловое разнесение их диаграмм (ориентация антенн с отклонением максимумов диаграмм на единицы градусов относительно дуги большого круга) и частотный разнос на 5–10 кГц. Поляризационный разнос в данном случае мало эффективен.

2.3.2. Неискаженная полоса и скорость передачи

Ограничение длительности импульсов на линиях ионосферного рассеяния обусловлено запаздыванием сигналов, отраженных от метеорных следов. При слабонаправленных антеннах оно достигает 0,75–1 мс и значительно превышает запаздывание при рассеянии, не превосходящее 50 мкс. Даже при остронаправленных антеннах это запаздывание достигает 0,25–0,5 мс. Запаздывания за счет отражения от слоев E и F_2 могут не учитываться при работе на частотах свыше 40 МГц, а также при использовании остронаправленных антенн. Таким образом, за счет многолучевости метеорного происхождения длительность импульсов на линиях ионосферного рассеяния не должна превосходить 1–2 мс при остронаправленных и 2–4 мс при слабонаправленных антеннах. Это ограничивает скорости передачи до 1000–500 и 500–250 бод соответственно.

Величина неискаженной полосы передачи зависит от протяженности радиолинии, направленности и ориентации антенн. На линиях протяженностью 1500–1000 км при остронаправленных антеннах, ориентированных по дуге большого круга, она равна примерно 6 кГц.

Расчет линии ионосферного рассеяния обычно состоит в определении мощности излучения, обеспечивающей связь требуемой надежности и достоверности при заданной чувствительности приемного устройства. Эта мощность определяется из условия осуществимости радиосвязи (1.16). Необходимая напряженность поля рассчитывается по формуле (1.17), в которой в качестве $E_n^{(1)}$ берется эффективное значение космических помех на 1 кГц полосы пропускания (рис. 2.9). Множитель ослабления F обычно находят по экспериментальным данным. Например, множитель ослабления, соответствующий уровню, превышаемому в течение 99% времени, можно определить по графику изображенному на рис. 2.10 (наименьшее ослабление при $r = 1200$ –1600 км).

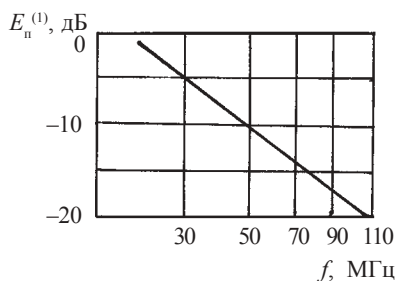


Рис. 2.9

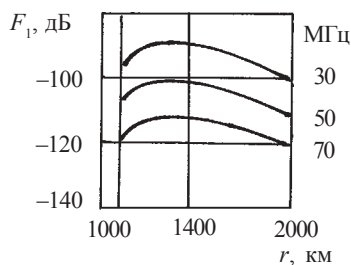


Рис. 2.10

Для дальней телефонной и телеграфной связи в метровом диапазоне на заранее обусловленных направлениях может быть использована «искусственная» ионосфера. Необходимую для отражения метровых волн электронную концентрацию определенного объема ионосферы можно получить, распыляя в нем вещества, которые легко ионизируются. Такие вещества, например едкий калий и др., выбрасывают с помощью ракеты на высоте 100–150 км над Землей. Образующее в результате этого облако ионизированного газа сохраняет значительную электронную концентрацию примерно в течение часа, а затем размывается.

2.4. Замирания сигнала на КВ-радиолиниях

Многолучевость в сочетании с флуктуациями параметров ионосферы приводит к тому, что характеристики результирующего поля сигнала в месте приема непрерывно меняются и прием коротких волн сопровождается быстрыми и медленными изменениями уровня сигнала на входе приемника – замираниями.

Замирания обусловлены интерференцией полей волн, приходящих в место приема, непостоянством поляризации результирующего поля, а также изменениями поглощения и деформацией отражающих слоев ионосферы. Интерференционные и поляризационные замирания обычно протекают как быстрые. Медленные замирания объясняются изменениями поглощения в ионосфере. Замирания за счет деформации отражающих слоев, вероятно, занимают промежуточное положение.

2.4.1. Интерференционные замирания

Результирующее поле, представляющее собой суперпозицию элементарных волн, отраженных от неоднородностей ионосферы, в месте приема можно записать в виде

$$Re^{i\Theta} = \sum_{s=1}^n u_s e^{i\varphi_s}, \quad (2.18)$$

где R и Θ – случайные амплитуда и фаза результирующего поля; U_s и φ_s – случайные амплитуда и фаза интерферирующих n элементарных волн. Распределения каждой U_s и φ_s в общем случае не обязательно должны быть одинаковыми, т. е. распределение U_s и φ_s не равно распределению U_{s+i} и φ_{s+i} . Случайные величины U_s и φ_s могут быть коррелированы, и распределение фазы φ_s не обязательно симметрично. В случае незави-

симости составляющих суммы (2.18), т. е. когда $U_s e^{i\varphi_s}$ не зависит от $U_k e^{i\varphi_k}$, распределение амплитуды результирующего поля в принципе находится путем представления (2.18) в форме

$$X = R \cos \Theta = \sum_{s=1}^n u_s \cos \varphi_s; \quad Y = R \sin \Theta = \sum_{s=1}^n u_s \sin \varphi_s. \quad (2.19)$$

При достаточно большом числе слагаемых n величины X и Y нормальны, но, вообще говоря, взаимно коррелированы. Некоррелированность X и Y может быть достигнута путем соответствующего поворота системы координат [5]. В новой системе координат совместная плотность двух некоррелированных нормальных величин

$$W(X, Y) = \frac{1}{2\pi\sigma_X\sigma_Y} \exp \left[-\frac{(X - \bar{X})^2}{2\sigma_X^2} - \frac{(Y - \bar{Y})^2}{2\sigma_Y^2} \right], \quad (2.20)$$

где \bar{X} и \bar{Y} – математические ожидания X и Y в новой системе координат; σ_X^2 и σ_Y^2 – дисперсии X и Y .

В полярных координатах выражение (2.20) будет иметь вид

$$W(R) = \frac{R}{2\pi\sigma_X\sigma_Y} \int_0^{2\pi} \exp \left[-\frac{(R \cos \Theta - \bar{X})^2}{2\sigma_X^2} - \frac{(R \sin \Theta - \bar{Y})^2}{2\sigma_Y^2} \right] d\Theta. \quad (2.21)$$

Этот интеграл можно представить в форме бесконечной суммы беселевых функций [5]

$$W(R) = \frac{R e^{-Z}}{\sigma_X \sigma_Y} \times \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^m \epsilon_m I_m(P) I_{2m}(\sqrt{Q^2 + H^2}) \cos \left[2m \left(\arctg \frac{H}{Q} \right) \right], \quad (2.22)$$

где $Z = \frac{\sigma_X^2 + \sigma_Y^2}{4\sigma_X^2\sigma_Y^2} R^2 + \frac{\bar{X}^2}{2\sigma_X^2} + \frac{\bar{Y}^2}{2\sigma_Y^2}$; $P = \frac{\sigma_Y^2 - \sigma_X^2}{4\sigma_X^2\sigma_Y^2} R^2$; $Q = \frac{R\bar{X}}{\sigma_X^2}$; $H = \frac{R\bar{Y}}{\sigma_Y^2}$;

I_m – модифицированная функция Бесселя порядка m ;

$$\epsilon_m = \begin{cases} 1 & \text{для } m = 0, \\ 2 & \text{для } m \neq 0. \end{cases}$$

Выражение (2.22) является четырехпараметрическим распределением с параметрами σ_X^2 , σ_Y^2 , \bar{X} и \bar{Y} . Оно является наиболее общим, когда к (2.19) применима центральная предельная теорема. Из распределения (2.22) следуют частные случаи.

1. Трехпараметрическое, или распределение Бекмана,

$$W(R) = \frac{R}{\sigma_X \sigma_Y} \exp\left(-\frac{R^2 + \bar{X}^2}{2\sigma_X^2}\right) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(2k-1)!! (\sigma_Y^2 - \sigma_X^2)^k}{k! 2^k \sigma_Y^{2k} (\bar{X})^k} R^k I_k\left(\frac{R\bar{X}}{\sigma_X^2}\right), \quad (2.23)$$

если в (2.22) $\bar{Y} = 0$, $\bar{X} \neq 0$, $\sigma_X^2 \neq \sigma_Y^2$.

2. Обобщенно-рэлеевское, или распределение Райса,

$$W(R) = \frac{R}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2 + \bar{X}^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{R\bar{X}}{\sigma^2}\right), \quad (2.24)$$

если в (2.22) $\bar{Y} = 0$, $\bar{X} \neq 0$, $\sigma_X^2 = \sigma_Y^2 = \sigma^2$.

3. Подрэлеевское, или распределение Хойта,

$$W(R) = \frac{R}{\sigma_X \sigma_Y} \exp\left(-\frac{\sigma_X^2 + \sigma_Y^2}{4\sigma_X^2 \sigma_Y^2} R^2\right) I_0\left(\frac{\sigma_Y^2 - \sigma_X^2}{4\sigma_X^2 \sigma_Y^2}\right), \quad (2.25)$$

если в (2.22) $\bar{Y} = 0$, $\bar{X} = 0$, $\sigma_X^2 \neq \sigma_Y^2$.

При выполнении дополнительного условия $\sigma_X^2 = 0$ ($\sigma_Y^2 \neq 0$) распределение (2.25) вырождается в односторонне нормальный закон (2.28), описывающий наиболее глубокие замирания.

4. Распределение Рэлея

$$W(R) = \frac{R}{\sigma^2} e^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}}, \quad R > 0 \quad (2.26)$$

получается из (2.22), если $\bar{X} = \bar{Y} = 0$ и $\sigma_X^2 = \sigma_Y^2 = \sigma^2$.

Следует добавить, что при определенных соотношениях между параметрами σ_X^2 , σ_Y^2 , \bar{X} и \bar{Y} [6] четырехпараметрическое распределение (2.22) является бимодальным, т. е. имеет два горба.

Дальнее распространение декаметровых радиоволн характеризуется тем, что в пункт приема попадает несколько лучей с разным числом отражений от ионосферы. При отсутствии регулярной составляющей и независимости моментов прихода отдельных лучей в точку приема амплитуда результирующего поля описывается рэлеевским законом распределения (2.26).

В общем случае интерферирующих n лучей распределение амплитуды сигнала называется m -распределением Накагами и имеет вид [7]

$$W(R) = \frac{2m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m) (\overline{R^2})^m} \exp\left(-m \frac{R^2}{\overline{R^2}}\right), \quad (2.27)$$

где $\overline{R^2}$ – средний квадрат флуктуаций амплитуды сигнала; m – отношение квадрата средней мощности сигнала к дисперсии его мгновенной мощности; Γ – гамма-функция.

Параметр «многолучевости» m является мерой глубины замираний сигнала, с его ростом глубина замираний падает. Например, при $m = 0,5$ формула Накагами вырождается в одностороннюю нормальную плотность вероятности.

$$W(R) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}}. \quad (2.28)$$

Если $m = 1$, то выражение (2.27) преобразуется в рэлеевский закон (2.26). Когда $m > 1$, формула Накагами дает хорошее приближение для обобщенного закона Рэлея (2.24).

Следует подчеркнуть, что формула Накагами не описывает аномальных экспериментальных законов, у которых имеется более одной вершины и коэффициент эксцесса которых существенно отрицателен. В частности, закон (2.27) не описывает бимодального распределения и поэтому не может рассматриваться как полная и универсальная характеристика коротковолновых каналов. В этом смысле четырехпараметрический закон (2.22) является более общим. Тем не менее, для практических расчетов закон (2.27) из-за своей простоты предпочтителен по сравнению с выражением (2.22). Особенно целесообразно проводить анализ замираний с помощью выражения (2.27), если объем экспериментальных данных значителен.

2.4.2. Механизмы аномальных законов распределения

При обработке экспериментальных реализаций замираний сигналов на радиотрассах число случаев появления аномальных законов может иногда достигать высокой степени вероятности ($P = 0,65$).

Аномальные законы прежде всего характеризуются функцией плотности вероятности амплитуды $W(R)$ с отчетливо выраженными двумя, тремя и т. д. вершинами или с одной, но плоской вершиной. Такие законы имеют, как правило, отрицательное значение коэффициента эксцесса.

Полагаем, что отразившийся от ионосферы радиолуч представляет пучком элементарных волн и результирующая амплитуда сигнала есть суперпозиция регулярной составляющей и случайного процесса (шумы).

1. Интерференция двух лучей. Регулярная компонента каждого луча представляет собой синусоидальное колебание, случайная – гауссов шум, т. е. имеет место модель обобщенного закона Рэлея. Суммарный процесс можно представить в виде

$$U(t) = u_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + u_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + n(t) \quad (2.29)$$

где U_1 и U_2 – амплитуды регулярных составляющих; φ_1 и φ_2 – фазы сигналов; $n(t)$ – случайная составляющая.

Если предположить, что частоты ω_1 и ω_2 отличаются незначительно и дисперсия шума σ^2 мала, то процесс (2.29) представляет собой квазибиения. Это приводит к бимодальности закона распределения. Функция плотности вероятности огибающей процесса (2.29) имеет следующий приближенный вид [8]

$$\begin{aligned} W(R) \approx & k \frac{R}{12\sigma^2} \exp \left[-\frac{1}{2\sigma^2} (R^2 + u_1^2 + u_2^2) \right] \times \\ & \times \left\{ EI_0 \left[\frac{u_2}{\sigma^2} (R - u_1) \right] + \frac{1}{E} I_0 \left[\frac{u_2}{\sigma^2} (R + u_1) \right] + \right. \\ & \left. + 2 \left[EI_0 \left(\frac{u_2}{\sigma^2} \sqrt{R^2 - Ru_1 + u_1^2} \right) + \frac{1}{E} I_0 \left(\frac{u_2}{\sigma^2} \sqrt{R^2 + Ru_1 + u_1^2} \right) \right] \right\}, \quad (2.30) \end{aligned}$$

где K – нормирующий множитель; $E = \exp \left(\frac{-Ru_1}{\sigma^2} \right)$ – параметр.

В зависимости от значений параметров U_1 , U_2 и σ^2 закон (2.30) может иметь два отчетливых горба или одну (в частности, плоскую) вершину. Механизм образования (2.30) не содержит предположения об обязательной корреляции ортогональных компонент составляющих двух лучей. Отдельные части суммарного сигнала (2.29) могут быть некоррелированы, но должны иметь сдвиг по частоте. Подобные условия создаются при наличии, например, МПЧ-замираний [9]. Сдвиг по частоте обусловлен эффектом Доплера. Он возникает за счет разницы скоростей движения слоев отражения лучей.

2. Сигнал в месте приема описывается четырехпараметрическим распределением (2.22), которое охватывает и случаи бимодальности.

А. Если единичный радиолуч представим совокупностью элементарных волн в пучке (2.18) и результирующая имеет распределение (2.22), то условия бимодальности определяются соотношениями [6]

$$\begin{aligned} 0 < \sigma_{\max}^2 < \max \left[\overline{X^2}, \overline{Y^2} \right]; \\ 0 < \sigma_{\min}^2 < \min \left[\overline{X^2}, \overline{Y^2} \right], \end{aligned} \quad (2.31)$$

где σ_{\max}^2 и σ_{\min}^2 – дисперсии компонент, квадраты математического ожидания которых соответственно равны $\max \left[\overline{X^2}, \overline{Y^2} \right]$ и $\min \left[\overline{X^2}, \overline{Y^2} \right]$.

Б. Интерференция двух лучей вида (2.18), коррелированных между собой, приводит к распределению (2.22). Результирующая имеет четырехпараметрическое распределение [6].

На практике указанные условия могут быть реализованы, например, благодаря МПЧ-замираниям без предположения о доплеровском сдвиге в спектре лучей. Важно только, чтобы лучи имели нормальное распределение мгновенных значений и были взаимно коррелированы.

3. Сигнал является суммой амплитудно-модулированной компоненты и гауссова шума

$$U(t) = U_0 \left[1 + \Delta U_0 / U_0 \cos \Omega t \right] \cos \omega_0 t + n(t), \quad (2.32)$$

где $\Delta U_0 / U_0$ – глубина модуляции; Ω – частота модуляции.

Функция плотности вероятности огибающей процесса (2.32) выражается интегралом [10]

$$W(R) = R \int_0^{\infty} \lambda J_0(\lambda R) J_0^2\left(\lambda \frac{\Delta u_0}{2}\right) J_0^2(\lambda u_0) \exp\left(-\frac{\lambda^2 \sigma^2}{2}\right) d\lambda, \quad (2.33)$$

где σ^2 – дисперсия шума.

Расчеты показывают, что, задаваясь определенным образом параметрами ΔU_0 , U_0 и σ^2 , распределение (2.33) является бимодальным с одинаковыми вершинами.

Физическая осуществимость данного процесса скорее всего может быть связана с явлениями фокусировки и дефокусировки радиолучей при отражении от перемещающихся ионосферных возмущений (ПИВ). При этом возникает амплитудная модуляция сигнала типа (2.32), глубина и период которой определяется параметрами ПИВ.

4. Сигнал представляется в виде регулярной составляющей плюс гауссов шум. С помощью метода когерентного приема допустимо выделение «случайной» части флуктуаций сигнала [11]. Она представляет собой медленные изменения поля (тренд), на которые наложены быстрые изменения (гауссов шум). Амплитуда тренда в общем случае изменяется по случайному закону $U_0 \cos \varphi(t)$, где φ – фаза медленной компоненты и $\Delta U_0 = \text{const}$. Тогда рассматриваемый суммарный процесс имеет вид

$$U_c(t) = \Delta U_0 \cos \varphi(t) + n(t). \quad (2.34)$$

Среднее значение процесса (2.34) равняется нулю. Когда фаза тренда является линейной функцией времени $\varphi(t) = \Omega t$, процесс (2.34) можно записать следующим образом:

$$U_c(t) = \Delta U_0 \cos \Omega t + n(t), \quad \overline{U_c(t)} = 0. \quad (2.35)$$

Исследования процесса (2.34) показали [11], что U_c имеет функцию плотности вероятности

$$W(U_c) = \frac{1}{2\pi^2\sigma} \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left[-\frac{(u_c - \Delta u_0 \cos \Theta)^2}{2\sigma^2}\right] d\Theta, \quad (2.36)$$

где σ^2 – дисперсия шума.

Выражение (2.36) может описывать бимодальность. Когда $\Delta U_0 \gg \sigma$, два горба выражены четко, и распределение характеризуется значительным отрицательным эксцессом $-1,5 < E < 0$.

Квазипериодические медленные замирания, наблюдаемые на практике, своим происхождением скорее всего обязаны близкими к линей-

ным изменениям фазы трендовой компоненты сигнала (2.34). Это происходит за счет движения крупномасштабных неоднородностей типа спорадических слоев E_s или ПИВ, а также по причине изменения высот ионосферных слоев, особенно в вечернее и утреннее время.

5. Сигнал образован суммой двух, трех и т. д. лучей, коррелированных между собой. Подобный случайный процесс не всегда будет стационарным [2]. Наличие нестационарности, как правило, приводит к многомодальной форме законов распределения.

Примером коррелированной многолучевости, естественно при определенных условиях, могут служить МПЧ-замирания [9]. На рабочей частоте вблизи частоты смыкания обыкновенной волны наблюдается до четырех лучей – верхний и нижний для обыкновенной и необыкновенной компонент.

2.4.3. Медленные колебания уровней сигнала

Флуктуации сигналов декаметровых радиоволн за периоды времени, превышающие интервалы стационарности 1–3 мин, представляют важный фактор в оценке надежности и достоверности радиосвязи. Известно, что ионосферные каналы являются средами, где присутствуют два вида помех. К категории аддитивных относятся такие, которые воздействуют на радиоканал извне. Другая категория – случайные искажения (флуктуации) сигналов за счет распространения в канале – охватывается понятием «мультипликативные помехи». Последние являются функцией времени и представляют процесс в виде двух сомножителей. Первый описывает медленные, а второй – быстрые изменения флуктуаций сигнала. Быстрые изменения в условиях многолучевости сигнала обязаны, как правило, интерференционным явлениям. Медленные чаще зависят от сравнительно инерционных характеристик и состояния самой среды распространения. Однако это довольно упрощенное деление и поэтому требуется внести дополнительную ясность.

Если под замираниями понимать чисто интерференционный процесс (наличие не менее двух лучей со случайными амплитудами и фазами), то для декаметровых радиоволн следует различать быстрые и медленные замирания.

Быстрые замирания характеризуются квазипериодом от 0,01 до 30 с и могут иметь регулярный и нерегулярный закон изменения. Нерегулярные быстрые замирания вызваны многолучевостью, о них говорилось выше. Регулярные замирания обязаны интерференции, например,

обыкновенного и необыкновенного лучей. Это также могут быть верхний и нижний лучи. Если амплитуды лучей примерно равны, а разности фаз меняются равномерно, то замирания носят квазипериодический характер.

Все вышесказанное об интерференционных замираниях применимо и к физике образования медленных регулярных или так называемых долгопериодных ритмических замираний. Здесь ощутимую дополнительную роль играют эффекты фокусирования и дефокусирования каждого из лучей на неоднородностях ионосферы. Это приводит к росту глубины флуктуаций сигнала. Причем интенсивность медленных изменений уровня может на порядок превышать интенсивность быстрых замираний. Квазипериод рассматриваемых медленных замираний составляет величину, заключенную в пределах от 30 с до нескольких минут.

Наряду с медленными замираниями, обусловленными интерференцией, представляет интерес изучение медленных колебаний уровня сигнала. Процесс является флуктуационным, где переменной величиной служит медианное значение сигнала, взятое за определенные интервалы времени ΔT . Если рассматриваются сравнительно короткие выборки ΔT продолжительностью от нескольких минут до одного часа, то колебания сигнала на интервалах времени $T \gg \Delta T$ носят нерегулярный, хаотический характер. Такой процесс обладает свойствами случайного, имеет статистические параметры и описывается функцией распределения плотности амплитуды $W(R)$ случайной величины R (где R – значение медианы для выборки ΔT). Нерегулярные медленные колебания поля с кажущимся периодом в несколько минут обязаны, как правило, сравнительно быстрым изменениям поглощения в среде распространения, фокусирующим и дефокусирующим свойствам ионосферы, рассеянию сигнала. Когда рассматриваются интервалы продолжительностью в десятки минут, то колебания сигнала преимущественно обусловлены потерями распространения и фокусирующими свойствами среды, чаще на перемещающихся ионосферных возмущениях. Часовые нерегулярные изменения вызваны поглощением, явлениями длительной фокусировки в ионосфере, турбулентностью слоев отражения за счет возмущений ионосферы, наличием спорадических образований, а также изменением коэффициентов усиления антенн, возникающих вследствие изменения углов излучения и прихода радиоволн.

Более длительные интервалы выборок по сравнению с указанными характеризуются уже регулярными или периодическими изменениями. Это суточные, месячные, сезонные и годовые изменения.

Результаты изучения нерегулярных медленных колебаний сигналов на радиотрассах как средних, так и высоких широт [3] показывают, что усредненные примерно за один час значения сигналов как случайные величины распределены по логнормальному закону

$$W(R) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(R - R_M)^2}{2\sigma^2}\right], \quad (2.37)$$

где R – среднечасовой уровень сигнала; σ – стандартное отклонение; R_M – медианное значение сигнала. Все параметры выражены в децибелах по отношению к некоторому условному уровню.

Функция логнормального распределения

$$P(R_{\min}) = \int_{R_{\min}}^{\infty} W(R) dR \quad (2.38)$$

определяет вероятность превышения некоторого минимального уровня R_{\min} . Значения амплитуды R_{\min} , которые превышаются в течение 10, 50 и 90% всего времени наблюдения, являются соответственно верхней децилью $R_{0,1}$, медианным значением R_M и нижней децилью $R_{0,9}$. Например, для закона (2.37) отношения децилей в децибелах составляют $R_{0,1}/R_{0,9} = 10,2; 15,4; 20,5$ и $25,6$ дБ для стандартных отклонений $\sigma = 4; 6; 8$ и 10 дБ. Функция (2.38) графически обычно представляется прямой линией в координатах, где по оси абсцисс откладывается вероятность превышения сигнала $P(R_{\min})$, а по оси ординат – уровень сигнала по отношению к медианному значению в децибелах. Угол наклона прямой характеризуется величиной 2σ , дБ или, что то же самое, значением отношения уровней превышения $R_{0,16}/R_{0,84}$, дБ. Поэтому глубину флуктуаций исследуемого процесса удобно оценивать непосредственно стандартным отклонением σ или отношением децилей $R_{0,1}/R_{0,9}$, поскольку эти параметры связаны между собой зависимостью $R_{0,1}/R_{0,9} = 2,564 \sigma$, дБ. По данным экспериментальных исследований на радиотрассах различного направления стандартное отклонение σ меняется в широких пределах. Так, если для средних широт $\sigma = 6 \pm 1,5$ дБ, то для субавроральных радиотрасс или пересекающих зону полярных сияний $\sigma = 8-9$ дБ. Трассы, проходящие в зоне полярных сияний и испытывающие значительное поглощение, характеризуются значением $\sigma = 10$ дБ и более.

2.4.4. Радиосвязь при наличии замираний

Замирания значительно усложняют задачи обеспечения надежной радиосвязи, а их частотная зависимость ограничивает неискаженную полосу передачи. Для ослабления влияния замираний применяют различные меры понижения глубины замираний и повышения среднего (медианного) уровня сигнала на входе приемника. Наряду с повышением излучаемой мощности применяют различные виды разнесенного приема, а также специальные методы обработки принимаемых сигналов.

Передача телеграфных сигналов (дискретных сообщений) при амплитудной манипуляции (телеграфии) (АТ) подвержена воздействию замираний, вызывающему уменьшение амплитуды принимаемого сигнала, что увеличивает вероятность ошибок в процессе приема. Аналогично воздействие замираний на прием сигналов при частотной манипуляции (телеграфии) (ЧТ), однако этот вид манипуляции, широко используемый на КВ для буквопечатающего приема, обеспечивает более высокую надежность связи.

При анализе воздействия замираний на прием сигналов при АТ и ЧТ влиянием замираний на фазу сигналов можно пренебречь и учитывать только изменения его амплитуды. Это недопустимо в случае фазовой манипуляции. Вследствие замираний фаза напряжения принимаемого сигнала на КВ неустойчива и может иметь произвольные значения, что исключает возможность применения фазовой телеграфии (ФТ). Однако изменение фазы происходит сравнительно медленно, и во время передачи нескольких элементарных посылок (около 50 мс) фазу входящих сигналов можно считать практически постоянной. Это дает возможность применять на КВ метод относительной фазовой манипуляции (телеграфии) (ОФТ), в котором фаза входящего сигнала сравнивается с фазой предыдущей переданной посылки. Подобный метод позволяет не считаться с неустойчивостью фазы входящего сигнала и полагать, что при относительной фазовой телеграфии меняется только амплитуда принимаемого сигнала.

Результаты экспериментальных исследований зависимостей вероятности ошибок P от превышения сигнала над помехами показывают, что как при отсутствии замираний (рис. 2.11), так и при их воздействии (рис. 2.12) наиболее устойчивой является система ОФТ.

Передача телефонных (непрерывных) сообщений в условиях замираний может сопровождаться искажениями, обусловленными не только

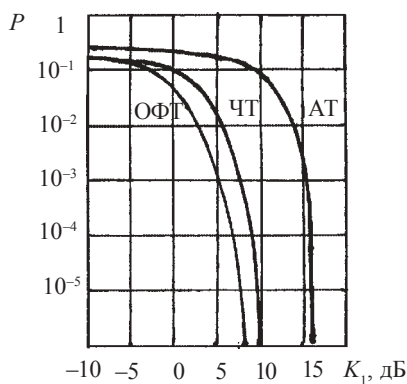


Рис. 2.11

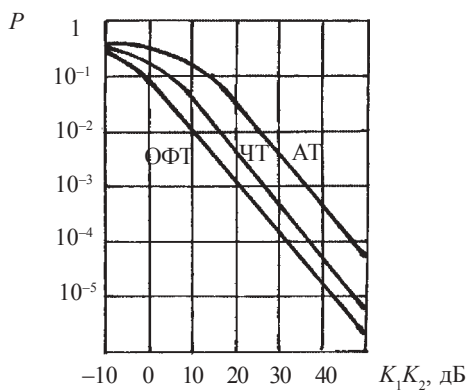


Рис. 2.12

колебаниями медианного уровня принимаемого сигнала, но и специфическими искажениями, которые могут сделать непригодными для слухового восприятия даже высокие по уровню сигналы. Более сильно подвержены воздействию частотной избирательности замираний сигналы при амплитудной модуляции (АМ) на двух боковых полосах. Этим объясняется ограниченное применение АМ на КВ в настоящее время.

Наиболее широкое использование на КВ-линиях связи находит однополосная модуляция (ОМ). Переход к ОМ с сохранением номинальной мощности передатчика дает

увеличение превышения сигнала над помехами в месте приема; кроме того, уменьшение ширины полосы передачи снижает влияние помех. На рис. 2.13 изображен график, характеризующий общий выигрыш в превышении сигнала над помехами при переходе от двухполосной к ОМ, определенной по экспериментальным данным. Выигрыш оценивается процентом ошибокно принятых слов из специально подобранных артикуляционных текстов и показывает заметные преимущества ОМ, особенно при малых отношениях сигнал/помеха.

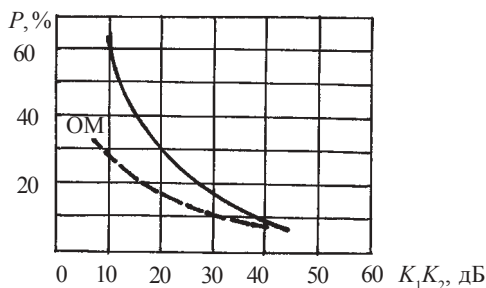


Рис. 2.13

по экспериментальным данным. Выигрыш оценивается процентом ошибокно принятых слов из специально подобранных артикуляционных текстов и показывает заметные преимущества ОМ, особенно при малых отношениях сигнал/помеха.

3. СОСРЕДОТОЧЕННЫЕ ПОМЕХИ

3.1. Понятие электромагнитной совместимости радиотехнических средств

Стремительный рост числа радиосредств в настоящее время выдвигает ряд чрезвычайно трудных проблем. Одна из них состоит в необходимости обеспечить эффективную работу систем связи в условиях «перенаселенности» эфира. Это в свою очередь требует ответа на вопрос, как обеспечить уменьшение взаимных помех между радиосредствами, работающими совместно как в пространстве, так и во времени. Круг задач, охватывающий способы и методы обеспечения совместной эффективной работы радиосредств в соответствующей электромагнитной обстановке, составляют основы электромагнитной совместимости (ЭМС) радиотехнических средств. При этом под электромагнитной обстановкой понимают условия приема сигнала при воздействии помех, создаваемых различными излучателями электромагнитной энергии. Теоретический фундамент основ электромагнитной (частотной) совместимости позволяет определить степень воздействия систем друг на друга путем введения меры допустимых потерь эффективности их работы. С помощью последней можно установить количественные показатели, характеризующие соответственно совместимость или несовместимость. При этом показатели эффективности зависят прежде всего от степени мешающего действия систем друг на друга.

Одним из важнейших показателей эффективности системы, непосредственно связанного с взаимным мешанием, является вероятность искажений (ошибки) символов $P_{\text{ош}}$ [3]. Поэтому критерий совместимости радиосистем естественно основывать на использовании этого показателя. Количественные значения ухудшения вероятности правильного приема информации можно положить в основу градаций совместимости. Задача состоит в том, чтобы найти следующие основные зависимости для реальных систем радиосвязи:

1) зависимость вероятности ошибки от мощности помехи на входе приемника при фиксированном разnose частоты и заданном виде излучения (модуляции) помехи.

2) зависимость $P_{\text{ош}}$ от частотного разноса при заданной мощности помехи на входе и заданном виде модуляции помехи.

3) зависимость $P_{\text{ош}}$ от вида модуляции мешающей станции при фиксированных значениях мощности и разноса частот.

Для того чтобы найти эти функции, необходимо иметь зависимость мощности (напряжения) на входе приемника от дальности до мешающей станции при заданных параметрах передатчика, приемника и условий распространения радиоволн. Расчет напряженности поля в точке приема и последующий пересчет в ЭДС антенн и напряжение на входе приемника основывается на известной методике теории распространения радиоволн.

Поскольку степень взаимного влияния радиосредств зависит от частотного и пространственного разноса между ними [3], а также от того, как часто они будут фактически работать совместно, необходимо внести определенность в эти величины и качество рассматриваемой системы оценивать с их учетом. Для характеристики качества системы с точки зрения совместимости используется понятие объема совместимости, координатами которого являются пространство (дальность D), время совместной работы T и частота F (частотный разнос)

$$V_{\text{нс}} = DTF, [V] = \text{м} \cdot \text{с} \cdot \text{Гц}.$$

Наличие вероятностной в общем случае нелинейной связи между координатами совместимости делает задачу обеспечения ЭМС большой системы настолько сложной, что нахождение ее строго оптимального решения даже с применением существующих ЭВМ представляется делом затруднительным. Поэтому решение ищется поэтапно с оптимизацией решения на каждом этапе. Естественно, что при этом абсолютно-го оптимума достичь невозможно. К тому же ряд параметров аппаратуры, среды и т. п. являются вероятностными величинами, и, следовательно, необходимо оперировать с их функциями распределения или со значениями исходя из выбранных доверительных интервалов. Поэтому с целью упрощения решения задачи в условиях, когда основные исходные данные известны недостаточно точно, можно поступиться некоторыми связями.

Проблема совместимости радиотехнических систем решается, в основном, по трем направлениям:

1) разработкой новых радиосредств, обладающих повышенными характеристиками или адаптирующихся в процессе работы.

2) освоением новых, не используемых ранее, диапазонов радиочастотного спектра.

3) регламентацией работы радиосредств и организационно-правовым распределением и закреплением участков диапазона или отдельных частот за государствами, ведомствами и даже потребителями.

Как отмечалось, основной причиной роста уровня взаимных помех является количественный рост радиосредств, исключающий простые детерминированные методы разрешения возникающих здесь проблем. Однако речь идет не только о простом количественном росте, но и о том, что параллельно происходит резкий рост излучаемых мощностей и повышение чувствительности радиосредств. С учетом отставания в разработке методов уменьшения различного рода побочных излучений это приводит к резкому возрастанию уровня взаимных помех и, следовательно, к невозможности совместной работы различных систем. Соответствующие исследования показывают, что как по спектру излучения передатчиков, так и избирательности приемников в ближайшей перспективе нельзя ожидать существенного улучшения в совместимости радиосредств. Важнейшие в этом плане резервы следует искать в организационно-технических мероприятиях, например таких, как распределение и назначение частот. При надлежащем выборе рабочих частот и достаточном их количестве можно избавиться от взаимных помех даже при недостаточно совершенных радиосредствах и нерациональном их расположении. Если оставить вопрос распределения частот без внимания, от взаимных помех избавиться практически невозможно.

До настоящего времени не создано законченной теории распределения частот. Упрощенная картина вопроса состоит в следующем. Любая сколь угодно сложная система радиосвязи представляется в виде абстрактной сети, состоящей из узлов и коммуникаций между ними, показывающих откуда и в каком направлении организуется связь. Для каждой коммуникации задаются требуемые частоты передачи (или приема). Тогда для каждой из них можно получить класс таких частот приема (передачи), при которых взаимные помехи на всех узлах рассматриваемой системы радиосвязи будут отсутствовать. В рассматриваемой ситуации все радиосредства системы являются однотипными и находятся с

точки зрения взаимных помех в одинаковых условиях. В действительности дело обстоит несколько иначе. Прежде всего радиосредства рассматриваемой системы могут отличаться друг от друга по своему диапазону частот. Для различных радиосредств диапазоны частот могут совпадать, пересекаться и даже не иметь общих участков (например, КВ и УКВ-диапазоны). В последнем случае возможно возникновение помех в УКВ-диапазоне за счет гармоник КВ-передатчиков). Кроме того, даже радиосредства одного и того же диапазона могут иметь шкалы частот с различным шагом (например, радиосредства прошлых лет и современные).

3.2. Особенности частотного спектра амплитуды сосредоточенных помех

Ниже рассмотрим амплитудно-частотное распределение поля помех декаметрового диапазона радиоволн, где под полем помех подразумевается интегральный уровень электромагнитного поля в точке приема, обусловленный независимыми источниками искусственного происхождения. К полям подобного происхождения относятся излучения мировой сети радиотехнических КВ-систем различного назначения: связные, радиовещательные, коммерческие, навигационные и т.п., которые в технике радиосвязи причисляются к сосредоточенным помехам.

Возможность использования данных о помеховой обстановке в КВ-диапазоне для решения задач помехоустойчивости в каналах ионосферного распространения радиоволн в значительной степени зависит от стационарности режима эксплуатации частотно-энергетических ресурсов диапазона. Исходя из сложившейся практики использования рабочих частот информационными и связными КВ-радиосистемами, можно полагать, что в течение суток интегральные уровни помех должны претерпевать существенные изменения в моменты перехода рабочих частот радиопередающих средств с «дневных» на «ночные» и наоборот. Однако если в качестве уровня помех на данной частоте использовать интегральную оценку уровня помех в сравнительно небольшой окрестности этой частоты (100–500 кГц), то проявления нестационарности, связанной с изменениями частотных режимов отдельных радиостанций, не обнаруживаются. Это подтверждается измерениями помеховой обстановки, целью которых было исследование частотно-временных распределений уровней помех в регионе, прилегающем к месту расположения приемного пункта. Такую информацию обычно получают путем

усреднения временных последовательностей амплитуды поля помех на дискретных частотах в заданных интервалах времени [13] или путем частотного усреднения поля помех в ограниченной полосе частот.

Сначала рассмотрим особенности отдельных реализаций амплитудно-частотных характеристик (АЧХ), снятых в центральной части России. Примеры записей спектрограмм с дискретами перестройки анализатора $\Delta f = 10$ кГц и полосами усреднения по частоте 100 и 500 кГц при полосе пропускания полосового фильтра $\Delta F = 10$ кГц показаны на рис. 3.1.

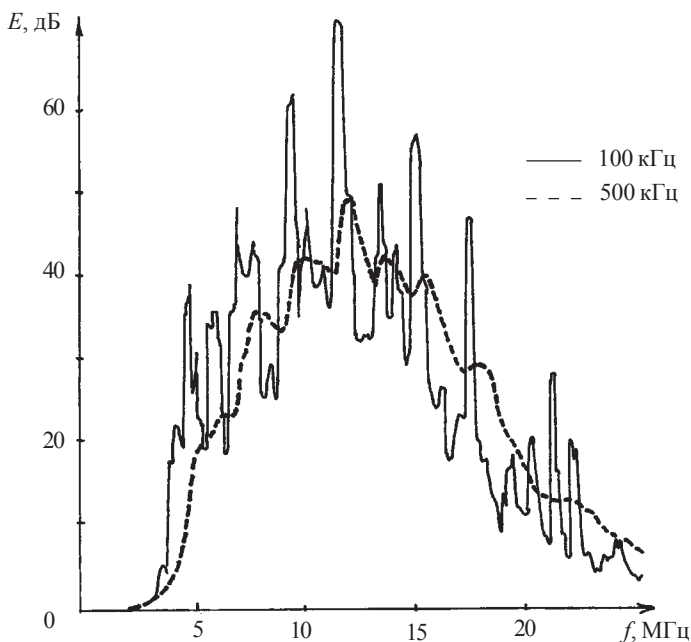


Рис. 3.1

Измерения с использованием анализатора помеховой обстановки [13] демонстрируют тот важный факт, что уровни помех как по частоте, так и ото дня к ночи претерпевают значительные изменения. Характер этих изменений наглядно иллюстрируют спектрограммы, приведенные на рис. 3.2. Наблюдаемые на рис. 3.2 максимумы соответствуют диапазонам частот, отведенным радиовещательной и, частично фиксированной службам связи [13]. Видно, что уровни интенсивности поля помех E в местах локализации данных максимумов различны и, в зависимости от их

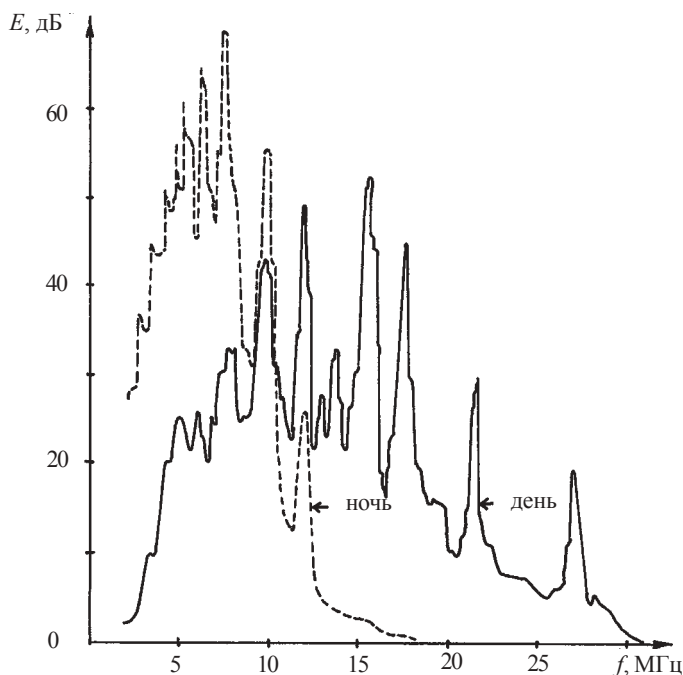


Рис. 3.2

частотного положения, на 10–40 дБ превышают уровни помех соседних поддиапазонов частот.

Измерения показывают, что положение максимумов на частотной оси спектров устойчиво во времени суток. Относительно устойчивы и уровни каждого из этих максимумов. Показателен в этом отношении рис. 3.3, где наложены АЧХ, снятые в 16.30 местного времени в разные дни. Следует обратить внимание на то, что АЧХ от 03.12.87 и 09.12.87 практически совпадают, хотя зарегистрированы с интервалов в 6 суток. В то же время АЧХ от 08.12.87 отличается по интегральному уровню помех от АЧХ за 09.12.87, снятой на сутки позднее. Эти изменения естественно определяются вариациями ионосферных параметров, существующими все время. Важно то, что АЧХ, снятые через интервалы времени, кратные суткам, совпадают даже в деталях. Это свидетельствует о высокой устойчивости исходного (без учета влияния ионосферы) частотно-энергетического распределения помех.

Влияние нестационарности, связанной с изменением частотных режимов работы передатчиков, исследовалось путем анализа суточных

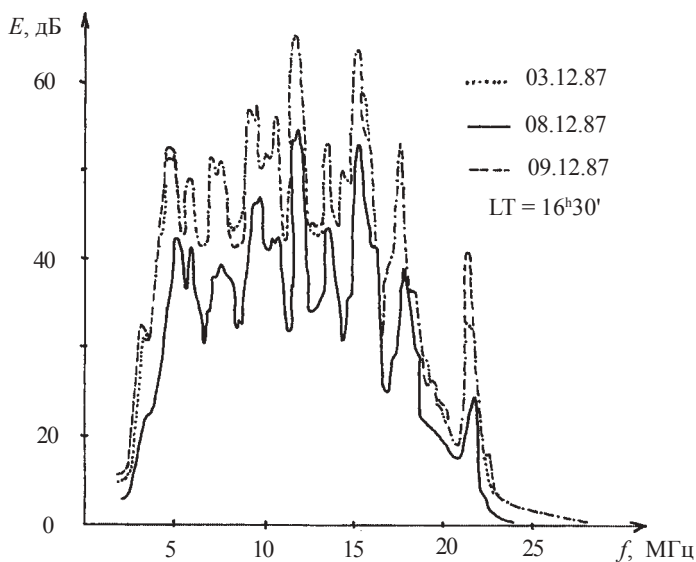


Рис. 3.3

зависимостей интегральных уровней помех в отдельных поддиапазонах. Измерения проводились в различные сезоны года и в различных поддиапазонах частот с использованием ромбической антенны в качестве приемной. На рис. 3.4 приведены суточные зависимости, полученные в августе 1990 года, усредненного по частоте уровня помех для отдельных поддиапазонов, выделенных радиовещательной службе для центральной части России. Усреднение проводилось в полосе 500 кГц. В этих поддиапазонах обычно эксплуатируются наиболее мощные радиопередающие средства. Поэтому и количество передатчиков на полосе частот в этих поддиапазонах обычно меньше. Это связано с тем, что в результате состязаний за частотный ресурс «выживают» лишь те радиостанции, у которых достаточно большая мощность. Следовательно, вариации уровней помех в указанных поддиапазонах должны быть более чувствительны к нестационарности, вызванной включением или выключением отдельных станций. Данные рис. 3.4 показывают, что усредненный уровень помех достаточно стабилен. Действительно, данные зависимости построены по результатам суточных измерений АЧХ помех. Каждая АЧХ снималась через 5 мин. При построении графиков использовалось часовое медианное значение уровня помех. Вертикальными отрезками указан размах уровня помех отдельных АЧХ, снятых в

течение часа. Как видно из рис. 3.4, отклонения уровней помех от медианного часового значения невелики, они возрастают в переходные часы суток и имеют тенденцию к росту с увеличением частоты. Последнее связано с тем, что в области верхних частот на АЧХ сильнее сказываются вариации параметров ионосферы.

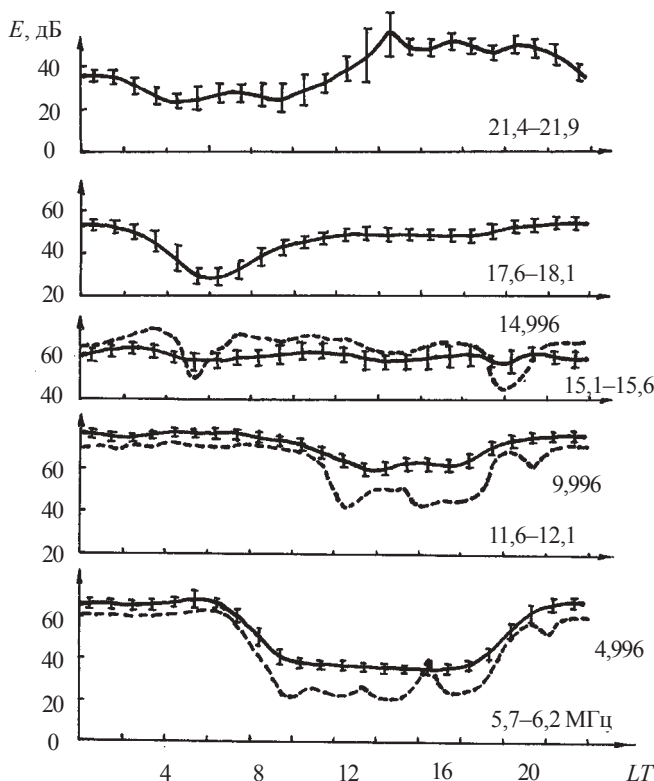


Рис. 3.4

Анализ на изменчивость среднего уровня помех КВ-диапазона, проведенный для массивов спектров, охватывающих различные периоды времени суток через пятиминутные интервалы, свидетельствует, что изменения уровня помех в пределах ± 3 дБ сохраняются на интервалах времени от 5 до 60 мин и более в зависимости от частоты, времени суток и состояния ионосферы. Отмеченное обстоятельство для измерений помеховой обстановки имеет важное практическое значение, так как свидетельствует о том, что дополнительное включение или выключение источников помех не приводит к существенным изменениям сред-

него уровня помех и позволяет проводить исследования частотной и суточной зависимостей, связывая их изменения с изменением состояния ионосферы.

В средней части коротковолнового диапазона радиоволн уровни помех больше, чем на его краях. Такое соотношение уровней помех по диапазону характерно как для дня, так и для ночи. Однако изменения уровня помех ото дня к ночи в различных поддиапазонах частотного спектра различны. Большим изменениям, как видно из рис. 3.2 и 3.4, подвержены уровни помех низкочастотного и высокочастотного участков диапазона. Так, в интервале частот 6–8 МГц разница в уровнях помех ночью и днем достигает 30–40 дБ, а в высокочастотной части диапазона, вследствие суточного изменения его верхней границы, уровень помех падает до уровня шума. В средней части диапазона имеется интервал частот, в котором уровни помех днем и ночью примерно одинаковы.

Доказательством того, что наблюдаемые изменения уровней помех не связаны с изменением частотных режимов работы радиопередающих средств, могут служить записи суточных зависимостей уровней сигналов московской станции СЕВ РВМ, работающей круглосуточно на частотах 4,996, 9,996 и 14,996 МГц. Измерения проводились в центральной части России параллельно с измерениями помеховой обстановки. На рис. 3.4 они отмечены штриховыми линиями. Разброс значений уровня этих сигналов больше, поскольку усреднение было возможно только во времени, но общая суточная зависимость качественно достаточно хорошо совпадает с изменениями уровней помех.

Указанные изменения в суточной зависимости уровня помех зависят от параметров ионосферы в области, прилегающей к приемному пункту. При этом верхняя граница спектра определяется состоянием слоя F_2 ионосферы, а начальный участок спектра определяется интегральным ионосферным поглощением.

Значения поглощения и электронной концентрации ионосферы в значительной степени определяют и уровень помех в различных частотных диапазонах спектра. Это, в частности, подтверждается результатами измерений суточной зависимости среднего уровня помех, представленными на рис. 3.5. В отличие от рис. 3.4 измерения здесь проводились также в центральной части России, но в мае 1985 года и непрерывно в течение четырех суток через 15 мин в частотных полосах, равных 1 МГц, с центральными частотами 5,0; 9,0; 12,0; 14,0; 16,0 и 18,0 МГц.

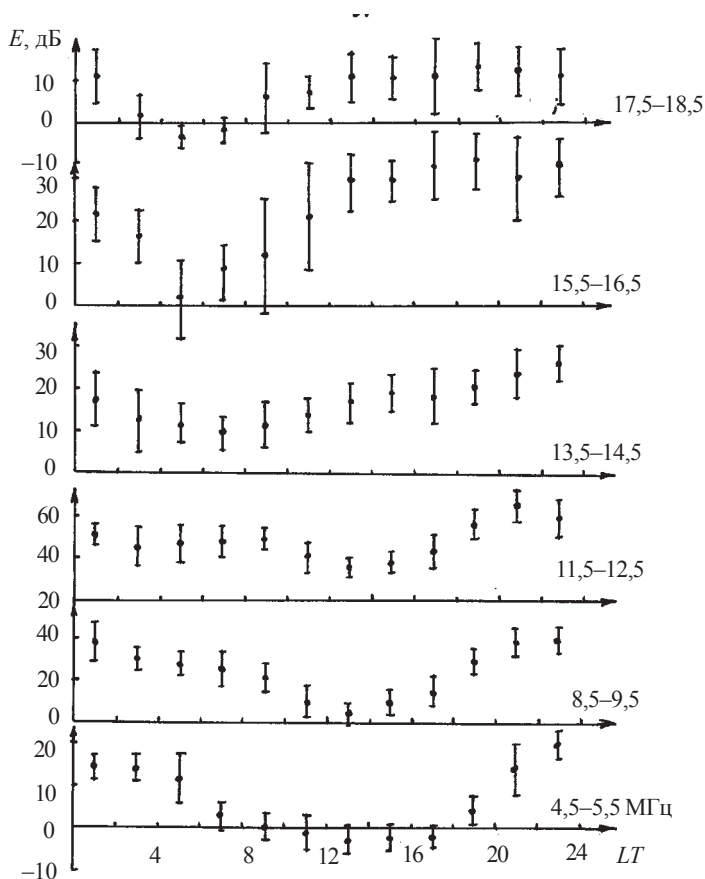


Рис. 3.5

Особенности методики измерения уровня помех в данном эксперименте состояли в следующем. Сигналы помех принимались на несимметричный вертикальный вибратор с геометрической высотой, равной 4 м. Усреднение по времени на выходе полосового фильтра проводилось в течение 80 мс на каждой частоте настройки в полосе частот $\Delta F = 10$ кГц. Диапазон анализатора помеховой обстановки составлял 30 МГц (от 2 до 32 МГц).

Каждая точка на рис. 3.5 представляет медианное значение уровня помех, полученное за четыре дня в двухчасовом интервале времени, а вертикальные линии характеризуют пределы разброса значений уровня помех единичных измерений. В эти пределы, естественно, включены и вариации уровня от суток к суткам (см. рис. 3.4).

Общим для всех частотных полос является наличие двух минимумов в суточных зависимостях уровней помех. Первый из них, приходящийся на три часа местного времени, связан с низкой предельной частотой отражения от ионосферы в области расположения измерительного пункта. Этот минимум меньше выражен в частотных полосах с высокими центральными частотами. Такое поведение суточной зависимости уровня помех можно допустить вполне естественным, так как с уменьшением предельной частоты отражения в утренние часы увеличивается число источников сигналов помех, частоты которых превышают предельные и их энергия рассеивается или покидает пределы ионосферы, не достигая приемного пункта. Второй минимум, приходящийся на полуденные часы местного времени, связан с поглощением радиоволн, поскольку в эти часы поглощающие слои ионосферы наиболее развиты. Изменения данного минимума в зависимости от центральной частоты имеют тенденцию, противоположную изменениям первого минимума. Здесь минимальный уровень помех соответствует низким центральным частотам и увеличивается с ростом центральных частот, на которых ионосферное поглощение сказывается меньше. Подобные суточные зависимости уровней помех, представленные на рис. 3.5, наблюдаются и в другие сезоны года и качественно согласуются с данными работы [13], где исследовались суточные зависимости уровней помех на фиксированных частотах.

3.3. Моделирование амплитудно-частотных характеристик помех КВ-диапазона

При построении математической модели какого-либо процесса или явления неизбежно приходится принимать упрощающие предположения, чтобы получить конечные результаты. Рассмотрим модель частотной зависимости помех в рамках однослойной модели ионосферы без учета горизонтальных градиентов электронной концентрации, в предположении равномерного распределения интенсивности поля помех по высоте и идеализированной диаграмме направленности приемной антенны.

В данном случае наиболее существенным является предположение о равномерном распределении интенсивности поля помех в КВ-диапазоне по высоте в пределах от поверхности Земли до уровня отражения радиоволн в ионосфере.

Распределение интенсивности по различным поддиапазонам в реальной ситуации будет неравномерным за счет регламентации частотного диапазона для различных пользователей. Так, например, в диапа-

зонах частот, выделенных для радиовещания, спектральная плотность помех может на 2–3 порядка отличаться от спектральной плотности в диапазонах частот, выделенных для подвижных видов службы связи [13]. Важен тот факт, что в силу той же регламентации большого количества передатчиков и многократного использования выделенных частот, данное распределение интенсивности по частоте будет устойчивым на интервалах времени не менее, чем 2–3 месяца. Это подтверждается анализом экспериментальных данных измерения уровней помех [13].

Поскольку отражающие поверхности Земли и ионосферы в КВ диапазоне не являются зеркальными, а диаграммы направленности антенн в этом диапазоне достигают ширины порядка десятка градусов в обеих плоскостях, поле достаточно удаленного точечного источника излучения по мере удаления стремится к равномерному распределению по сечению волновода Земля–ионосфера за счет уширения углового спектра излучения при отражении от шероховатых отражающих поверхностей волновода.

Если для рассредоточенных по пространству некогерентных источников излучения рассматривать высотное распределение интегральной интенсивности поля, усредненной в сравнительно узкой полосе частот, то условие равномерности распределения тем более будет выполняться за счет усреднения по частоте и пространству.

Физический смысл данного явления можно объяснить, если учесть движение неоднородностей различного масштаба в ионосфере. Неоднородности малых масштабов приводят к рассеянию радиоволн и уширению углового спектра. Неоднородности более крупных масштабов приводят к случайной рефракции, что на интервалах времени наблюдения проявляется в виде флуктуаций углов прихода. Расширение углового спектра возникает в случае, когда в точку наблюдения приходят различные моды распространения, в особенности когда интенсивности отдельных модов сравнимы. С ростом дальности, при распространении радиоволн в случайной неоднородной среде, число модов в большинстве случаев возрастает. Если рассматривать совокупность независимых источников, распределенных по пространству и сравнимых по интенсивности, то при достаточном количестве этих источников их результирующий угловой спектр будет стремиться к равномерному.

Таким образом, предположение о равномерности распределения интенсивности КВ-поля по сечению волновода может быть принято.

Исследуем поведение зависимости интенсивности поля помех от частоты в рамках геометро-оптического приближения для простого слу-

чая распространения КВ-радиоволн в симметричном волноводе Земля – ионосфера при однослойной модели ионосферы.

Интенсивность поля точечного источника может быть рассчитана путем интегрирования по сечению волновода

$$I = \int_{\sigma} I_0(R, \Theta) F(\alpha, \beta) d\sigma, \quad (3.1)$$

где σ – сечение волновода; $I_0(R, \Theta)$ – интенсивность поля в точке приема от точечного источника, расположенного в сечении волновода в точке с координатами R и Θ ; $F(\alpha, \beta)$ – диаграмма направленности приемной антенны; α и β – азимутальный и зенитный углы прихода.

Интенсивность поля точечного источника в сферически-слоистой ионосфере при отсутствии горизонтальных градиентов показателя преломления можно записать в виде

$$I_0 = B_0 \frac{\sin \beta_0}{R \sqrt{R^2 n^2(R) - R_0^2 h^2(R_0)} \sin \beta_0 \sin \Theta \left| \frac{\partial \Theta}{\partial \beta_0} \right|}, \quad (3.2)$$

где B_0 – коэффициент, учитывающий мощность передатчика; β_0 – угол падения луча на ионосферу; $n(R)$ – коэффициент преломления; R и Θ – координаты точки наблюдения; R_0 – координата источника.

Для узкой в азимутальной плоскости диаграммы направленности антенны, ориентированной в направлении $\alpha = 0$, с учетом (3.2), интеграл (3.1) можно представить в виде

$$I = \int \frac{B_0 F(\beta) \sin \beta_0 dR}{R \sqrt{R^2 n^2(R) - R_0^2 h^2(R_0)} \sin^2 \beta_0 \left| \frac{\partial \Theta}{\partial \beta_0} \right| \sin \Theta}. \quad (3.3)$$

В интеграле (3.3) сделаем замену переменной R . Для сферически-слоистой среды

$$dR = \frac{R \sin \Theta \sqrt{R^2 n^2(R) - R_0^2 h^2(R_0)} \sin^2 \beta_0}{R_0 \sin \beta_0} d\Theta. \quad (3.4)$$

Частную производную в (3.3) можно записать полной, поскольку координаты точки наблюдения и угол падения на слой ионосферы неза-

висимы. Подставляя (3.4) в (3.3), после элементарных преобразований переходим к интегрированию по вертикальному углу прихода.

$$I = \int_{\beta_k}^{\pi/2} B(\beta_0, f) F(\beta_0) d\beta_0, \quad (3.5)$$

где $B(\beta_0, f)$ – распределение мощности источника по углам излучения, эквивалентное $B(R_0, f)$.

Здесь интегрирование ведется по всем углам прихода от скользящего (верхний предел интегрирования) до критического угла β_k , соответствующего дальности мертвой зоны. Ввиду того, что критический угол является функцией частоты и параметров ионосферы, выражение (3.5) может быть использовано для решения следующих обратных задач: 1) определение диаграммы направленности (ДН) антенн в вертикальной плоскости при известной зависимости $B(\beta, f)$ и известных параметрах ионосферы, т. е. при известной зависимости $\beta_k = \beta_k(f)$; 2) определение зависимости $B(\beta, f)$ при известной диаграмме направленности антенны и $\beta_k = \beta_k(f)$; 3) определение параметров ионосферы при известной диаграмме направленности антенны и заданной зависимости $B(\beta, f)$.

Для вычисления интеграла (3.5) необходимо знать распределение интенсивности $B(\beta, f)$ и диаграмму направленности антенны. Принимая во внимание принятое выше предположение о равномерном распределении интенсивности поля и учтя простую частотную зависимость поглощения КВ-радиоволн в ионосфере, функция $B(\beta, f)$ может быть представлена в виде

$$B(\beta, f) = B(f) = C \exp(-a^2 / f^2), \quad (3.6)$$

где a – коэффициент, зависящий от состояния ионосферы; f – частота, в окрестности которой проводится оценка амплитуды поля помех; C – константа.

Пусть диаграмма направленности антенны в вертикальной плоскости имеет вид

$$F(\beta) = \cos \beta. \quad (3.7)$$

Принимая во внимание зависимости (3.6) и (3.7), выражение для АЧХ помех (3.5) запишется в следующем виде:

$$I(f) = C \exp\left(-\frac{a^2}{f^2}\right) \int_{\beta_k}^{\pi/2} \cos \beta d\beta = C \exp\left(-\frac{a^2}{f^2}\right) (1 - \sin \beta_k). \quad (3.8)$$

В формуле (3.8) нижним пределом интегрирования является значение угла критической рефракции. Этот угол определяется из закона Снеллиуса (Снеля) для сферически-слоистой ионосферы [14]:

$$nR \sin \beta = n_0 R_0 \sin \beta. \quad (3.9)$$

Высота уровня критической рефракции может быть найдена из условия

$$\frac{d(nR)}{dR} = 0 \text{ при } \beta_0 = \pi/2.$$

В рамках квазипараболической ионосферы [9] имеем

$$n(R) = \begin{cases} \sqrt{1 - \frac{1}{X^2} \left[1 - \left(\frac{R - R_m}{Y_m} \right)^2 \frac{R_0^2}{R^2} \right]}, & |R - R_m| \leq Y_m; \\ 1, & |R - R_m| > Y_m, \end{cases} \quad (3.10)$$

где $X = f / f_0$; f_0 – критическая частота слоя ионосферы; R_m – высота максимума электронной концентрации; R_0 – высота начала слоя; Y_m – полутолщина слоя. Тогда уровень критической рефракции

$$R_k = \frac{R_m}{\sqrt{1 + S^2 (X^2 - 1)}}, \quad (3.11)$$

где $S = Y_m / R_0$ – малый параметр.

Подставляя значение R_k в формулу (3.9) при $\beta = \pi/2$ и $n_0 = 1$ и учитывая малость отношения S , получаем выражение для критического угла

$$\sin(\beta_{0k}) = \frac{R_m}{R_0} \sqrt{\frac{(X^2 - 1)}{X^2}}. \quad (3.12)$$

Критический угол, отсчитываемый от поверхности Земли, связан с (3.12) простым соотношением

$$\sin \beta_k = \frac{R_0}{R_e} \sin \beta_{0k}, \quad (3.13)$$

где R_e – радиус Земли. С учетом (3.12) и (3.13) формула (3.8) примет достаточно простой вид

$$I(f) = C \exp \left(-\frac{a^2}{f^2} \right) \left[1 - \frac{R_m}{R_e} \sqrt{\frac{X^2 - 1}{X^2}} \right]. \quad (3.14)$$

В дальнейшем для сокращения данная зависимость называется АЧХ помех. Поскольку рассмотренные выше экспериментальные АЧХ измерялись в относительных единицах (децибелах), то данный термин соответствует экспериментальным данным. Рассмотрим отдельно два случая. При f , стремящейся к критической частоте слоя f_0 , выражение под корнем в (3.14) стремится к нулю. Тогда в области низких частот эта формула допускает следующее приближение:

$$I(f) = C \exp \left(-\frac{a^2}{f^2} \right). \quad (3.15)$$

Таким образом, АЧХ помех в области низких частот (вблизи критической частоты и ниже) определяется ионосферным поглощением. Непосредственное применение (3.15) для оценки поглощения в ионосфере возможно в случае, если известно C , которое в реальной ситуации имеет зависимость от частоты и определяется распределением источников помех по рабочим частотам, их количеством и рядом других факторов. Зависимость $C(f)$, в частности, может быть найдена путем калибровки, при использовании независимых методов измерения поглощения радиоволн в ионосфере или путем обработки экспериментальных АЧХ, полученных за достаточно длительный (не менее десятков суток) интервал времени. В последнем случае возможность получения оценки коэффициента $C(f)$ основывается на том, что спектры флуктуаций поглощения и коэффициенты $C(f)$ не перекрываются.

Поглощение имеет доминирующую спектральную составляющую с периодом в одни сутки. Число станций в диапазоне усреднения и их излучаемая мощность в худшем случае подвержены сезонным изменениям. Поэтому с помощью спектрального анализа отдельных частотных составляющих АЧХ помех возможно получение оценки распределения интенсивности помех на частоте, свободной от возмущающего влияния ионосферы. В то же время, выражение (3.15) может быть использовано для количественной оценки изменения поглощения во времени. Измеряя амплитуду помех в области одной и той же частоты, но в различные моменты времени, можно определить приращение поглощения в соответствии с выражением

$$\Delta(a^2) = f^2 \ln [I(t_2) / I(t_1)], \quad (3.16)$$

где $\Delta(a^2)$ – разность поглощения за интервал времени $(t_2 - t_1)$; f – рабочая частота; $I(t_i)$ – отсчеты интенсивности помех, полученные в моменты времени t_1 и t_2 .

Использование выражения (3.16) может быть полезно для контроля ежедневного поглощения в ионосфере, связанного с глобальными факторами типа изменения солнечной активности и т. п.

Рассмотрим теперь другой предельный случай. Пусть рабочая частота близка к предельной частоте f_p . В этом случае $X \gg 1$ и выражение (3.14) допускает следующее приближение:

$$I(f) = C_2 \left(\frac{R_m}{2R_e X^2} - \frac{h_m}{R_e} \right), \quad (3.17)$$

где $C_2 = C \exp(-a^2/f^2)$. Критическая частота отражения f_0 , входящая в (3.17) в виде $X = f/f_0$, может быть выражена через предельную частоту f_p . В рамках принятой модели ионосферы связь между этими величинами в первом приближении имеет достаточно простой вид

$$f_0^2 = f_p^2 \left(\frac{R_e^2}{R_m^2} \right). \quad (3.18)$$

С учетом зависимости (3.18) выражение (3.17) после простых преобразований примет следующий вид:

$$I(f) = C_2 h_m \left(\frac{f_p^2}{f^2} - 1 \right) \frac{1}{R_e}. \quad (3.19)$$

При известной зависимости $C_2 = C_2(f)$ выражение (3.19) может быть использовано для определения высоты максимума слоя $F2$ ионосферы и определения предельной, а следовательно, и критической частоты в области отражения критического луча.

Согласно формуле (3.19) предельная частота равна частоте, на которой уровень помех уменьшается до нулевого значения. В реальном случае интенсивность помех отлична от нуля из-за наличия собственных шумов аппаратуры, атмосферных и космических шумов и т.п. Поэтому определение истинного значения предельной частоты сопряжено с определенными затруднениями. Последние могут быть преодолены с учетом конкретного применения оценок предельной частоты. При исполь-

зовании этих оценок для целей контроля линий связи можно руководствоваться требованиями конкретной радиотехнической системы к отношению сигнал/помеха и на этой основе применять пороговую оценку для определения предельной частоты. Использование штатных антенно-фидерных устройств позволяет в таком случае учесть большинство технических параметров систем, в том числе собственные шумы системы, качество согласования антенно-фидерных устройств, поляризационное согласование и т. д.

Если оценка предельной частоты используется в дальнейшем для расчета, например, критической частоты, то в качестве критерия необходимо использовать различие статистических характеристик флуктуационных шумов и сосредоточенных помех. Используя различие законов распределения этих видов помех, можно понизить порог и получать более достоверные оценки предельных частот. Кроме того, сосредоточенные помехи могут быть выделены азимутальной селекцией, так как их пространственное распределение существенно отличается от пространственного распределения флуктуационных помех. Последние, как правило, изотропны.

Для оценок критической частоты необходимо определить область пространства, к которой данная оценка относится. При этом нужно знать направление, дальность предельного скачка и высоту максимума электронной концентрации. Учитывая, что высота максимума достаточно хорошо прогнозируется, ее значение можно получать из ионосферной модели. Тогда дальность до точки отражения можно определить, применяя итеративную процедуру [14] к выражениям

$$D = R_e \left\{ \beta_k - \arcsin \left[\frac{R_e \sin(\beta_k)}{R_d(D)} \right] \right\};$$

$$R_d = R_e + h_m(D) + \Delta h;$$

$$\Delta h = \left\{ \frac{f_p}{f_0} \ln \left[\frac{\frac{f_p}{f_0} + 1}{\frac{f_p}{f_0} - 1} - 2 \right] \right\} Y_m,$$

где Y_m – полутолщина слоя, обычно выбирается $Y_m = 0,3h_m(D)$.

Поскольку дальность предельного скачка при отражении от слоя F_2 имеет величину порядка 4000 км, то имеется принципиальная возможность дистанционного определения критической частоты на дальностях около 2000 км.

Таким образом, приведенные выше аналитические выражения для АЧХ помех были получены в рамках однослойной регулярной ионосферы и простой диаграммы направленности антенны. В реальных условиях как сама ионосфера, так и диаграммы направленности антенн могут отличаться от рассмотренных. Поэтому для каждой более сложной ситуации следует использовать методы численного моделирования с использованием компьютера.

4. МЕТОДЫ РАСЧЕТА СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОПОМЕХ

Помехи радиоприему, создаваемые естественными радиошумами, зависят как от средней интенсивности, так и от статистической структуры их поля. Таким образом, для более полного учета их мешающего воздействия на системы радиосвязи необходимо иметь сведения о тонкой структуре и мощности этих шумов. Подобные сведения позволяют выбрать помехоустойчивые коды и рассчитать необходимые параметры излучаемых сигналов для обеспечения требуемой достоверности и надежности при передаче информации по радиоканалам. Амплитудное распределение вероятностей (АРВ) огибающей шумов является наиболее важной характеристикой при оценке потенциальной помехоустойчивости системы при наличии помех.

4.1. Распределение амплитуды по закону Рэлея

По своей структуре огибающая поля шумов естественного происхождения представляет собой суперпозицию ряда независимых импульсных и модулированных синусоидальных полей произвольных амплитуд и случайных фаз. Следует ожидать, что амплитуды поля шумов подчинены либо логарифмически нормальному закону распределения, либо закону Рэлея, либо их линейной комбинации, либо, наконец, нормальному закону в зависимости от преобладания импульсных или синусоидальных компонент. Экспериментальные исследования амплитудного распределения радиошума в КВ-диапазоне показали, что распределение малых значений амплитуды атмосферных шумов соответствует закону Рэлея, больших – соответственно логарифмически нормальному. Аддитивная смесь двух случайных процессов с указанными законами распределения, которая характеризует результирующую радиошума, имеет закон распределения амплитуды шумов A_{Σ} в виде

$$f(A_{\Sigma}) = \exp\left(-\frac{A_{\Sigma}^2}{\delta_1^2}\right) \sum (-1)^n \frac{\delta_2^{4n^2-2n} m^{4n-4n^2}}{\delta_1^{2n} (n!)^2} \Phi\left(-n, 1, \frac{A_{\Sigma}^2}{\delta_1^2}\right), \quad (4.1)$$

где $\Phi(\alpha, \beta, x)$ – вырожденная гипергеометрическая функция; δ_1^2 – среднее значение квадрата амплитуды радишумов, описываемой законом Рэлея ($m_2\{a^2\}$); m, δ_2^2 – среднее значение амплитуды и квадрата амплитуды ($m_1\{b\}, m_2\{b^2\}$) второго процесса с логарифмически нормальным распределением.

При $\delta_2 \rightarrow 0$ сумма в (4.1) стремится к единице, и распределение амплитуды атмосферных радишумов соответствует закону Рэлея.

4.2. Описание АРВ логарифмически нормальным законом

В процессе изучения статистической структуры поля атмосферного радишума большое внимание уделяется логарифмически нормальному закону, с помощью которого возможно описать АРВ-кривые огибающей этого поля. Формула логарифмически нормального закона для интегрального распределения вероятностей напряженности поля атмосферных радишумов имеет вид

$$P(E_{\min}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{E_{\min}}^{\infty} \frac{1}{E} \exp\left\{-\frac{\left(\ln \frac{E}{E_M}\right)^2}{2\sigma^2}\right\} dE, \quad (4.2)$$

где E – напряжение огибающей; E_M – уровень поля, где $P(E) = 0,5$; σ – среднеквадратичное значение натурального логарифма напряжения огибающей. Сравнение расчетных и экспериментальных данных показывает однако, что логарифмически нормальный закон не в состоянии удовлетворительно описать АРВ-кривые в большом динамическом диапазоне амплитуд (свыше 40 дБ).

4.3. Поле как сумма шумового фона и последовательности импульсов

Существует еще одна модель для атмосферного шума, согласно которой поле шума состоит из двух частей – сравнительно гладкого шумового фона и отдельных, редких, случайно распределенных во времени

и по амплитуде импульсов. Это вытекает из следующих физических соображений.

Импульсы атмосфериков (волны от молний), зародившиеся в многочисленных грозовых очагах, удаленных на большие расстояния от пункта наблюдения, составляют общий шумовой фон. Средняя частота следования этих импульсов довольно высока, так как они генерируются в большом числе пунктов, рассеянных по всему земному шару. Поэтому можно предположить, что в узкой полосе пропускания шумовой фон, образуемый этими импульсами, подчиняется нормальному закону распределения вероятностей или лишь слабо от него отличается. Среди множества таких атмосфериков имеются также и значительно более интенсивные, следующие, однако, сравнительно редко, которые могут обусловить вторую, импульсную часть поля. Вклад в импульсную часть поля могут внести также и грозы, происходящие на небольших расстояниях от пункта наблюдения. По интенсивности в точке приема атмосферика от этих источников превосходят средний уровень сигналов от отдаленных гроз, количество же их значительно меньше из-за ограниченности зоны, занимаемой такими грозами.

Исходя из приведенных физических соображений следует, что высокочастотные колебания, вызываемые атмосферными помехами в приемнике, образуются из импульсов и нормально флуктуационных колебаний, т. е. что

$$v(t) = + v_{ш1}(t),$$

при этом для напряжения $v_{ш}(t)$ принимается

$$v_{ш}(t) = V_1(t) + v_{ш2}(t),$$

где $V_1(t)$ – прямоугольные импульсы единичной амплитуды и случайной длительности; $v_{ш2}(t)$ – высокочастотное заполнение этих импульсов.

Для простоты расчетов допускается, что длительность всех импульсов V одинакова и равна Θ , а $v_{ш2}(t)$ имеет вид нормально флуктуирующих шумов, интенсивность которых превосходит интенсивность шумов $v_{ш1}(t)$.

Таким образом, плотности вероятностей напряжений $v_{ш1}(t)$ и $v_{ш2}(t)$ определяются следующим образом:

$$W_{ш1} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} \exp\left(-\frac{V_{ш1}^2}{2\sigma_1^2}\right);$$

$$W_{\text{ш2}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_2} \exp\left(-\frac{V_{\text{ш2}}^2}{2\sigma_2^2}\right),$$

где $\sigma_2 > \sigma_1$.

Окончательно формула для плотности вероятности W_v примет следующий вид:

$$W_v = \frac{1-v\Theta}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} \exp\left(-\frac{V^2}{2\sigma_1^2}\right) + \frac{v\Theta}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{V^2}{2\sigma^2}\right),$$

где $\sigma^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2$; v – средняя частота следования импульсов.

4.4. Эмпирическое приближение

Для описания амплитудного распределения огибающей напряженности поля атмосферного радишума предложена еще одна, эмпирическая, модель

$$P(E > E_0) = \begin{cases} \left[1 + \left((E_0/10^{b/q_1})E'_0\right)^{q_1}\right]^{-1} & \text{при } 0 \leq E_0 < E'_0; \\ \left[1 + \left((E_0/10^{b/q_2})E'_0\right)^{q_2}\right]^{-1} & \text{при } E'_0 \leq E_0 < \infty, \end{cases} \quad (4.3)$$

где b и E'_0 – некоторые константы; $q_{1,2}$ – параметры ($q_2 > q_1$).

Формула (4.3) охватывает диапазон вероятностей $10^{-6} \leq P(E) \leq 1$ и может быть использована в полосе частот 10 кГц–10 МГц, при этом на частотах менее 100 кГц выполняется неравенство $1 < q_1 < 2$ при $0 \leq E_0 < E'_0$ и $2 \leq q_2 < 5$ при уровнях поля $E_0 > E'_0$.

В частном случае, когда параметры q_1 и q_2 равны, формула (4.3) переходит в эмпирическое выражение

$$P(E) = \left[1 + \left(\frac{E}{E_{s0}}\right)^q\right]^{-1}, \quad (4.4)$$

где E_{s0} – медиана распределения.

Из формулы (4.4) выражения для вычислений средней $E_{\text{ср.кв}}$ напряженности поля огибающей атмосферных радиопомех имеют достаточно простой вид

$$E_{\text{ср}} = \frac{\pi E_{s0}}{q \sin \frac{\pi}{q}} \quad \text{при } q > 1;$$

$$E_{\text{ср.кв}} = \sqrt{2} E_{s0} \left\{ \int_0^\infty \frac{x dx}{1+x^q} \right\}^{1/2} = E_{s0} \left[\frac{2\pi}{q \sin \frac{2\pi}{q}} \right]^{1/2} \quad \text{при } q > 2.$$

Следует отметить, что в настоящее время формула (4.3) и ее частный вид (4.4) заслуживают большого внимания ввиду своей универсальности.

Библиографический список

1. Долуханов М. П. Оптимальные методы передачи сигналов по линиям радиосвязи. М.: Связь, 1975. 173 с.
2. Долуханов М. П. Распространение радиоволн. М.: Связь, 1972. 336 с.
3. Багдади Е. Д. Лекции по теории систем связи. М.: Мир, 1964. 402 с.
4. Гусятинский И. А. Дальняя тропосферная радиосвязь. М.: Связь, 1972. 354 с.
5. Beckmann P. Statistical distribution of the amplitude and phase of multiply scattered field. J. Res., NBS, 1972. V. 66D. № 3, P. 231–240.
6. Кловский Д. Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Радио и связь, 1982. 304 с.
7. Nakagami M. The m-distribution – a general formula of intensity distribution of rapid fading// Statistical methods in radio wave propagation. N. Y.: Pergamon Press, 1960. P. 3–36.
8. Дорофеев В. М. Распределение амплитуд и фаз сигнала в двухлучевом канале с рассеянием// Радиотехника. Т. 28. 1973. № 8. С. 39–42.
9. Дэвис К. Радиоволны в ионосфере. М.: Мир, 1973. 502 с.
10. Всехсвятская И. С. Статистические свойства сигналов, отраженных от ионосферы. М.: Наука, 1973. 175 с.
11. Вологдин А. Г., Миркотан С. Ф., Савельев С. М. Прямые исследования распределения поля ионосферного отражения// Геомагнетизм и аэрономия. Т. 12. 1972. № 2. С. 226–229.
12. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. радио, 1970. Ч. 1. 728 с.
13. Комарович В. Ф., Сосунов В. Н. Случайные радиопомехи и надежность КВ-связи. М.: Связь, 1977. 136 с.
14. Альперт Я. Л. Распространение радиоволн и ионосфера. М.: Наука, 1972. 564 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

1. РАДИОСВЯЗЬ С ЗАДАННОЙ НАДЕЖНОСТЬЮ И ДОСТОВЕРНОСТЬЮ	3
1.1. Условия осуществления радиосвязи	3
1.2. Принципы расчета радиолиний	8
1.3. Статистическое описание уровней сигналов и помех	11
2. ЗАМИРАНИЯ СИГНАЛОВ	17
2.1. Замирания сигналов на радиолиниях УКВ	17
2.1.1. Причины замираний	17
2.1.2. Рефракционные замирания	17
2.1.3. Замирания, вызываемые слоистыми неоднородностями тропосферы	19
2.1.4. Методы повышения устойчивости сигнала при замираниях	21
2.2. Замирания сигнала при дальнем тропосферном распространении УКВ	24
2.2.1. Медленные замирания сигнала	24
2.2.2. Быстрые замирания сигнала	24
2.2.3. Методы разнесенного приема	25
2.2.4. Влияние среды на сигналы ДТР	27
2.3. Дальнее ионосферное распространение УКВ	30
2.3.1. Замирания и разнесенный прием	30
2.3.2. Неискаженная полоса и скорость передачи	31
2.4. Замирания сигнала на КВ-радиолиниях	32
2.4.1. Интерференционные замирания	32
2.4.2. Механизмы аномальных законов распределения	36
2.4.3. Медленные колебания уровней сигнала	39
2.4.4. Радиосвязь при наличии замираний	42
3. СОСРЕДОТОЧЕННЫЕ ПОМЕХИ	44
3.1. Понятие электромагнитной совместимости радиотехнических средств	44
3.2. Особенности частотного спектра амплитуды сосредоточенных помех	47
3.3. Моделирование амплитудно-частотных характеристик помех КВ-диапазона	54
4. МЕТОДЫ РАСЧЕТА СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОПОМЕХ	63
4.1. Распределение амплитуды по закону Рэлея	63
4.2. Описание АРВ логарифмически нормальным законом	64
4.3. Поле как сумма шумового фона и последовательности импульсов	64
4.4. Эмпирическое приближение	66
Библиографический список	68