

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

А.В. КИСЕЛЕВ, И.С. САВИНЫХ

РАДИОПОМЕХИ И ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫЙ ПРИЕМ

Утверждено Редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия

НОВОСИБИРСК
2019

FreeBusta is knowledge
without borders!



УДК 621.391.82(075.8)
К 44

Рецензенты:

д-р техн. наук, профессор *А.А. Спектор*
канд. техн. наук, доцент *М.А. Степанов*

Работа подготовлена кафедрой радиоприемных и радиопередающих устройств для магистрантов II года обучения факультета радиотехники и электроники направлений «Радиотехника» и «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» дневного отделения

Киселев А.В.

К 44 Радиопомехи и помехоустойчивый прием: учебное пособие / А.В. Киселев, И.С. Савиных. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2019. – 88 с.

ISBN 978-5-7782-3846-6

Рассмотрены причины возникновения, механизмы формирования, а также основные характеристики и свойства основных видов радиопомех как естественного, так и искусственного происхождения.

УДК 621.391.82(075.8)

ISBN 978-5-7782-3846-6

© Киселев А.В., Савиных И.С., 2019
© Новосибирский государственный
технический университет, 2019



ПРЕДИСЛОВИЕ

Одной из наиболее актуальных проблем радиотехники был и остается прием сигналов в условиях действия помех. Важность этой проблемы обусловлена многими факторами, основными из которых являются следующие:

- увеличение числа одновременно работающих близко располагаемых радиоэлектронных средств и других технических установок и устройств, создающих электромагнитное излучение или электрические сигналы радиочастотного диапазона;

- широкое применение радиопомех в военном деле, а также для подавления или повышения скрытности работы электронных телекоммуникационных и информационных систем;

- все возрастающие требования к эффективной чувствительности радиоприемных устройств, что достижимо лишь при использовании оптимального или квазиоптимального приема и иных методов обработки сигналов и подавления помех.

Современному специалисту просто необходимо иметь хотя бы начальные знания об основных видах радиопомех, причинах их возникновения, характеристиках и методах подавления. Без этого его образование будет неполным. Вместе с тем в настоящее время очевиден дефицит литературы, в которой в сжатой и доступной для студентов форме излагались бы основные моменты, связанные с природой и механизмами формирования помех, а также с их характеристиками.

Частично этот пробел должна устранить настоящая работа. Авторы не претендуют на глубину освещения затрагиваемых вопросов. Их задача заключается в том, чтобы дать читателю минимальный объем начальных сведений – багаж, с которым в дальнейшем можно будет начать углубленно заниматься конкретными научными или инженер-



ными вопросами, связанными с помехозащитой и радиоэлектронным противодействием.

Структурно работа состоит из разделов, каждый из которых (за исключением первого, являющегося вводным) посвящен одному из видов помех. В них последовательно рассматриваются причины возникновения, основные свойства и характеристики радиопомех.



ВВЕДЕНИЕ

В вопросах формирования помех, радиоэлектронной борьбы, подавления помех, повышения помехозащищенности на протяжении многих лет существовала таинственность. В открытую печать просачивались лишь отдельные довольно скудные и отрывочные сведения. Это привело к тому, что в настоящее время сведения о радиопомехах не представляют собой целостной законченной картины. Это выражается даже в отсутствии общепринятых определений, классификаций и терминов, что в большой степени усложняет понимание рассматриваемого предмета. Чтобы не разрушать целостности повествования, при дальнейшем изложении авторы в основном будут использовать терминологию и понятия, принятые в работах [1, 2].

Определение термина «радиопомехи»

Опираясь на источники [1, 2], определим радиопомехи как электромагнитные поля на апертуре приемной антенны или сигналы в тракте приемника, затрудняющие или делающие невозможным выполнение радиоэлектронным устройством своих функций.

Столь общее определение позволяет охватить практически все множество возможных механизмов действия помех и путей их проникновения в радиотехнический тракт. Если развивать это определение применительно к конкретным видам систем, то нетрудно получить выход на общепринятые инженерные критерии и характеристики.

Например, рассматривая радиолокационные станции (РЛС), получим следующее. Основные задачи, решаемые РЛС, заключаются в обнаружении объектов и оценке их координат. Качество решения этих задач в первую очередь определяют вероятности правильного обнаружения (D) и ложных тревог ($P_{лт}$), а также среднеквадратические значения ошибок оценки координат ($\sigma_{ош}$). Действие на РЛС радиопомех



приведет к снижению D , увеличению $P_{\text{лт}}$ и $\sigma_{\text{ош}}$. Таким образом, если говорить о РЛС, то под радиопомехами следует понимать любые электромагнитные поля или сигналы, ухудшающие названные характеристики обнаружения и снижающие точность оценки параметров полезного сигнала (координат цели). Аналогичные рассуждения можно провести для связных, радиовещательных и иных радиотехнических устройств и систем. Важно, что они вытекают из приведенной общей формулировки, а их конкретизация идет по пути уточнения задач, решаемых конкретным устройством, а также параметров и характеристик, определяющих качество решения [1–3].

Классификация радиопомех

Переходя к классификации радиопомех, обратим внимание на различие в подходах, используемых наиболее известными и признанными авторами. Так, при классификации помех в работах [1, 3] используют разделение радиопомех на организованные и неорганизованные. При этом отталкиваются от связи радиопомех с целенаправленной деятельностью по их созданию. В справочнике [2] авторы отталкиваются от природы возникновения радиопомех. В первую очередь они разделяются на активные и пассивные. В соответствии с тем, какой признак ставится на первое место, строится и вся дальнейшая классификация.

Нами будет использована идеология, основанная на первостепенности близости помехи полезному радиосигналу. Такая классификация, в частности, приведена в работе [1]. От других ее отличают большая строгость и оправданность с точки зрения практической применимости и обоснованности.

В соответствии с этой классификацией радиопомехи различаются по следующим основным признакам.

1. По характеру воздействия на радиоэлектронное устройство или систему, а также близости полезному сигналу выделяют маскирующие и имитирующие радиопомехи.

Маскирующими называют помехи, большинство параметров и характеристик которых далеко от параметров и характеристик полезного сигнала. Их действие на радиотехническое устройство заключается в создании фона, маскирующего полезный сигнал. Типичными среди таких помех являются собственные тепловые шумы радиоприемных устройств, а также активные заградительные шумовые помехи.



Под имитирующими понимаются помехи, отличия которых от полезного сигнала ограничиваются значениями одного-двух параметров. Значения последних задают, или они в силу природы возникновения таковы, что суммарный сигнал, образованный помехой и полезным сигналом, имеет искаженные параметры и характеристики. Действие такой помехи сводится к возникновению ошибок при оценке параметров полезного сигнала. Примером данного вида помех являются организованные помехи системам автоматического сопровождения РЛС.

Примечание. Кроме названных маскирующих и имитирующих помех, часть помех относят к промежуточной группе и называют прицельными. Эти помехи по ряду своих характеристик и действию на радиоустройство или систему близки к имитирующим помехам. Вместе с тем по другим свойствам и параметрам они идентичны маскирующим помехам. Эти помехи весьма специфичны. В первую очередь к прицельным радиопомехам относят некоторые виды организованных активных помех. Подробнее они будут рассмотрены в разделе, посвященном организованным активным радиопомехам.

2. По природе возникновения радиопомехи подразделяются на активные и пассивные.

Активные помехи обусловлены излучениями сторонних радиостанций, например, от работающих рядом с приемником мешающих радиостанций или бытовых электроприборов.

Пассивные помехи возникают в результате отражения или переотражения полезного сигнала от различных объектов, встречающихся на пути распространения электромагнитных волн, если эти переотражения сами не являются полезным сигналом. Типичный пример таких помех мы ежедневно наблюдаем на экранах наших телевизоров. Они проявляются в виде многоконтурности (повторяемости) изображения, обусловленной приходом в точку приема не только прямого сигнала от телецентра, но и сигналов, отраженных от соседних зданий или иных отражающих объектов.

3. По характеру взаимодействия с полезным сигналом помехи делятся на аддитивные и мультипликативные.

Аддитивные помехи линейно суммируются с полезным сигналом. Получившаяся в результате смесь воздействует на радиотехническое устройство или систему. Большинство радиопомех могут рассматриваться как аддитивные.

Мультипликативные помехи перемножаются с полезным сигналом. В первую очередь к ним относят интенсивные активные помехи, вызывающие перегрузку тракта приемника и возникновение в нем пере-



крестных искажений. Кроме того, к мультипликативным часто относят искажения сигнала, возникающие из-за затухания и рассеяния радиоволн в среде распространения.

4. По причине возникновения радиопомехи подразделяют на неорганизованные (часто называемые естественными) и организованные (также называемые умышленными или искусственными).

Неорганизованными называют помехи, возникновение которых не является результатом целенаправленной деятельности по их созданию. Например, собственные шумы радиоприемного устройства.

К организованным относят помехи, специально создаваемые с целью противодействия радиотехническим средствам противника.

5. По характеру помехового сигнала выделяют шумовые и нешумовые помехи. Типичными среди шумовых помех являются собственные шумы приемника. Нешумовые помехи, как правило, представляют собой некоторые детерминированные или квазидетерминированные процессы.

В заключение еще раз следует подчеркнуть, что приведенные классификационные признаки не являются единственно возможными. Они выбраны лишь в силу наиболее широкого распространения.



1. АКТИВНЫЕ РАДИОПОМЕХИ ЕСТЕСТВЕННОГО ПРОИСХОЖДЕНИЯ

К активным радиопомехам естественного происхождения относят следующие:

- собственные внутренние шумы приемника;
- шумы потерь в антенной системе;
- излучение атмосферы;
- радиоизлучение космоса;
- радиоизлучение земной поверхности;
- атмосферные помехи, обусловленные грозовыми разрядами.

Примечание 1.1. Следует отметить, что ряд исследователей [1] под шумами антенной системы понимают не только шумы, обусловленные потерями в антенне, но и излучение атмосферы, космоса и земной поверхности. Это не совсем оправданно, так как по отношению к антенне названные помехи создаются внешними источниками.

Собственные внутренние шумы радиоприемника

Эти помехи вызваны флуктуациями напряжений и токов в усилительных приборах (в первую очередь они обусловлены дробовыми эффектами и стохастическим механизмом токораспределения), а также флуктуациями активных составляющих комплексных сопротивлений и проводимостей.

При анализе собственных шумов радиоприемного устройства обычно приводят к его входу, тем самым переходят к идеальному нешумящему тракту и резистору, включенному на входе и моделирующему шуму. Их спектральная плотность дисперсии напряжения

$$G = 4N_{\text{ш}}kT_0R_{\text{вх}},$$

где $N_{\text{ш}}$, $R_{\text{вх}}$ – коэффициент шума и входное сопротивление приемника; $T_0 = 297$ К.



Примечание 1.2. Как известно, любое активное сопротивление (R) представляет собой источник нормального широкополосного шума, спектральная плотность дисперсии напряжения которого определяется формулой Найквиста:

$$G = 4kTR, \quad (1.1)$$

где k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура, К.

Эта спектральная плотность дисперсии напряжения равномерна в очень широком диапазоне частот, вплоть до 10^{12} Гц.

Шумы потерь в антенной системе

Причиной возникновения этих шумов являются шумы, генерируемые сопротивлением потерь антенны (обозначим его R_{Π}). Они представляют собой нормальные случайные процессы, спектральная плотность мощности которых равномерна в широком диапазоне частот. Интенсивность помех определяется выражением (1.1), при подстановке в него R_{Π} вместо R и T_A (температуры, до которой нагрета антенна) вместо T .

Излучение атмосферы, космоса и Земли

Природа возникновения данных видов помех, так же как и радиоизлучение космоса и земной поверхности, заключается в «...преобразовании внутренней тепловой энергии излучающего тела в энергию электромагнитного поля, распространяющегося за пределы излучающего тела. Это преобразование выполняется множеством элементарных осцилляторов, возбуждаемых тепловым движением микроскопических частиц вещества. В зависимости от химического состава и физического состояния вещества такими осцилляторами могут быть атомы, заряженные частицы – электроны и ионы, а также молекулы, обладающие свойством электрической или магнитной поляриности. Находящиеся в состоянии хаотического теплового движения частицы вещества передают часть своей кинетической энергии элементарным осцилляторам, изменение же энергии атомов и частиц, обладающих зарядом или электрическим (магнитным) моментом, как известно, сопровождается электромагнитным излучением» [5]. Таким образом, «радиотепловое излучение – это поле излучения тепловых шумовых токов, протекающих в веществе излучателя» [5]. Оно зависит от свойств и состояния вещества – излучателя, анизотропно и частотно зависимо.



Это излучение представляет собой нормальный случайный процесс.

При анализе помехи, обусловленные радиотепловым излучением, приводят к входу приемника и учитываются как шумы, создаваемые активной составляющей сопротивления излучения антенны (обычно обозначаемой R_{Σ}). Интенсивность помехи определяется так называемой кажущейся температурой. Это температура, до которой следует нагреть сопротивление излучения, чтобы оно создавало шумы той же интенсивности, что и реальный источник помех, т. е.

$$G_{\text{ат}} = 4kT_{\text{ат}}R_{\Sigma}, \quad G_{\text{к}} = 4kT_{\text{к}}R_{\Sigma}, \quad G_{\text{з}} = 4kT_{\text{з}}R_{\Sigma},$$

где $G_{\text{ат}}$, $G_{\text{к}}$, $G_{\text{з}}$ – спектральные плотности дисперсий напряжения помех, обусловленных радиотепловым излучением атмосферы, космоса и земной поверхности; $T_{\text{ат}}$, $T_{\text{к}}$, $T_{\text{з}}$ – кажущиеся температуры атмосферы, космоса и земной поверхности.

Примечание 1.3. Термин «кажущаяся температура» имеет глубокий физический смысл. Дело в том, что реальные физические объекты не только обладают способностью генерировать собственное радиотепловое излучение, но и переотражают излучение, создаваемое источниками, соседствующими с ними. Для характеристики собственного радиотеплового излучения объектов используют понятие яркостной температуры. Яркостная температура «...численно равна температуре абсолютно черного тела с яркостью, равной яркости реального излучателя...» [5] при заданных «...направлениях, частоте и поляризации...» излучения. Кажущуюся температуру определяют «...как абсолютную температуру абсолютно черного тела, создающего излучение той же плотности, что и данный излучатель при заданных направлениях, частоте и поляризации...» [5]. Таким образом, кажущаяся температура является более полной характеристикой, определяющей собственное и переотраженное радиотепловое излучение объектов.

Направленные, частотные и иные свойства излучателя определяют зависимость их кажущейся температуры от соответствующих параметров и факторов (углов визирования, частоты и т. д.).

Излучение атмосферы

Радиотепловое излучение атмосферы имеет ярко выраженную частотную зависимость (рис. 1.1).

Кроме того, оно зависит от угла места θ (рис. 1.1, 1.2). Последнее легко объяснимо, поскольку при наблюдении «в зенит» слой атмосферы



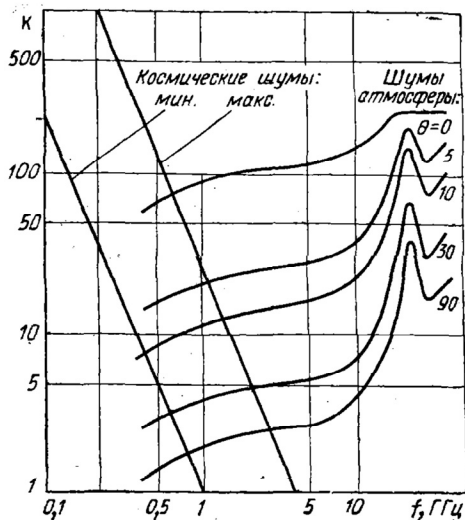


Рис. 1.1. Зависимость кажущейся температуры атмосферы и космоса от частоты [5]

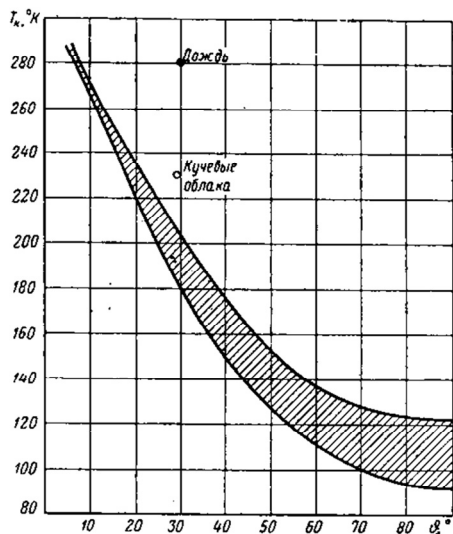


Рис. 1.2. Зависимость кажущейся температуры неба от угла визирования ($\lambda = 0,4$ см) [1]



(читай – среды, создающей помеховое излучение) наиболее тонок, и его толщина возрастает по мере приближения угла места к направлению на линию горизонта. Интересен также факт увеличения интенсивности излучения на частотах, соответствующих частотам резонансного поглощения радиоволн молекулами, составляющими атмосферу (имеют место всплески кажущейся температуры на частотах, соответствующих длинам волн 0,9; 1,8; 2,5; 5 и 12,5 мм, равным частотам резонансного поглощения волн атомами кислорода и паров воды) [5]. Кроме того, вполне очевидно, что излучение атмосферы зависит от ее состояния – температуры, давления и влажности.

В заключение следует подчеркнуть, что радиотепловое излучение атмосферы может ощутимо проявляться, начиная с частот сантиметрового диапазона и выше.

Радиоизлучение космоса

Радиоизлучение космоса принято разделять на фоновый шум и шумы дискретных источников [1]. Их интенсивность, так же как и интенсивность радиоизлучения атмосферы, определяется кажущейся температурой. При этом фоновое излучение и излучение дискретных источников имеют свои особенности.

По утверждению И.С. Шкловского, фоновое излучение обусловлено тормозным излучением релятивистских электронов в межзвездных магнитных полях [5]. Наиболее характерной особенностью этого излучения является своеобразная зависимость его интенсивности от частоты (см. рис. 1.1). Экспериментально установлено, что кажущаяся температура фонового излучения ($T_{\text{кф}}$) подчинена зависимости вида [1, 5]

$$T_{\text{кф}} \sim \lambda^n, \text{ где } n = 2 \dots 2,7; \lambda - \text{длина волны.}$$

Примечание 1.4. В [5] отмечается, что во многих случаях можно пользоваться следующей упрощенной формулой: $T_{\text{кф}} \sim 55\lambda^2$, где λ – длина волны, выраженная в метрах.

$T_{\text{кф}}$ не постоянна в пределах небосвода – она зависит от направления визирования. Для узконаправленных антенн в пределах ширины диаграммы направленности (сокращенно ДН) $T_{\text{кф}}$ практически постоянна.

В низкочастотной области радиодиапазона значение $T_{\text{кф}}$ может дости-



гать сотен тысяч градусов [5]. Для частот, превышающих 3...5 ГГц, фоновое излучение мало, и им можно пренебречь (рис. 2.1) [1].

Дискретное космическое радиоизлучение обусловлено излучением звезд и планет. Наиболее яркими из них являются Солнце и Луна. Естественно, уровень создаваемых ими помех зависит от направления и ширины ДН-антенны.

При ориентации игольчатой ДН шириной Ω_A на дискретный космический источник его шумовая температура ($T_{\text{кди}}$) составит $T_{\text{кди}} = T_{\text{и}} \Omega_{\text{и}} / \Omega_A$, где $T_{\text{и}}$, $\Omega_{\text{и}}$ – кажущаяся температура источника и его угловые размеры.

С точки зрения помех интерес представляют Солнце ($T_{\text{и}} = 10^4 \dots 10^{10}$ К, рис. 1.3) и Луна ($T_{\text{и}} = 150 \dots 250$ К) [5].

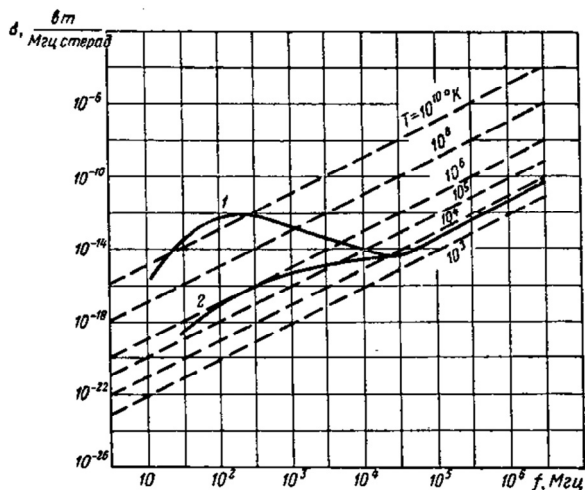


Рис. 1.3. Зависимость яркости излучения Солнца от частоты [5]:

1 – максимальное значение; 2 – минимальное значение

Суммарная кажущаяся температура космоса $T_{\text{к}} = T_{\text{кф}} + T_{\text{кди}}$.



Радиоизлучение земной поверхности

Эти помехи определяются шумовым электромагнитным излучением нагретой поверхности земли.

Их интенсивность задается кажущейся температурой T_3 . Она зависит от направления луча антенны (максимальна при его ориентации вертикально вниз), частоты, покрова поверхности и его состояния (вида, влажности, температуры и т. д.). Общим для всех покровов является связь кажущейся температуры, точнее, ее зависимости от углов визирования со степенью шероховатости. Условно можно выделить гладкие покровы, для которых длина волны, на которой фиксируется радиоизлучение, соизмерима с размерами (среднеквадратическим значением) неровностей, и шероховатые. Для последних длина волны много меньше среднеквадратического значения неровностей. Как отмечается в работе [5], гладкие поверхности (металлическое покрытие, асфальт, бетон, спокойная водная поверхность) имеют относительно невысокие яркостные температуры, но дают интенсивное отражение излучения сторонних источников при углах визирования, близких к нормальным (рис. 1.4 и 1.5).

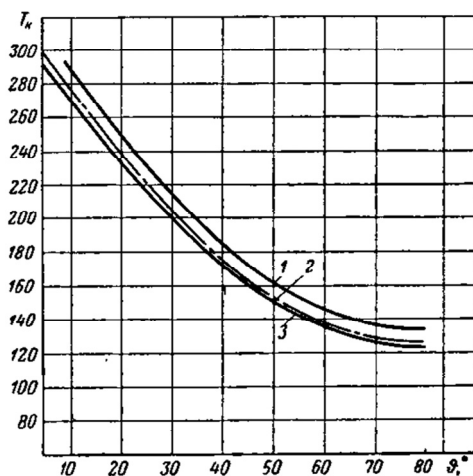


Рис. 1.4. Зависимость кажущейся температуры металлического листа от угла визирования для $\lambda = 0,4$ мм [5]:

1 – неполированный металл; 2 – полированный металл; 3 – небо



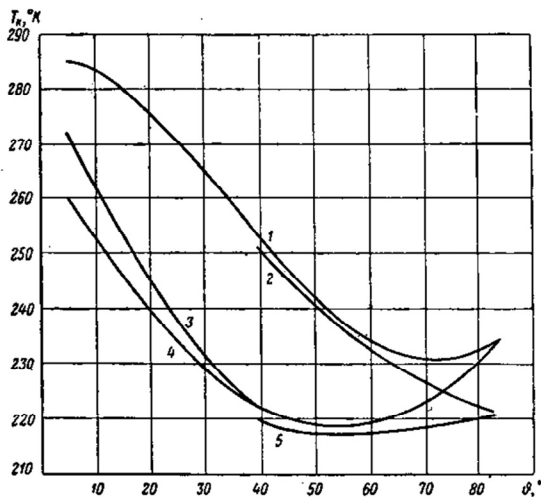


Рис. 1.5. Зависимость кажущейся температуры водной поверхности от угла визирования, $\lambda = 4$ мм [5]:

1, 4 – вертикальная и горизонтальная поляризация волны 15...20 см; 3 – горизонтальная поляризация волны 5...10 см; 2, 5 – вертикальная и горизонтальная поляризация, гладкая поверхность

Шероховатые покровы (трава, лес и т. д.) отличает изотропность кажущейся температуры, приближающейся по своему характеру к излучению абсолютного черного тела, а по абсолютному значению очень близкой к абсолютной температуре покрова [5].

В заключение приведем сведения о типичных значениях кажущихся температур земных покровов и наземных объектов (данные получены для $\lambda = 8,6$ мм [5]): здания – 230...250 К, металлические конструкции – около 50 К, реки и озера – 170...200 К, почва и растительность – 260...275 К, лесные массивы – 270...285 К.



Атмосферные помехи, обусловленные грозовыми разрядами

Источником этих помех являются многочисленные грозы, происходящие в пределах всего земного шара. Одновременно число грозовых разрядов может достигать нескольких тысяч [1]. Поэтому если не учитывать местных гроз, то уровень данного вида помех квазистационарен. Он зависит от географического положения точки приема и сравнительно медленно меняется в течение суток и года.

Принципиально важно, что эти помехи представляют собой импульсные случайные процессы и не имеют нормального распределения.

Примечание 1.5. Вопрос о функции распределения мгновенных значений и амплитуд помех от грозовых разрядов в настоящее время недостаточно прояснен. Разные источники и авторы дают различающиеся сведения. Например, в материале [7], претендующем на роль обзора, отмечается, что распределение амплитуд ($U_{\text{инп}}$) импульсных помех, вызванных отдаленными грозами, наиболее часто аппроксимируют законом Релея:

$$W(U_{\text{инп}}) = \sigma_0^2 U_{\text{инп}} \exp(-U_{\text{инп}}^2 / 2\sigma_0^2),$$

где $\sigma_0 = \sigma_{\text{инп}} \sqrt{2}$; $\sigma_{\text{инп}}$ – среднеквадратическое значение амплитуды помехи, или комбинаций релейских распределений.

Вместе с тем в ряде случаев может быть использовано логарифмически нормальное распределение [7]

$$W(U_{\text{инп}}) = (\sqrt{2\pi} \cdot \sigma U_{\text{инп}})^{-1} \exp(-(\ln U_{\text{инп}} - a_0) / 2\sigma^2), \quad (0 < U_{\text{инп}} < \infty), \quad (1.2)$$

где a_0 – среднее значение логарифма $U_{\text{инп}}$; σ – среднеквадратическое значение логарифма $U_{\text{инп}}$.

Там же утверждается, что для приемных центров, расположенных вдали от населенных пунктов, в «спокойных» зонах приема плотность вероятности $U_{\text{инп}}$ может быть аппроксимирована двухэкспоненциальной моделью Лихтера [8]:

$$W(U_{\text{инп}}) = (1 - p_{\text{инп}}) \sigma_{\text{ш}}^{-2} U_{\text{инп}} \exp(-U_{\text{инп}}^2 / 2\sigma_{\text{ш}}^2) + p_{\text{инп}} U_{\text{инп}} \exp(-U_{\text{инп}}^2 / 2(\sigma_{\text{ш}}^2 + \sigma_{\text{инп}}^2)) / (\sigma_{\text{ш}}^2 + \sigma_{\text{инп}}^2),$$

где $\sigma_{\text{ш}}$ – среднеквадратическое значение шумовой составляющей помехи; $p_{\text{инп}}$ – так называемая вероятность появления хотя бы одного помехового им-



пульса на входе приемника, определяемая в [7] как произведение частоты (поточковой интенсивности) следования импульсных помех ($\nu_{\text{ип}}$) на длительность отклика приемного тракта на эту помеху ($\tau_{\text{ип}}$): $p_{\text{ип}} = \nu_{\text{ип}} t_{\text{ип}}$.

С другой стороны, в [9] отмечается, что атмосферные помехи являются типичным случаем квазипульсных помех, временная реализация которых ($U(t)$) может быть представлена в виде $U(t) = a(t) n(t)$, где $n(t)$ – узкополосный гауссовский процесс с нулевым средним, дисперсией, равной дисперсии помехи, и центральной частотой ω_0 ; $a(t)$ – стационарный и независимый от $n(t)$ случайный негауссовский процесс. Предполагают, что плотность вероятности для $a(t)$ имеет распределение

$$W_a(a) = \frac{(m/2)^{m/2}}{\sigma_a^m \Gamma(m/2)} \frac{1}{|a|^{m+1}} \exp(-m/2\sigma_a^2 a^2),$$

где $-\infty < a < \infty$; m и σ_a – параметры двустороннего χ^2 распределения (при этом m – положительное целое число).

Кроме того, в отчете [6] и в работе [1] говорится, что для характеристики распределения амплитуд рассматриваемого вида помех также используются специальные параметры, связанные с выбросами помех. В первую очередь так называемая АРД – величина, показывающая процент времени, в течение которого амплитуда помехи не превышает заданного уровня. Подробнее с этой характеристикой можно познакомиться в работах [1, 6].

Интенсивность данного вида помех принято определять через так называемый эффективный коэффициент помех (f_a). Он определяет номинальную мощность помехи на входе приемника ($P_{\text{п}}$), согласованного с антенной (не вносящей собственных потерь), нормированную к номинальной мощности теплового шума [1]:

$$f_a = P_{\text{п}} / kT_0 \Delta f_{\text{эКВ}},$$

где $\Delta f_{\text{эКВ}}$ – эквивалентная полоса пропускания приемника. Для узкополосного приемника $f_a = T_a / T_0$, где T_a – некоторая эквивалентная шумовая температура, определяемая интенсивностью помех от грозовых разрядов.

Оценки уровня рассматриваемых помех, полученные на основе большого объема экспериментальных данных, приведены и подытожены в специальном отчете № 322 X пленарной ассамблеи Международ-



ного консультативного комитета по радио (МККР) [6]. В этом отчете, в частности, приведены таблицы значений f_a , выраженные в децибелах ($F_{ам} = 10\lg(f_a)$), прогнозируемые для различных частей света, времен года и т. д. (см., например, рис. 1.6) [1].

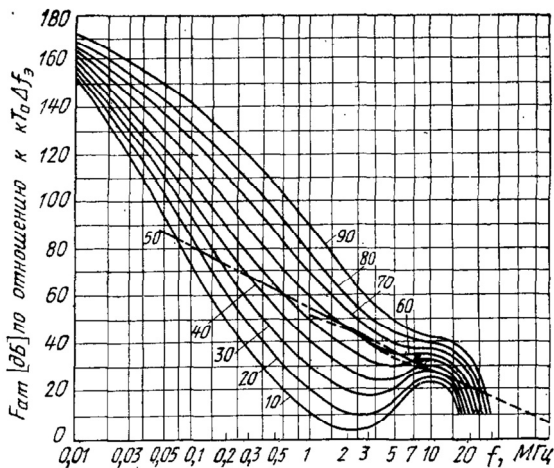


Рис. 1.6. Зависимость $F_{ам}$ от частоты [1]

Там же приведено соотношение для вычисления среднеквадратического значения напряженности поля атмосферных помех (E_a) для полосы $\Delta f_{эКВ} = 1$ кГц на частоте f (МГц): $E_a = F_a - 65,5 + 20\lg(f)$ (в децибелах относительно 1 мкВ/м), где E_a – так называемое медианное значение $F_{ам}$, полученное для частоты $f = 1$ МГц.

Для F_a составлены карты земного шара, на которые нанесены усредненные линии ее постоянных значений. При этом весь год разбит на четыре сезона, а сутки – на шесть отрезков по четыре часа в каждом. На рис. 1.6 значениями E_a помечены линии, составляющие изображенное семейство $F_{ам}$.

В целом следует отметить, что согласно сведениям, приведенным в работе [4], в дневное время уровень этих помех на 10... 20 дБ ниже, чем ночью. Летом он выше, чем зимой. Над океаном он на 5... 10 дБ ниже, чем на континенте.



Как отмечается в работе [1], мощность данного вида помех резко (по логарифмическому закону) убывает с ростом частоты. На частотах, превышающих 20...30 МГц, их можно не учитывать. Наибольшую интенсивность эти помехи имеют в диапазоне сверхдлинных волн (частоты ниже 30 кГц).

Итоговые замечания

Следует отметить, что за исключением помех, обусловленных грозовыми разрядами, рассмотренные помеховые сигналы представляют собой нормальные случайные процессы, ширина спектральной плотности мощности которых многократно превышает ширину полосы пропускания приемника. Их интенсивность определяется шумовой температурой, показывающей, на сколько градусов следует нагреть входное сопротивление приемника или сопротивление излучения антенны, чтобы смоделировать на входе приемника уровень реальных помех. В силу статистической независимости шумовых помеховых сигналов (и без учета потерь в антенне) эта температура ($T_{\text{вх}}$) определяется как сумма $T_{\text{ат}}$, $T_{\text{к}}$, $T_{\text{з}}$ и $T_{\text{А}}$.

Примечание 1.6. Реальная антенная система имеет потери, ослабляющие как полезный сигнал, так и помехи, поступающие извне. Учет этих потерь относительно прост. Шумовая температура приемника, согласованного по входу с антенной системой, с учетом шумов потерь в антенне, и внешних активных помех естественного происхождения составит [2]:

$$T_{\Sigma} = T_{\text{А}}(1 - \eta_{\text{А}}) + T_{\text{вн}}\eta_{\text{А}},$$

где $\eta_{\text{А}}$ – коэффициент полезного действия антенны.



2. ИНДУСТРИАЛЬНЫЕ И ВЗАИМНЫЕ РАДИОПОМЕХИ

Индустриальные и взаимные радиопомехи являются непреднамеренным следствием индустриальной и информационной деятельности человека. В первую очередь они обусловлены несовершенством созданных им технических средств.

2.1. Индустриальные радиопомехи

Согласно нормативным документам к этому виду помех относят электромагнитные поля и электрические сигналы, создаваемые электро- и радиооборудованием, аппаратурой, агрегатами и механизмами следующих видов [2]:

- электроустройства, эксплуатируемые в жилых домах или подключаемые к их электросетям, в том числе светильники с люминесцентными лампами;
- электротранспорт, автомобили, мотоциклы и другие механизмы, содержащие двигатели внутреннего сгорания с электрическим зажиганием;
- устройства с источниками кратковременных помех;
- промышленные, научные, медицинские и бытовые высокочастотные установки;
- линии электропередач и электрические подстанции;
- электроустройства, эксплуатируемые вне жилых домов и не связанные с их электрическими цепями;
- устройства проводной связи.

Нетрудно заметить, что этот список охватывает практически все электрические и радиотехнические приборы и установки, используемые в быту и на производстве. Исключение составляет лишь радиопередающая аппаратура.



Относительно характерных особенностей данного вида помеховых сигналов и путей их распространения (механизмов воздействия на радиоприемную аппаратуру) можно отметить следующее.

1. Индустриальные помехи могут быть как случайными, так и детерминированными процессами. При этом их спектральная плотность мощности может быть как непрерывной, так и дискретной.

К источникам детерминированных помеховых сигналов с дискретным спектром можно отнести промышленные, научные, бытовые и медицинские установки и приборы, гетеродины приемников, бытовые СВЧ-печи и др. В частности, к ним также можно отнести генераторы измерительных сигналов, промышленные и бытовые СВЧ-печи, телевизоры и осциллографы (в силу того что они имеют в своем составе генераторы разверток, импульсные или высокочастотные источники питания).

Случайные помеховые сигналы, имеющие к тому же непрерывный спектр, генерируют многочисленные коллекторные электродвигатели, системы зажигания двигателей внутреннего сгорания, линии электропередач, другие установки и оборудование, при работе которых имеют место образование электрических разрядов или случайные флуктуации напряжений и токов. Как правило, в этом случае помеха представляет собой импульсный случайный процесс. Наиболее часто его функцию распределения аппроксимируют логарифмически нормальным законом (1.2) [7, 9]. Вместе с тем в некоторых случаях используют и иные зависимости. В частности, как отмечается в работе [7], распределение амплитуды помех ($U_{\text{п}}$), создаваемых системами зажигания автомобилей, иногда аппроксимируют распределением Вейбулла:

$$W(U_{\text{п}}) = kmU_{\text{п}}^{m-1} \exp(-kU_{\text{п}}), U_{\text{п}} \geq 0,$$

где m , k^{-1} – параметр наклона и масштабный множитель.

Примечание 2.1. Механизмы образования индустриальных помех весьма своеобразны и порой экзотичны. Например, как отмечается в статье [7], импульсные помехи в высоковольтных установках и ЛЭП на частотах до 30 МГц порождаются разрядами типа «короны». При этом на процесс образования короны, а следовательно, и на уровень помех влияет состояние окружающей атмосферы (в первую очередь наличие дождя) или такое непредсказуемое явление, как крупные стаи птиц, севшие на провода. Возникающие помехи могут распространяться вдоль ЛЭП как по коаксиальному волноводу



(если линия имеет внутренний провод и оплётку), так и в несимметричной линии (для воздушных ЛЭП) [1].

В ряде случаев промышленные помехи могут быть представлены в виде квазипериодических импульсных последовательностей. Например, квазипериодичность просматривается у помех, создаваемых системами зажигания автомобилей и коллекторными электродвигателями. При этом импульсы, составляющие последовательность, имеют случайные длительности, амплитуды и формы, а период их повторения случайным образом меняется в некоторых пределах. Так, системы зажигания двигателей внутреннего сгорания формируют импульсы длительностью 1...6 нс с периодом, находящимся в пределах от единиц микросекунд до единиц миллисекунд [1]. Аппараты дуговой сварки дают помехи, спектр которых имеет широкие резонансные полосы на частотах 750 кГц, 3 МГц и 20 МГц [1]. Помехи, создаваемые коллекторными электродвигателями приборов бытового назначения (пылесосов, электрооборудования и других приборов), часто представляют собой импульсные потоки, у которых частота следования импульсов связана с частотой питающей сети (50 Гц). В этом несложно убедиться, если наблюдать за проявлением этих помех на экране телевизора. Помехи, создаваемые электродвигателями, подключаемыми к бытовой сети, приводят к появлению на экране горизонтальных шумовых полос, неподвижных или медленно перемещающихся по вертикали. Частота кадровой развертки близка частоте питающей сети, поэтому нетрудно сделать вывод, что близкую частоту имеют и импульсы помехового сигнала.

Еще одно важное замечание уместно сделать по поводу закона распределения импульсных промышленных помех. Как уже отмечалось, он отличается от нормального, что затрудняет анализ воздействия рассматриваемых помех на радиоприемные устройства. Вместе с тем данное препятствие в ряде случаев успешно преодолимо. В первую очередь это относится к последовательностям, у которых длительности импульсов и период повторения много меньше величины, обратно пропорциональной ширине полосы пропускания приемного тракта [7]. В этом случае линейный тракт приемника выполняет роль накопителя импульсов, и на его выходе имеет место непрерывный нормальный случайный процесс. Таким образом, решаемую задачу удается свести к известной задаче анализа воздействия на радиоприемник нормально распределенного помехового сигнала. Следует подчеркнуть, что сделанное замечание в полной мере относится и к помехам, создаваемым грозowymi разрядами (см. примечание 1.5) [1, 7].

2. Воздействие промышленных помех на приемное устройство может осуществляться двумя путями – радиационным (за счет излучения электромагнитных волн в окружающее пространство) и кондуктивным (через общие с источником помех провода питающей сети,



элементы конструкции и иные элементы, минуя этап преобразования в электромагнитные поля).

Таким образом, моделью индустриальных помех может быть как детерминированный, так и (как правило, импульсный) случайный процесс.

Интенсивность этих помех жестко регламентируется и контролируется. Существующие документы (ГОСТы и нормы [10, 11]) устанавливают предельно допустимые уровни индустриальных радиопомех

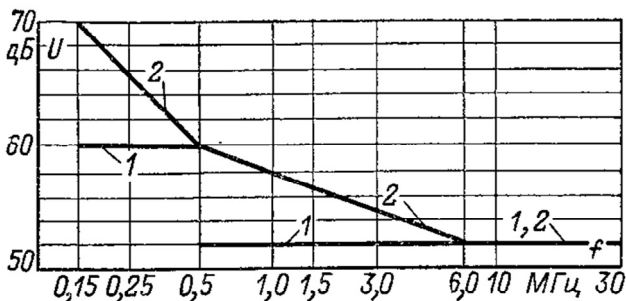


Рис. 2.1. Допустимые величины напряжения радиопомех, создаваемых ручным электрическим инструментом 1, а также медицинскими приборами и лифтами 2

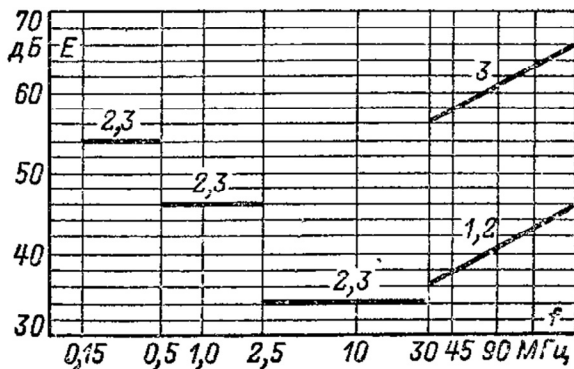


Рис. 2.2. Допустимая напряженность поля радиопомех, создаваемых электроустройствами, подключаемыми 1 и не подключаемыми 2 к сети, а также электрическими игрушками с автономным питанием 3



для практически всех проектируемых, разрабатываемых, выпускаемых и эксплуатируемых источников. Эти нормы имеют вид спектральных зависимостей, превышение которых недопустимо. Особо следует обратить внимание на один важный момент. Для источников помех, основным путем распространения которых является индукционный путь, нормируется напряженность создаваемого электрического поля. Для источников с преобладающим кондуктивным путем распространения помех нормируется напряжение помех на входах питающей сети.

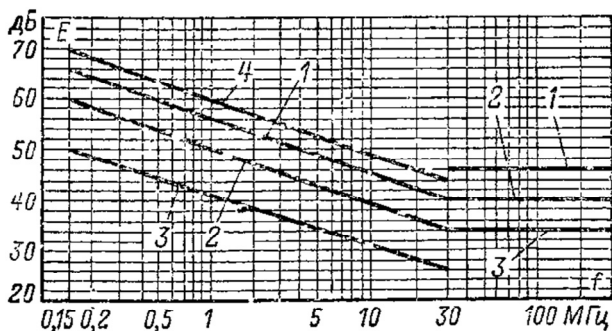


Рис. 2.3. Допустимые величины напряженности поля радиопомех, создаваемых электровозами 1, пригородными электричками 2, городским электротранспортом 3 и контактной сетью железнодорожного транспорта 4

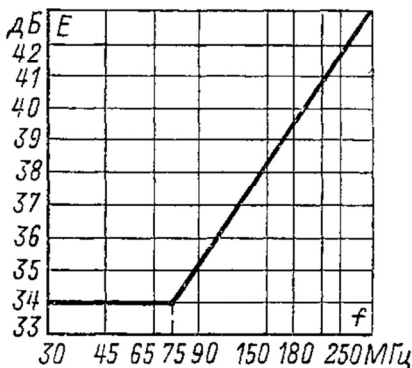


Рис. 2.4. Допустимые величины напряженности поля радиопомех, создаваемых двигателями внутреннего сгорания



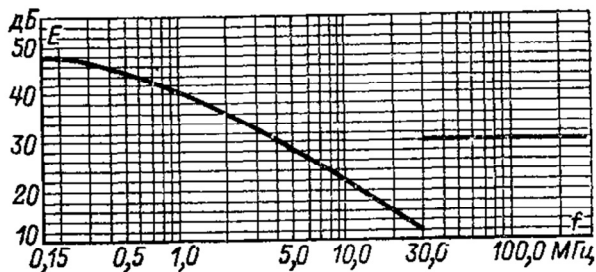


Рис. 2.5. Допустимые величины напряженности поля радиопомех, создаваемых линиями электропередачи и электроподстанциями

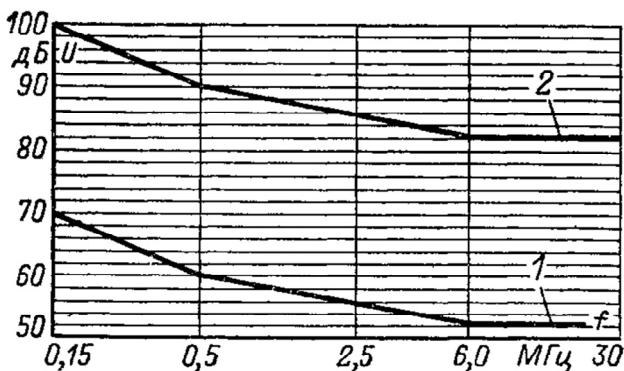


Рис. 2.6. Допустимые величины напряжения радиопомех, создаваемых устройствами магистральной, внутризоновой и местной проводной связи на зажимах питания от сети переменного тока 1, а также на зажимах питания постоянным током и линейных зажимах 2

В частности, на рис. 2.1–2.6 (взяты из [2]) приведены зависимости для некоторых источников промышленных помех. На рис. 2.1 и рис. 2.6 нормировка выполнена на 1 мкВ. На рис. 2.2–2.5 – на 1 мкВ/м. Превышение этих норм недопустимо. Таким образом, контролируется и регламентируется наиболее опасный путь распространения радиопомех – через питающую сеть или эфир.



2.2. Взаимные радиопомехи

Взаимные радиопомехи возникают как следствие неосновных излучений радиопередающих средств и неосновных каналов приема радиоприемных устройств.

Неосновные каналы приема радиоприемных устройств включают в себя зеркальные каналы, канал прямого прохождения, а также побочные и внеполосные каналы, образующиеся в результате нелинейных взаимодействий мощных помеховых сигналов с сигналами гетеродинов (комбинационные каналы приема) между собой (интермодуляционные каналы) или с полезным сигналом (перекрестные искажения и блокирование) [1, 2]. Образование этих каналов рассматривается в рамках традиционных курсов, посвященных изучению радиоприемных устройств, и в настоящей работе рассматриваться не будет.

Неосновными излучениями радиопередатчиков называются все излучения, попадающие вне пределов необходимой полосы излучения.

Примечание 2.2. Напомним, что необходимой полосой излучения (сокращенно НПИ) «...называется минимальная полоса частот при применяемом классе излучения, обеспечивающая передачу сигналов со скоростью и качеством, определяемыми условиями функционирования данного радиоэлектронного устройства или радиоэлектронной системы ...» [2].

Эти излучения подразделяются на побочные и внеполосные.

К побочным относят излучения, причиной возникновения которых являются разного рода нелинейные эффекты и паразитные обратные связи в элементах передающего устройства, не связанные с процессом модуляции сигнала [1]. Как правило, они генерируются на частотах, значительно отличающихся от частоты основного излучения. Основными видами побочного излучения являются [1, 2]:

- излучения на гармониках основной частоты (вызваны нелинейными эффектами в мощных выходных каскадах радиопередатчика; присущи всем радиопередающим устройствам);
- излучения на субгармониках основной частоты (возникают в передатчиках с умножением частоты из-за недостаточной фильтрации исходного колебания и его гармоник);
- паразитные излучения, возникающие из-за самовозбуждения отдельных каскадов или передатчика в целом;
- комбинационные излучения;
- интермодуляционные излучения.



Примечание 2.3. Из названного списка видов побочного изменения неочевидными, пожалуй, являются лишь две последние позиции. Рассматривая их, можно отметить следующее.

Комбинационные излучения возникают в передатчиках, возбудители которых при формировании рабочей частоты (f_p) используют метод интерполяции с гетеродинированием сигналов перестраиваемых и неперестраиваемых гетеродинов [1]. Пусть этих гетеродинов только два – с частотами f_1 и f_2 [1]. Тогда при использовании однократного преобразования частот требуемая частота может быть получена, например, как $f_p = f_1 + f_2$.

При этом смеситель сформирует еще один сигнал – разностной частоты, равной $f_1 - f_2$, который после прохождения через усилительные каскады передатчика и фильтры создаст помеховое излучение на разностной комбинационной частоте.

Интермодуляционные излучения образуются при недостаточной развязке между связанными между собой передатчиками. Например, работающими на общую антенну или работающими на разные, но сильно связанные антенны [1]. При этом имеет место взаимное проникновение сигналов в цепи выходных каскадов. Эти каскады, как правило, работают в нелинейном режиме. Появление дополнительных сигналов приводит к их нелинейным взаимодействиям с полезными колебаниями. В результате формируются интермодуляционные колебания с комбинационными частотами.

Внеполосные излучения передатчиков – это излучения в окрестности необходимой полосы излучения, вызванные несовершенством технической реализации модуляционных процессов. Например, они могут вызываться нелинейностью модуляционной характеристики, паразитным действием фона или флуктуационных шумов [2].

Внеполосные излучения, точнее, методика оценки их уровня, связаны с понятием ширины полосы излучения (сокращенно ШПИ). По определению [1, 2], это полоса частот, за нижним и верхним пределами которой средние излучаемые мощности составляют каждая по $(\beta/2)$ % средней мощности излучения передатчика, где β – некоторое число, которое может законодательно устанавливаться для каждого конкретного вида излучения. Насколько известно, в большинстве случаев задают $\beta = 1$ (см. приложение 1).

В зависимости от соотношения между НПИ и ШПИ выделяют следующие виды излучений [1]:

- ШПИ > НПИ – несовершенное излучение;
- ШПИ = НПИ – совершенное излучение;
- ШПИ < НПИ – излучение более узкое, чем совершенное.



Основной мерой борьбы с неосновными излучениями передатчиков является их подавление в месте возникновения, т. е. в самом передающем устройстве. С целью упорядочения этих мер разработаны нормы, регламентирующие допустимые уровни побочных и полюс внеполосных излучений для всех видов радиопередающих средств. Выдержки из этих норм приведены в приложениях 1 и 2. Следует особо подчеркнуть, что для разработчиков и эксплуатационников они являются законом, несоблюдение которого недопустимо. Эти нормы имеют две стороны. С одной стороны, они позволяют упорядочить борьбу с неосновными излучениями радиопередающих средств, с другой – дают возможность прогнозировать помеховую обстановку в конкретной точке приема. При этом принятые нормативы используются в качестве модели, определяющей предельно возможный уровень помех, создаваемый радиопередающими средствами.

Таким образом, законодательно установленные нормы на неосновные излучения выступают, с одной стороны, как одна из мер (организационно-техническая мера) борьбы с помехами, а с другой – являются исходными данными для прогнозирования максимально допустимого уровня взаимных помех в точке приема.

Еще одной мерой борьбы с взаимными помехами является жесткая регламентация распределения частот между различными службами, использующими радиопередающие средства (см. приложение 3). При разработке этого распределения, с одной стороны, учтена необходимость работы большинства служб в каждом из частных диапазонов (сверхдлинных, длинных, средних, коротких и так далее) длин волн, а с другой – распределение выполнено так, чтобы минимизировать уровни взаимных радиопомех.

В качестве еще одной меры, отчасти менее актуальной в наше время, можно назвать нормировку допустимых отклонений рабочих частот передатчиков от номинального значения (нестабильность частоты) [2]. Эта мера была актуальна в те годы, когда создание стабильных по частоте генераторов и синтезаторов представляло собой сложную проблему. В настоящее время она в значительной степени снята. Достаточно вспомнить, что даже в трубке домашнего телефонного радиодлинителя используются два высокостабильных перестраиваемых цифровых синтезатора частоты, включающих в свой состав кольца фазовой автоподстройки и реализующих быстродействующее цифровое управление рабочей частотой.



3. ПАССИВНЫЕ ПОМЕХИ ЕСТЕСТВЕННОГО И ИСКУССТВЕННОГО ПРОИСХОЖДЕНИЯ

Пассивными помехами называют помехи, формирование которых происходит за счет отражения зондирующего или передаваемого сигнала от неоднородностей среды распространения электромагнитных волн.

Основными причинами образования пассивных помех являются [1, 2, 12, 13]:

- отражения от поверхности земли (под поверхностью понимаются земные покровы, например: необработанная почва, лес, трава, водные покровы и т. д.);
- отражения от метеорологических образований (в первую очередь от гидрометеоров – грозových облаков, дождя, града и снега);
- облака дипольных отражателей или металлизированных лент;
- искусственно созданные имитирующие пассивные помехи;
- отражения от атмосферных неоднородностей и оптически ненаблюдаемых объектов (термиков, стай птиц и других).

3.1. Механизм формирования и общие свойства пассивных помех

Несмотря на существенное разнообразие пассивных помех, обусловленное спецификой их конкретных видов, им присущ ряд общих черт.

Механизм формирования пассивных помех

Как уже отмечалось, пассивные помехи являются следствием отражения радиоволн от неоднородностей среды распространения. Вполне очевидно, что они будут проявлять двойственные свойства. С одной стороны, они будут близки облучающему сигналу. С другой – очевидно, что будут передавать свойства отразившей их неоднородности.



В точке приема эхосигнал от пассивных помех можно представить как результат интерференции сигналов, отраженных от фрагментов помехи. При этом отражающиеся от фрагментов сигналы, как правило:

- получают случайный фазовый сдвиг;
- смещаются по частоте на величину доплеровского сдвига, пропорционального радиальной составляющей вектора скорости сближения помехи, источника сигнала и точки приема.

Таким образом, эхосигнал от фрагмента пассивной помехи (или помехи в целом, если она имеет небольшие размеры) представляет собой задержанный по времени, смещенный по частоте и начальной фазе облучающий сигнал. Его спектр может быть записан в виде свертки спектра облучающего сигнала и доплеровского спектра.

Если размеры области, от которой отражается сигнал (читай – размеры пассивной помехи), таковы, что в ее пределах можно выделить большое количество областей (фрагментов), дающих статистически независимые отражения, то результат интерференции отражений от фрагментов будет представлять собой нормальный случайный процесс. Если при этом доплеровские сдвиги отражений от фрагментов имеют различающиеся значения, то доплеровский спектр суммарного сигнала будет иметь конечную ширину. Его свертка со спектром облучающего сигнала может привести к значительным различиям между спектрами облучающего и отраженного сигналов (пассивной помехи). Это явление (расширение спектра сигнала, вызванное сверткой с доплеровским спектром) получило название «рассеяние по частоте». Помимо искажения спектра оно приводит к так называемым доплеровским флуктуациям отраженного сигнала. Этот сигнал представляет собой сумму сигналов, имеющих различающиеся доплеровские сдвиги. Биения мгновенных значений эхосигнала, вызванные этими различиями, получили название доплеровских флуктуаций.

Если геометрические размеры помехи L превышают интервал пространственной корреляции комплексной огибающей облучающего сигнала (обозначим величину этого интервала как ρ), то при отражении этот сигнал будет испытывать так называемое рассеяние по времени [12–15]. Например, в однопозиционной радиолокации при облучении дождевого облака, имеющего протяженность по наклонной дальности, равную L , радиоимпульсом с прямоугольной огибающей длительностью τ_n такой, что $\rho = c\tau_n/2 \ll L$, длительность эхосигнала многократно превысит длительность облучающего радиоимпульса. В этом случае речь идет о распределенной пассивной помехе.



Классификация пассивных помех непосредственно вытекает из рассмотренных выше механизмов их формирования. Они классифицируются:

- на сосредоточенные пассивные помехи, для которых $\rho > L$;
- распределенные пассивные помехи ($\rho < L$ или $\rho \ll L$), которые, в свою очередь, подразделяются на поверхностно распределенные (у них отражение сигналов происходит на линии раздела сред с различными электрическими свойствами) и объемно распределенные (у которых отражение сигнала происходит как от поверхности раздела, так и от частиц, находящихся внутри области, определяемой этой границей).

Два подхода, используемых для описания свойств распределенных пассивных помех. Если с характеристиками сосредоточенных пассивных помех картина вполне очевидна и проста (для их описания достаточно использовать такие параметры, как эффективная поверхность рассеяния и спектральная плотность мощности доплеровских флуктуаций эхосигнала), то применительно к распределенным помехам используются два подхода.

Они между собой различаются методами описания доплеровских спектров эхосигналов.

Наибольшее распространение получил метод, основанный на упрощенном представлении спектра доплеровских флуктуаций. Предполагается, что он имеет форму гауссовой кривой с некоторой центральной частотой и шириной. Этот подход справедлив для описания отражений от так называемых статистически однородных распределенных пассивных помех – помех, статистические характеристики которых неизменны в пределах всей отражающей области [12–15].

Если помеха статистически неоднородна, например, ее отражающая способность меняется от фрагмента к фрагменту, то такое упрощенное описание дает очень большие погрешности, составляющие до нескольких десятков децибел. В этом случае используют аппарат так называемых мгновенных спектральных плотностей мощности. Применительно к радиолокационным задачам и отражениям от распределенных пассивных помех они определяют спектральные плотности мощности доплеровских флуктуаций эхосигналов от элементов разрешения по дальности. При этом мгновенность подразумевает привязку спектральных характеристик к конкретным элементам разрешения по дальности – определяет удвоенное время распространения зондирующего сигнала до элемента разрешения и обратно [12, 13].



Таким образом, рассмотрены искажения сигнала при отражении от пассивной помехи, а также подходы, используемые для описания его характеристик. Далее на основании полученных знаний приступим к знакомству с конкретными видами пассивных радиопомех.

Примечание 3.1. Следует отметить, что в ряде случаев [3] разделяют доплеровские флуктуации эхосигналов на флуктуации амплитуд и фаз. При этом для нормально распределенных мгновенных значений флуктуаций распределение амплитуд будет сильно зависеть от доплеровского спектра. Для колоколообразного спектра амплитуды будут распределены по закону Релея, а фазы – равномерно в интервале $0 \dots 2\pi$ [13, 16]. В общем случае эти флуктуации (амплитуд и фаз) имеют спектральные плотности, по форме и ширине отличающиеся от доплеровского спектра эхосигнала. Подробней спектры флуктуаций амплитуд и фаз будут рассмотрены в последующих разделах применительно к конкретным видам пассивных помех.

3.2. Пассивные помехи от поверхности земли

Помехи от поверхности земли являются классическим видом поверхностно распределенных пассивных помех.

Размеры участка, формирующего отражения (в радиолокации его часто называют следом диаграммы направленности антенны РЛС), в подавляющем большинстве случаев многократно превосходят размеры элемента разрешения или протяженность участка декорреляции огибающей сигнала. Следовательно, отраженные сигналы по отношению к облучающему будут рассеяны по времени, т. е. задержке. Исключения могут представлять отражения радиоволн относительно низкочастотного диапазона, начиная с длин волн порядка десятков метров и ниже. В этом случае скорость изменения огибающей сигнала, как правило, невелика, а отражение от земной поверхности происходит в пределах относительно небольших площадок (по сравнению с ρ). Эти отражения приводят к появлению многолучевого распространения сигнала. Сигналы, приходящие по отдельным лучам, как правило, слабо рассеяны по времени.

Как уже отмечалось, под отражающей земной поверхностью в первую очередь понимаются ее покровы. Подавляющее большинство из них не статичны (это лесные, травяные, водные и другие покровы). Под действием ветра и других дестабилизирующих факторов они будут испытывать волнение, которое приведет к доплеровскому смещению частоты. В результате отраженные сигналы будут рассеяны по частоте.



Что касается функции распределения мгновенных значений доплеровских флуктуаций, то, начиная с метрового диапазона длин волн, в подавляющем большинстве случаев они имеют нормальное распределение. Это объясняется тем, что в пределах отражающей площадки можно выделить независимые отражатели, число которых будет достаточным для нормализации отраженного сигнала.

Таким образом, начиная с метрового диапазона длин волн, радиосигналы, отраженные от поверхности земли, будут рассеяны по времени и частоте. Их флуктуации случайны и имеют нормальную функцию распределения мгновенных значений.

Мощность сигнала, отраженного от поверхности земли

Интенсивность сигналов, отраженных или рассеянных земной поверхностью, часто определяют через специфическую характеристику, называемую удельной эффективной поверхностью рассеяния (она обозначается $\bar{\sigma}$ и сокращенно называется УЭПР). По определению УЭПР равна обратному отношению между площадью участка поверхности и эффективной поверхностью рассеяния (ЭПР) идеального изотропного отражателя, дающего в направлении приема эхосигнал с той же интенсивностью и поляризацией, что и участок поверхности. Таким образом, УЭПР представляет собой безразмерную величину, показывающую, во сколько раз земная поверхность отражает электромагнитные волны хуже, чем идеальный изотропный непоглощающий отражатель. Используя несколько вольную трактовку, можно утверждать, что УЭПР определяет ЭПР одного квадратного метра поверхности. При этом ЭПР участка поверхности площадью S (обозначим эту ЭПР σ) и УЭПР связаны очевидным соотношением $\sigma = \bar{\sigma}S$.

Введение УЭПР вполне оправданно и логично. Ее использование позволяет задавать отражающие свойства, не привязываясь к площади участков. УЭПР инвариантна к геометрии и площади фрагмента поверхности, от которого определяется интенсивность отражений.

Что касается величины УЭПР земных покровов, то приходится признать, что в настоящее время неизвестны какие-либо теоретические или экспериментальные исследования, позволяющие абсолютно точно определить эту величину для любого вида покрова и условий наблюдения. Многочисленные теоретические исследования дают возможность качественно объяснить характер зависимости УЭПР от различных факторов (длины волны, углов облучения и приема сигналов, типа покрова, его электрических и физических свойств), но лишь в редких случаях можно осуществить ее расчет с приемлемой точностью.



Наиболее интересными среди теорий являются следующие:

- фацетная;
- теория на основе модели Кирхгофа–Гюйгенса;
- теория на основе замещения поверхности простейшими телами (объектами сферической и цилиндрической формы);
- капельная теория;
- теория избирательного (резонансного) рассеяния.

Различия между ними заключаются в используемых физико-математических моделях поверхности, а также методах анализа отраженных сигналов. Каждая из этих теорий по-своему интересна. Подробнее с ними можно познакомиться в литературе [16–19].

Несмотря на кажущееся многообразие исследований, результаты экспериментальных измерений УЭПР весьма скудны. В основном измерения проводились для однопозиционных радиолокационных систем. В этом случае антенны приемника и передатчика находятся в одной точке, следовательно, угол облучения поверхности и угол, под которым принимается отраженный сигнал, равны. Кроме того, эти измерения проводились в относительно узких частотных диапазонах, используемых РЛС. При этом экспериментально оценивались значения УЭПР обратного рассеяния в интересах проектирования и эксплуатации радиолокационных систем. Узость проводимых исследований вполне объяснима. Натурные измерения дороги. Кроме того, на значения УЭПР очень сильно влияют такие трудно фиксируемые факторы, как, например, высота, влажность и тип травяного покрова. Чтобы уменьшить эту зависимость, экспериментальные данные усредняют по большому объему наблюдений. В результате полученные данные оказываются весьма приближенными. Они не позволяют точно рассчитать ЭПР конкретного участка с конкретным типом и состоянием покрова. Вместе с тем они вполне пригодны для приближенных, точнее, оценочных расчетов уровня пассивных помех от поверхности земли, что, как правило, отвечает требованиям разработчиков РЛС.

Обобщая теоретические и экспериментальные исследования, отметим следующие принципиально важные моменты.

1. УЭПР поверхности зависит от вида и состояния (в первую очередь электрических характеристик) покрова этой поверхности, рабочей длины волны и ее поляризации, углов наблюдения.

2. Имеет место устойчивая закономерность, определяющая связь УЭПР с шероховатостью земного покрова. Чем шероховатость больше,



тем в меньшей степени УЭПР зависит от углов визирования (рис. 3.1 и 3.2). Это явление легко объяснимо. При малой (по сравнению с длиной волны) шероховатости механизм отражения сигналов близок к механизму отражения от плоского зеркала. Наибольшее значение УЭПР имеет место при нормальном зондировании и наблюдении. Для высокого уровня шероховатости рассеяние происходит в широком секторе углов и зависимость УЭПР от угла становится менее выраженной.

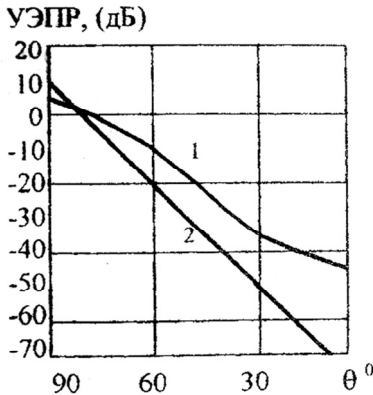


Рис. 3.1. Типичные зависимости УЭПР гладких покровов от угла визирования для сантиметрового диапазона:

1 – морская поверхность; 2 – асфальт, бетон

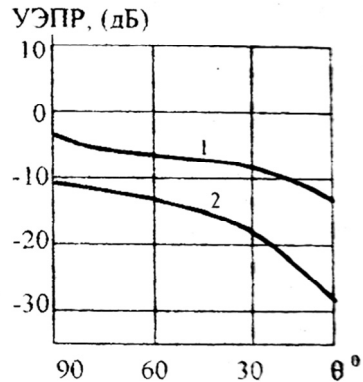


Рис. 3.2. Типичные зависимости УЭПР шероховатых покровов от угла визирования для сантиметрового диапазона:

1 – лес; 2 – почва, покрытая молодой травой (высота около 5 см)

Зависимость УЭПР от шероховатости позволила ввести следующую классификацию покровов [12]:

- гладкие поверхности (асфальт, бетон, спокойная водная поверхность);
- смешанные покровы (например, холмистая местность с участками леса);
- нерегулярная местность (типичный пример – горная и лесистая местность);
- городские застройки.



Примечание 3.2. Следует отметить, что приведенная классификация не является единственно возможной. Иные классификации приведены, в частности, в [16–19]. Выбор определялся в основном выбором авторов.

Для гладких поверхностей (среднеквадратическое значение шероховатости много меньше длины волны) характерна ярко выраженная анизотропия обратного рассеяния (рис. 3.1) – ее зависимость от угла падения (уместно напомнить, что угол падения – это угол, измеряемый в вертикальной плоскости между направлением визирования и нормалью к поверхности).

Смешанным покровам (например, лесным массивам) свойственны изотропность обратного рассеяния (рис. 3.2), слабая зависимость УЭПР от поляризации, отсутствие в отраженном сигнале так называемой когерентной компоненты (она появляется при зеркальном отражении сигналов от ровных площадок, наличие которых для данного типа покрова на сантиметровых волнах маловероятно).

Городским постройкам и нерегулярной местности с горными массивами присуще наличие больших плоских участков, дающих почти зеркальное отражение. Это определило их отражающие свойства.

Экспериментальные исследования в известной мере систематизированы. Наиболее часто их результаты представляют в виде графиков, аналогичных приведенным на рис. 3.1 и 3.2 [12–20].

Т а б л и ц а 3.1

Вид поверхности (покрова)	C_1 , дБ	C_2 , дБ	C_3 , дБ	φ_0 , град.	λ_0 , см
Деревья	11,5	26	8	35	1,0
Посевы	16,3	26	8	35	1,0
Трава	20	26	10	35	1,5
Вспаханная земля	31	18	15	25	1,5
Злаки	28	18	15	25	1,5
Снег	25	25	15	30	1,5
Твердое покрытие	39,1	32	20	35	2,2
Городские строения	6	5	3	30	1,0

Кроме того, известны аналитические зависимости, позволяющие проводить оценки УЭПР. Они получены в результате аппроксимации экспериментальных данных. Например, [12]:

$$\bar{\sigma} = -C_1 + C_2 \lg(\theta/\varphi_0) - C_3 \lg(\lambda/\lambda_0), \quad 0,3 \text{ см} \leq \lambda \leq 3 \text{ см}; \quad 0^\circ \leq \theta \leq 45^\circ,$$



где θ – угол падения, а остальные параметры приведены в табл. 3.1, или для поверхности, покрытой сухими деревьями, и поля, покрытого травой [12]:

$$\bar{\sigma} = -20 + 10 \lg(\theta / 25) - 15 \lg(\lambda), \quad 0,3 \text{ см} \leq \lambda \leq 3 \text{ см}; \quad 0^\circ \leq \theta \leq 45^\circ.$$

Что касается влияния на УЭПР поляризации радиоволн, а также окружающих и климатических условий, то в литературе отмечается следующее (по сведениям, опубликованным в [12]).

В среднем для неровных поверхностей значение УЭПР для вертикальной поляризации на несколько децибел больше, чем при горизонтальной поляризации (в работе [12] эта разница оценивается в 5 дБ (в сантиметровом диапазоне длин волн)). Для гладких поверхностей (спокойная водная поверхность, асфальт, бетон и т. д.) эта разница несколько выше (может достигать величины порядка 10 дБ (в сантиметровом диапазоне)). Значения УЭПР при перекрестной поляризации на 5...10 дБ меньше, чем при прямой. Исключения составляют городские и горные массивы. Для них характерно наличие плоских поверхностей и острых изломов, определяющих зависимость интенсивности отражений от поляризации.

Влияние окружающих и климатических условий сводится к следующему.

Дождь приводит к образованию пленки воды, сглаживающей неровности поверхности. По своим свойствам она становится ближе к гладкой – зеркальной отражающей поверхности. Анизотропия обратного рассеяния становится более заметной. Это приводит к тому, что значение УЭПР при наклонном зондировании уменьшается (для $\lambda = 3$ см – на несколько децибел). Что касается снега, то его влияние на УЭПР зависит от содержания в нем воды. В целом снег вызывает уменьшение УЭПР на 9...10 дБ ($\lambda = 3$ см).

Спектральные плотности мощности доплеровских флуктуаций отражений от поверхности земли. Спектральная плотность мощности эхосигналов практически от всех статистически однородных земных покровов, за исключением движущейся водной поверхности, качественно аппроксимируется гауссовской кривой [12]:

$$G(f) = \exp\left(-0,5(f / \sigma_f)^2\right); \quad \sigma_f \approx 0,0258\lambda^{-1}v_B^{1/3},$$

где v_B – скорость ветра, выраженная в метрах в секунду.



Для морской поверхности доплеровский спектр сдвинут по частоте и определяется соотношениями [12]:

$$G(f) = \exp\left(-1,66(f - f_0) / \sqrt{2} \cdot \sigma_n\right),$$

$$f_0 = \sqrt{\frac{g \cos(\varphi)}{\pi \lambda}} + \frac{2}{\lambda} |v_B \cos(\beta)|,$$

$$\sigma_n = \frac{2,12}{\lambda} \sqrt{3,92 \cdot 10^{-13} v_B^3},$$

где g – ускорение свободного падения; φ, β – угол визирования поверхности в угломестной плоскости и угол между направлением ветра и направлением визирования соответственно.

Впрочем, эти данные не являются бесспорными. В других источниках приводятся несколько иные соотношения (см. [13–20]).

Приведенные сведения относятся к статистически однородной поверхности. Если поверхность не однородна, т. е. представляет собой сочетание покровов нескольких видов, то, как уже отмечалось в подразделе 3.1, более полное и адекватное представление об ее отражающих свойствах дают мгновенные спектральные плотности доплеровских флуктуаций [12, 13].

Кроме того, в [30] предложена некая относительно универсальная аппроксимация формы доплеровских спектров эхосигналов от поверхности, сочетающей статичные (бетон, лед и др.) и нестатичные (лес, луг, вода и т. д.) покровы. Она имеет вид

$$G(f) = a^2 \delta(f) + k \left(1 + (f / \Delta f)^n\right)^{-1},$$

где a, k – коэффициенты, определяемые интенсивностями стабильной и флуктуирующей компонентами отраженного сигнала; Δf – ширина доплеровского спектра флуктуирующей компоненты на уровне половинной мощности; n – коэффициент, определяющий форму доплеровского спектра флуктуирующей части.

Примечание 3.3. Что касается спектров доплеровских флуктуаций амплитуд и фаз эхосигналов, то в литературе отмечается, что для отражений от поверхности земли они имеют колоколообразную форму. Значения ширины спектра флуктуаций амплитуд по уровню 0,1 зависят от покрова поверхности и на частоте 9 ГГц составляют: для морской поверхности – 115 Гц (при



волнении несколько баллов); для холмов, поросших лесом, при скорости ветра 32 км/ч – 28 Гц; для холмов, поросших редким лесом, при тихой погоде – 7 Гц. Типичное значение ширины спектров фазовых флуктуаций при тех же условиях – на 30...40 % меньше, чем для доплеровских флуктуаций амплитуд [3].

3.3. Помехи от метеорологических образований

Пассивные помехи, обусловленные отражениями от метеорологических образований, относятся к объемно-распределенным. Начиная с метровых и дециметровых длин волн (и выше по частоте) их мгновенные значения имеют нормальное распределение. Наиболее полной и объективной характеристикой являются мгновенные спектральные плотности мощности доплеровских флуктуаций. Вместе с тем в настоящее время наиболее широко используется упрощенное описание, оперирующее с усредненными спектральными и энергетическими характеристиками. Рассмотрим его подробнее.

Удельная эффективная поверхность обратного рассеяния метеорологических образований. УЭПР объемно-распределенных пассивных помех (обозначим ее σ_v) определяется как отношение ЭПР некоторого объема к его величине. Она имеет размерность 1/метр.

Теоретический расчет УЭПР весьма сложен. Поэтому часто предпочтение отдается экспериментально полученным зависимостям. В частности, для сантиметрового диапазона длин волн и согласованной поляризации передающей и приемной антенны в [12] предлагается использовать следующие зависимости:

$$\sigma_v = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 Z, \quad |K|^2 = \begin{cases} 0,93 & \text{для дождя,} \\ 0,2 & \text{для снега и града;} \end{cases}$$

$$Z = \begin{cases} 2 \cdot 10^{-16} p^{1,6} \text{ (м}^3\text{)} & \text{для дождя,} \\ 2 \cdot 10^{-15} p^2 \text{ (м}^3\text{)} & \text{для снега и града,} \end{cases}$$

где p – интенсивность выпадения осадков, мм/ч.

При несогласованной поляризации значение УЭПР может существенно уменьшиться – вплоть до двух порядков.



Спектральная плотность мощности доплеровских флуктуаций отражений от метеорологических образований

Принято считать, что доплеровский спектр для статистически однородного метеорологического образования имеет форму гауссовой кривой. Хотя в последнее время (например, в [30, 31]) утверждается, что форма доплеровского спектра лучше аппроксимируется не гауссовой кривой, а функцией вида

$$\left(1 + (f - f_D / \Delta f)^n\right)^{-1},$$

где f_D – среднее значение доплеровского сдвига эхосигнала от метеорологического образования; n – коэффициент, определяющий скорость спада спектра ($n \geq 2$).

Среднее значение доплеровского сдвига определяется радиальной составляющей вектора скорости относительного перемещения помехи.

Ширина доплеровского спектра отражений определяется следующими независимо действующими факторами [12]:

- различиями скорости ветра на разных высотах;
- изменениями тангенциальной составляющей скорости ветрового перемещения метеорологического образования в пределах ширины диаграммы направленности антенны;
- турбулентностью атмосферы;
- неоднородностью (изменениями) скорости падения частиц, составляющих метеорологическое образование.

Эти факторы приводят к флуктуациям вектора скорости частиц. Дисперсия этих флуктуаций равна

$$\sigma_M^2 = \sigma_{\text{град}}^2 + \sigma_{\text{танг}}^2 + \sigma_{\text{турб}}^2 + \sigma_{\text{пад}}^2,$$

где входящие в формулу дисперсии соответствуют дисперсиям флуктуаций вектора скорости по высоте, тангенциальному перемещению, турбулентности и скорости падения.

Ширина доплеровского спектра

$$\Delta f \sim \frac{2\sigma_M}{\lambda}.$$



Для расчета дисперсий, определяющих σ_M , могут быть использованы следующие формулы [12]:

$$\sigma_{\text{град}} = 0,42KR\varphi_\alpha,$$

где K – градиент скорости в направлении луча антенны (типичное значение (4...6) м/с · км; R – наклонная дальность до помехи; φ_α – ширина ДН по половинной мощности в азимутальной плоскости;

$$\sigma_{\text{танг}} = 0,42v_B\varphi_\alpha \sin(\varphi),$$

где v_B – скорость ветра в направлении оси ДН антенны; φ – угол между осью ДН и направлением ветра.

Что касается турбулентности атмосферы (уместно напомнить, что под турбулентностью понимают флуктуации скорости ветра относительно среднего значения), то типичные значения $\sigma_{\text{турб}}$ лежат в диапазоне от 0,5 до 2,0 м/с. Среднее значение $\sigma_{\text{турб}}$ равно 1 м/с (для высот до 3 км) и 0,7 м/с (для больших высот). Эти данные взяты из работы [12].

Для дождя $\sigma_{\text{пад}} = 1,0 \sin(\theta)$ (м/с), где θ – угол места.

Для снега $\sigma_{\text{пад}} \approx 0$.

Примечание 3.4. Спектры доплеровских флуктуаций амплитуд и фаз эхосигналов от статистически однородных по отражательной способности метеорологических образований имеют колоколообразную форму. Для дождевых облаков типичное значение ширины спектра флуктуаций амплитуд по уровню 0,1 составляет 285 Гц (при частоте зондирующего сигнала 9 ГГц). Типичное значение ширины спектров фазовых флуктуаций при тех же условиях на 30...40 % меньше, чем для доплеровских флуктуаций амплитуд [3].

3.4. Помехи от дипольных отражателей

Данные помехи являются наиболее распространенным видом организованных маскирующих пассивных помех. Как правило, они формируются с помощью полуволновых вибраторов, выполненных из металлизированных бумажных лент, стеклянного или синтетического (капронового или нейлонового) волокна или нарезанной алюминиевой фольги. Эти вибраторы путем разбрасывания или какого-либо другого способа распределяются в объеме. Благодаря тому, что размеры дипо-



лей равны или близки половине длины волны, их отражающая способность ($\text{ЭПР} - \sigma_d$) оказывается очень большой:

$$\sigma_{\Pi} = 0,856\lambda^2 \cos(\beta),$$

где β – угол между осью диполя и направлением электрического вектора E электромагнитной волны, облучающей диполь.

В результате относительно небольшое число диполей может дать очень интенсивные отражения, многократно превышающие отражения от маскируемого объекта.

Основными характеристиками дипольных пассивных помех являются [12]:

- ЭПР облака;
- диапазонность;
- спектр доплеровских флуктуаций эхосигнала;
- характер и время развертывания облака.

Рассмотрим эти характеристики более подробно.

Для определения ЭПР облака дипольных отражателей обычно используют следующую формулу [12]:

$$S_{\text{облака}} = 0,172\lambda^2 N \eta,$$

где N – число диполей в облаке или элементе разрешения; η – коэффициент разлета, показывающий, какая часть диполей осталась невредимой после развертывания облака ($\eta < 1$).

Приведенная формула получена в предположении о равновероятной пространственной ориентации диполей.

Примечание 3.5 (по материалам, опубликованным в работе [12]). Следует отметить, что реально отражающие способности диполя сильно зависят от его технического исполнения и размеров. Конструктивные особенности некоторых типов диполей приведены в табл. 3.2.

Конструкция диполя влияет на характер и скорость его снижения, а следовательно, на отражение от него волн различной поляризации, а также на доплеровский спектр отраженного сигнала.

Диполи из металлизированного стекловолокна при снижении преимущественно имеют горизонтальную ориентацию. В большей степени от них отражаются волны с горизонтальной поляризацией.

Диполи из посеребренного нейлона обычно снижаются горизонтально с легким колебательным движением. При этом в большей степени отражаются электромагнитные волны, имеющие горизонтальную поляризацию.



Таблица 3.2

Материал диполя	Диаметр или ширина × толщина диполя, мк	Плотность материала, кг/м ³	Максимальная плотность упаковки диполей, кг/м ³	Средняя скорость снижения диполей, м/с
Стекловолокно, покрытое алюминием	25	2550	1403	0,3
Посеребренный нейлон	90	1300	845	0,6
Алюминиевая фольга (типичное значение толщины 12,7 или 25 мк)	50 × 25 (размер 2 × 1)	2700	1485	0,4...0,45
	100 × 25 (размер 4 × 1)	2700	1485	0,5...0,55
Алюминиевая фольга V-образной формы (типичное значение толщины 12,7 или 25 мк)	200 × 12 (размер 8 × 0,5)	2700	1215	0,5...0,55

Иначе снижаются диполи из алюминиевой фольги. Движение основной части диполей размерами 4 × 1 напоминает вращение винта вертолета в горизонтальной плоскости. От них в большей степени отражаются волны с горизонтальной поляризацией. Около 5 % диполей снижается по спирали (наподобие движения сухих листьев) со скоростью до 1 м/с.

При соотношении размеров 2 × 1 диполи движутся по спирали с углом наклона 15...60°. Отражение волн как с горизонтальной, так и вертикальной поляризацией происходит достаточно интенсивно.

Доплеровский спектр отражений от облака дипольных отражателей по форме и параметрам близок доплеровскому спектру отражений от метеорологических образований (особенно доплеровскому спектру отражений от дождя) [12]. При этом наиболее вероятное значение $\sigma_{\text{турб}}$ составляет от 0,6 до 1,3 м/с, а $\sigma_{\text{пад}} \leq 0,45$ м/с.

Примечание 3.6. Обычно считают, что спектры доплеровских флуктуаций амплитуд и фаз эхосигналов от облаков дипольных отражателей имеют колоколообразную форму. Типичное значение ширины спектра флуктуаций амплитуд по уровню 0,1 составляет 135 Гц (при частоте зондирующего сигнала 9 ГГц). Типичное значение ширины спектров фазовых флуктуаций при тех же условиях на 30...40 % меньше, чем для доплеровских флуктуаций амплитуд [3].



Диапазонные свойства дипольных отражателей определяются сильной зависимостью их ЭПР от частоты. Рассеяние сигнала от диполей носит резонансный характер. Оно максимально для длин волн, близких (чуть меньших) удвоенной длине диполя, деленной на целое число. В этом случае резонансная частота диполя равна или близка частоте облучающего сигнала.

Стоит напомнить, что резонансная частота полуволнового диполя зависит не только от его длины, но и от отношения этой длины к ширине (для прямоугольных диполей) или диаметру (для круглых диполей) диполя. Обозначим это отношение как A . С увеличением диаметра или ширины (т. е. с уменьшением A) резонансная частота увеличивается (рис. 3.3) [12]. В результате ЭПР диполей и облака сильно зависят от частоты (рис. 3.3). Причем изрезанность этой зависимости напрямую зависит от широкополосности диполей, определяемой величиной A .

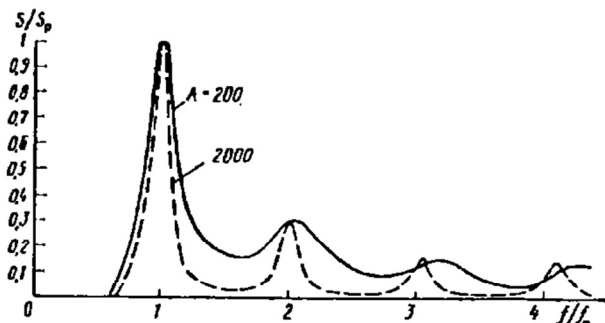


Рис. 3.3. Зависимость нормированного значения ЭПР диполя от частоты (нормировка ведется к ЭПР диполя на резонансной частоте f_p) [12]

С этим явлением борются путем одновременного применения дипольных отражателей разной длины. Отражающие свойства такого облака приведены, например, на рис. 3.4.

Что касается характера и времени развертывания облака, то эти характеристики и параметры напрямую связаны с особенностями применения пассивных помех, в первую очередь способом разбрасывания диполей. Технически эта операция может осуществляться как с помощью самолетных автоматов — разбрасывателей (диспенсеров), так и специальных пиротехнических средств — пиропатронов, ракет, снарядов и гранат.



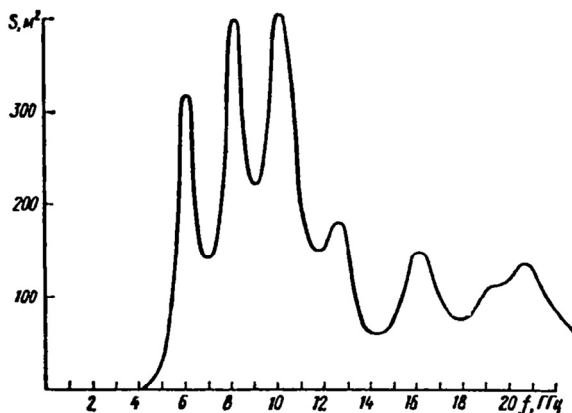


Рис. 3.4. Зависимость от частоты ЭПР облака из диполей длиной 24.1, 18.0, 14.4 мм (резонансные частоты диполей: 6, 8 и 10 ГГц, количество: $767 \cdot 10^3$, $1534 \cdot 10^3$ и $2301 \cdot 10^3$ штук) [12]

Последние обеспечивают быструю доставку диполей (упаковки диполей) в нужную точку и их разброс. В результате формируется облако, маскирующее защищаемый объект, или помеха, имитирующая ложный отражающий объект, на который могут перенацеливаться средства поражения. Подробнее с этими вопросами можно познакомиться в литературных источниках [1, 2, 12, 21].

3.5. Имитирующие пассивные помехи (по материалам работ [2, 21])

Организованные имитирующие пассивные помехи создаются с целью дезинформации радиолокационных средств. Если число ложных целей велико, то истинная цель теряется среди них. Одиночная имитирующая помеха (радиолокационная ловушка) обычно применяется для нарушения работы систем сопровождения автономных систем самонаведения (например, радиолокационных головок самонаведения средств поражения). При этом мощность сигнала, отражаемого от помехи, как правило, должна многократно превышать интенсивность отражений от защищаемого объекта. Это определяет методы формирования имитирующих пассивных помех. Они подразделяются на активные и пассивные [2].



Активные методы используют усилители-ретрансляторы облучающих сигналов. Ретранслятор состоит из приемной антенны, усилителя принятого сигнала и передающей антенны, излучающей усиленный сигнал в сторону РЛС. При этом интенсивность помехи определяется произведением коэффициентов усиления усилителя и антенн.

Пассивные методы увеличения ЭПР основаны на использовании переизлучателей электромагнитных волн, дающих интенсивный отраженный сигнал в направлении облучения. К таким переизлучателям в первую очередь относятся [2]:

- уголковые отражатели;
- переизлучатели в виде линз Люнеберга;
- ответчики Ван-Атта.

Уголковый отражатель представляет собой конструкцию, составленную из взаимно перпендикулярных металлических или металлизированных граней, электрически соединенных между собой. Грани бывают треугольной Δ , прямоугольной (Π) и круглой (O) формы. Их максимальные ЭПР соответственно равны [2]:

$$\sigma_{\Delta} = \frac{4}{3} \pi \frac{a^4}{\lambda^2}; \quad \sigma_{\Pi} = \frac{12\pi}{\lambda^2} a^4; \quad \sigma_O = 2\pi \frac{a^4}{\lambda^2},$$

где a – длина ребра отражателя.

При относительно малых размерах уголковые отражатели могут иметь очень большую ЭПР. Например, при $\lambda = 3$ см и $a = 50$ см ЭПР прямоугольного уголкового отражателя может достигать $25\,000$ м² [2].

Линза Люнеберга представляет собой диэлектрический шар, часть поверхности которого имеет отражающее металлическое покрытие. Такая линза позволяет эффективно переизлучать сигналы в широком секторе углов облучения.

Ответчик Ван-Атта представляет собой фазированную пассивную или активную приемно-передающую антенную решетку. При этом приемные и передающие излучатели связаны между собой. Их взаимная фазировка такова, что максимальная мощность сигнала излучается в том направлении, откуда пришел принятый сигнал. В результате такого направленного переизлучения ЭПР многократно возрастает. В еще большей степени оно возрастает при включении усилителей между приемными и передающими антеннами. В этом случае ответчик Ван-Атта приобретает свойства усилителя-ретранслятора.



Подробнее с принципами работы, свойствами и характеристиками уголкового отражателя, линз Люнеберга, ответчиков Ван-Атта и других видов имитирующих пассивных помех можно ознакомиться в работах [2, 21].

Что касается тактики применения имитирующих пассивных помех, то следует отметить разнообразие применяемых приемов. Помехи (радиолокационные ловушки) могут буксироваться за защищаемым объектом (например самолетом), совершать самостоятельное движение с помощью реактивных или пороховых двигателей (для воздушных средств), плавать на поверхности воды в виде маленького суденышка (например с уголкового отражателем) или шара, надуваемого сжатым воздухом (для защиты судов) и т. д.

3.6. Помехи от атмосферных неоднородностей и оптически ненаблюдаемых объектов («ангелэхо») (по материалам работ [12, 22])

Основная масса таких помех вызывается специфическими метеорологическими условиями (турбулентные вихри, термики и др.), птицами и их стаями, а также насекомыми.

Метеорологические условия могут вызывать образование протяженных слоев – неоднородностей показателей преломления радиоволн в атмосфере. Эти слои имеют относительно большую протяженность и по своему проявлению аналогичны объемно-распределенным пассивным помехам.

Другим проявлением атмосферных неоднородностей являются так называемые термики. Это замкнутые объемы воздуха с повышенной влажностью и температурой, сохраняющие свои характеристики в течение длительного времени. Устойчивость этих образований определяется кольцевыми вихрями – циркуляцией воздуха внутри них [22]. Аномальные отклонения электрических свойств среды внутри образований вызывают отражение электромагнитных волн. Как правило, термики имеют относительно малые размеры (30...500 метров [30]) и воспринимаются как сосредоточенные пассивные помехи. Их ЭПР в сантиметровом диапазоне длин волн относительно невелика – порядка $10^{-5} \dots 10^{-4} \text{ м}^2$. Подробнее с этим интересным явлением можно ознакомиться в работе [22].



Интенсивность отражения от одиночных птиц в диапазоне $\lambda = 7,5...15$ см соответствует ЭПР порядка $10^{-4}...10^{-2}$ м². Средние значения ЭПР стаи – порядка 10^{-2} м². Однако плотность вероятности распределения ЭПР птиц спадает относительно медленно. Значения ЭПР порядка $1...10$ м² весьма вероятны. Что касается других параметров помех, вызванных отражениями от птиц, то следует отметить, что они наблюдаются на высотах до 2000 м, реже до 3500 м. Доплеровские сдвиги сигналов соответствуют собственной скорости полета птиц порядка 30...70 км/ч (с учетом скорости попутного ветра – до 150 км/ч). Форма доплеровского спектра эхосигнала от одной птицы и стаи птиц близка к колоколообразной или может быть составлена из нескольких колоколообразных кривых [22]. Ширина спектра в трехсантиметровом диапазоне может составлять одну-две сотни герц (по данным [22]).

Примечание 3.7. Несколько иная классификация и природа возникновения отражений от оптически ненаблюдаемых и биологических объектов рассмотрены в справочнике [16]. Из-за ограниченного объема они обсуждаться не будут. Стоит лишь отметить, что работы [12, 21], использованные автором, являются более поздними, чем [16], и, следовательно, в них предложена более поздняя точка зрения на природу и свойства рассматриваемого вида помех.



4. ПАССИВНЫЕ ПОМЕХИ СИСТЕМАМ СВЯЗИ

Рассмотренные выше модели и виды пассивных помех в наибольшей мере соответствуют принятым и используемым в радиолокационных задачах. Что касается радиосвязи, то применительно к ним пассивные помехи принято интерпретировать и рассматривать несколько иначе. Во многом это определяется следующими факторами.

1. В радиосвязи пассивные помехи, как правило, могут быть представлены не распределенными, а сосредоточенными отражающими объектами, что обусловлено относительно небольшой шириной спектра радиосвязных сигналов и соответственно их невысокой «разрешающей способностью». Наблюдается так называемое многолучевое распространение сигнала, при котором входной сигнал приемника может рассматриваться как сумма конечного числа сигналов.

2. В ряде связных систем (сотовая связь, связь в городских условиях и др.) связь осуществляется не в условиях прямой видимости, а за счет переотражения сигналов передатчика от неоднородностей среды (т. е. того, что выше рассматривалось как пассивные помехи).

3. Обработка принятых сигналов в системах связи осуществляется иначе, чем в радиолокационных системах. Поэтому пассивные помехи проявляют себя иначе, чем при радиолокации. В радиосвязи под радиопомехами понимают изменения полезного сигнала, обусловленные поглощением и рассеянием радиоволн на неоднородностях среды, в которой распространяются радиоволны [4]. Как правило, эти изменения нестатичны, представимы в виде нестационарного случайного процесса, мультипликативно взаимодействующего с полезным сигналом. Часто их называют мультипликативными помехами.

Цель настоящего раздела – рассмотреть природу пассивных помех в радиосвязи и их основные характеристики.



Многолучевое распространение сигнала в системах цифровой связи

Формирование входного сигнала приемника при многолучевом (многопутном) распространении заключается в том, что этот сигнал представляет сумму конечного числа сигналов передатчика (рис. 4.1). Каждый из них имеет свою амплитуду (A_i), начальную фазу (φ_i), частотное (доплеровское) смещение (f_i) и задержку (τ_i):

$$u(t) = C_n \sum_{i=1}^N A_i u_{\text{пер}}(t + \tau_i) \exp(-j(2\pi f_i t + \varphi_i)), \quad (4.1)$$

где C_n – нормирующая константа.

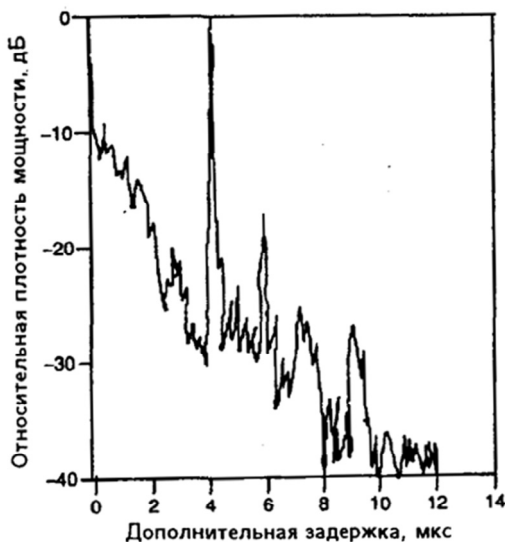


Рис. 4.1. Профиль временного рассеяния для сотовой системы [29]

Эти параметры, по сути, представляют собой случайные величины. Более того, если отражения происходят от нестатичных объектов, испытывающих колебания (например, деревьев) или перемещающихся относительно передатчика и приемника, то параметры лучей будут ме-



няться во времени. То же самое будет происходить при перемещениях передатчика и приемника. Как отмечается в [29], такой канал связи «может моделироваться как случайным образом изменяющаяся трасса распространения».

В результате суммарный сигнал будет испытывать случайные изменения амплитуды (в радиосвязи [29] они называются замираниями), обусловленные в первую очередь случайными и изменяющимися во времени фазами сигналов лучей, а также временное рассеяние (обусловленное различиями в задержках) и ряд других явлений.

Рассмотрим эти факторы более подробно.

Замирания огибающей

Суммарный сигнал, определяемый формулой (4.1), по сути, представляет собой сумму N векторов, начальные фазы которых изменяются во времени, что соответственно приводит к изменению модуля и фазы суммарного вектора. Имеет место как бы мультипликативное взаимодействие передаваемого сигнала с некоторой случайной функцией, определяемой передаточной функцией многолучевого канала.

В литературе [29] утверждается, что замирания амплитуд имеют релейское распределение (поэтому часто эти замирания называют релейскими). При этом замирания на 20 дБ и более имеют место в течение примерно одного процента времени; 30 дБ – в течение 0,1 процента; 40 дБ – 0,01 процента [29].

Ясно, что столь глубокие провалы уровня сигнала оказывают существенное влияние на работу и надежность систем связи.

Времяселективные замирания

Помимо глубины замираний принципиальное значение имеет скорость, с которой они происходят, точнее, интервалы времени, в течение которых уровень сигнала уменьшается ниже чувствительности приемного устройства. Они определяются корреляционной функцией замираний. Она, в свою очередь, зависит от разницы доплеровских смещений частоты сигналов, входящих в (4.1), точнее, их доплеровскими спектрами.

Формы этих спектров достаточно изучены, более того, в известной мере они стандартизированы.

Например, для моделирования и приемодаточных испытаний систем GSM используют следующие виды функций [29].

1. Классический доплеровский спектр (используется для трасс с задержками, не превышающими 500 нс; например, такую форму имеют



доплеровские спектры сигналов сотовой связи, отраженные от проезжающих мимо автомобилей):

$$G(f) = A / \sqrt{1 - (f / f_d)^2} \text{ для } f \in [-f_d, f_d],$$

где f_d – максимальное значение доплеровского сдвига.

2. Сумма двух гауссовских функций (используется для трасс с задержками от 500 нс до 2 мкс):

$$G(f) = A \exp\left(-0,5((f + 0,8f_d)/0,05f_d)^2\right) + \\ + 0,1A \exp\left(-0,5((f + 0,4f_d)/0,1f_d)^2\right).$$

3. Сумма двух гауссовых функций, но с иными параметрами, нежели в п. 2. Используется для задержек, превышающих 2 мкс:

$$G(f) = A \exp\left(-0,5((f - 0,7f_d)/0,1f_d)^2\right) + \\ + 0,0316A \exp\left(-0,5((f + 0,4f_d)/0,15f_d)^2\right).$$

4. Сумма классического доплеровского спектра и одной дискретной составляющей, соответствующей сигналу, принимаемому в пределах прямой видимости:

$$G(f) = 0,41 / \sqrt{1 - (f / f_d)^2} + 0,91\delta(f - f_d) \text{ для } f \in [-f_d, f_d].$$

В целом времяселективные замирания, по сути, представляют собой изменения амплитуды принимаемого сигнала во время его приема (поэтому их и называют времяселективными). Их глубина достигает десятки децибел. Скорость изменения амплитуды определяется составом отражающих объектов и доплеровскими спектрами эхосигналов от них.

Временное рассеяние

Из формулы (4.1) видно, что приходящие в точку приема сигналы лучей имеют различающиеся временные задержки. Интересно посмотреть, насколько велики разбросы этих задержек. Ответ на этот вопрос для систем цифровой связи дают экспериментальные данные, приве-



денные, в частности, в работе [29]. Они получены в результате следующего эксперимента. Из выбранной точки передатчиком излучался короткий радиоимпульс на заданной частоте. С помощью подвижного приемника фиксировалась амплитуда принимаемого сигнала. По сути, снималась зависимость амплитуды импульсной характеристики канала связи между передатчиком и приемником (см., например, рис. 4.1, [29]). Результаты усреднялись по ансамблям, полученным при различных взаимных положениях передатчика и приемника. Некоторые из полученных зависимостей показаны на рис. 4.2 и 4.3 (они взяты из книги [29]). Из рисунков видно, что интенсивные лучи (на 20...30 дБ

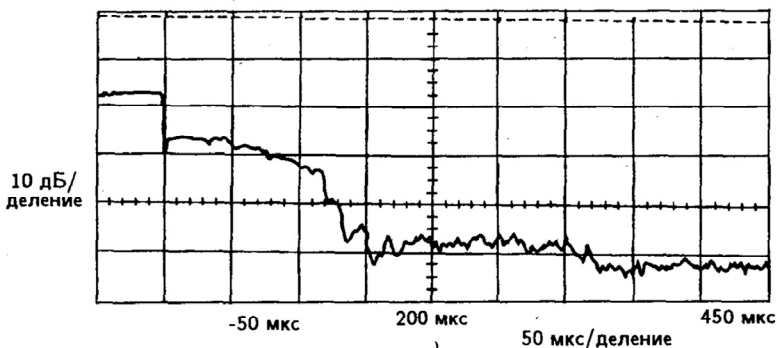


Рис. 4.2. Результаты измерений для сотовой системы подвижной радиосвязи при 50 мкс/деление [29]

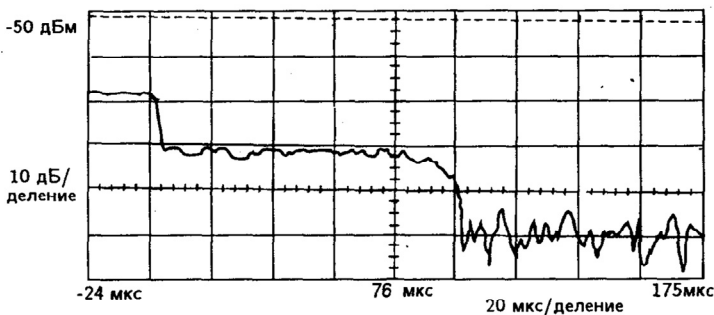


Рис. 4.3. Результаты измерений для сотовой системы подвижной радиосвязи при 20 мкс/деление [29]



превышающие уровень тепловых шумов приемника), имеющие соизмеримые амплитуды, могут иметь место в области задержек, измеряемых десятками микросекунд (до 50 мкс для экспериментов, рис. 4.2 и 4.3). В целом же временное рассеяние проявляется в диапазоне сотен микросекунд (см. рис. 4.2 и 4.3).

В цифровой радиосвязи рассеяние приведет к наложению символов, называемому межсимвольной интерференцией.

Частотно-селективные замирания

Многолучовость имеет еще одно проявление. Оно носит название частотно-селективных замираний и заключается в следующем. Формально многолучевой канал распространения, заданный формулой (4.1), можно интерпретировать как линейный фильтр с комплексным коэффициентом передачи:

$$\dot{K}(j2\pi f) = C_n \sum_{i=1}^N A_i \exp(-j(2\pi f_i(t + \tau_i) + \phi_i)). \quad (4.2)$$

Причем входящие в это соотношение величины не постоянны во времени, соответственно не постоянны и коэффициент передачи.

Через этот эквивалентный фильтр проходит сигнал передатчика. Естественно, что фильтр исказит его спектр. Какие-то частоты будут подавляться, какие-то, наоборот, выделяться. Причем, поскольку частотная характеристика фильтра меняется во времени, эти частотные искажения (называемые частотно-селективными замираниями) также будут нестационарны.

Пример модели многолучевого канала связи

В заключение приведем обобщенную структуру (рис. 4.4) и параметры моделей (см. таблицу) для испытаний системы GSM (в условиях холмистой местности, которые взяты из [29]).

Итоговые замечания

Подводя итог краткому обзору свойств и проявлений пассивных помех применительно к системам цифровой связи, отметим следующее.

Этим помехам присущи уже отмеченные ранее особенности:

- наличие доплеровских флуктуаций, проявляющихся в форме замираний сигналов;
- временное рассеяние, приводящее к межсимвольной интерференции;
- частотное (доплеровское) рассеяние.

Другое дело, что интерпретация этих явлений и борьба с ними в системах связи несколько иные, чем в радиолокации.



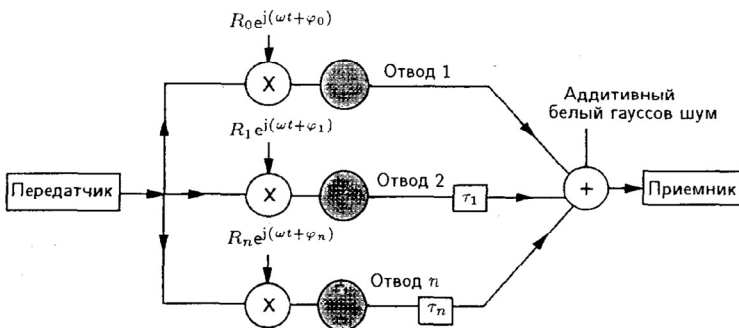


Рис. 4.4. Структурная схема реализации многоотводного имитатора релевских/райсовских замираний [29]

Параметры модели многолучевого канала связи

Номер луча (отвода для структуры, рис. 4.4)	Дополнительное время задержки, мкс	Средняя относительная мощность, дБ	Вариант модели доплеровского спектра
1	0,0	-10	1
2	0,1	-8	1
3	0,3	-6	1
4	0,5	-4	1
5	0,7	0	2
6	1,0	0	2
7	1,3	-4	2
8	15,0	-8	3
9	15,2	-9	3
10	15,7	-10	3
11	17,2	-12	3
12	20,0	-14	3

Примечание 4.1. Следует отметить, что приведенные сведения в первую очередь относятся к наиболее распространенным в настоящее время наземным системам цифровой связи. Вместе с тем к системам с многолучевым каналом распространения относятся системы тропосферной, коротковолновой и ряда других видов связи. В настоящее время они менее распространены, нежели сотовая связь, цифровое телевидение и иные относительно молодые виды связи.



5. ОРГАНИЗОВАННЫЕ АКТИВНЫЕ РАДИОПОМЕХИ

Этот вид помех можно определить как электромагнитные поля на раскрыве приемной антенны или обусловленные ими сигналы в тракте приемника, создаваемые с целью нарушения работы радиоэлектронных средств противника. Классификация этих помех весьма разветвлена и в известной мере до конца не проработана. На высшей ступени иерархии осуществляется разделение помех на маскирующие и имитирующие, а также прицельные, занимающие промежуточное положение между первыми. Дальнейшая классификация обычно идет по пути уточнения особенностей конкретного вида помехи.

5.1. Основные виды активных маскирующих помех

Действие активных маскирующих помех приводит к появлению на входе приемника фона, маскирующего (подавляющего) полезный сигнал, ухудшающего вероятностные характеристики обнаружения, увеличивающего ошибки оценки координат или параметров сигнала и т. д. Согласно работе [1] помехи данного вида можно разделить на три группы: непрерывные шумовые помехи, хаотические импульсные помехи (ХИП) и последовательности детерминированных импульсов.

Непрерывные шумовые помехи

Помехи этого вида с успехом используются для подавления практически всех радиоэлектронных средств при самых разнообразных режимах их работы. В смысле применения они универсальны, так как представляют собой случайные процессы, действие которых на приемные устройства аналогично увеличению их собственных шумов.



В общем случае шумовая помеха ($u_{\Pi}(t)$) может быть записана как узкополосный радиочастотный сигнал [2]:

$$u_{\Pi}(t) = U_{\Pi}(t) \cos(\omega_{\Pi}t + \varphi_{\Pi}(t)),$$

где $U_{\Pi}(t)$, ω_{Π} , $\varphi_{\Pi}(t)$ – огибающая, средняя (несущая) частота и фаза помехового сигнала соответственно.

Этот сигнал считается шумовой помехой тогда, когда $U_{\Pi}(t)$ или $\varphi_{\Pi}(t)$, или одновременно $U_{\Pi}(t)$ и $\varphi_{\Pi}(t)$ модулируются случайным процессом. В соответствии с этим различают: прямошумовые помехи ($U_{\Pi}(t)$ имеет релеевское распределение, $\varphi_{\Pi}(t)$ – равномерное распределение в интервале $0 \dots 2\pi$); АМ – шумовые помехи ($U_{\Pi}(t)$ модулирована случайным процессом, $\varphi_{\Pi}(t)$ неизменна); ЧМ или ФМ шумовые помехи ($U_{\Pi}(t)$ постоянна, $\varphi_{\Pi}(t)$ модулирована случайным процессом), а также комбинации АМ-ЧМ, АМ-ФМ. Каждой из этих помех присущи свои достоинства и недостатки. Разберем их более подробно.

Прямошумовая помеха в подавляющем большинстве случаев формируется с помощью датчика нормального широкополосного шума. В качестве такого датчика на высоких и сверхвысоких частотах используют, например, газоразрядные лампы [1]. Выходной сигнал генератора подвергается линейной фильтрации и усилению. Фильтрация обеспечивает формирование помехи с заданной средней частотой, полосой и равномерностью. Усиление обеспечивает требуемый для подавления уровень помехи. Полученная таким образом помеха имеет нормальное распределение мгновенных значений и, как правило, относительно широкую полосу, составляющую от единиц до десятка процентов от значения средней частоты. По действию на приемное устройство она эквивалентна увеличению уровня его собственных шумов. Это приводит к снижению вероятностных характеристик обнаружения, а также к возрастанию дисперсии ошибок определения координат и оценок параметров сигнала. Основное достоинство рассмотренной помехи заключается в том, что для ее применения нет необходимости в информации о параметрах подавляемого устройства. Помеха перекрывает широкую полосу частот, поэтому для ее применения достаточно знать лишь диапазон частот, в котором может находиться полезный сигнал. Ее называют заградительной прямошумовой помехой.



С достоинством заградительной помехи связан и ее основной недостаток. Он заключается в следующем.

Ширина спектра рассматриваемой помехи, как правило, многократно превышает ширину полосы пропускания приемника. Поэтому эффективное действие по подавлению радиоэлектронных средств оказывает лишь часть мощности помехи, приблизительно равная отношению полосы пропускания приемника к ширине спектра. Остальная энергия излучается впустую и является платой за незнание значения рабочей частоты подавляемого средства.

Другой метод формирования прямошумовой помехи основан на гетеродинировании (переносе) на рабочую частоту предварительно сформированного низкочастотного шума. При этом шумовой сигнал формируется в области низких (чаще видео) частот, а затем переносится на высокую частоту. При этом относительно просто может осуществляться управление полосой помехи (за счет изменения полосы низкочастотного шума) и ее центральной частотой (за счет управления частотой сигнала гетеродина, используемого при переносе спектра сигнала). По действию на приемное устройство такая помеха аналогична рассмотренной выше, но позволяет относительно просто реализовать управление основными параметрами (центральной частотой и шириной) спектра. В определенной степени она становится аналогичной прямошумовой помехе, прицельной по рабочей частоте и полосе.

Общим недостатком обоих видов прямошумовых помех является то, что для эффективного действия они должны иметь мощность, многократно превосходящую мощность полезного сигнала. Уровень прямошумовых заградительных помех может достигать от единиц до десятков киловатт, а с учетом направленных свойств передающей антенны доходить и до мегаватт. Получить столь высокие уровни достаточно сложно. Мгновенные значения прямошумовых помех имеют нормальное распределение. Для их усиления необходимы усилители, работающие в линейном режиме. При этом они имеют низкий коэффициент полезного действия и высокий уровень рассеиваемой мощности. Фактически на формирование помехи могут тратиться лишь десятые доли от потребляемой энергии. Это привело к тому, что при усилении помехи ее, как правило, дополнительно ограничивают по амплитуде. Такая помеха уже не имеет нормального распределения и обладает меньшей эффективностью, но позволяет с меньшими потерями добиться требуемого уровня. Оптимальным считается уровень амплитудного ограничения, равный среднеквадратическому значению поме-



хового сигнала [1, 2]. В этом случае качество помехи оказывается незначительно хуже, чем у нормального шума, а динамический диапазон усиливаемого сигнала снижается почти на 10 дБ.

Амплитудно-модулированные шумовые помехи (АМ-шумовые помехи)

Эти помехи представляют собой незатухающее гармоническое колебание, модулированное по амплитуде шумом [1]:

$$u_{\Pi}(t) = U_{\Pi} (1 + k_a U_{\text{мод}}(t)) \cos(\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi}(t)),$$

где k_a , $U_{\text{мод}}(t)$ – крутизна модуляционной характеристики и модулирующее шумовое напряжение.

Для нормально распределенного $U_{\text{мод}}(t)$, имеющего равномерную спектральную плотность в диапазоне частот $0 \dots \omega_{\text{макс}}$, распределение амплитуды помехи подчинено распределению Релея. Спектр помехи содержит неподавленную несущую частоту и симметрично расположенные относительно нее боковые составляющие. Ширина спектра помехи равна $2\omega_{\text{макс}}$. Спектр симметричен. Центральная частота равна ω_{Π} .

Полезный эффект для данной помехи создают только боковые составляющие. Несущее колебание является побочным продуктом, обусловленным методом формирования помехи. Как известно, при амплитудной модуляции мощность, излучаемая по боковым полосам, не может превышать 50 % от мощности сигнала. Таким образом, у АМ-помехи по назначению может использоваться не более половины мощности излучения. Остальная мощность приходится на несущую и излучается в пустую.

Еще один недостаток АМ-шумовой помехи обусловлен тем, что, как и для прямошумовой помехи, ее усиление должно проводиться усилителем, работающим в линейном режиме. В противном случае помеха будет ограничиваться, а ее эффективность – падать. Вместе с тем режим линейного усиления крайне невыгоден с точки зрения формирования помехи. Компромиссным является решение, при котором $U_{\text{мод}}(t)$ (или промодулированный этим напряжением сигнал – $u_{\Pi}(t)$) подвергают симметричному двустороннему ограничению на уровне, соответствующем среднеквадратическому значению модулирующего шума. Как отмечается в работе [1], получившаяся после такого огра-



ничения помеха мало отличается от прямошумовой (за исключением наличия неподавленной и, следовательно, интенсивной несущей частоты).

Частотно-модулированные шумовые помехи (ЧМ-шумовые помехи)

В этом случае [1]:

$$u_{\Pi}(t) = U_{\Pi} \cos \left(\omega_{\Pi} t + \int_0^t \omega(t_1) dt_1 + \varphi_{\Pi} \right),$$

где $\omega(t) = k_{\text{ЧМ}} U_{\text{мод}}(t)$; $k_{\text{ЧМ}}$ – крутизна модуляционной характеристики.

Действие этих помех на радиоприемное устройство и их эффективность во многом определяются эффективным значением индекса частотной девиации (β_s), равным отношению девиации частоты к эффективному значению ширины спектра модулирующего шума. При $\beta_s < 1$ ширина спектра помехи приблизительно равна удвоенной ширине спектра шума. При $\beta_s \gg 1$ она приблизительно равна удвоенному значению девиации частоты. В этом случае форма спектральной плотности мощности помехи повторяет функцию плотности вероятности модулирующего шума. Например, для равномерного распределения шума равномерным будет и спектр помехи. При гауссовом распределении шума спектр будет иметь колоколообразную форму.

Что касается амплитуды ЧМ-помехи (U_{Π}), то она постоянна. Это позволяет осуществлять усиление с высоким коэффициентом полезного действия. Вместе тем постоянство амплитуды приводит к тому, что механизм действия данных помех на АМ-приемное устройство является более сложным, чем прямошумовых или АМ-шумовых. Маскирующий эффект, аналогичный действию гауссовых шумов, создается за счет преобразования ЧМ-колебания в АМ в приемном тракте [1]. Принципиально важно, что преобразование ЧМ-помехи в гауссов шум возможно при девиации частоты и ширине спектра помехи, многократно превышающих ширину полосы пропускания приемника. В остальных случаях результат будет близок к АМ-шумовой или хаотической импульсной помехам. При этом эффективность помехи может снижаться [1].

Фазомодулированные шумовые заградительные по частоте помехи являются частным случаем ЧМ-шумовых помех.



Относительно других видов шумовых помех, и в первую очередь комбинированных АМ-ЧМ, следует отметить следующее. Информация об их использовании в литературе начала появляться относительно недавно. Пример такой помехи приведен в работе [23]. Ее особенность заключается в том, что шумовой модуляции одновременно подвергаются и амплитуда, и частота исходного гармонического колебания. Более того, для обеспечения большей равномерности спектра помехи в сигнал модуляции по частоте дополнительно вводится гармоническая компонента, обеспечивающая увеличение спектральной плотности на краях спектра. В результате он становится более равномерным. Такая помеха получила название высококачественного шума. Подробней с ней можно познакомиться в работе [23].

Хаотические импульсные помехи (ХИП)

ХИП относятся к импульсным маскирующим помехам и являются среди них наиболее известными. Они представляют собой последовательность радиочастотных импульсов с прямоугольной огибающей, основные параметры которых (частота повторения, длительность и амплитуда или одновременно несколько названных параметров) изменяются по случайному закону [1, 2]. Радиочастотное заполнение импульсов может быть как когерентным, так и некогерентным.

ХИП оказывают эффективное действие на командные радиопередачи (КРУ) и цифровой связи (ЛЦС), а также на аналоговые каналы телеграфной и телефонной связи и некоторые виды радиолокационных станций. Их действие на КРУ может рассматриваться как заградительное по коду. ХИП частично или полностью подавляют передаваемые команды или приводят к образованию ложных команд. Действие ХИП на ЛЦС, как правило, носит более сложный характер. Видимо, их действие можно рассматривать как воздействие заградительных помех по коду.

Как отмечается в работе [1], при подавлении с помощью ХИП линий радиотелефонной связи средние значения длительностей импульсов и пауз между ними должны подбираться так, чтобы спектр помехи был близок спектру подавляемого сигнала. Например, для подавления русской речи среднее значение частоты повторения импульсов должно составлять 300...400 Гц при средней скважности импульсов, близкой двум.

При подавлении радиотелеграфных каналов параметры ХИП должны быть близки параметрам телеграфных сигналов. При этом ХИП, видимо, могут рассматриваться как прицельные помехи.



Следует особо отметить, что если среднее значение частоты повторения импульсов, образующих ХИП, многократно (в пять и более раз) превышает полосу пропускания тракта подавляемого приемника, то этот тракт нормализует помеху [2]. Ее воздействие будет аналогично действию прямошумовой помехи или нормального белого шума.

Примечание 5.1. Следует подчеркнуть, что в приведенном кратком обзоре рассмотрены лишь основные виды активных маскирующих помех. Другие виды как маскирующих, так и прицельных помех могут быть получены и часто формируются из них. Например, ответная шумовая заградительная по частоте помеха формируется путем временного стробирования прямошумовой помехи.

5.2. Активные имитирующие помехи системам оценки координат

Активными имитирующими помехами называют преднамеренно создаваемые электромагнитные поля или сигналы, свойства которых, за исключением одного-двух информационных параметров, не отличаются от параметров полезного сигнала, и это отличие приводит к искажению полезной информации, содержащейся в смеси сигнала и помехи, или к нарушению нормального функционирования подавляемого устройства.

Из-за отсутствия или малости различий между полезным сигналом и помехой ее трудно селективировать и подавить. Как правило, информационные параметры, разные у помехи и сигнала, имеют между собой жесткую функциональную (реже – статистическую) связь. Это еще в большей степени уменьшает различие между помехой и полезным сигналом и усложняет борьбу с ней.

В настоящее время известно много видов активных имитирующих помех, методов их формирования и применения. Вместе с тем общим для них является то, что помеха рассматривается и формируется как копия полезного сигнала, в которую целенаправленно вносятся управляемые отклонения информационного параметра.

Что касается физических механизмов, объясняющих действие имитирующих помех на подавляемое устройство, то в литературе основной упор делается на анализ воздействия конкретных помех на типовые радиоприемные устройства [1, 2, 21], точнее, на устройства оценки информационного параметра. Этот подход неудобен в первую очередь



частным характером получаемых результатов. Кроме того, в ряде случаев его использование связано с применением достаточно сложного математического аппарата.

Ниже предлагается для использования несколько иной подход к анализу и объяснению механизмов формирования маскирующих помех и их воздействия на подавляемые устройства. Он основан на том, что в радиотехнических системах и устройствах источником получения информации служит электромагнитное поле на апертуре приемной антенны. Его фронт, точнее, вектор нормали к нему, содержит информацию об угловом положении источника излучения или переотражения. Временные характеристики этой волны, а именно ее задержка и скорость изменения, несут информацию о дальности и скорости (частотном сдвиге), закон модуляции комплексной огибающей – информацию о форме и параметрах переданного сигнала, а также изменениях, произошедших с ним при распространении до приемной антенны. Таким образом, управлением параметрами электромагнитной волны на апертуре приемной антенны можно формировать искаженную информацию на входе приемника подавляемого устройства, т. е. формировать имитирующие радиопомехи. Полагаем, что такой подход отличается большей общностью, прозрачностью и перспективностью с точки зрения решения задач РЭП.

5.2.1. Основные соотношения, лежащие в основе формирования имитирующих помех

Рассмотрим известное решение следующей классической задачи. Пусть электромагнитное поле в точке приема, точнее, в точке расположения приемной антенны, создается двумя источниками сигнала (№ 1 и 2), рис. 5.1. Эти источники расположены в дальней зоне антенны, разнесены по трем пространственным координатам и воспринимаются в точке приема (точке O) как один объект (например, не разрешаются РЛС по дальности и угловым координатам). Как известно, положение такого объекта, оцениваемое с помощью измерения параметров волнового фронта, будет зависеть от положения точек и излучаемых из них сигналов [1, 16, 24]. Управляя характеристиками этих сигналов (рис. 5.1), можно изменять параметры (направление вектора нормали N и др.) суммарного волнового фронта в точке приема (он обозначен буквами ПЦ), а следовательно, и кажущимся положением



(так называется положение, оцениваемое радиотехническими методами) объекта, на рис. 5.1 оно обозначено буквами КЦ – кажущийся центр излучения.

Наибольший интерес представляют следующие частные случаи.

Излучаемые сигналы представляют собой когерентные детерминированные радиочастотные сигналы, имеющие одинаковые комплексные огибающие

В этом случае имеем следующее.

Кажущееся положение объекта по любой из координат зависит от отношения амплитуд сигналов и их взаимной фазировки. Оно определяется соотношением [24]

$$\Delta Z = \frac{1 - a^2}{1 + 2a \cos(\Delta\varphi) + a^2}, \quad (5.1)$$

где ΔZ – отклонение кажущегося положения объекта по обобщенной координате (дальности, азимуту или углу места) от точки, находящейся в центре линии, соединяющей излучатели (точка O' на рис. 5.1), нормированное к половине от величины разноса излучателей по этой координате; a , $\Delta\varphi$ – отношение амплитуд сигналов, излучаемых из точек № 1 и 2, а также сдвиг фаз между ними.

Семейство зависимостей (5.1), полученных при нескольких значениях $\Delta\varphi$, представлено на рис. 5.2.

Из рис. 5.2 видно, что кажущееся положение может как находиться между излучателями, так и выходить за область, ограниченную их положением. Управляя параметрами фазового фронта в точке приема, можно изменять кажущееся положение в широких пределах, или, говоря другими словами, управляя амплитудами и фазами сигналов, излучаемых из точек № 1 и 2, можно вводить требуемые ошибки в кажущееся положение объекта.

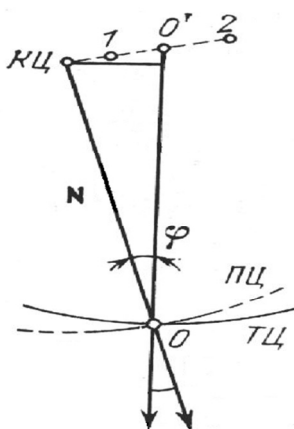


Рис. 5.1. К вопросу о кажущемся положении объекта, образованного двумя излучающими точками



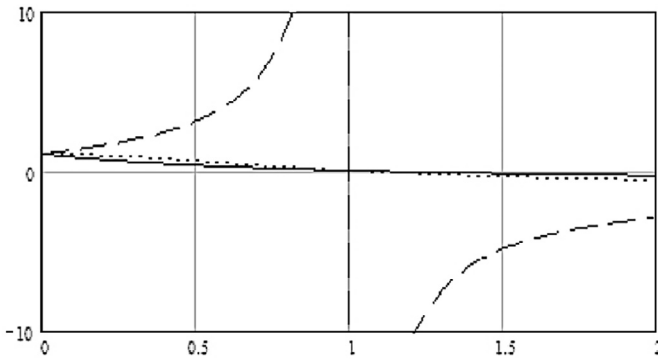


Рис. 5.2. Зависимость отклонения кажущегося положения объекта (ΔZ) от отношения амплитуд сигналов a при $\Delta\varphi = 0$ – сплошная линия, $\Delta\varphi = \pi/2$ – пунктирная линия и $\Delta\varphi = \pi$ – штриховая линия

Излучаемые сигналы детерминированы, имеют одинаковые огибающие и случайные фазовые сдвиги

При случайном равновероятном (в интервале $0 \dots 2\pi$) распределении сдвига фаз кажущееся положение объекта будет случайным. Плотность вероятности распределения этого положения имеет вид [24]

$$W(\Delta Z) = \frac{1}{\pi \Delta Z \sqrt{\left(\frac{1+a}{1-a} - \Delta Z\right) \left(\Delta Z - \frac{1-a}{1+a}\right)}}, \quad (5.2)$$

при этом $\frac{1-a}{1+a} < \Delta Z < \frac{1+a}{1-a}$.

Вид распределения представлен на рис. 5.3.

Как и при детерминированной фазировке, наблюдается отклонение кажущегося положения объекта. Причем из-за случайной фазировки сигналов эти отклонения случайны – кажущееся положение объекта блуждает. При этом среднестатистическое значение кажущихся координат совпадает с положением точки, излучение которой более интенсивно [24].



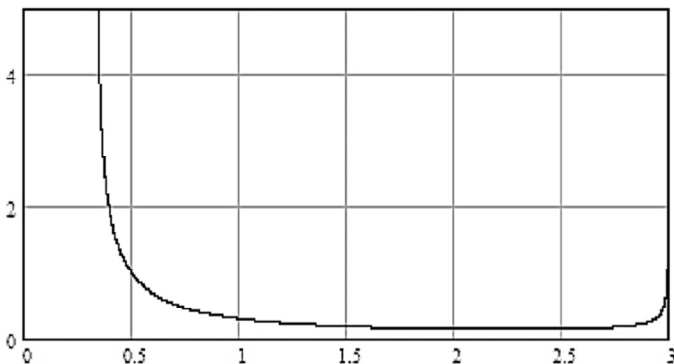


Рис. 5.3. Плотность вероятности отклонения кажущегося положения при $a = 0,5$

Излучаемые сигналы представляют собой узкополосные нормальные случайные процессы

В этом случае кажущееся положение объекта случайно. Его распределение характеризуется законом Стьюдента с двумя степенями свободы [24]:

$$W(\Delta Z_0) = \frac{\mu}{2(1 + \mu^2 \Delta Z_0^2)^{3/2}}, \quad (5.3)$$

где ΔZ_0 – отклонение кажущегося положения объекта по обобщенной координате (дальности, азимуту или углу места) от среднестатистического значения (Z_0), нормированное к половине разноса излучателей по этой координате;

$$Z_0 = -\frac{1 - \gamma^2}{1 + \gamma^2}; \quad \mu = \frac{1 + \gamma^2}{2\gamma}; \quad \gamma = \frac{\sigma_2}{\sigma_1},$$

σ_1, σ_2 – среднеквадратические значения первого и второго излучаемого сигналов.

Вид этого распределения представлен на рис. 5.4.

Из приведенных соотношений и рис. 5.4 видно, что кажущееся положение объекта в данном случае случайно. Его распределение имеет колоколообразную симметричную форму. Среднестатистическое положение не выходит за границы, определяемые положением излучате-



лей, и при изменении интенсивности сигналов плавно перетекает к более интенсивно излучающей точке.

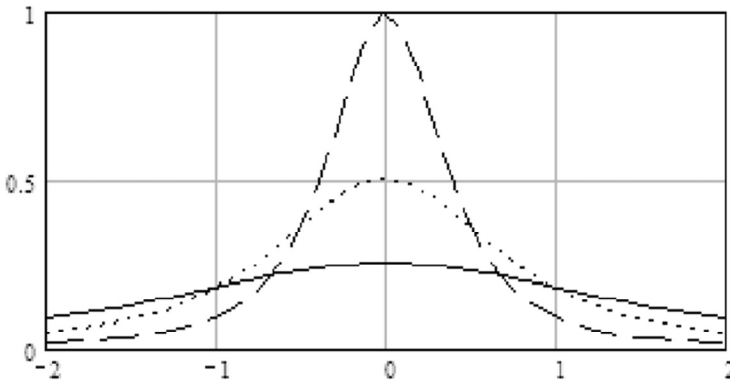


Рис. 5.4. Плотность вероятности отклонения кажущегося положения:

$\mu = 0,5$ – непрерывная линия; $\mu = 1$ – пунктирная линия; $\mu = 2$ – штриховая линия

Один из излучаемых сигналов детерминированный, второй представляет собой узкополосный нормальный случайный процесс

В этом случае [24]

$$W(\Delta Z) = \frac{2n^2}{|1 + \Delta Z|^3} e^{-(n^2 - \varepsilon/2)} \left(I_0\left(\frac{\varepsilon}{2}\right) + I_1\left(\frac{\varepsilon}{2}\right) \right), \quad (5.4)$$

где $n = E_2 / \sqrt{2} \cdot \sigma_1$; $\varepsilon = \frac{4n^2 \Delta Z}{(1 + \Delta Z)^2}$; $I_0(x)$, $I_1(x)$ – функции Бесселя нулевого и первого порядка мнимого аргумента; E_2 – амплитуда детерминированного сигнала (предполагается, что он излучается из второй точки (см. рис. 5.1)).

Вид этого распределения представлен на рис. 5.5 [24].

Распределение несимметрично. Среднее значение ΔZ_0 равно

$$Z_0 = 1 - 2e^{-n^2}.$$



Ошибки радиолокационного измерения радиальной и угловой скоростей объекта

Как показано в работе [24], приведенные соотношения и рассмотренные физические механизмы справедливы не только для радиолокационных координат объекта, но и для скоростей их изменения. Это позволяет использовать рассмотренную двухточечную задачу для объяснения механизмов формирования практически всех видов активных имитирующих помех радиотехническим системам оценки координат.

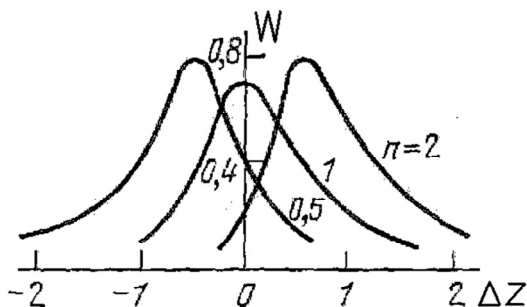


Рис. 5.5. Плотность вероятности кажущегося положения объекта, состоящего из точки, излучающей детерминированный сигнал, и точки, излучающей узкополосный нормальный случайный процесс

Таким образом, при формировании электромагнитного поля в точке приема как результата интерференции полей, создаваемых излучением из двух разнесенных точек-излучателей, наблюдается эффект блуждания кажущегося положения объекта, образованного этими излучателями. Это позволяет при изменении параметров излучения в одной из точек управлять кажущимся положением объекта, т. е. управлять радиолокационными координатами и параметрами сигнала, измеряемыми подавляемым радиотехническим устройством или системой.



5.2.2. Основные виды имитирующих помех

Рассмотрим применение приведенных выше положений для объяснения механизмов формирования основных видов имитирующих помех. Основное внимание уделим помехам, создаваемым системам определения координат и параметров сигналов.

Несмотря на довольно широкое многообразие имитирующих помех, они могут рассматриваться лишь как различные способы воспроизведения или моделирования двухточечной излучающей системы.

Двухточечная когерентная помеха

Является наиболее типичным представителем активных имитирующих помех. Применяется против радиолокационных станций определения координат объекта. Формируется следующим образом. На некотором удалении от защищаемого объекта располагают ретранслятор облучающего сигнала. При этом сигнал в точке приема будет формироваться как сумма двух сигналов: во-первых, отраженного от объекта, а во-вторых, ретранслированного через вспомогательный излучатель. Эти сигналы взаимно когерентны и имеют одинаковую огибающую. Тогда совокупность объекта и излучателя может рассматриваться как единый радиолокационный объект, кажущееся положение которого определяется формулой (5.1). Управляя интенсивностью и начальной фазой ретранслированного сигнала, можно вносить искажения в оценки координат объекта.

Двухточечная (или многоточечная) некогерентная помеха

Это помеха имеет место в следующих случаях:

- ретранслируемый сигнал имеет случайную начальную фазу;
- ретранслируемый сигнал представляет собой детерминированный процесс, в то время как эхосигнал от цели может быть случаен;
- переизлучаемый сигнал и эхосигнал от цели могут представлять собой взаимно независимые нормальные случайные процессы.

Механизмы формирования и действия такой помехи вполне очевидны. Они соответствуют двухточечной задаче, рассмотренной в подразделе 5.2.1. Кажущееся положение объекта будет определяться в соответствии с формулами (5.2)–(5.4).

Как отмечается в работе [1], в ряде случаев количество излучателей-точек может быть больше двух. Помехи могут излучаться из нескольких точек. Несмотря на это, по своему действию многоточечная помеха будет аналогична двухточечной [1].



Помехи, формирование и действие которых сводится к моделированию двухточечного излучения

Формирование двухточечных помех требует наличия излучателя, вынесенного за пределы защищаемого объекта. Это не всегда удобно. Кроме того, в ряде случаев, например, при постановке помех системам синхронизации цифровых каналов связи, может быть нереализуемо. В этих случаях используют формирование помехи из одной точки, а двухточечное излучение моделируют с помощью задержки или модуляции помехового сигнала. В настоящее время таким образом формируется достаточно большое число активных имитирующих помех.

1. Помехи системам определения временного положения (задержки – дальности) могут быть сформированы двумя разными путями. Во-первых, они могут быть получены за счет ретрансляции или излучения помехового сигнала из точки, разнесенной по дальности от защищаемого объекта. Во-вторых, этот разнос может физически не существовать, а лишь моделироваться с помощью временного сдвига ретранслируемого полезного сигнала. Второй путь менее очевиден, но позволяет значительно упростить формирование помехи. Достаточно лишь задержать полезный сигнал. Например, это можно осуществить с помощью управляемой линии задержки. Такие помехи нашли самое широкое применение. Их основное достоинство заключается в том, что для их формирования не нужен дополнительный вынесенный излучатель. Излучение помехи может осуществляться из той же точки, где находится защищаемый объект. Наиболее широко такие помехи применяются для противодействия РЛС с системами автоматического сопровождения по дальности (сокращенно АСД). При этом задержка помехового сигнала делается переменной. Обычно она периодически изменяется по пилообразному или параболическому закону. В начальный момент времени она равна нулю. РЛС обнаруживает объект и начинает измерение его положения с помощью системы АСД. При этом АСД отрабатывает суммарный сигнал – сумму полезного сигнала и помехи. По мере того как изменяется задержка между полезным сигналом и помехой, система АСД будет выдавать оценки с возрастающей ошибкой. Если помеха по интенсивности превышает полезный сигнал, то при величине задержки, большей чем элемент разрешения по дальности, система АСД теряет полезный сигнал и переходит на сопровождение помехи. Если затем задержка помехового сигнала резко изменяет-



ся (принимает начальное, нулевое, значение по отношению к полезному сигналу) или помеха выключается, то работа следящей системы нарушается. РЛС теряет помеху и цель. Такие радиопомехи называют уводящими по дальности.

Следует отметить, что рассмотренные помехи применяются не только против РЛС. Они эффективны во всех случаях, когда нормальная работа подавляемого устройства определяется точностью измерения временного положения сигнала. А это самый широкий круг не только радиолокационных задач, но и задач связи, навигации, телеуправления и т. д. Например, эти помехи могут использоваться для нарушения синхронизации в цифровых каналах связи и телеуправления.

2. Помехи системам автоматического определения доплеровского сдвига (сдвига частоты, скорости) также могут формироваться путем моделирования двухточечного излучения. Если оценка скорости ведется по доплеровскому сдвигу сигнала, то помеховый сигнал должен представлять собой копию полезного сигнала со смещенной частотой. Как и у помех системам АСД, это смещение обычно меняется по пилообразному или параболическому закону. Ее действие на следящую систему оценки частотного сдвига будет аналогично действию на систему АСД-помехи, уводящей по дальности.

3. Мерцающие помехи представляют собой помехи, излучаемые из двух пространственно разнесенных точек. Их особенность заключается в том, что излучение не является непрерывным. Оба сигнала в противофазе модулированы меандром. Во время излучения одного сигнала другой не формируется. Действие таких помех основано на том, что системы измерения координат и оценки параметров сигнала имеют конечное быстродействие. Поэтому если скорость переключения точек излучения (частота мерцания) превышает быстродействие системы, то подавляемой системой они воспринимаются как постоянное излучение из двух точек. Помеха становится аналогичной двухточечной.

Имитирующие помехи, действие которых основано на принципах, отличающихся от рассмотренных с помощью двухточечной задачи [1, 2, 21]

К этой группе в первую очередь можно отнести помехи, использующие для подавления недостатки или особенности методов обработки сигналов в тракте подавляемого устройства.



Типичными среди таких помех являются многократные ответные помехи, применяемые для подавления РЛС и цифровых каналов связи. Они формируются в результате многократного повторения (например, путем ретрансляции) полезного сигнала. Причем для каждой ретрансляции величина задержки выбирается отличающейся от других. В результате сигнал, поступающий на вход подавляемого радиотехнического устройства, будет представлять собой сумму сигналов, повторяющих полезный сигнал, но имеющих разные задержки. На экране РЛС такая помеха создает множество отметок, маскирующих сигнал от защищаемого объекта. Действие на системы и устройства связи аналогично приему сигнала, прошедшего канал с многолучевым распространением. Повторение сигнала может привести к межсимвольной интерференции, потере синхронизации и другим явлениям, снижающим устойчивость связи или нарушающим ее.

Другой пример – помехи цифровым системам связи, которые могут представлять собой последовательности импульсных радиочастотных сигналов, по своим параметрам близких к полезному сигналу, но отличающихся от него по содержащейся смысловой информации.

Еще один пример – это так называемая прерывистая помеха, представляющая собой последовательность мощности радиочастотных импульсов. Их действие сводится к перегрузке приемного тракта или нарушению нормального функционирования системы АРУ. В свою очередь, это приводит к потере сигнала или нарушению нормальной работы следящих систем определения координат или параметров сигнала.

Подробнее с рассмотренными помехами можно ознакомиться, обратившись к [1, 2, 21].

5.2.3. Прицельные помехи

Прицельные помехи применяются в тех случаях, когда истинное значение параметров полезного сигнала известно лишь приближенно. Поэтому параметры прицельных помех могут незначительно отличаться от параметров сигнала. Физические механизмы их действия на подавляемое устройство часто аналогичны действию имитирующих помех, но, как правило, они менее эффективны. К сожалению, грамотный анализ прицельных помех требует привязки к конкретным видам устройств обработки (ограниченный объем пособия не позволяет этого



сделать. Желающие больше узнать о прицельных помехах могут обратиться к работам [1, 2, 21]). Следует отметить, что в настоящее время эти помехи постепенно теряют свое значение.

5.3. Современные бортовые постановщики активных помех

Современные постановщики помех в отличие от предшественников являются многорежимными многочастотными перепрограммируемыми устройствами. Это позволяет им быстро адаптироваться к конкретной помеховой ситуации. Типовая укрупненная структурная схема такого постановщика показана на рис. 5.6 [23]. Элементы управления режимами работы (за исключением контроллера 23) на нем не показаны.

Постановщик может формировать шумовые, имитирующие и прицельные помехи.

Заградительные и ответные шумовые помехи формируются генераторами 24. Они могут работать на разных частотах и даже в разных частотных диапазонах, формировать не только заградительные, но и прицельные шумовые помехи с управляемой шириной спектра, а также осуществлять формирование скользящих по частоте или переключаемых по частоте шумовых помех. После усиления шумовые помехи непосредственно поступают на вход антенны. При этом ответные шумовые помехи предварительно стробируются по дальности (времени), что обеспечивает моделирование задержанного эхосигнала или поражение помехой заданного интервала дальности.

Имитирующие ретрансляционные помехи (уводящие, маскирующие и узкополосные шумовые) по доплеровской частоте формируются элементами 7, 9, 12. Работа этих элементов сводится к модуляции принятого облучающего сигнала по фазе. Она может осуществляться:

– детерминированным сигналом (генерируемым элементами 4 и 5), имеющим параболическую (или более высокого порядка) форму, – тогда мы имеем помеху, уводящую по скорости;

– периодически повторяющимся псевдошумовым сигналом (он генерируется схемой 3) – в результате мы имеем маскирующую помеху, имеющую решетчатый (состоящий из 16...20 пиков – ложных целей) доплеровский спектр;



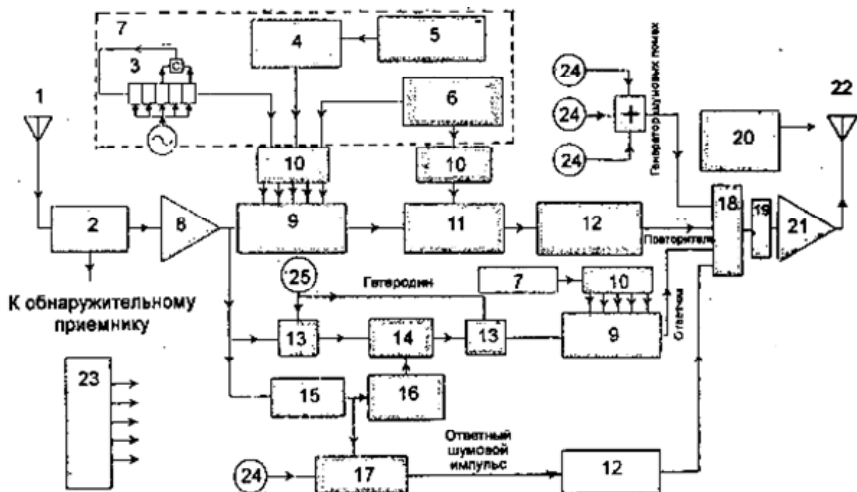


Рис. 5.6. Укрупненная структурная схема современной самолетной станции радиоэлектронного противодействия индивидуальной защиты [23]:

1 – приемная антенна; 2 – направленный ответвитель; 3 – элементы цифрового генератора псевдослучайной импульсной последовательности (генератора шума); 4 – узел линейно-фазовой модуляции («серодин»); 5 – генератор доплеровского шума; 6 – генератор модулирующих детерминированных сигналов; 7 – узел формирования управляющего сигнала для фазовой модуляции; 8 – предварительный усилитель приемника (усилитель с низким коэффициентом шума); 9 – цифровой фазовращатель; 10 – согласующий элемент; 11 – амплитудный модулятор; 12 – формирователь переднего фронта импульса; 13 – смеситель; 14 – цифровая схема, позволяющая оцифровывать радиочастотный сигнал, запоминать полученные отсчеты и выдавать их в порядке, соответствующем командам управления; 15 – амплитудный детектор, сигнал которого предназначен для синхронизации схемы управления; 16 – схема хранения программы работы узла; 17 – амплитудный манипулятор; 18 – сумматор; 19 – аттенюатор; 20 – схема управления лучом антенны; 21 – окончательный усилитель мощности; 22 – передающая антенна; 23 – контроллер связи с управляющей ЭВМ и другими элементами системы РЭБ; 24 – генератор шумовых помех; 25 – генератор гармонического сигнала (гетеродин)

– узкополосным (обычно шириной 100...1000 Гц) шумом (генерируется элементом 6) – в этом случае имеет место узкополосная шумовая помеха.

Кроме того, за счет модуляции амплитуды (элемент 11) возможна постановка имитирующих помех по угловым координатам (РЛС, использующим коническое сканирование или другой вид последовательного сканирования пространства по угловым координатам).



Имитирующие ретрансляционные помехи, а также помехи, уводящие по дальности или одновременно по дальности и скорости, формируются следующим образом. Увод по дальности осуществляется путем задержки облучающего сигнала цифровой линией задержки. При этом сигнал сохраняет когерентную структуру, а также модуляцию по частоте и фазе. Одновременное формирование помех по доплеровской частоте может осуществляться путем фазовой модуляции задержанного сигнала (ее обеспечивают элементы 7, 9, 10, включенные после элемента 13).

Примечание 5.2. Особо следует оговорить возможность моделирования постановщиком рис. 5.6 доплеровской сигнатуры защищаемого объекта. Одновременное управление фазой и амплитудой ретранслируемого сигнала позволяет формировать спектр и другие характеристики доплеровских флуктуаций. Это уменьшает различия между помехой и эхосигналом. Борьба с такой помехой многократно сложнее, чем просто с ретранслированным облучающим сигналом.

Современные постановщики помех работают в режиме адаптивно-го управления ресурсами [23, 26]. Под этим понимается следующее. Для эффективного противодействия подавляющему числу РЛС нет необходимости в постоянном излучении помехового сигнала. Например, при формировании уводящих имитирующих помех по дальности скважность их равна скважности зондирующих импульсов РЛС. Это позволяет с использованием рассмотренных выше универсальных программируемых устройств формировать помехи в режиме разделения времени. Например, сформировав ответную уводящую по дальности помеху на некоторой частоте f_1 , в паузах между излучением импульсов формировать помехи других видов на других частотах, предназначенные для подавления остальных РЛС, облучающих защищаемый объект. В результате один постановщик помех может противодействовать большому числу одновременно работающих радиотехнических средств. Такая организация работы стала возможной благодаря применению новой элементной базы. Эта база позволяет осуществлять переключение режимов работы (т. е. рабочих частот, видов и параметров помех и т. д.) за время порядка от десяти до нескольких сотен наносекунд, а переключение направления и поляризации излучения – за время порядка 1 мкс.

Постановка помех может осуществляться не только с борта защищаемого летательного аппарата, но и из вынесенной точки – с буксируемого



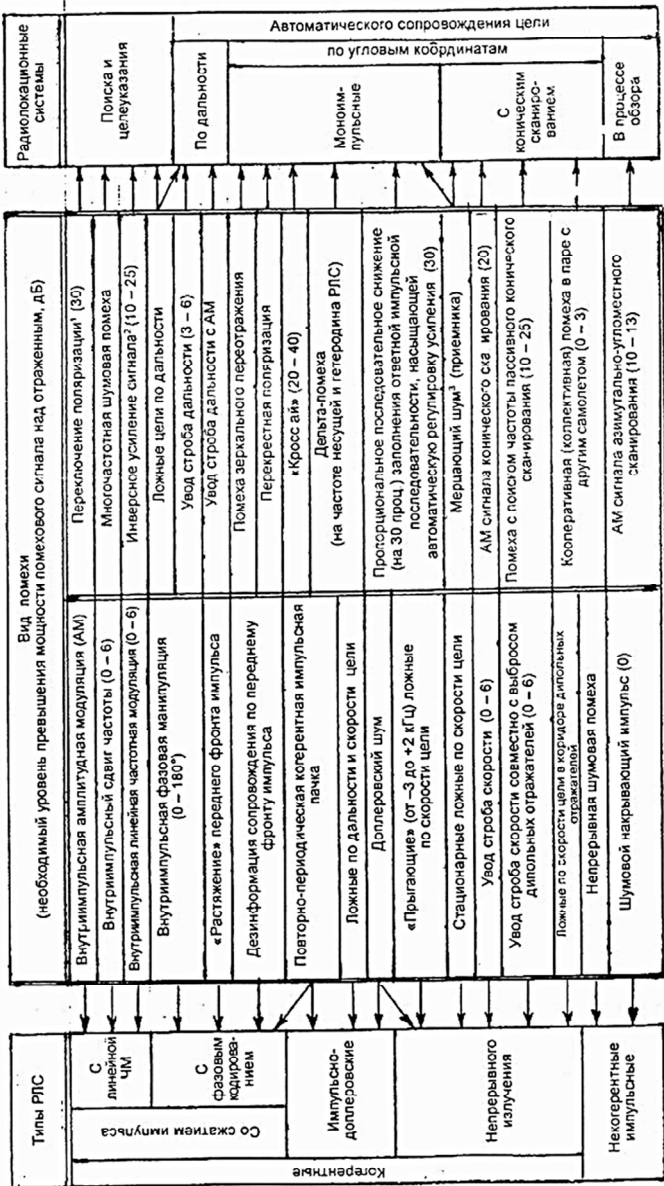


Рис. 5.7. Основные виды помех [23]



постановщика активных помех (буксируемой радиолокационной ловушки). Это позволяет в полной мере реализовать двухточечные имитирующие помехи, рассмотренные в подразделе 5.2.1. Наиболее совершенные ловушки (ловушки второго поколения) связаны с бортом самолета оптоволоконным кабелем. Помеха формируется на борту самолета, преобразуется в оптическое излучение (обычно инфракрасное), передается ловушке по оптоволоконному кабелю, преобразуется на ее борту в радиосигнал, усиливается и излучается [23, 27]. Такое построение позволяет сосредоточить наиболее сложные и дорогостоящие элементы на борту самолета, а ловушку (вероятность ее повторного применения относительно невелика) использовать лишь в качестве вынесенного активного излучающего элемента.

Реализация двухточечной помехи позволяет обеспечить эффективное противодействие системам определения координат и самонаведения. Как показали результаты моделирования [29], при разноразном расстоянии защищаемого объекта и ловушки на расстояние 100...200 м погрешность радиолокационного определения местоположения объекта и ловушки (а следовательно, и величина промаха) составляет от нескольких десятков до сотен метров. Этого вполне достаточно для предотвращения поражения. Причем с учетом возможности одновременной постановки помех с борта самолета и ловушки эффективная защита обеспечивается как от активных РЛС, так и от средств поражения, имеющих пассивные головки самонаведения на помеху.

Широту возможностей рассмотренного постановщика помех демонстрирует таблица (рис. 5.7). В ней приведены основные виды помех, формируемые с его помощью, типы РЛС, против которых они эффективно применяются, а также даны оценки необходимого превышения уровня помехи над сигналом. Нетрудно заметить, что рассмотренное устройство является эффективным средством подавления современных радиолокационных средств.



ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Перед авторами настоящего пособия стояла задача рассмотреть лишь основные моменты, связанные с причинами возникновения, механизмами формирования и свойствами наиболее распространенных видов радиопомех. Они старались дать материал в простой и понятной форме, позволяющей без специальной подготовки получить общее представление об одной из наиболее сложных областей радиотехники. Авторы надеются, что объем приведенных сведений вполне достаточен для дальнейшего самостоятельного изучения конкретных, более узких вопросов.



БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Защита* от радиопомех / под. ред. М.В. Максимова – М.: Сов.радио, 1976. – 496 с.
2. *Справочник* по радиоэлектронным системам. В 2 т. – Т. 2 / И.А. Болошин, В.В. Быков, В.В. Васин и др.; под ред. Б.Х. Кривицкого. – М.: Энергия, 1979. – 368 с.
3. *Теоретические основы радиолокации: учебное пособие для вузов* / А.А. Коростелев, Н.Ф. Клюев Ю.А. Мельник и др.; под ред. В.Е. Дулевича. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Сов. радио, 1978. – 608 с.
4. *Буга Н.Н.* Радиоприемные устройства: учебник для вузов / Н.Н. Буга, А.И. Фалько, Н.И. Чистяков; под ред. Н.И. Чистякова. – М.: Радио и связь, 1986. – 320 с.
5. *Николаев А.Г.* Радиотеплокация (пассивная радиолокация) / А.Г. Николаев, С.В. Перцов, А.А. Красовский; под. ред. А.А. Красовского. – М.: Сов. радио, 1964.
6. *Документы X пленарной ассамблеи МККР: Отчет № 322.* Распределение по земному шару атмосферных помех и их характеристики. – М.: Связь, 1965.
7. *Кузьмин Б.И.* Импульсные помехи и анализ помехоустойчивости // Радиоэлектроника. – 1981. – № 4 (Изв. высш. учеб. заведений).
8. *Лихтер Я.И.* О некоторых статистических свойствах атмосферных радиопомех // Радиотехника и электроника. – 1956. – № 10.
9. *Обнаружение радиосигналов* / П.С. Акимов, Ф.Ф. Евстратов, С.И. Захаров и др.; под ред. А.А. Колосова. – М.: Радио и связь, 1989. – 288 с.
10. *Радиопомехи* промышленные, измерители радиопомех. ГОСТ 11001-69. – М.: Стандарт, 1976.
11. *Общесоюзные нормы допускаемых промышленных радиопомех (нормы 11-76).* – М.: Изд. ГКРЧ, 1977.
12. *Бакулев П.А.* Методы и устройства селекции движущихся целей / П.А. Бакулев, В.М. Степин. – М.: Радио и связь, 1986. – 288 с.
13. *Фельдман Ю.И.* Теория флуктуаций локационных сигналов, отраженных распределенными целями / Ю.И. Фельдман, И.А. Мандуровский; под. ред. Ю.И. Фельдмана. – М.: Радио и связь, 1988. – 272 с.



14. *Фельдман Ю.И.* Сопровождение движущихся целей / Ю.И. Фельдман, Ю.Б. Гидаспов, В.Н. Гомзин. – М.: Сов. радио, 1978. – 287 с.
15. *Колчинский В.Е.* Доплеровские устройства и системы навигации / В.Е. Колчинский, И.А. Мандуровский, М.И. Константиновский. – М.: Сов. радио, 1975. – 430 с.
16. *Справочник по радиолокации* / под ред. М. Скольникова. – Нью-Йорк, 1970: пер. с англ. В 4 т / под общ. ред. К. Н. Трофимова; Т.1. Основы радиолокации. – М.:Сов. радио, 1976.
17. *Жуковский А.П.* Теоретические основы радиовысотометрии / А.П. Жуковский, Е.И. Оноприенко, В.И. Чижов; под ред. А.П. Жуковского. – М.: Сов. радио, 1979.
18. *Блинова О.Т.* Отражение радиолокационных сигналов от земной поверхности // Обзор по материалам открытой отечественной и зарубежной печати за 1973–1980. – ГОНТИ, 1982.
19. *Соколов А. В.* Радиолокационные отражения от шероховатой поверхности // Зарубежная радиоэлектроника. – 1974. – № 6 – С. 3–32.
20. *Соловьев Н.П.* Отражающие свойства земных покровов // Сборник трудов Рижского ин-та инженеров гражданской авиации. – 1963. – Вып. 27. – С.11–23.
21. *Вакин С.А.* Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки / С.А. Вакин, Л.Н. Шустов. – М.: Сов. радио, 1968. – 448 с.
22. *Морская радиолокация* / под ред. В.И. Винокурова. – Л.: Судостроение, 1986. – 256 с.
23. *Афинов В.* Направления совершенствования средств РЭП индивидуальной защиты самолетов // Зарубежное военное обозрение. – 1998. – № 9. – С. 35–42.
24. *Островитянов Р.В.* Статистическая теория радиолокации протяженных целей / Р.В. Островитянов, Ф.А. Басалов. – М.: Радио и связь, 1982. – 232 с.
25. *Афинов В.* Тенденции развития средств РЭБ авиации вооруженных сил США на пороге XXI века // Зарубежное военное обозрение. – 1998. – № 6 – С. 28–35.
26. *Афинов В.* Новое направление развития западных средств РЭП индивидуальной защиты самолетов (Активные буксируемые радиолокационные ловушки первого поколения) // Зарубежное военное обозрение. – 1999. – № 7 – С. 37–39.
27. *Афинов В.* Новое направление развития западных средств РЭП индивидуальной защиты самолетов (Буксируемые ловушки второго поколения – многорежимные с оптоволоконной связью с самолетом) // Зарубежное военное обозрение. – 1999. – № 9 – С. 34–38.
28. *Афинов В.* Новое направление развития западных средств РЭП индивидуальной защиты самолетов (Активные буксируемые радиолокационные



ловушки первого поколения) // Зарубежное военное обозрение. – 1999. – № 8 – С. 39–42.

29. *Феер К.* Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра / пер. с англ; под ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.

30. *Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория.* Справочник. – Изд. 2-е, перераб. и доп. / под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512с.

31. *Справочник по радиолокации* / под ред. М.И. Сколника; пер. с англ. под общ. ред. В.С. Вербы. – В 2 кн. Кн. 2. – М.: Техносфера, 2014. – 680 с.



ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1

Выдержка из норм на ширину полосы радиочастот и внеполосные спектры излучения радиопередатчиков устройств гражданского назначения [2] (от 01.01.79 г.)

№ п/п	Класс излучения	НПЦ	Ширина полосы по уровню -30 дБ	$\beta/2$ %	Примечание
1	Телеграфия незаглушаемыми колебаниями, А1	кВ	кВ	0,5	$k = 3$ для линий без замираний и $k = 4$ для линий с замираними; B – скорость передачи, Бод
2	Тональная телеграфия, А2	$2F_M + 5B$	$2F_M + 6,8B$	0,5	F_M – частота манипуляции
3	Телефония, две боковые полосы частот, А3	$2F_B$	$(3,8 \dots 5) F_B$	0,5	F_B – максимальная частота модуляции, Гц
4	Радиовещание, две боковые полосы частот, А3	$2F_B$	$2,4F_B$	0,5	–
5	Телефония или радиовещание, одна боковая полоса, ослабленная несущая, А3А	F_B	$1,15F_B$	0,5	–
6	Телефония или радиовещание на двух независимых полосах частот, ослабленная или подавленная несущая, А3В	$2F_B$	$2,1F_B$	0,5	–
7	Телефония, одна боковая полоса, подавленная несущая, А3Л	$F_B - F_H$	$(1,15 \dots 1,2) \times (F_B - F_H)$	0,5	F_H – минимальная частота модуляции, Гц
8	Частотная телеграфия, F1	$2,6D + 0,55B$	$4,3m^{0,5}B$	0,5	D – максимальная девиация частоты, Гц; m – индекс частотной модуляции
9	ЧМ-радиовещание, F3 (монофонический канал)	$2D + 2F_B$	$2,3(D + F_B)$	0,5	–
10	ЧМ-телефония, F3	$2,4D + 2F_B$	$2,4D + 2F_B$	0,5	–



Приложение 2

Выдержка из норм на значение мощности побочных излучений радиопередающих устройств (кроме спасательных и аварийных средств, устанавливаемых на транспорте, а также передатчиков, устанавливаемых на станциях радиоопределения) [2] (от 01.01.79 г.)

№ п/п	Диапазон основных частот радиопередатчиков	Норма для передатчиков, установленных до 1969 г.	Норма для передатчиков, установленных после 1969 г. и разработанных до 01.01.79 г.	Нормы для передатчиков, разработка которых начата после 01.01.72 г.
1	< 30 МГц	–40 дБ, но не более 200 мВт	–40 дБ при мощности до 500 Вт; не более 50 мВт при мощности от 500 Вт до 50 кВт; – 60 дБ при мощности более 50 кВт	–40 дБ при мощности до 500 Вт; не более 50 мВт при мощности более 500 Вт
2	30...235 МГц	–40 дБ при мощности до 25 Вт и – 60 дБ, но не более 10 мВт при мощности более 25 Вт	– 40 дБ, но не более 25 мВт при мощности до 25 Вт и –60 дБ при мощности от 25 до 1000 Вт; не более 1 мВт при мощности более 1 кВт	– 40 дБ, но не более 25 мВт при мощности до 25 Вт и –60 дБ при мощности от 25 до 1000 Вт; не более 1 мВт при мощности более 1 кВт
3	235...960 МГц	–	–	– 60 дБ при мощности от 25 Вт до 20 кВт; не более 20 мВт при мощности более 20 кВт
4	235...470 МГц	–	–	не более 25 мкВт при мощности не более 20 Вт



Приложение 3

Выдержка из распределения частот между радиослужбами для района № 1 [2]

Служба	Диапазон частот									
	10...30 кГц	30...300 кГц	300...3000 кГц	3...30 МГц	30...300 МГц	300...3000 МГц	3...30 ГГц	30...275 ГГц		
Радионавигация	10...14	70...130	–	–	–	582...606 2900...3000	3...3,1 5,46...5,47 9,3...9,5 14...14,4 24,25...25,25	31,8...31,4		
Радиолокация	10...14	–	–	–	–	420...450 890...842 1215...1300 1350...1400 2300...2550 2700...3000	3...3,6 5,25...5,85 8,5...10,68 13,4...14,0 15,7...17,7 23...24,25	33,4...36		
Радиовещание	–	150...285	525...1605; 2300...2494	3,2...3,4; 3,95...4; 4,75...4,995 и т. д.	41...68; 87,5...100; 174...123	470...960	11,7...12,7	–		



ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	5
1. Активные радиопомехи естественного происхождения	9
2. Индустриальные и взаимные радиопомехи.....	21
2.1. Индустриальные радиопомехи	21
2.2. Взаимные радиопомехи.....	27
3. Пассивные помехи естественного и искусственного происхождения....	30
3.1. Механизм формирования и общие свойства пассивных помех.....	30
3.2. Пассивные помехи от поверхности земли	33
3.3. Помехи от метеорологических образований	40
3.4. Помехи от дипольных отражателей	42
3.5. Имитирующие пассивные помехи (по материалам работ [2, 21]).....	46
3.6. Помехи от атмосферных неоднородностей и оптически ненаблюдаемых объектов («ангелэхо») (по материалам работ [12, 22]).....	48
4. Пассивные помехи системам связи	50
5. Организованные активные радиопомехи	57
5.1. Основные виды активных маскирующих помех.....	57
5.2. Активные имитирующие помехи системам оценки координат.....	63
5.2.1. Основные соотношения, лежащие в основе формирования имитирующих помех	64
5.2.2. Основные виды имитирующих помех	70
5.2.3. Прицельные помехи.....	73



5.3. Современные бортовые постановщики активных помех	74
Заключение.....	79
Библиографический список	80
Приложения.....	83



**Киселев Алексей Васильевич
Савиных Иван Сергеевич**

**РАДИОПОМЕХИ
И ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫЙ
ПРИЕМ**

Учебное пособие

Редактор *Л.Н. Ветчакова*
Выпускающий редактор *И.П. Брованова*
Корректор *Л.Н. Кишин*
Дизайн обложки *А.В. Ладыжская*
Компьютерная верстка *Л.А. Веселовская*

Налоговая льгота – Общероссийский классификатор продукции
Издание соответствует коду 95 3000 ОК 005-93 (ОКП)

Подписано в печать 25.03.2019. Формат 60 × 90 1/16. Бумага офсетная. Тираж 50 экз.
Уч.-изд. л. 5,11. Печ. л. 5,5. Изд. № 319/18. Заказ № 625. Цена договорная

Отпечатано в типографии
Новосибирского государственного технического университета
630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20

