

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Факультет радиотехники и электроники

Кафедра информационных радиотехнологий

С. В. Козлов

**МЕТОДЫ И СРЕДСТВА
РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ЗАЩИТЫ.
ПРАКТИКУМ**

*Рекомендовано УМО по образованию в области информатики
и радиоэлектроники в качестве пособия для специальности
1-39 01 04 «Радиоэлектронная защита информации»*

Минск БГУИР 2019

УДК 621.396.669(076)
ББК 32.844я73
К59

Р е ц е н з е н т ы:

кафедра авиационных радиоэлектронных систем учреждения образования
«Военная академия Республики Беларусь»
(протокол №12 от 11.01.2019);

заместитель директора по научной работе республиканского
научно-производственного унитарного предприятия
«Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси»
кандидат технических наук, доцент П. Н. Шумский

Козлов, С. В.

К59 Методы и средства радиоэлектронной защиты. Практикум : пособие /
С. В. Козлов. – Минск : БГУИР, 2019. – 88 с. : ил.
ISBN 978-985-543-515-1.

В пособии даны краткие теоретические сведения по показателям эффективности средств радиоэлектронно-информационного обеспечения, создания активных помех и помехозащищенности средств радиолокации и радиосвязи. Приведены примеры типовых расчетов по определению технических характеристик радиотехнических систем извлечения и передачи информации с заданным уровнем скрытности и помехоустойчивости.

Предназначено для студентов четвертого курса. Может быть использовано студентами при проведении расчетов помехозащищенности радиотехнических систем различного назначения в ходе курсового и дипломного проектирования.

УДК 621.396.669(076)
ББК 32.844я73

ISBN 978-985-543-515-1

© Козлов С. В., 2019
© УО «Белорусский государственный
университет информатики
и радиотехники», 2019

СОДЕРЖАНИЕ

Список сокращений	4
Введение	5
1. Расчет параметров помех. Энергетические характеристики помех и анализ эффективности подавления помехой	6
1.1. Теоретические сведения	6
1.1.1. Спектральные и энергетические характеристики шумовых помех...	6
1.1.2. Структурные схемы и характеристики средств создания активных шумовых помех	8
1.1.3. Основные расчетные выражения для отношения сигнал/шум и дальности функционирования радиотехнических систем передачи и извлечения информации	10
1.2. Примеры решения задач	15
1.2.1. Задачи на определение спектральных и энергетических характеристик помех и средств их создания	15
1.2.2. Задачи на определение отношения сигнал/шум в приемниках радиотехнических систем	18
2. Оценка энергетической скрытности	26
2.1. Теоретические сведения	26
2.2. Примеры решения задач	30
3. Энергетический расчет и оценка помехозащищенности радиосистемы передачи информации	45
3.1. Теоретические сведения	45
3.2. Примеры расчетов по обоснованию характеристик радиосистем передачи информации с заданным уровнем помехозащищенности	48
4. Энергетический расчет и оценка помехозащищенности радиолокационной станции	60
4.1. Теоретические сведения	60
4.2. Примеры расчетов по обоснованию характеристик радиолокационных станций с заданным уровнем помехозащищенности	63
Приложение 1. Характеристики некоторых типов электронных приборов, используемых для построения передатчиков помех	74
Приложение 2. Характеристики основных видов модуляции, используемых в РТС передачи информации. Расчетные выражения для вероятности ошибки	78
Приложение 3. Таблица значений интеграла вероятности	81
Приложение 4. Типовые амплитудные распределения на апертуре	82
Литература	86

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АЧХ	- амплитудно-частотная характеристика
БПЧ	- быстрая перестройка частоты
ИРИ	- источник радиоизлучения
КФ	- корреляционная функция
ЛБВ	- лампа бегущей волны
ЛЧМ	- линейная частотная модуляция
МЛАР	- многолучевая антенная решетка
ОСПШ	- отношение сигнал/помеха+шум
ПИ	- передача информации
ПИШ	- первичный источник шума
ППРЧ	- программная перестройка рабочей частоты
ПФ	- полосовой фильтр
РЛС	- радиолокационная станция
РТС	- радиотехническая система
РЭЗИ	- радиоэлектронная защита информации
РЭС	- радиоэлектронное средство
ФКМ	- фазовая кодовая манипуляция
ЭПР	- эффективная площадь рассеяния

ВВЕДЕНИЕ

Одними из задач изучения дисциплины «Методы и средства радиоэлектронной защиты информации» являются:

- овладение методами математического описания, синтеза и анализа устройств оптимальной и квазиоптимальной обработки полезных сигналов на фоне помех;
- формирование навыков оценки показателей качества функционирования средств и систем радиоэлектронной защиты информации.

В результате изучения дисциплины студент должен знать основные методы и принципы РЭЗИ и владеть методами оценки их эффективности.

Основным способом выработки умений и приобретения навыков оценки показателей качества функционирования средств и систем РЭЗИ является проведение типовых расчетов на практических занятиях и при самостоятельном углубленном изучении дисциплины студентами. С учетом сложности дисциплины, определяемой взаимосвязями рассматриваемых процессов и большим объемом привлекаемого материала по ранее изученным и параллельно изучаемым дисциплинам, основным методическим приемом при обучении является разбор учебных примеров с постепенным нарастанием их сложности.

Пособие содержит примеры и задачи по основным разделам дисциплины. Материал разбит на четыре раздела. В каждом из разделов приведены краткие теоретические сведения и примеры решения типовых задач с подробными комментариями. Указанные примеры расчетов являются основой для самостоятельного выполнения студентами курсовой работы по определению технических характеристик радиосистемы с заданным уровнем помехозащищенности.

В первом разделе приведены примеры типовых расчетов по определению характеристик помех и анализу эффективности подавления помехой. Вторым разделом посвящена оценка энергетической скрытности. В третьем и четвертом разделах приведены примеры расчетов по обоснованию видов сигналов, используемых мер и способов обеспечения помехозащищенности и технических характеристик радиотехнических систем передачи информации и радиолокационных станций.

Задачи отличаются друг от друга как по сложности, так и по практической направленности. В приложениях приведены полезные справочные материалы и таблицы. Наряду с простейшими примерами, не требующими использования средств вычислительной техники, в пособие включен ряд задач повышенной сложности, решение которых осуществляется при помощи пакета математического программирования *MathCad*.

1. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ПОМЕХ. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОМЕХ И АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХОЙ

1.1. Теоретические сведения

1.1.1. Спектральные и энергетические характеристики шумовых помех

Шумовые помехи, воздействующие на приемники радиотехнических систем, разделяются на прямошумовые и модуляционные.

Прямошумовые помехи формируются (рис. 1.1) путем прямого усиления тепловых или дробовых шумов любого радиоэлемента (резистора, диода, транзистора, электронной лампы). Основные характеристики помех следующие.

Спектральная плотность мощности шума $S_{ш}(f)$ – определяет распределение средней мощности шума по оси частот (рис. 1.2). При использовании фильтрового принципа формирования спектральная плотность мощности определяется по формуле

$$S_{ш}(f) = N_0(f) |K(f)|^2, \quad (1.1)$$

где $N_0(f)$ – спектральная плотность мощности первичного источника шума (ПИШ); $|K(f)|$ – амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) полосового фильтра (ПФ).

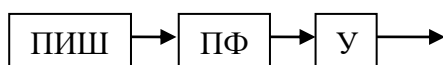


Рис. 1.1. Схема формирования прямошумовой помехи (У – усилитель)

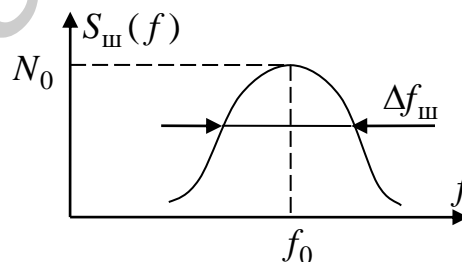


Рис. 1.2. Спектральная плотность шума

Средняя мощность (дисперсия)

$$P_{ш} = \sigma_{ш}^2 = \int_0^{\infty} S_{ш}(f) df \approx N_0 \Delta f_{ш}, \quad (1.2)$$

где $\Delta f_{ш}$ – ширина спектра шума.

Корреляционная функция (КФ) – обратное преобразование Фурье от спектральной плотности мощности. Значения нормированной КФ характеризуют степень статистической связи между мгновенными значениями помехи, взятыми через интервал времени τ :

$$R_{ш}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{ш}(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega = 2\sigma_{ш}^2 r_{ш}(\tau) e^{j2\pi f_0 \tau}, \quad (1.3)$$

где $r_{ш}(\tau)$ – нормированная КФ комплексной огибающей шума.

Модуляционные шумовые помехи формируются путем амплитудно-фазовой модуляции гармонической несущей помехой в соответствии со струк-

турной схемой, представленной на рис. 1.3, где ЗГ – задающий генератор; АМ – амплитудный модулятор; ФМ – фазовый модулятор; ГШ – генератор шума; УМ – усилитель мощности.

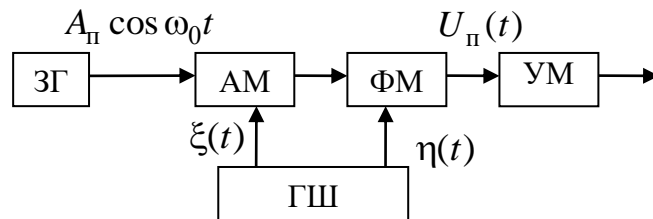


Рис. 1.3. Структурная схема формирователя модуляционных шумовых помех

Временная структура помехи описывается выражением

$$U_{\text{п}}(t) = A_{\text{п}}(1 + m_{\text{АМ}}\xi(t)) \cos(\omega_0 t + m_{\text{ФМ}}\eta(t) + \varphi_0), \quad (1.4)$$

где $A_{\text{п}}$ – средняя амплитуда помехи; $m_{\text{АМ}}, m_{\text{ФМ}}$ – индексы амплитудной и фазовой модуляции; $\xi(t), \eta(t)$ – шумовые процессы с выхода генератора шума; ω_0, φ_0 – круговая частота и начальная фаза задающего гармонического колебания.

Если $\xi(t)$ – гауссовский процесс, то с вероятностью 0,997 можно полагать, что $|\xi(t)| < 3\sigma_{\xi}$, где σ_{ξ} – среднее квадратическое (эффективное) значение шума. Пиковое значение шума составит $\xi_{\text{пик}} = 3\sigma_{\xi}$. При $m_{\text{АМ}} = 1$ пиковый и эффективный индексы модуляции составят:

$$m_{\text{пик}} = \frac{\xi_{\text{пик}}}{A_{\text{п}}}; m_{\text{эф}} = \frac{\xi_{\text{эф}}}{A_{\text{п}}}, \quad (1.5)$$

а мощность помехи $P_{\text{п}}$ распределится между спектральными составляющими на несущей $P_{\text{нес}}$ и боковых $P_{\text{бок}} = m_{\text{эф}}^2 P_{\text{нес}}$ полосах спектра

$$P_{\text{п}} = P_{\text{нес}} + P_{\text{бок}} = P_{\text{нес}} + m_{\text{эф}}^2 P_{\text{нес}}. \quad (1.6)$$

Мощность в боковых полосах спектра (полезную) необходимо увеличивать, а на несущей – снижать. Для этого увеличивают $\xi_{\text{эф}}$ до значения σ_{ξ} , но при этом для пиковых значений шума возникает перемодуляция и маскирующая способность шума снижается. Для уменьшения этого негативного эффекта шум ограничивают, выбирая коэффициент ограничения

$$K_{\text{огр}} = \frac{m_{\text{пик}}}{m_{\text{эф}}} = \frac{\xi_{\text{пик}}}{\xi_{\text{эф}}} \quad (1.7)$$

и рациональные значения:

$$K_{\text{огр}} = \frac{3}{2}; m_{\text{эф}} = \frac{2}{3}; P_{\text{бок}} = \frac{4}{9} P_{\text{нес}}; \Delta f_{\text{ш}} = 2f_{\text{max}}, \quad (1.8)$$

где f_{max} – максимальная частота в спектре первичного шума $\xi(t)$.

Ширина спектра при фазовой модуляции шумом $\Delta f_{\text{ш}} \approx 2k_{\text{ФМ}} f_{\text{max}}$, форма спектра примерно совпадает со спектром модулирующего процесса.

Общим недостатком модуляционных помех является наличие статистической связи между боковыми полосами модулированного колебания (симметрия спектра). Это является основой для построения схем подавления (режекции) таких помех.

1.1.2. Структурные схемы и характеристики средств создания активных шумовых помех

К основным характеристикам средств активных помех относятся:

- диапазон (диапазоны) рабочих частот $[f_{\min}, f_{\max}]$;
- энергетический потенциал, представляющий собой произведение мощности $P_{\text{ПП}}$ передатчика помех (ПП) на коэффициент усиления антенны $G_{\text{ПП}}$:

$$PG_{\text{ПП}} = P_{\text{ПП}} G_{\text{ПП}} \text{ [Вт]}; \quad (1.9)$$

- спектральная плотность помех – отношение энергетического потенциала $PG_{\text{ПП}}$ передатчика помех к ширине спектра $\Delta f_{\text{п}}$ помех:

$$N_{\text{ПП}} = \frac{PG_{\text{ПП}}}{\Delta f_{\text{п}}} \text{ [Вт/Гц]}; \quad (1.10)$$

- сектор (секторы) создания помех по азимуту $\Delta\alpha$ и углу места $\Delta\beta$ и ширина луча передатчика помех по азимуту $\delta\alpha$ и углу места $\delta\beta$;

- пропускная способность, оцениваемая числом J создаваемых помех с независимыми спектрами и числом M одновременно формируемых амплитудно-фазовых распределений с независимыми диаграммами направленности (ДН);

- масса, габариты, энергопотребление, стоимость.

Структурные схемы типовых станций активных шумовых помех приведены в [1–5].

Одним из основных вопросов, решаемых при проектировании средств создания активных шумовых помех, является вопрос выбора рациональной структурной схемы передатчика помех, типа выходного усилителя мощности и антенной системы, при которых обеспечивается заданный энергетический потенциал, секторы создания помех, число лучей при удовлетворении заданным ограничениям по массе, габаритам и стоимости.

При использовании передатчиков помех с использованием однолучевой антенны зависимость энергетического потенциала $PG(f, \alpha, \beta)$ станции активных помех (на согласованной поляризации излучения) от несущей частоты f и угловых направлений α, β по азимуту и углу места рассчитывается по формуле

$$PG(f, \alpha, \beta) = P_{\text{ПП}}(f) G_{\text{ПП}}(f, \alpha, \beta) \eta_{\text{ф}}, \quad (1.11)$$

где $P_{\text{ПП}}(f)$ – зависимость выходной мощности выходного усилительного прибора передатчика помех от частоты f ; $G_{\text{ПП}}(f, \alpha, \beta)$ – зависимость коэффициента усиления антенны передатчика помех от несущей частоты и

угловых координат α, β направления излучения; η_{ϕ} – коэффициент потерь в фидерном тракте, $\eta_{\phi} \approx -(0,5 \dots 1,5)$ дБ.

Энергопотенциал многолучевой антенной решетки (МЛАР) в односигнальном режиме составит

$$PG_{\text{МЛАР}}(f, \alpha, \beta) = N^2 P_1(f) G_1(f, \alpha, \beta), \quad (1.12)$$

где $P_1(f)$, $G_1(f, \alpha, \beta)$ – мощность выходных приборов и коэффициент усиления антенны в каждом канале МЛАР; N – число каналов МЛАР.

Энергетический потенциал *квадратично* зависит от числа N каналов МЛАР, что позволяет получить достаточно высокий энергопотенциал при относительно небольшой выходной мощности приборов в каналах МЛАР.

Ориентировочное значение ширины главного лепестка (ориентированного по нормали к решетке) ДН канала МЛАР в середине рабочего диапазона

$$\delta\alpha \approx \frac{\delta\alpha_1}{N}, \quad (1.13)$$

где $\delta\alpha_1$ – ширина главного лепестка диаграммы направленности антенны элемента МЛАР.

В ряде случаев обеспечение требуемой спектрально-угловой плотности помехи с использованием одной станции помех вызывает значительные трудности и является неоправданным. Для реализации требуемой спектральной плотности мощности помех наиболее часто используется способ *некогерентного* сложения помех, создаваемых N автономно функционирующими станциями помех. Результирующий энергопотенциал помехи может быть вычислен по формуле

$$PG_{\Sigma} = N \cdot PG_{\text{шт}}. \quad (1.14)$$

В выходных каскадах передатчиков помех и усилителях мощности в каналах МЛАР используются твердотельные усилители (биполярные и полевые транзисторы в корпусном и монолитно-интегральном исполнении) и электровакуумные приборы – лампы бегущей волны (ЛБВ) О-типа. В ряде случаев могут применяться ЛБВ М-типа, клистроны, лавинно-пролетные диоды. Параметры типовых усилительных приборов, используемых при построении передатчиков помех, приведены в прил. 1.

К основным особенностям усилителей мощности передатчиков помех следует отнести:

- необходимость реализации высокой (одна – три октавы) широкополосности (под октавой понимается диапазон частот с отношением верхней частоты к нижней, равный двум);
- работу выходного усилителя мощности на антенну с плохим согласованием на отдельных участках диапазона рабочих частот (большим значением коэффициента стоячей волны);
- достаточно высокую (сотни ватт – единицы киловатт) выходную мощность в непрерывном режиме.

Требование широкополосности обуславливает применение специальных типов электронных приборов и усилительных каскадов на их основе, отличающихся следующими конструктивными особенностями:

- использованием в качестве активных элементов транзисторов с малыми дополнительными реактивностями (кристаллов дискретных транзисторов и монолитных интегральных схем (МИС) в средней и верхней части сантиметрового диапазона и МИС в миллиметровом диапазоне, корпусных транзисторов в дециметровом и нижней части сантиметрового диапазона);

- повышенной сложностью схемы построения выходного каскада, обусловленной необходимостью широкополосного согласования активного элемента с одновременным достижением большой выходной мощности, что приводит к применению многоканальных сумматоров мощности, усложнению конструкции и появлению дополнительных потерь;

- использованием реактивно-диссипативных согласующих цепей, что приводит к уменьшению коэффициента усиления и выходной мощности каскада.

1.1.3. Основные расчетные выражения для отношения сигнал/шум и дальности функционирования радиотехнических систем передачи и извлечения информации

Отношение

$$q^2 = \frac{2E}{N_0} \quad (1.15)$$

удвоенной энергии E полезного сигнала к спектральной плотности мощности N_0 суммы внешних помех и внутренних шумов (отношение сигнал/помеха+шум – ОСПШ) является основным параметром, характеризующим качество функционирования радиотехнических систем передачи и извлечения информации. Для РТС передачи информации в большинстве случаев расчетные соотношения для вероятности ошибки записываются с использованием отношения E_b/N_0 , где E_b – энергия полезного сигнала на 1 бит передаваемой информации. В ряде случаев, например при анализе качества функционирования систем аналоговой радиосвязи, телевидения и т. д., используется параметр

$$q^2 = \frac{P_c}{P_{\text{п+ш}}}, \quad (1.16)$$

равный отношению мощности P_c полезного сигнала к мощности $P_{\text{п+ш}}$ суммы внешней помехи и внутреннего шума.

Каждая РТС характеризуется некоторым пороговым (требуемым) $q_{\text{тр}}^2$ значением ОСПШ, при котором качество функционирования радиотехнической системы не менее некоторого нижнего предела. Для систем цифровой радио-

связи это отношение обычно составляет $q_{\text{тр}}^2 = 3...15$ дБ, для систем радиолокации $q_{\text{тр}}^2 = 13...20$ дБ, для систем радионавигации $q_{\text{тр}}^2 = 7...20$ дБ.

При этом при проверке работоспособности радиотехнической системы в заданных условиях функционирования или определении дальности действия (дальности радиосвязи, дальности обнаружения в радиолокации и дальности навигационных определений в радионавигации) анализируют выполнение условия

$$q^2(D) \geq q_{\text{тр}}^2, \quad (1.17)$$

где $q^2(D)$ – ОСПШ на заданной дальности D .

Зная зависимость $q^2(D)$, можно найти дальность $D_{\text{пор}}$, при которой условие (1.17) будет выполняться.

Расчет спектральной плотности помех

Для спектральной плотности мощности суммы внешних помех и внутренних шумов имеем

$$N_0 = N_{\text{ш}} + N_{\text{п}}, \quad (1.18)$$

где $N_{\text{ш}}$ – спектральная плотность мощности внутренних шумов; $N_{\text{п}}$ – спектральная плотность мощности внешних помех.

Расчет спектральной плотности мощности внутренних шумов проводится по формуле Больцмана:

$$N_{\text{ш}} = k_{\text{ш}} k T, \quad (1.19)$$

где $k_{\text{ш}}$ – коэффициент шума приемника; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; T – термодинамическая температура приемника в градусах Кельвина.

Значение коэффициента шума приемника определяется в основном первым каскадом приемника (для приемных устройств с усилителем высокой частоты) или смесителем (для приемников без усилителя высокой частоты) и составляет для современных приемников величину $k_{\text{ш}} = 2...10$ дБ.

Спектральную плотность мощности внешних помех определим из следующих соображений. Плотность потока мощности активной шумовой помехи (АШП) в точке расположения антенны РЭС определяется по формуле

$$P_{\text{АШП}} = \frac{PG_{\text{ПП}}}{4\pi R_{\text{ПП}}^2}, \quad (1.20)$$

где $PG_{\text{ПП}}$ – энергопотенциал источника помех; $R_{\text{ПП}}$ – дальность до источника помех.

Эффективная площадь приемной антенны при приеме сигнала с направления (α, β) составит

$$S_{\text{эф}} = \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} G_{\text{БЛ}}(\alpha, \beta), \quad (1.21)$$

где λ – длина волны; $G_{\text{БЛ}}(\alpha, \beta)$ – нормированная к максимуму ДН приемной антенны по мощности в направлении α, β (относительный уровень бокового лепестка (БЛ) ДН приемной антенны в направлении источника помех); G_r – коэффициент усиления антенны приемника в максимуме главного лепестка диаграммы направленности на согласованной поляризации.

Тогда мощность помехи на входе приемника составит

$$P_{\text{п}} = \Pi_{\text{АПП}} S_{\text{эф}} \gamma_{\text{АФТ}} \gamma_{\text{п}}, \quad (1.22)$$

где $\gamma_{\text{п}}$ – коэффициент поляризационных потерь; $\gamma_{\text{АФТ}}$ – коэффициент потерь помехи в антенно-фидерном тракте (АФТ), $\gamma_{\text{п}}, \gamma_{\text{АФТ}} < 1$.

Величина коэффициента потерь в антенно-фидерном тракте принимается одинаковой для полезного сигнала и помехи и составляет $\gamma_{\text{АФТ}} = -(0, 1 \dots 10)$ дБ.

Коэффициент поляризационных потерь определяется степенью рассогласования поляризационных параметров помехи и приемной антенны. В наиболее часто встречающихся случаях (антенна имеет линейную поляризацию, а помеха – круговую или наоборот; антенна имеет любую поляризацию, а помеха – хаотическую) величина $\gamma_{\text{п}} = 0,5$. В ряде случаев, например при создании помех на кроссполяризации, $\gamma_{\text{п}} = -(10 \dots 40)$ дБ.

С учетом наличия M источников помех спектральная плотность мощности внешних помех определяется по формуле

$$N_{\text{п}} = \sum_{m=1}^M N_{\text{п}m} = \sum_{m=1}^M \frac{PG_{\text{ПП}m} G_r G_{\text{БЛ}}(\alpha_m, \beta_m) \lambda^2 \gamma_{\text{АФТ}} \gamma_{\text{п}m} \gamma_{f_m}}{(4\pi)^2 R_{\text{ПП}m}^2}, \quad (1.23)$$

где $PG_{\text{ПП}m}$ – энергопотенциал m -го источника помех; (α_m, β_m) – угловые координаты (азимут и угол места относительно максимума главного лепестка антенны приемника) m -го источника помех; $R_{\text{ПП}m}$ – дальность до m -го источника помех; γ_{f_m} – коэффициент частотных потерь для m -го источника помех.

Коэффициент частотных потерь определяется соотношением между шириной спектра Δf помехи и шириной $\Delta f_{\text{пр}}$ полосы пропускания приемника:

$$\gamma_f = \begin{cases} 1, & \Delta f_{\text{п}} \approx \Delta f_{\text{пр}}; \\ \frac{\Delta f_{\text{пр}}}{\Delta f_{\text{п}}}, & \Delta f_{\text{п}} > \Delta f_{\text{пр}}. \end{cases} \quad (1.24)$$

Расчет энергии полезного сигнала в РТС ПИ

Для РТС передачи информации мощность полезного сигнала на входе приемника записывается в виде

$$P_c = \frac{P_{tr} G_{tr} G_r \lambda^2 \gamma_{АФТ} \gamma_{\pi}}{(4\pi)^2 R_{PC}^2}, \quad (1.25)$$

где P_{tr}, G_{tr} – мощность и коэффициент усиления антенны передатчика РТС ПИ; R_{PC} – дальность радиосвязи (РС) (дальность между передатчиком и приемником РТС ПИ).

Длительность полезного сигнала на двоичный символ (бит) передаваемой информации:

$$\tau_b = \frac{1}{C}, \quad (1.26)$$

где C – скорость передачи информации.

Энергия принимаемого сигнала на бит:

$$E_b = P_c \tau_b = \frac{P_{tr} G_{tr} G_r \lambda^2 \gamma_{АФТ} \gamma_{\pi} \gamma_{обр}}{(4\pi)^2 R_{PC}^2 C}, \quad (1.27)$$

где $\gamma_{обр}$ – коэффициент потерь при обработке сигнала, $\gamma_{обр} = -(1...3)$ дБ.

При проведении расчетов и сопоставительной оценке следует учитывать, что при использовании m -уровневых видов модуляции длительность одного символа, содержащего $\log_2 m$ бит информации, составит $T_s = T_b \log_2 m$.

Расчет энергии полезного сигнала и ОСПШ в РЛС

Ограничившись случаем активной совмещенной радиолокации, для мощности полезного сигнала на входе приемника запишем

$$P_c = \frac{P_{tr} G_{tr} G_r \lambda^2 \gamma_{АФТ} \gamma_{\pi} \sigma}{(4\pi)^3 R_{ц}^4}, \quad (1.28)$$

где P_{tr}, G_{tr} – мощность и коэффициент усиления антенны передатчика РЛС; $R_{ц}$ – дальность до радиолокационной цели; σ – эффективная площадь рассеяния (ЭПР) радиолокационной цели.

Энергия принимаемого сигнала и ОСПШ

$$E = P_c \tau_{и} = \frac{P_{tr} G_{tr} G_r \lambda^2 \sigma \tau_{и} \gamma_{АФТ} \gamma_{\pi} \gamma_{обр}}{(4\pi)^3 R_{ц}^4}; \quad (1.29)$$

$$q^2 = \frac{2E}{N_0} = \frac{2P_{tr} G_{tr} G_r \lambda^2 \sigma \tau_{и} \gamma_{АФТ} \gamma_{\pi} \gamma_{обр}}{(4\pi)^3 R_{ц}^4 \left(N_{ш} + \sum_{m=1}^M \frac{P G_{ПП_m} G_r G_{БЛ} (\alpha_m, \beta_m) \lambda^2 \gamma_{АФТ} \gamma_{\pi_m} \gamma_{f_m}}{(4\pi)^2 R_{ПП_m}^2} \right)}. \quad (1.30)$$

При воздействии единственного источника внешних помех на радиолокационные станции выделяют два характерных случая:

- источник помех совмещен с целью (самозащита или индивидуальная защита), когда $G_{БЛ}=1$, $R_{ц} = R_{ц}$, $N_{ш} \ll N_{ц}$ и ОСПШ

$$q^2 = \frac{2E}{N_0} = \frac{2P_{tr}G_{tr}\sigma\tau_{и}\gamma_{обр}}{4\pi PG_{ПП}\gamma_f R_{ц}^2} \quad (1.31)$$

квадратично зависит от дальности «РЛС-цель»;

- один или несколько источников помех находятся в вынесенной относительно цели точке; для этого случая характерно $G_{БЛ} = -(13...30)$ дБ, $N_{ш} \ll N_{п}$ и ОСПШ

$$q^2 = \frac{2E}{N_0} = \frac{2P_{tr}G_{tr}\sigma\tau_{и}\gamma_{\pi}\gamma_{обр}}{4\pi R_{ц}^4 \sum_{m=1}^M \frac{PG_{ПП_m} G_{БЛ}(\alpha_m, \beta_m)\gamma_{\pi_m}\gamma_{f_m}}{R_{ПП_m}^2}}. \quad (1.32)$$

Особенности подавления систем с простыми и сложными сигналами

При использовании прицельных по частоте помех ширина спектра помехи $\Delta f_{п} \approx \Delta f_{с}$, где $\Delta f_{с}$ – ширина спектра сигнала. К простым сигналам в радиолокации относится простой прямоугольный импульс с шириной спектра $\Delta f_{с} = \frac{1}{\tau_{с}}$, в радиосвязи – использование амплитудно-, частотно- и фазоманипулированных сигналов с бинарной или m -уровневой манипуляцией. Расчетные соотношения для спектральной плотности мощности сигналов с типовыми видами манипуляции приведены в прил. 2.

При оценке помехоустойчивости передачи информации в условиях внешних помех для всех видов манипуляции, не предполагающих дополнительное расширение спектра, можно приближенно полагать, что ширина (по первым нулям) спектра сигнала

$$\Delta f_{с} \approx \frac{2}{T} = \frac{2C}{\log_2 m}, \quad (1.33)$$

то есть при постоянной скорости передачи информации ширина спектра уменьшается с увеличением числа позиций по логарифмическому закону.

Одной из возможных ошибок при выборе видов модуляции в РТС ПИ и расчете ОСПШ является прямой перенос известных закономерностей, характерных для приема полезного сигнала на фоне внутреннего шума с постоянной, то есть независимой от характеристик сигнала, спектральной плотностью мощности, на случай функционирования в условиях внешних помех. Так, например, ввиду равных вероятностей суммарной ошибки для бинарной фазовой манипуляции (BPSK) и квадратурной фазовой манипуляции (QPSK) при одном и том же значении параметра E_b/N_0 и большей спектральной эффективности QPSK-сигнала в большинстве случаев предпочтение отдадут последнему. Однако для случая наличия внешнего источника помех, спектр которого согласован со спектром полезного сигнала, оказывается, что $(E_b/N_0)_{BPSK} = 2(E_b/N_0)_{QPSK}$.

Действительно, для обоих видов модуляции энергия на 1 бит одинакова $E_b = P_c / C$. Однако ширина спектра помехи для BPSK $\Delta f_{\text{пBPSK}} \approx \Delta f_c = 2 / C$, а для QPSK $\Delta f_{\text{пQPSK}} \approx \Delta f_c = C$. Поэтому спектральная плотность мощности

$$N_0 = N_{\text{ш}} + \frac{P_{\text{п}}}{\Delta f_{\text{п}}} = \left| N_{\text{ш}} \ll \frac{P_{\text{п}}}{\Delta f_{\text{п}}} \right| \approx \begin{cases} P_{\text{п}} C / 2 & \text{для BPSK;} \\ P_{\text{п}} C & \text{для QPSK.} \end{cases}$$

Таким образом, применение BPSK-сигнала при наличии внешнего источника согласованных по спектру помех характеризуется большей, чем у QPSK, помехоустойчивостью.

Аналогичной является ситуация и для сложных сигналов. Для простого сигнала с шириной спектра Δf_{c1} и сложного сигнала, имеющего одинаковую длительность с шириной спектра $\Delta f_{c2} = B \Delta f_{c1}$, где B – база сигнала, энергии сигналов одинаковы $E_1 = E_2$. Полагая, что внешний источник помех создает согласованную по спектру помеху с шириной $\Delta f_{\text{п1}} = \Delta f_{c1}$ и $\Delta f_{\text{п2}} = \Delta f_{c2} = B \Delta f_{c1}$ для отношений сигнал/помеха+шум при $N_{\text{ш}} \ll P_{\text{п}} / \Delta f_{\text{п}}$ получим

$$q_1^2 = P_{\text{п}} / \Delta f_{c1}; \quad q_2^2 = P_{\text{п}} / \Delta f_{c2} = B P_{\text{п}} / \Delta f_{c1} = B q_1^2, \quad (1.34)$$

то есть отношение сигнал/помеха+шум *возрастает в базу раз*.

В то же время, если ширина спектра внешней помехи $\Delta f_{\text{п}} \geq \Delta f_{c2} > \Delta f_{c1}$, то расширение спектра сигнала не приводит к повышению помехоустойчивости.

1.2. Примеры решения задач

1.2.1. Задачи на определение спектральных и энергетических характеристик помех и средств их создания

Задача 1.1. *Рассчитать энергетический потенциал и спектральную плотность помех станции активных помех, имеющей антенну с шириной главного лепестка ДН по азимуту и углу места $\Delta \alpha_{0,5} = 10^\circ$ и $\Delta \beta_{0,5} = 30^\circ$ и лампу бегущей волны (ЛБВ) с выходной мощностью $P_{\text{ЛБВ}} = 100$ Вт. Ширина спектра создаваемых помех $\Delta f_{\text{п}} = 100$ МГц.*

Решение. Энергетический потенциал – это произведение мощности помехи на входе антенны на коэффициент усиления (КУ) антенны передатчика помех:

$$P G_{\text{ПП}} = P_{\text{ПП}} G_{\text{ПП}}.$$

Ширина главного лепестка диаграммы направленности антенны по азимуту $\Delta \alpha_{0,5}$ и углу места $\Delta \beta_{0,5}$ связана с размерами апертуры антенны в соответствующих плоскостях d_α и d_β соотношением

$$\Delta \alpha_{0,5} = 51^\circ \frac{\lambda}{d_\alpha}; \quad \Delta \beta_{0,5} = 51^\circ \frac{\lambda}{d_\beta},$$

откуда

$$d_{\alpha(\beta)} = 51^\circ \frac{\lambda}{\Delta\alpha(\beta)_{0,5}}$$

Коэффициент усиления антенны

$$G_{\text{ПП}} = 4\pi \frac{S}{\lambda^2} = 4\pi \frac{d_\alpha d_\beta}{\lambda^2} = 4\pi \frac{51^2 \lambda^2}{\lambda^2 \Delta\alpha \Delta\beta} = \frac{32690}{\Delta\alpha \Delta\beta};$$

$$G_{\text{ПП}} = \frac{32690}{10 \cdot 30} = 109.$$

При расчете энергетического потенциала дополнительно необходимо учесть потери в фидерном тракте между передатчиком и антенной. Мощность на входе антенны

$$P_{\text{ПП}} = P_{\text{ЛБВ}} \eta_\phi,$$

где $\eta_\phi \approx -(0,5 \dots 1,5)$ дБ – коэффициент потерь в фидерном тракте.

Приняв $\eta_\phi = -1$ дБ $= 10^{-0,1} = 0,794$, получим

$$P G_{\text{ПП}} = P_{\text{ЛБВ}} G_{\text{ПП}} \eta_\phi = 100 \cdot 109 \cdot 0,794 = 8,66 \cdot 10^3 \text{ Вт} = 8,66 \text{ кВт}.$$

Спектральная плотность помех – отношение энергопотенциала $P G$ передатчика помех к ширине спектра помех:

$$N_{\text{ПП}} = \frac{P G_{\text{ПП}}}{\Delta f_{\text{П}}} = \frac{8,66 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^6} = 8,66 \cdot 10^{-5} \text{ Вт/Гц}.$$

Задача 1.2. Рассчитать энергетический потенциал станции активных помех, выполненной на МЛАР, включающей $N = 8$ каналов. Каждый канал включает усилитель на ЛБВ с выходной мощностью $P_1 = 10$ Вт и открытый конец волновода в качестве излучателя.

Решение. Определим энергетический потенциал МЛАР в односигнальном режиме, приняв выходную мощность усилителя и коэффициент усиления антенного элемента в каналах МЛАР P_1 и $G_1(\alpha)$ соответственно. Напряженность поля, создаваемого антенным элементом в некоторой точке пространства в направлении α от нормали к МЛАР составит

$$E_1(\alpha) : \sqrt{P_1 G_1(\alpha) \eta_\phi},$$

где $\eta_\phi = -(1 \dots 1,5)$ дБ – коэффициент потерь в фидерном тракте между усилителем мощности и антенным элементом.

В направлении α_i сигналы от всех элементов когерентно суммируются. Следовательно, результирующая напряженность и энергетический потенциал МЛАР в односигнальном режиме составят

$$E_{\Sigma}(\alpha) : N \sqrt{P_1 G_1(\alpha) \eta_{\phi}};$$

$$PG_{\text{МЛАР}}(\alpha) = N^2 P_1 G_1(\alpha) \eta_{\phi},$$

то есть энергетический потенциал квадратично зависит от числа N каналов МЛАР.

Коэффициент усиления открытого конца волновода в максимуме диаграммы направленности ($\alpha = 0$) зависит от соотношения размеров волновода к длине волны и может изменяться в диапазоне $G_1 = 3 \dots 7$.

Приняв $G_1 = 5$, $\eta_{\phi} = -0,5 \text{ дБ} = 10^{-0,05} = 0,891$, для максимума центрального луча МЛАР получим

$$PG_{\text{МЛАР}}(\alpha = 0) = N^2 P_1 G_1 \eta_{\phi} = 8^2 \cdot 10 \cdot 5 \cdot 0,891 = 2,85 \cdot 10^3 \text{ Вт}.$$

Задача 1.3. Определить требуемое число каналов МЛАР для достижения энергopotенциала станции помех не менее 1 и 10 кВт для построения МЛАР на транзисторных усилителях с выходной мощностью 1 Вт. Антенные элементы МЛАР выполнены в виде микрополосковых антенн (патч-антенн) с коэффициентом усиления $G_1 = 5 \text{ дБ}$ с шириной главного лепестка ДН по уровню 0,5 в азимутальной плоскости $\Delta\alpha_{0,5} = 80^\circ$.

Решение. Используя расчетные соотношения из задачи 1.2, выразим требуемое число элементов МЛАР:

$$N = \sqrt{\frac{PG_{\text{МЛАР}}}{P_1 G_1 \eta_{\phi}}}.$$

Приняв $G_1 = 5 \text{ дБ} = 3,16$, $\eta_{\phi} = -0,5 \text{ дБ} = 10^{-0,05} = 0,891$, для заданных значений выходной мощности получим:

$$N_{1 \text{ кВт}} = \sqrt{\frac{10^3}{1 \cdot 3,16 \cdot 0,891}} = 18,8;$$

$$N_{10 \text{ кВт}} = \sqrt{\frac{10^3}{1 \cdot 3,16 \cdot 0,891}} = 59,6.$$

Число каналов МЛАР является целым числом, при этом построение диаграммообразующих схем (матрицы Батлера, Бласса) облегчается, если число каналов МЛАР соответствует $N = 2^k$. Поэтому число каналов МЛАР для выходной мощности 1 кВт следует взять $N_{1 \text{ кВт}} = 32$ (при этом выходная мощность усилителя может быть уменьшена примерно в 2,8 раза), для выходной мощности 10 кВт $N_{10 \text{ кВт}} = 64$.

Ширина центрального (ориентированного по нормали к решетке) луча МЛАР в середине рабочего диапазона частот для указанных МЛАР составит:

$$\delta\alpha_1 \approx \frac{\Delta\alpha_{0,5}}{N_{1 \text{ кВт}}} = \frac{80}{32} = 2,5^\circ;$$

$$\delta\alpha_2 \approx \frac{\Delta\alpha_{0,5}}{N_{10 \text{ кВт}}} = \frac{80}{64} = 1,25^\circ.$$

1.2.2. Задачи на определение отношения сигнал/шум в приемниках радиотехнических систем

Задача 1.4. Рассчитать отношение сигнал/шум по мощности в приемнике РЛС при наличии только внутренних шумов. На входе приемника РЛС присутствует отраженный сигнал мощностью $P_c = 10^{-15}$ Вт и длительностью $\tau_{\text{и}} = 20$ мкс, коэффициент шума приемника – 5 и его температура – 300 К.

Решение. Отношение сигнал/шум в приемнике РЛС определяется по формуле

$$q^2 = \frac{2E}{N_0},$$

где $E = P_c \tau_{\text{и}}$ – энергия отраженного сигнала; N_0 – спектральная плотность мощности шума.

При наличии только внутренних шумов

$$N_0 = k_{\text{ш}} kT,$$

где $k_{\text{ш}} = 5$ – коэффициент шума приемника; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $T = 300$ К – термодинамическая температура приемника.

Подставляем исходные данные:

$$N_0 = 5 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 = 2,1 \cdot 10^{-20} \text{ Вт/Гц};$$

$$q^2 = \frac{2 \cdot 10^{-15} \cdot 20 \cdot 10^{-6}}{2,1 \cdot 10^{-20}} = 1,9.$$

Задача 1.5. Рассчитать отношение сигнал/помеха+шум по мощности в приемнике РЛС при наличии внутренних шумов и активной помехи. На входе приемника РЛС присутствует отраженный сигнал мощностью $P_c = 10^{-12}$ Вт и длительностью $\tau_{\text{и}} = 10$ мкс, коэффициент шума приемника – 5, его температура – 300 К. Мощность помехи, создаваемой источником заградительных по частоте помех на входе приемника РЛС, составляет $P_{\text{п}} = 10^{-11}$ Вт, ширина спектра помехи $\Delta f_{\text{п}} = 100$ МГц.

Решение. Отношение сигнал/помеха+шум в приемнике РЛС определяется по формуле

$$q^2 = \frac{2E}{N_0},$$

где $E = P_c \tau_{\text{и}}$ – энергия отраженного сигнала; N_0 – спектральная плотность шума.

При наличии внутренних шумов и внешних помех

$$N_0 = N_{\text{ш}} + N_{\text{п}},$$

где $N_{\text{ш}}$ – спектральная плотность мощности внутренних шумов:

$$N_{\text{ш}} = k_{\text{ш}} k T,$$

где $k_{\text{ш}} = 5$ – коэффициент шума приемника; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $T = 300$ К – термодинамическая температура приемника; $N_{\text{п}}$ – спектральная плотность мощности внешних помех:

$$N_{\text{п}} = \frac{P_{\text{п}}}{\Delta f_{\text{п}}}.$$

Подставляем исходные данные:

$$N_{\text{ш}} = 5 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 = 2,1 \cdot 10^{-20} \text{ Вт/Гц};$$

$$N_{\text{п}} = \frac{10^{-11}}{100 \cdot 10^6} = 10^{-19} \text{ Вт/Гц};$$

$$N_0 = 2,1 \cdot 10^{-20} + 10^{-19} = 1,21 \cdot 10^{-19} \text{ Вт/Гц};$$

$$q^2 = \frac{2 \cdot 10^{-11} \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{1,21 \cdot 10^{-19}} = 1653.$$

Задача 1.6. Рассчитать отношение сигнал/помеха+шум по мощности в приемнике РЛС при наличии внутренних шумов и активной помехи. На входе приемника РЛС присутствует отраженный сигнал мощностью $P_c = 10^{-12}$ Вт и длительностью $\tau_{\text{и}} = 10$ мкс, коэффициент шума приемника – 5, его температура – 300 К. Мощность помехи, создаваемой источником согласованных по спектру помех на входе приемника РЛС, составляет $P_{\text{п}} = 10^{-11}$ Вт. Рассмотреть случаи, когда сигнал РЛС: а) простой прямоугольный радиоимпульс; б) ЛЧМ сигнал с девиацией частоты $F_{\text{д}} = 10$ МГц.

Решение. Отношение сигнал/помеха+шум в приемнике РЛС определяется по формуле

$$q^2 = \frac{2E}{N_0},$$

где $E = P_c \tau_{\text{и}}$ – энергия отраженного сигнала; N_0 – спектральная плотность шума.

При наличии внутренних шумов и внешних помех

$$N_0 = N_{\text{ш}} + N_{\text{п}},$$

где $N_{\text{ш}}$ – спектральная плотность мощности внутренних шумов:

$$N_{\text{ш}} = k_{\text{ш}} kT,$$

где $k_{\text{ш}} = 5$ – коэффициент шума приемника; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $T = 300$ К – термодинамическая температура приемника; $N_{\text{п}}$ – спектральная плотность мощности внешних помех:

$$N_{\text{п}} = \frac{P_{\text{п}}}{\Delta f_{\text{п}}}.$$

Для случая, когда зондирующий сигнал – простой прямоугольный радиоимпульс, ширина спектра внешней помехи

$$\Delta f_{\text{п}} \approx \frac{2}{\tau_{\text{и}}} = \frac{2}{10 \cdot 10^{-6}} = 2 \cdot 10^5 \text{ Гц}.$$

Подставляем исходные данные:

$$N_{\text{ш}} = 5 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 = 2,1 \cdot 10^{-20} \text{ Вт/Гц};$$

$$N_{\text{п}} = \frac{10^{-11}}{2 \cdot 10^5} = 5 \cdot 10^{-17} \text{ Вт/Гц};$$

$$N_0 = 2,1 \cdot 10^{-20} + 5 \cdot 10^{-17} \approx 5 \cdot 10^{-17} \text{ Вт/Гц};$$

$$q^2 = \frac{2 \cdot 10^{-12} \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 10^{-17}} = 0,4.$$

Для случая, когда зондирующим является ЛЧМ сигнал, ширина спектра внешней помехи совпадает с девиацией частоты:

$$\Delta f_{\text{п}} \approx F_{\text{д}} = 10 \cdot 10^6 \text{ Гц}.$$

Подставляем исходные данные:

$$N_{\text{ш}} = 5 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 = 2,1 \cdot 10^{-20} \text{ Вт/Гц};$$

$$N_{\text{п}} = \frac{10^{-11}}{10 \cdot 10^6} = 10^{-18} \text{ Вт/Гц};$$

$$N_0 = 2,1 \cdot 10^{-20} + 10^{-18} = 1,02 \cdot 10^{-18} \text{ Вт/Гц};$$

$$q^2 = \frac{2 \cdot 10^{-12} \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{1,02 \cdot 10^{-18}} = 19,6.$$

Как следует из полученных результатов, отношение сигнал/помеха+шум для одной и той же мощности источника внешних помех для случая использования в РЛС сложного сигнала с базой $B = \tau_{\text{и}} F_{\text{д}} = 100$ существенно превосходит значение при использовании простого сигнала. Это определяется необходимостью согласования источником помех ширины спектра помехи с шириной спектра сигнала. В результате спектральная плотность мощности внешней помехи существенно уменьшается.

Задача 1.7. Рассчитать мощность отраженного сигнала в приемнике РЛС, если мощность зондирующего сигнала – 100 кВт, коэффициент усиления антенны – 2500, длина волны – 3 см, эффективная площадь рассеяния цели – 5 м², дальность до цели – 120 км.

Решение. Мощность отраженного сигнала на входе приемника РЛС определяется по формуле

$$P_{\text{отр}} = \frac{P_{\text{РПУ}} G^2 \lambda^2 \sigma \gamma_{\text{АФТ}}}{(4\pi)^3 R^4},$$

где $P_{\text{РПУ}} = 10^5$ Вт – мощность зондирующего сигнала; $G = 2500$ – коэффициент усиления антенны РЛС; $\lambda = 0,03$ м – длина волны; $\sigma = 5 \text{ м}^2$ – ЭПР цели; $R = 1,2 \cdot 10^5$ м – дальность до цели; $\gamma_{\text{АФТ}} = -(0,5 \dots 1,5)$ дБ – коэффициент потерь полезного сигнала в антенно-фидерном тракте.

Подставляем исходные данные ($\gamma_{\text{АФТ}} = -1$ дБ):

$$P_{\text{отр}} = \frac{10^5 \cdot 2500^2 \cdot 0,03^2 \cdot 5 \cdot 0,794}{(4\pi)^3 \cdot (1,2 \cdot 10^5)^4} = 5,4 \cdot 10^{-15} \text{ Вт.}$$

Задача 1.8. Рассчитать мощность полезного сигнала в приемнике радиорелейной связи, если мощность передатчика линии радиорелейной связи – 10 Вт, коэффициент усиления антенн передатчика и приемника – 100, длина волны – 10 см, дальность радиосвязи – 30 км.

Решение. Мощность полезного сигнала на входе приемника определяется по формуле

$$P_{\text{с}} = \frac{P_{\text{РПУ}} G_1 G_2 \lambda^2 \gamma_{\text{АФТ}}}{(4\pi)^2 R^2},$$

где $P_{\text{РПУ}} = 10$ Вт – мощность передатчика; $G_1 = G_2 = 100$ – коэффициенты усиления антенн передатчика и приемника; $\lambda = 0,1$ м – длина волны; $R = 3 \cdot 10^4$ м –

дальность радиосвязи; $\gamma_{\text{АФТ}} = -(0,5 \dots 1,5)$ дБ – коэффициент потерь полезного сигнала в антенно-фидерном тракте.

Подставляем исходные данные ($\gamma_{\text{АФТ}} = -1$ дБ):

$$P_c = \frac{10 \cdot 100 \cdot 100 \cdot 0,1^2 \cdot 0,794}{(4\pi)^2 \cdot (3 \cdot 10^4)^2} = 5,59 \cdot 10^{-9} \text{ Вт.}$$

Задача 1.9. Рассчитать плотность потока мощности активной шумовой помехи в точке расположения антенны РЭС, если энергопотенциал передатчика помех $PG_{\text{ПП}} = 100$ кВт, дальность до источника помех – 300 км.

Решение. Плотность потока мощности активной шумовой помехи в точке расположения антенны РЭС определяется по формуле

$$P_{\text{АШП}} = \frac{PG_{\text{ПП}}}{4\pi R_{\text{ПП}}^2},$$

где $PG_{\text{ПП}} = 10^5$ Вт – энергопотенциал источника помех; $R_{\text{ПП}} = 3 \cdot 10^5$ м – дальность до источника помех.

Подставляем исходные данные:

$$P_{\text{АШП}} = \frac{10^5}{4\pi \cdot (3 \cdot 10^5)^2} = 8,84 \cdot 10^{-8} \text{ Вт/м}^2.$$

Задача 1.10. Рассчитать мощность активной шумовой помехи на входе приемника РЛС, если источник помех воздействует: а) по максимуму главного лепестка диаграммы направленности; б) по боковому лепестку с относительным уровнем $G_{\text{БЛ}} = -30$ дБ. Коэффициент усиления антенны РЛС $G = 40$ дБ. Исходные данные по источнику помехи принять, как в задаче 1.9. Длина волны $\lambda = 3$ см.

Решение. Мощность активной шумовой помехи на выходе приемной антенны РЛС определяется по формуле

$$P_{\text{АШП}} = P_{\text{АШП}} S_{\text{эф}} \gamma_{\text{АФТ}},$$

где $S_{\text{эф}}$ – эффективная площадь приемной антенны в направлении на источник помех:

$$S_{\text{эф}} = \frac{GG_{\text{БЛ}}\lambda^2}{4\pi};$$

$\gamma_{\text{АФТ}} = -(0,5 \dots 1,5)$ дБ – коэффициент потерь полезного сигнала в антенно-фидерном тракте.

Для случая a имеем $G_{\text{БЛ}} = 1$ (помеха воздействует по максимуму главного лепестка диаграммы направленности), $G = 40 \text{ дБ} = 10^4$.

Приняв $\gamma_{\text{АФТ}} = -1 \text{ дБ} = 0,794$, получим

$$S_{\text{эф}} = \frac{10^4 \cdot 1 \cdot 0,03^2}{4\pi} = 0,716 \text{ м}^2;$$

$$P_{\text{АШП}} = 8,84 \cdot 10^{-8} \cdot 0,716 \cdot 0,794 = 5 \cdot 10^{-8} \text{ Вт.}$$

Для случая b $G_{\text{БЛ}} = 10^{-3}$ и

$$S_{\text{эф}} = \frac{10^4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,03^2}{4\pi} = 0,716 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2;$$

$$P_{\text{АШП}} = 8,84 \cdot 10^{-8} \cdot 0,716 \cdot 10^{-3} \cdot 0,794 = 5 \cdot 10^{-11} \text{ Вт.}$$

Задача 1.11. Построить зависимость спектральной плотности мощности суммы внешних помех и внутренних шумов в приемнике РЭС от азимута источника помех. Коэффициент шума приемника – 3, температура приемника – 300 К. Внешняя помеха с шириной спектра $\Delta f_{\text{П}} = 100 \text{ МГц}$ создается источником с энергопотенциалом $PG_{\text{ПП}} = 100 \text{ кВт}$, находящимся на дальности $R_{\text{ПП}} = 150 \text{ км}$. Коэффициент усиления антенны РЛС $G = 40 \text{ дБ}$, длина волны $\lambda = 3 \text{ см}$, длина раскрытия антенны в азимутальной плоскости $X = 1 \text{ м}$, распределение амплитуды поля на апертуре антенны – равномерное.

Решение. Спектральная плотность мощности суммы внутренних шумов и внешних помех

$$N_0(\alpha) = N_{\text{ш}} + N_{\text{п}}(\alpha),$$

где $N_{\text{ш}}$ – спектральная плотность мощности внутренних шумов:

$$N_{\text{ш}} = k_{\text{ш}} k T,$$

где $k_{\text{ш}} = 3$ – коэффициент шума приемника; $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж/К}$ – постоянная Больцмана; $T = 300 \text{ К}$ – термодинамическая температура приемника; $N_{\text{п}}(\alpha)$ – спектральная плотность мощности внешних помех:

$$N_{\text{п}}(\alpha) = \frac{P_{\text{п}}(\alpha)}{\Delta f_{\text{п}}} = \frac{PG_{\text{ПП}} G G_{\text{БЛ}}(\alpha) \lambda^2 \gamma_{\text{АФТ}}}{(4\pi)^2 R_{\text{ПП}}^2 \Delta f_{\text{п}}},$$

где $\gamma_{\text{АФТ}} = -(0,5 \dots 1,5) \text{ дБ}$ – коэффициент потерь в антенно-фидерном тракте; $G_{\text{БЛ}}(\alpha)$ – зависимость коэффициента усиления антенны от угла наблюдения (азимута) для равномерного распределения поля на раскрыве:

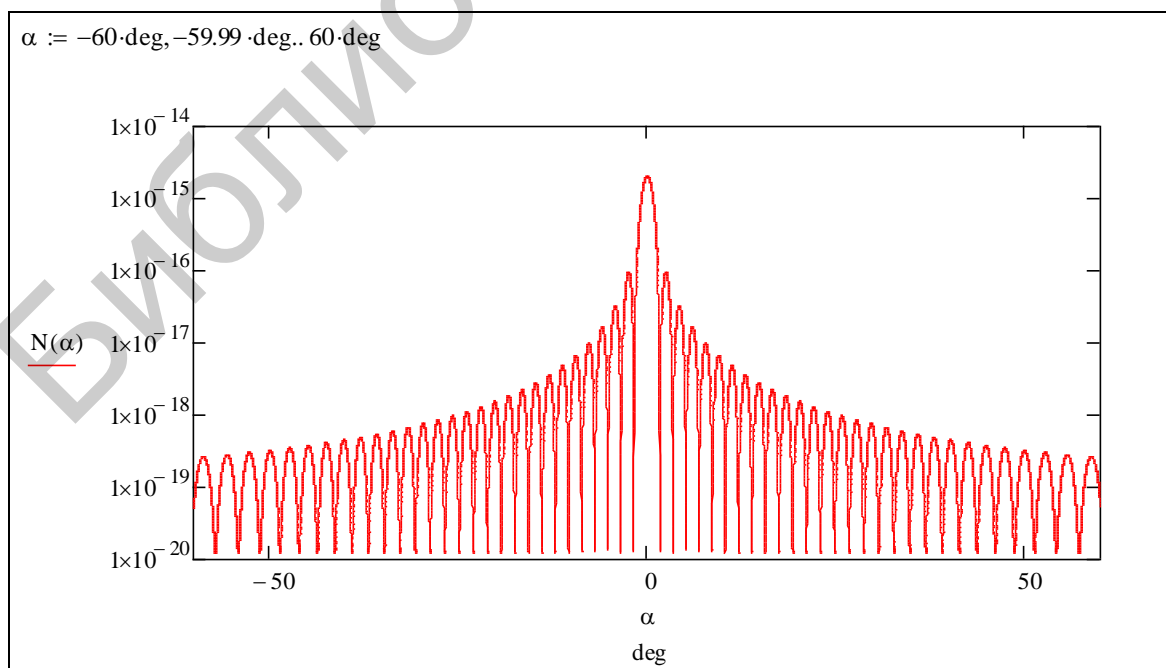
$$G_{\text{БЛ}}(\alpha) = G \cdot \left(\frac{\sin \frac{\pi X \sin \alpha}{\lambda}}{\frac{\pi X \sin \alpha}{\lambda}} \right)^2$$

Для построения требуемой зависимости воспользуемся системой компьютерной математики *MathCad*.

Для этого зададим исходные данные и функцию, определяющие зависимость спектральной плотности мощности помех от направления наблюдения:

$P_{\text{Грр}} := 10^5$	$\Delta f_{\text{р}} := 100 \cdot 10^6$	$R_{\text{рр}} := 150 \cdot 10^3$	энергопотенциал, ширина спектра источника помех и дальность до него
$X := 1$	$\lambda := 0.03$		размер антенны и длина волны
$G_{\text{max}} := 10^4$			коэффициент усиления антенны
$k := 1.38 \cdot 10^{-23}$	$k_{\text{sh}} := 3$	$T := 300$	параметры приемного тракта
		$\gamma_{\text{фр}} := 10^{-0.1}$	
$G(\alpha) := G_{\text{max}} \cdot \left(\frac{\sin \left(\frac{\pi \cdot X}{\lambda} \cdot \sin(\alpha) \right)}{\frac{\pi \cdot X}{\lambda} \cdot \sin(\alpha)} \right)^2$			зависимость КУ от угла наблюдения
Основные расчеты			
$N_{\text{sh}} := k \cdot k_{\text{sh}} \cdot T = 1.242 \times 10^{-20}$		$N(\alpha) := N_{\text{sh}} + \frac{P_{\text{Грр}} \cdot G(\alpha) \cdot \lambda^2 \cdot \gamma_{\text{фр}}}{(4\pi)^2 \cdot R_{\text{рр}}^2 \cdot \Delta f_{\text{р}}}$	

С использованием указанной функции строим зависимость спектральной плотности мощности помех от направления наблюдения:



Как видно из построенной зависимости, спектральная плотность мощности активных помех в зависимости от углового положения источника помех может изменяться в широких пределах: от величины порядка $2 \cdot 10^{-15}$ Вт/Гц, когда источник помех воздействует с направлений максимума главного лепестка ДН антенны РЛС, до значений 10^{-20} Вт/Гц, что соответствует попаданию источника в провалы ДН.

Задача 1.12. *Рассчитать дальность обнаружения цели в РЛС, если мощность зондирующего сигнала равна 200 кВт, коэффициент усиления антенны – 3000, длина волны – 5 см, ЭПР цели – 10 м^2 , зондирующий ЛЧМ сигнал с длительностью импульса 20 мкс и шириной спектра 5 МГц, коэффициент шума приемника – 5 и его температура – 300 К. Пороговое отношение сигнал/шум для получения заданного значения вероятности правильного обнаружения составляет 100.*

Решение. Дальность обнаружения определяется по формуле

$$r_0 = 4 \sqrt[4]{\frac{2P_0 \tau_{\text{и}} G_{\text{RPU}} G_{\text{RPrU}} \lambda^2 \sigma_{\text{с}}}{(4\pi)^3 N_0 q_{\text{тр}}^2}},$$

где $P_0 = 2 \cdot 10^5$ Вт – мощность зондирующего сигнала; $G_{\text{RPU}} = G_{\text{RPrU}} = 3000$ – коэффициенты усиления передающей и приемной антенны; $\lambda = 0,05$ м – длина волны; $T_0 = 2 \cdot 10^{-5}$ с – длительность одиночного зондирующего сигнала; N_0 – спектральная плотность шума; $\sigma_{\text{с}} = 10 \text{ м}^2$ – ЭПР цели; $q_{\text{тр}}^2 = \frac{2E}{N_0}$ – требуемое

отношение сигнал/шум для получения заданной вероятности правильного обнаружения при фиксированной вероятности ложной тревоги.

При наличии только внутренних шумов

$$N_0 = k_{\text{ш}} kT,$$

где $k_{\text{ш}} = 5$ – коэффициент шума приемника; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $T = 300$ К – термодинамическая температура приемника.

Подставляем исходные данные:

$$N_0 = k_{\text{ш}} kT = 5 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 = 2,1 \cdot 10^{-20} \text{ Вт/Гц};$$

$$r_0 = 4 \sqrt[4]{\frac{2 \cdot 10^5 \cdot 2 \cdot 10^{-5} \cdot 3000^2 \cdot 0,05^2 \cdot 10}{(4\pi)^3 \cdot 2,1 \cdot 10^{-20} \cdot 100}} = 1,21 \cdot 10^5 \text{ м} = 121 \text{ км}.$$

2. ОЦЕНКА ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СКРЫТНОСТИ

2.1. Теоретические сведения

В зависимости от решаемых задач скрытность излучающих радиоэлектронных средств в общем случае может быть классифицирована на следующие виды: 1) энергетическая; 2) временная; 3) пространственная; 4) структурная; 5) информационная.

Энергетическая скрытность направлена на исключение или существенное затруднение обнаружения РЭС средствами разведки. Энергетическая скрытность может быть оценена различными показателями, например: вероятностью обнаружения сигналов РЭС при заданной вероятности ложной тревоги; отношением сигнал/шум на входе станции разведки, обеспечивающим заданные качественные показатели обнаружения; дальностью обнаружения (разведки) сигналов РЭС при заданном отношении сигнал/шум. Последний показатель применяется при решении практических задач наиболее часто.

Временная скрытность РЭС направлена на снижение возможностей разведки по сбору необходимой информации о РЭС (виде и параметрах сигналов, назначении и т. п.) за определенное время. Она зависит от условий, в которых используется РЭС, ее временных режимов работы на излучение, технических характеристик станции разведки и временных характеристик ведения разведки. Временную скрытность можно оценить временем сбора данных о РЭС с заданной вероятностью.

Пространственная скрытность направлена на снижение возможностей станции (системы) разведки по определению с необходимой точностью направления прихода сигналов от РЭС или местоположения РЭС. Пространственную скрытность можно характеризовать точностью определения направления прихода сигналов (или местоположения) РЭС за заданное время.

Структурная скрытность – совокупность свойств радиосигнала, затрудняющих его демодуляцию (сжатие по времени или по частоте). Реализуется путем применения псевдослучайных сигналов и смене их в процессе работы.

Информационная скрытность – способность противника противостоять мерам, направленным на раскрытие содержания передаваемых или хранимых сообщений. Реализуется путем криптографического кодирования, разграничения доступа.

Из всех вышеперечисленных ведущая роль принадлежит энергетической скрытности.

Для достижения требуемой энергетической скрытности применяют амплитудный и пространственный методы ее обеспечения.

Амплитудный метод предполагает повышение чувствительности приемника защищаемой РЭС с одновременным снижением мощности передатчика до уровня, минимально необходимого для работы системы, в сочетании с выбором формы сигнала, обеспечивающей выигрыш при его оптимальной обработке в приемнике РЭС по сравнению с неоптимальной обработкой в разведприемнике.

Пространственный метод заключается в уменьшении ширины главного лепестка диаграммы направленности и снижении уровня боковых лепестков передающей антенны РЭС.

С учетом неизвестной временной структуры разведываемых сигналов их обнаружение ведется в средствах разведки с использованием заведомо неоптимальных алгоритмов энергетического и в ряде случаев автокорреляционного приема.

Вероятность обнаружения в зависимости от времени интегрирования T в энергетическом приемнике рассчитывается следующим образом:

- для сигнала с постоянной амплитудой при отсутствии накопления (детектор огибающей $\sqrt{T\Delta F} \approx 1$):

$$D = \int_{\sqrt{-2\ln F}}^{\infty} se^{-\frac{s^2+q^2}{2}} I_0(qs) ds, \quad (2.1)$$

где F – вероятность ложной тревоги в разведприемнике; $q^2 = P_c / P_{\text{ш}}$ – отношение мощности P разведываемого сигнала к мощности $P_{\text{ш}}$ шума в разведприемнике, $P_{\text{ш}} = N_0\Delta F$; $N_0, \Delta F$ – спектральная плотность мощности и полоса пропускания канала разведприемника;

- для сигнала с постоянной амплитудой при использовании накопления ($T\Delta F > 10$):

$$D = 1 - \Phi \left(\frac{\Phi^{-1}(1-F) - \frac{1}{2}\sqrt{T\Delta F}q^2}{\sqrt{1+q^2}} \right), \quad (2.2)$$

где $\Phi(x)$ – интеграл вероятности (значения приведены в прил. 3),

$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$, $\Phi(-x) = 1 - \Phi(x)$; $\Phi^{-1}(\bullet)$ – функция, обратная интегралу вероятности;

- для сигнала с флуктуирующей по закону Рэлея амплитудой при отсутствии накопления:

$$D = F \frac{1}{1+q^2}. \quad (2.3)$$

Последний случай будет иметь место, когда разведка ведется по боковым лепесткам ДН антенны РЭС и (или) имеет место многолучевое распространение.

На практике для оперативных расчетов дальности обнаружения часто используют понятие эквивалентной чувствительности $P_{\text{ЭКВ}}$ разведприемника, под которой понимается минимальная мощность сигнала на выходе ненаправлен-

ной приемной антенны, при которой обеспечивается заданная вероятность обнаружения полезного сигнала. В этом параметре уже учтены коэффициент усиления приемной антенны средства радиоразведки и радиотехнической разведки (РРТР), потери в тракте и потери при обработке, время накопления, уровень собственных шумов приемника и вероятность ложной тревоги. Для дальности обнаружения имеем

$$R_{\text{обн}} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_c G_c G_{\text{БЛ}}}{P_{\text{ЭКВ}}}}, \quad (2.4)$$

где P_c – мощность излучения РЭС; G_c – коэффициент усиления антенны РЭС; $G_{\text{БЛ}}$ – относительный уровень диаграммы направленности антенны РЭС по мощности в направлении на средство разведки; λ – длина волны.

Отношение сигнал/шум в одном канале разведприемника определяется по формуле

$$q_{\text{РТР}}^2 = \frac{P_c G_c G_{\text{БЛ}} \lambda^2 \gamma_f \gamma_{\text{РТР}}^{\text{АФТ}} \gamma_{\text{РТР}}^{\text{обр}}}{(4\pi)^2 R_{\text{РТР}}^2 N_{0\text{РТР}} \Delta f_{\text{РТР}}}, \quad (2.5)$$

где $R_{\text{РТР}}$ – дальность между передатчиком РЭС и разведприемником; $\gamma_{\text{РТР}}^{\text{АФТ}}$, $\gamma_{\text{РТР}}^{\text{обр}}$ – коэффициенты потерь в антенно-фидерном тракте и потерь при обработке полезного сигнала в приемнике РТР; $N_{0\text{РТР}}$ – спектральная плотность мощности внутренних шумов приемника РТР; $\Delta f_{\text{РТР}}$ – полоса пропускания одного канала приемника РТР; γ_f – коэффициент, равный доле мощности сигнала РЭС, попадающего в полосу пропускания одного канала разведприемника:

$$\gamma_f \approx \begin{cases} 1, & \Delta f_c \leq \Delta f_{\text{РТР}}; \\ \frac{\Delta f_{\text{РТР}}}{\Delta f_c}, & \Delta f_c > \Delta f_{\text{РТР}}. \end{cases}$$

Если спектр сигнала РЭС попадает более чем в один канал разведприемника, то вероятность D_N обнаружения излучения РЭС хотя бы в одном канале разведприемника может быть определена по формуле

$$D_N = 1 - (1 - D)^{[\Delta f_c / \Delta f_{\text{РТР}}]}, \quad (2.6)$$

где $N = [\Delta f_c / \Delta f_{\text{РТР}}]$ – число каналов разведприемника, в которые попал спектр сигнала РЭС; $[\bullet]$ – целая часть числа.

Уровень боковых лепестков антенны передатчика РЭС в направлении на источник помех является функцией угла α между направлением максимума главного лепестка антенны и направлением на разведприемник и используемого амплитудного распределения на апертуре антенны. Характеристики типовых распределений на апертуре антенны приведены в прил. 4.

При практических расчетах по оценке энергетической скрытности РЭС использование приведенных в прил. 4 нормированных ДН вызывает опреде-

ленное неудобство из-за их резко осциллирующего характера, когда нормированный уровень ДН при небольшом изменении угла наблюдения может изменяться на десятки децибелов. В этом случае используют огибающую нормированной ДН по максимумам боковых лепестков либо среднему уровню в заданном интервале углов наблюдения. Кроме того, может быть использовано полученное из экспериментальных данных [20] выражение

$$G_{\text{БЛ}}(\alpha) = \exp\left(-2,78\left(\frac{\alpha}{\alpha_{0,5}}\right)^2\right) + \frac{0,0625}{\left(\frac{\alpha}{\alpha_{0,5}}\right)^\mu} \left(1 - \exp\left(\frac{\alpha}{\alpha_{0,5}}\right)\right)^2, \quad (2.7)$$

где $\alpha_{0,5}$ – ширина диаграммы направленности антенны передатчика РЭС по соответствующей координате; μ – коэффициент качества позиции передатчика РЭС (для оборудованных позиций с незначительным влиянием местных предметов принимается $\mu=1,5\dots 2$, для позиций со значительным влиянием местных предметов $\mu=1\dots 1,5$).

На *точность* определения координат объектов в многопозиционных системах разведки оказывают влияние реализуемый метод определения координат и взаимное пространственное положение ИРИ и средств разведки (геометрический фактор), систематические и случайные ошибки измерения параметров положения и неточность задания координат средств разведки.

Корреляционная матрица ошибок оценивания декартовых координат РЭС в пространстве с использованием многопозиционных систем разведки определяется выражением

$$\mathbf{K} = \begin{pmatrix} \sigma_x^2 & K_{xy} & K_{xz} \\ K_{xy} & \sigma_y^2 & K_{yz} \\ K_{xz} & K_{yz} & \sigma_z^2 \end{pmatrix} = (\mathbf{H}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H})^{-1}, \quad (2.8)$$

где \mathbf{H} – статическая матрица пересчета координат:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x} & \frac{\partial f_1}{\partial y} & \frac{\partial f_1}{\partial z} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x} & \frac{\partial f_2}{\partial y} & \frac{\partial f_2}{\partial z} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_N}{\partial x} & \frac{\partial f_N}{\partial y} & \frac{\partial f_N}{\partial z} \end{pmatrix}, \quad (2.9)$$

где $f_i(x, y, z)$ – функция связи между i -м измеряемым параметром РЭС (пеленгом, дальностью, разностью дальностей и т. д.) и вектором (x, y, z) координат РЭС; \mathbf{R} – корреляционная матрица (КМ) ошибок оценивания соответствующих параметров.

Элементы корреляционной матрицы \mathbf{K} определяет эллипс ошибок – возможное положение ИРИ по заданной вероятности попадания в эллипс ошибок. Пример построения эллипса ошибок приведен в задаче 2.5.

2.2. Примеры решения задач

Задача 2.1. *Определить предельно допустимую мощность излучения РЛС, при которой вероятность разведки ее излучения не превысит 0,3. Средство разведки находится на дальности 120 км, коэффициент усиления антенны разведприемника – 10, полоса пропускания каналов разведприемника – 100 МГц, коэффициент шума приемника – 3, его температура – 300 К, накопление отсутствует, вероятность ложной тревоги $F_{\text{РТР}} = 10^{-7}$. Коэффициент усиления антенны РЛС – 40 дБ, длина волны – 10 см, разведка излучения РЛС ведется по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны РЛС с относительным уровнем минус 20 дБ.*

Решение. Отношение сигнал/шум в разведприемнике

$$q_{\text{РТР}}^2 = \frac{P_{\text{пр}}}{P_{\text{ш}}},$$

где $P_{\text{пр}}$ – мощность полезного сигнала на входе разведприемника:

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{с}} G G_{\text{БЛ}} G_{\text{РТР}} \lambda^2 \gamma_{\text{РТР}}^{\text{АФТ}}}{(4\pi)^2 R_{\text{РТР}}^2},$$

где $P_{\text{с}}$ – мощность излучения РЛС; $G = 10^4$ – коэффициент усиления антенны РЛС; $G_{\text{БЛ}} = 10^{-2}$ – уровень боковых лепестков диаграммы направленности антенны РЛС в направлении на средство разведки; $\gamma_{\text{РТР}}^{\text{АФТ}}$ – коэффициент потерь полезного сигнала в антенно-фидерном тракте средства разведки при построении средства разведки с использованием секторных некомутируемых антенн $\gamma_{\text{РТР}}^{\text{АФТ}} = - (1...3)$ дБ, секторных коммутируемых антенн $\gamma_{\text{РТР}}^{\text{АФТ}} = - (3...5)$ дБ, приемных многолучевых антенных решеток $\gamma_{\text{РТР}}^{\text{АФТ}} = - (3...10)$ дБ; $\lambda = 0,1$ м – длина волны; $R_{\text{РТР}} = 120$ км – дальность между разведприемником и РЛС; $P_{\text{ш}}$ – мощность собственных шумов разведприемника:

$$P_{\text{ш}} = k_{\text{ш}} k T \Delta F_{\text{РТР}},$$

где $k_{\text{ш}} = 3$ – коэффициент шума; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $T = 300$ К – термодинамическая температура; $\Delta F_{\text{РТР}} = 10^8$ Гц – полоса пропускания каналов разведприемника.

Вероятность обнаружения излучения РЛС в средстве разведки

$$D_{\text{РТР}} = F_{\text{РТР}} \frac{1}{1+q_{\text{РТР}}^2}.$$

Выразим требуемое для достижения заданной вероятности правильного обнаружения отношение сигнал/шум:

$$q_{\text{ТР}}^2 = \frac{\ln(F_{\text{РТР}})}{\ln(D_{\text{РТР}})} - 1.$$

Приравнявая $q_{\text{ТР}}^2 = q_{\text{РТР}}^2$, получим

$$\frac{P_c G G_{\text{БЛ}} G_{\text{РТР}} \lambda^2 \gamma_{\text{РТР}}^{\text{АФТ}}}{(4\pi)^2 R_{\text{РТР}}^2 k_{\text{ш}} k T \Delta F_{\text{РТР}}} = \frac{\ln(F_{\text{РТР}})}{\ln(D_{\text{РТР}})} - 1,$$

откуда

$$P_c = \left(\frac{\ln(F_{\text{РТР}})}{\ln(D_{\text{РТР}})} - 1 \right) \frac{(4\pi)^2 R_{\text{РТР}}^2 k_{\text{ш}} k T \Delta F_{\text{РТР}}}{G G_{\text{БЛ}} G_{\text{РТР}} \lambda^2 \gamma_{\text{РТР}}^{\text{АФТ}}}.$$

Подставляем исходные данные, приняв $\gamma_{\text{РТР}}^{\text{АФТ}} = -10 \text{ дБ} = 0,1$:

$$P_c = \left(\frac{\ln(10^{-7})}{\ln(0,3)} - 1 \right) \frac{(4\pi)^2 \cdot (1,2 \cdot 10^5)^2 \cdot 3 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 10^8}{10^4 \cdot 10^{-2} \cdot 10 \cdot 0,1^2 \cdot 0,1} = 35 \text{ Вт}.$$

$q_{\text{ТР}}^2 = 12,4$

Полученное значение является типовым для РЛС повышенной скрытности работы (ПСР).

Задача 2.2. Построить зависимости дальности разведки излучения РЛС по уровню вероятности разведки 0,5 от углового положения средства разведки для исходных данных из задачи 2.1. Оценить среднюю дальность разведки и среднее квадратическое отклонение дальности разведки при расположении средства разведки в боковых лепестках диаграммы направленности антенны. Дополнительно принять, что мощность РЛС составляет 10 кВт; параметры антенны РЛС и длину волны принять в соответствии с условиями задачи 2.1.

Решение. Дальность разведки определяется из соотношения

$$q_{\text{ТР}}^2 = q_{\text{РТР}}^2(\alpha) = \frac{P_c G G_{\text{БЛ}}(\alpha) G_{\text{РТР}} \lambda^2 \gamma_{\text{РТР}}^{\text{АФТ}}}{(4\pi)^2 R_{\text{РТР}}^2 k_{\text{ш}} k T \Delta F_{\text{РТР}}},$$

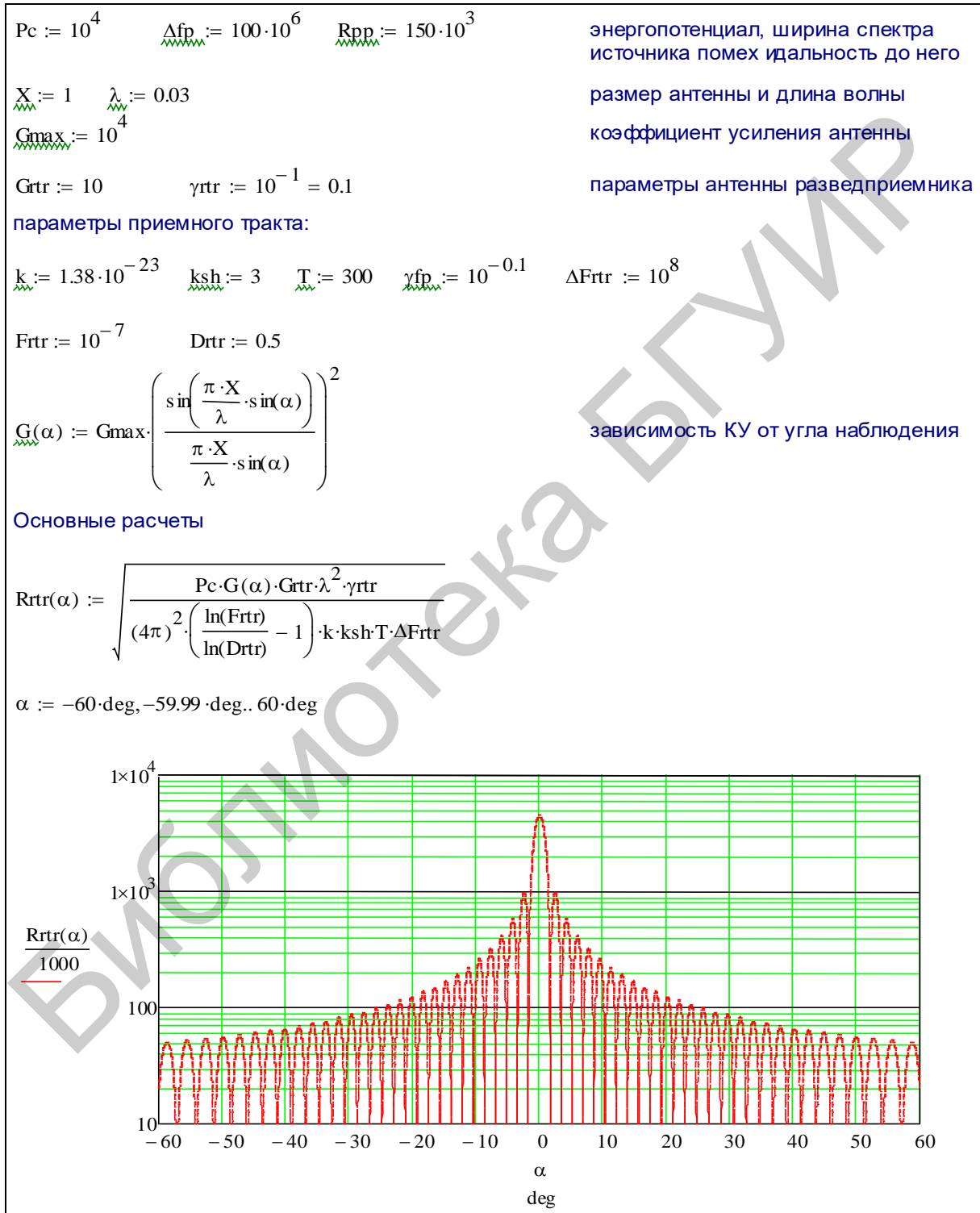
где $q_{\text{ТР}}^2$ – требуемое для достижения заданной вероятности правильного обнаружения отношение сигнал/шум в разведприемнике,

$$q_{\text{ТР}}^2 = \frac{\ln(F_{\text{РТР}})}{\ln(D_{\text{РТР}})} - 1.$$

Тогда дальность разведки в зависимости от азимута

$$R_{\text{РТР}}(\alpha) = \sqrt{\frac{P_c G G_{\text{БЛ}}(\alpha) G_{\text{РТР}} \lambda^2 \gamma_{\text{РТР}}^{\text{АФТ}}}{(4\pi)^2 q_{\text{ТР}}^2 k_{\text{Ш}} k T \Delta F_{\text{РТР}}}}$$

Для построения требуемой зависимости воспользуемся системой компьютерной математики *MathCad*:



Как следует из результатов расчетов, дальность разведки может изменяться от 4500 км (существенно превышает дальность прямой видимости) до

единиц километров, когда средство разведки находится в угловых направлениях, близких к «нулям» диаграммы направленности антенны РЛС. Отметим, что полученные зависимости на практике определенным образом изменяются: из-за неизбежных ошибок амплитудно-фазового распределения на апертуре провалы диаграммы направленности «заплывают» (сглаживаются) и не будут достигать нулевого уровня. Это соответствует увеличению минимальных значений дальности разведки.

С учетом априори неизвестного углового положения средства разведки относительно нормали к раскрытию антенны дальность разведки можно считать случайной величиной. Вычисляем среднюю дальность разведки и среднее квадратическое отклонение дальности разведки при расположении средства разведки в боковых лепестках диаграммы направленности от первого нуля (для заданной антенны $1,667^\circ$) до угла 60° от нормали к плоскости антенны:

Средняя дальность разведки и среднее квадратическое отклонение дальности разведки

$$R_{s_{\text{rtr}}} := \frac{1}{1000} \cdot \int_{1.667\text{-deg}}^{60\text{-deg}} R_{\text{rtr}}(\alpha) d\alpha = 100.558$$

$$\sigma_{\text{rtr}} := \sqrt{\frac{1}{10^6} \cdot \int_{1.667\text{-deg}}^{60\text{-deg}} R_{\text{rtr}}(\alpha)^2 d\alpha - R_{s_{\text{rtr}}}^2} = 139.298$$

Задача 2.3. Оценить изменение вероятности разведки излучения РЛС при использовании амплитудных распределений поля на раскрыве: а) косинус на пьедестале; б) косинус-квадрат на пьедестале при параметре пьедестала $\Delta = 0,25$ в сравнении с равномерным амплитудным распределением. Средство разведки находится на дальности 300 км, коэффициент усиления антенны разведприемника – 50, полоса пропускания каналов разведприемника – 250 МГц, коэффициент потерь равен минус 10 дБ, коэффициент шума приемника – 3, его температура – 300 К, накопление отсутствует, вероятность ложной тревоги $F_{\text{РТР}} = 10^{-7}$. Размеры антенны РЛС: $X \times Y = 2 \times 2$ м, длина волны – 5 см, мощность излучения – 100 кВт.

Решение. Вероятность обнаружения излучения РЛС в средстве разведки:

$$D_{\text{РТР}}(\alpha) = \frac{1}{1 + q_{\text{РТР}}^2(\alpha)},$$

где $q_{\text{РТР}}^2(\alpha)$ – зависимость отношения сигнал/шум от угла наблюдения,

$$q_{\text{РТР}}^2(\alpha) = \frac{P_c G G_{\text{БЛ}}(\alpha) G_{\text{РТР}} \lambda^2 \gamma_{\text{РТР}}^{\text{ДФТ}}}{(4\pi)^2 R_{\text{РТР}}^2 k_{\text{ш}} k T \Delta F_{\text{РТР}}}$$

Коэффициент усиления антенны РЛС в максимуме диаграммы направленности:

$$G = 4\pi \frac{XY}{\lambda^2} v\eta,$$

где v – коэффициент использования поверхности антенны:

$$v = v_x v_y; \quad v_x = \frac{\left(\int_{-X/2}^{X/2} f(x) dx \right)^2}{X \int_{-X/2}^{X/2} f^2(x) dx}; \quad v_y = \frac{\left(\int_{-Y/2}^{Y/2} f(y) dy \right)^2}{Y \int_{-Y/2}^{Y/2} f^2(y) dy};$$

$f(\bullet)$ – функция, определяющая амплитудное распределение поля на раскрыве (x – нормированная координата раскрыва, $-1/2 \leq x \leq 1/2$); $\eta=0,7\dots 0,8$ – коэффициент полезного действия (КПД) антенны.

Для амплитудного распределения поля на раскрыве имеем

$$f(x) = \Delta + (1 - \Delta) \cos^m(\pi x), \quad -\frac{1}{2} \leq x \leq \frac{1}{2},$$

где $\Delta=1$ для равномерного амплитудного распределения; $m=1, 2$ для распределений «косинус на пьедестале» и «косинус-квадрат на пьедестале».

Расчеты ведем в системе компьютерной математики *MathCad*. Предварительно построим нормированные диаграммы направленности антенны РЛС в азимутальной плоскости (прил. 4), расчетные соотношения для которых приведены непосредственно в тексте программы.

Вид нормированной ДН для заданных амплитудных распределений поля на раскрыве для главного и первых боковых лепестков приведен на графике. Как видно из графика, при использовании распределений «косинус на пьедестале» и «косинус-квадрат на пьедестале» главный лепесток последовательно расширяется, а уровень первого бокового лепестка снижается.

Далее вычисляем значения коэффициентов усиления в максимуме диаграммы направленности и задаем нормированные диаграммы направленности, определяющие зависимость коэффициентов усиления от углов наблюдения.

Базовые распределения поля на раскрыве антенны

$\lambda := 0.05$ $X := 2$

равномерное амплитудное распределение на раскрыве

$$F1(\alpha, X) := \frac{1 + \cos(\alpha)}{2} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi \cdot X \cdot \sin(\alpha)}{\lambda}\right)}{\frac{\pi \cdot X \cdot \sin(\alpha)}{\lambda}}$$

распределение «косинус (без пьедестала)»

$$F2(\alpha, X) := \frac{\cos\left(\frac{\pi \cdot X}{\lambda} \sin(\alpha)\right)}{1 - \left(\frac{2 \cdot X}{\lambda} \sin(\alpha)\right)^2}$$

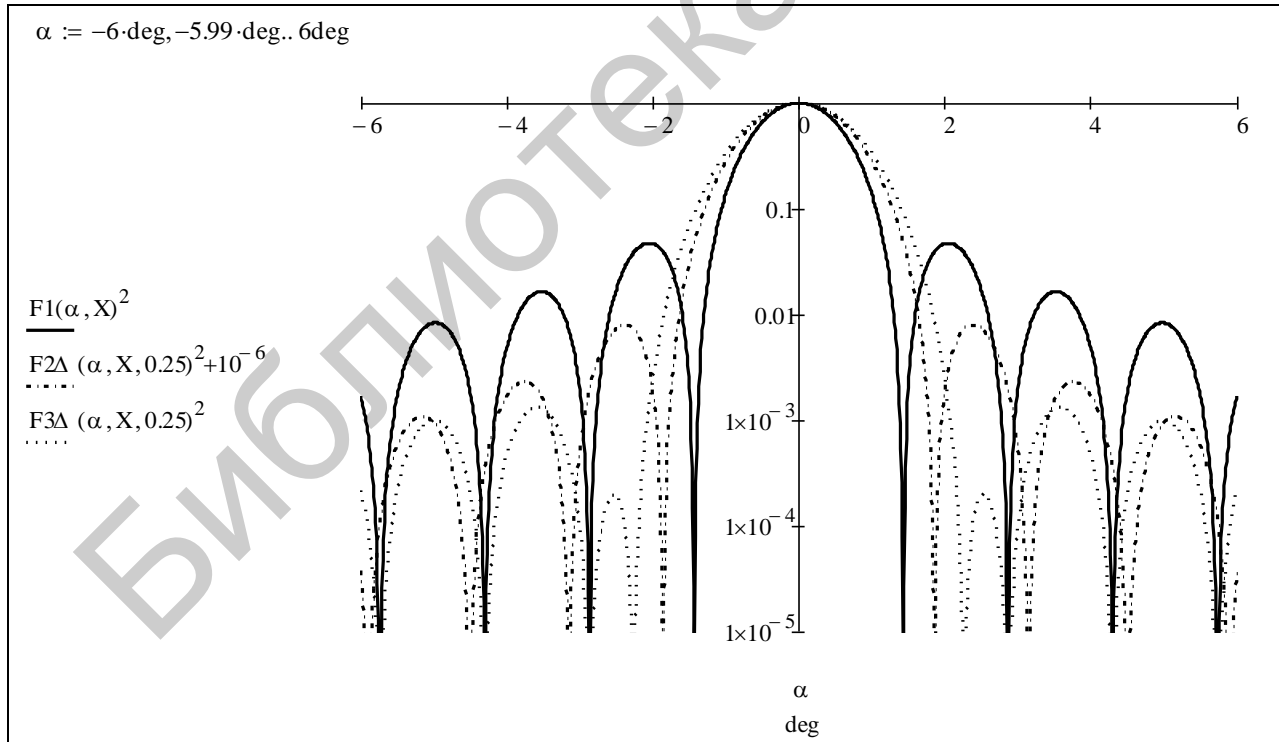
распределение «косинус на пьедестале»

$$F2\Delta(\alpha, X, \Delta) := \frac{1}{\Delta + (1 - \Delta) \cdot \frac{2}{\pi}} \left[\Delta \cdot F1(\alpha, X) + (1 - \Delta) \cdot \frac{2}{\pi} \cdot F2(\alpha, X) \right]$$

распределение «косинус квадрат на пьедестале»

$$F3\Delta(\alpha, X, \Delta) := F1(\alpha, X) - \left(\frac{1 - \Delta}{1 + \Delta}\right) \cdot \frac{\frac{\pi \cdot X}{\lambda} \sin(\alpha) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot X}{\lambda} \sin(\alpha)\right)}{\left(\frac{\pi \cdot X}{\lambda} \sin(\alpha)\right)^2 - \pi^2}$$

Нормированные ДН для различных распределений на апертуре:



Амплитудно-фазовое распределение на раскрыве и коэффициент использования поверхности:

$$f(x, \Delta, m) := \Delta + (1 - \Delta) \cdot \cos(\pi \cdot x)^m \quad v(\Delta, m) := \frac{\left(\int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} f(x, \Delta, m) dx \right)^2}{\int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} f(x, \Delta, m)^2 dx}$$

Вычисляем КИП, максимальный коэффициент усиления и задаем зависимость коэффициента усиления от азимута и угла места для заданных распределений:

$$\eta_a := 0.8 \quad X := 2 \quad Y := 2 \quad \Delta := 0.25$$

равномерное:

$$v(1, 1) = 1 \quad G1_{max} := 4\pi \cdot \frac{X \cdot Y}{\lambda^2} \cdot v(1, 1)^2 \cdot \eta_a = 1.608 \times 10^4 \quad G1(\alpha, \beta) := G1_{max} \cdot F1(\alpha, X)^2 \cdot F1(\beta, Y)^2$$

«косинус на пьедестале»:

$$v(0.25, 1) = 0.909 \quad G2_{max} := 4\pi \cdot \frac{X \cdot Y}{\lambda^2} \cdot v(0.25, 1)^2 \cdot \eta_a = 1.328 \times 10^4 \quad G2(\alpha, \beta) := G2_{max} \cdot F2\Delta(\alpha, X, \Delta)^2 \cdot F2\Delta(\beta, Y, \Delta)^2$$

«косинус-квадрат на пьедестале»:

$$v(0.25, 2) = 0.847 \quad G3_{max} := 4\pi \cdot \frac{X \cdot Y}{\lambda^2} \cdot v(0.25, 2)^2 \cdot \eta_a = 1.155 \times 10^4 \quad G3(\alpha, \beta) := G3_{max} \cdot F3\Delta(\alpha, X, \Delta)^2 \cdot F3\Delta(\beta, Y, \Delta)^2$$

$$R_{rtr} := 300 \cdot 10^3 \quad \text{дальность разведки}$$

$$G_{rtr} := 50 \quad \gamma_{rtr} := 10^{-1} = 0.1 \quad \text{коэффициент усиления антенны разведприемника и потери в тракте}$$

$$F_{rtr} := 10^{-7} \quad \text{коэффициент усиления антенны разведприемника и потери в тракте}$$

параметры приемного тракта:

$$k := 1.38 \cdot 10^{-23} \quad k_{sh} := 3 \quad T := 300 \quad \Delta F_{rtr} := 250 \cdot 10^6$$

$$P_c := 10^5 \quad \text{мощность излучения РЛС}$$

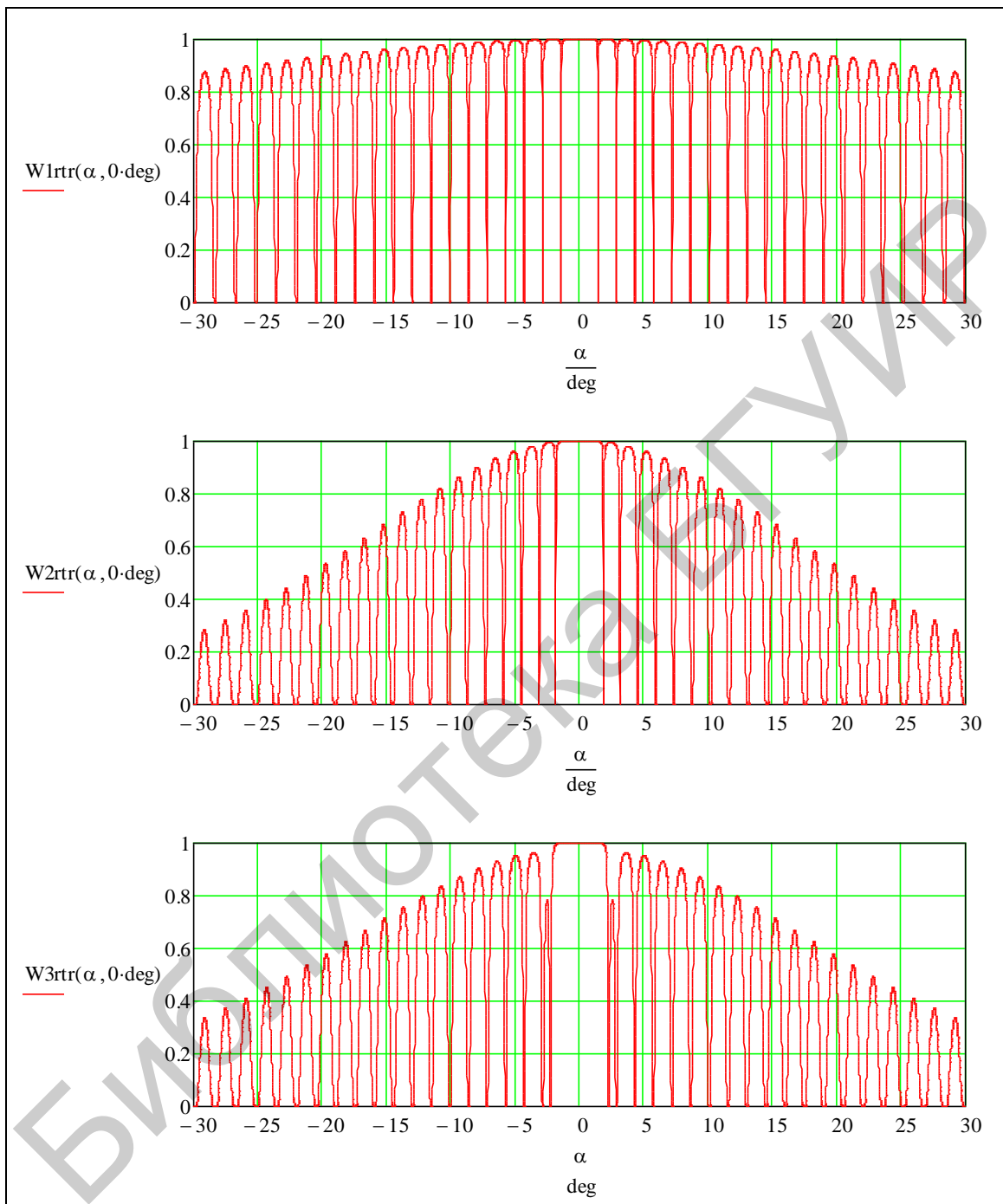
Зависимость вероятности разведки от углов наблюдения: излучения РЛС

$$W1_{rtr}(\alpha, \beta) := F_{rtr} \frac{1}{1 + \frac{P_c \cdot G1(\alpha, \beta) \cdot G_{rtr} \cdot \lambda^2 \cdot \gamma_{rtr}}{(4\pi)^2 \cdot k \cdot k_{sh} \cdot T \cdot \Delta F_{rtr} \cdot R_{rtr}^2}}$$

$$W2_{rtr}(\alpha, \beta) := F_{rtr} \frac{1}{1 + \frac{P_c \cdot G2(\alpha, \beta) \cdot G_{rtr} \cdot \lambda^2 \cdot \gamma_{rtr}}{(4\pi)^2 \cdot k \cdot k_{sh} \cdot T \cdot \Delta F_{rtr} \cdot R_{rtr}^2}}$$

$$W3_{rtr}(\alpha, \beta) := F_{rtr} \frac{1}{1 + \frac{P_c \cdot G3(\alpha, \beta) \cdot G_{rtr} \cdot \lambda^2 \cdot \gamma_{rtr}}{(4\pi)^2 \cdot k \cdot k_{sh} \cdot T \cdot \Delta F_{rtr} \cdot R_{rtr}^2}}$$

С использованием построенных функций строим зависимости вероятности разведки от углового отклонения средства разведки от нормали к апертуре антенны в азимутальной плоскости:



Из построенных зависимостей видно, что при использовании распределений «косинус на пьедестале» и «косинус-квадрат на пьедестале» вероятность разведки существенно уменьшается. Усредним вероятность разведки, например, в секторе 60° – по азимуту и 5° – по углу места:

$$\frac{1}{60 \cdot \text{deg}} \cdot \frac{1}{5 \cdot \text{deg}} \cdot \int_0^{5 \cdot \text{deg}} \int_{0 \cdot \text{deg}}^{60 \cdot \text{deg}} W_{1\text{tr}}(\alpha, \beta) d\alpha d\beta = 0.173$$

$$\frac{1}{60 \cdot \text{deg}} \cdot \frac{1}{5 \cdot \text{deg}} \cdot \int_0^{5 \cdot \text{deg}} \int_{0 \cdot \text{deg}}^{60 \cdot \text{deg}} W_{2\text{tr}}(\alpha, \beta) d\alpha d\beta = 0.066$$

$$\frac{1}{60 \cdot \text{deg}} \cdot \frac{1}{5 \cdot \text{deg}} \cdot \int_0^{5 \cdot \text{deg}} \int_{0 \cdot \text{deg}}^{60 \cdot \text{deg}} W_{3\text{tr}}(\alpha, \beta) d\alpha d\beta = 0.066$$

Из результатов расчетов следует, что средняя вероятность разведки снижается с величины 0,173 – для равномерного распределения до величины 0,066 – для распределений «косинус на пьедестале» и «косинус-квадрат на пьедестале».

Задача 2.4. Построить зависимости вероятности разведки излучения передатчика радиолинии от ширины спектра сигнала. Многоканальный разведприемник с коэффициентом усиления антенны $G_c = 1$, полосой пропускания каналов $\Delta f_{\text{РТР}} = 0,1$ МГц, суммарным коэффициентом потерь $\gamma_{\text{РТР}} = -6$ дБ, коэффициентом шума $k_{\text{ш}} = 10$, находящимся при температуре 300 К, удален от передатчика радиолинии на расстояние $R_{\text{РТР}} = 100$ км. Накопление в разведприемнике отсутствует, вероятность ложной тревоги в одном канале разведприемника $F_{\text{РТР}} = 10^{-7}$. Передатчик радиолинии имеет ненаправленную антенну, мощность излучения $P_c = 1$ Вт, длину волны $\lambda = 1,33$ м. Ширина спектра сигнала может изменяться от 0,1 до 5 МГц. Спектр сигнала считать равномерным в заданной полосе.

Решение. Вероятность обнаружения излучения передатчика радиолинии в одном канале разведприемника

$$D_1 = \frac{1}{F_{\text{РТР}} (1 + q_{\text{РТР}}^2)},$$

где $q_{\text{РТР}}^2$ – отношение сигнал/шум в одном канале разведприемника,

$$q_{\text{РТР}}^2 = \frac{P_c G_c \lambda^2 \gamma_f \gamma_{\text{РТР}}}{(4\pi)^2 R_{\text{РТР}}^2 N_{0\text{РТР}} \Delta f_{\text{РТР}}}; \quad N_{0\text{РТР}} - \text{спектральная плотность мощности}$$

внутренних шумов разведприемника:

$$N_{0\text{РТР}} = k_{\text{ш}} kT = 10 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 = 4,1 \cdot 10^{-20} \text{ Вт/Гц};$$

γ_f – доля мощности сигнала радиолинии, попадающая в один канал разведприемника, $\gamma_f = \Delta f_{\text{РТР}} / \Delta f_c$.

Число приемных каналов разведприемника, в которые попадает спектр полезного сигнала, и вероятность обнаружения сигнала (по логике «сигнал обнаружен хотя бы в одном канале»):

$$N = \left\lceil \frac{\Delta f}{\Delta f_{\text{РТР}}} \right\rceil; \quad D_N = 1 - (1 - D_1)^{\left\lceil \frac{\Delta f_c}{\Delta f_{\text{РТР}}} \right\rceil}.$$

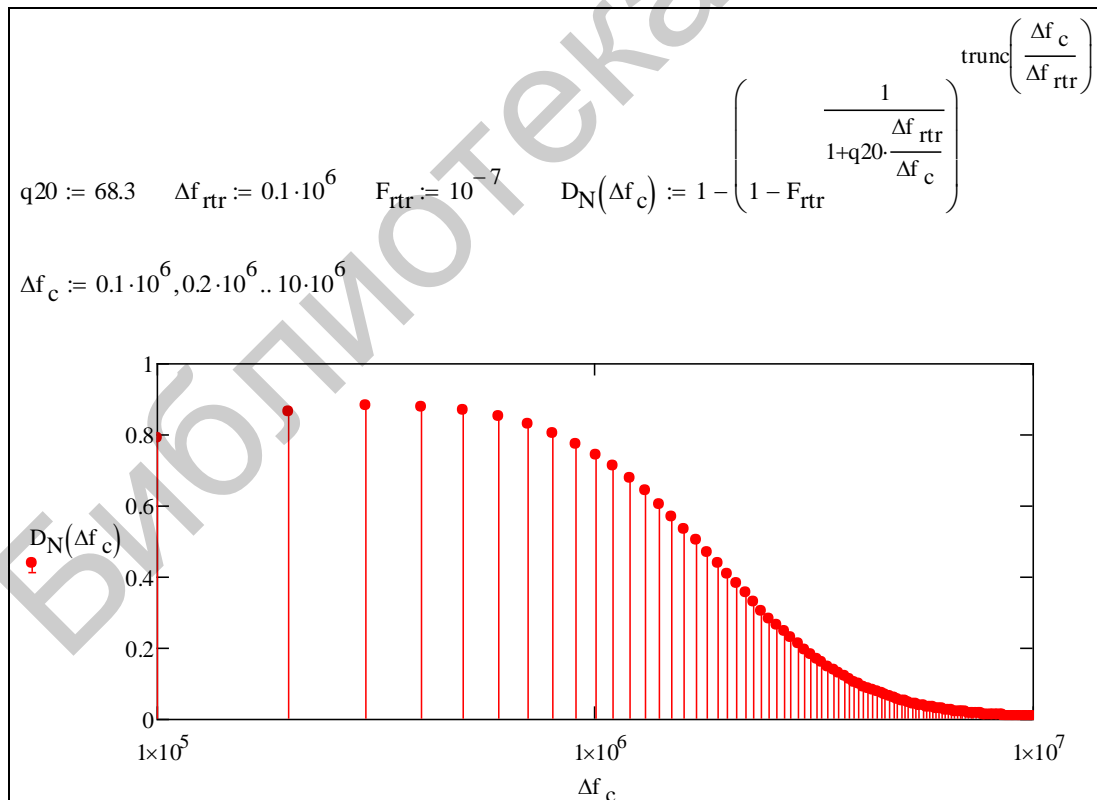
Представим выражение для вероятности обнаружения сигнала хотя бы в одном канале разведприемника в виде

$$D_N = 1 - \left(1 - F_{\text{РТР}} \left(\frac{1}{1 + q_0^2 \frac{\Delta f_{\text{РТР}}}{\Delta f_c}} \right) \right)^{\left\lceil \frac{\Delta f_c}{\Delta f_{\text{РТР}}} \right\rceil},$$

где q_0^2 – отношение сигнал/шум в канале разведприемника, когда ширина спектра сигнала совпадает с полосой пропускания канала:

$$q_0^2 = \frac{P_c G_c \lambda^2 \gamma_{\text{РТР}}}{(4\pi)^2 R_{\text{РТР}}^2 N_{0\text{РТР}} \Delta f_{\text{РТР}}} = \frac{1 \cdot 1 \cdot 1,33^2 \cdot 0,25}{(4\pi)^2 \cdot (100 \cdot 10^3)^2 \cdot 4,1 \cdot 10^{-20} \cdot 0,1 \cdot 10^6} = 68,3.$$

Зададим исходные данные, проведем вычисления и построим требуемую зависимость с использованием системы *MathCad*:

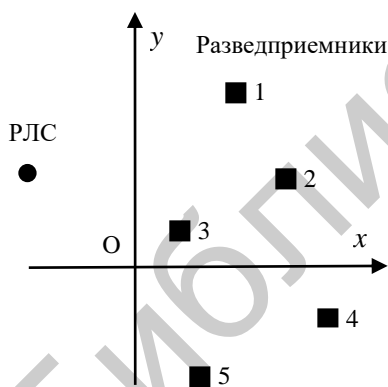


Как видно из полученных зависимостей, при небольшом (в 2...8 раз) увеличении ширины спектра сигнала радиолинии по отношению к ширине полосы канала разведприемника вероятность его обнаружения в разведприемнике незначительно возрастает. Начиная с девятикратного превышения вероятность

обнаружения начинает монотонно уменьшаться до асимптотического значения, равного нулю.

Таким образом, при оценке энергетической скрытности РЭС необходимо учитывать число каналов разведприемника, в которые попадает спектр полезного сигнала. Наряду с логикой «сигнал РЭС обнаружен, если он обнаружен хотя бы в одном канале» могут быть использованы и другие, более сложные логики принятия решения об обнаружении сигнала, например: «обнаружение сигнала не менее чем в k каналах из n », «обнаружение во всех каналах» и т. д.

Задача 2.5. *Оценивание декартовых координат РЛС проводится многопозиционной системой разведки, геометрия которой приведена на рисунке и в таблице, с использованием разностно-дальномерного метода определения координат. Вычислить корреляционную матрицу \mathbf{K} ошибок оценивания координат и построить эллипс ошибок (по уровню вероятности 0,5) при единичных измерениях. В разведприемниках используются антенны с коэффициентом усиления $G_{\text{РТР}} = 10$, спектральная плотность мощности внутренних шумов $N_{\text{РТР}} = 10^{-20}$ Вт/Гц, полоса пропускания $\Delta f_{\text{РТР}} = 250$ МГц. РЛС излучает ЛЧМ импульсы с девиацией частоты $\Delta f_c = 1$ МГц, эквивалентная мощность излучения РЛС в направлении разведприемников $P_c G_c G_{\text{БЛ}} = 10$ кВт, длина волны $\lambda = 0,1$ м. Координаты РЛС: $(-100$ км; 90 км). В каждом из разведприемников измеряется время прихода сигнала РЛС с последующим вычислением разности времен распространения сигналов для пар разведприемников.*



Номер разведприемника	Координаты, км	
	X	Y
1	100	200
2	150	120
3	50	10
4	180	50
5	60	120

Решение. Для многопозиционной системы разведки с разностно-дальномерным методом определения координат измеряемыми параметрами положения являются разности времен распространения сигнала от РЛС до пары разведприемников, а соответствующей линией положения – гипербола с фокусами, соответствующими паре разведприемников (РП). При измерении времени t_n прихода сигнала на $n = \overline{1, N_{\text{РП}}}$ разведприемниках может быть вычислено $\ell = \overline{1, N_{\text{РП}} - 1}$ линейно независимых разностей времен прихода $\tau_\ell = t_\ell - t_{N_{\text{РП}}}$.

По вычисленным разностям определяются оценки $\widehat{\Delta}_\ell$ разности расстояний от РЛС до разведприемников ℓ -й пары (с номерами разведприемников ℓ и $N_{\text{РП}}$), $\widehat{\Delta}_\ell = t_\ell - t_{N_{\text{РП}}}$, где c – скорость света.

Корреляционная матрица \mathbf{K} ошибок определения координат РЛС на плоскости определяется выражением

$$\mathbf{K} = \begin{pmatrix} \sigma_x^2 & r_{xy}\sigma_x\sigma_y \\ r_{xy}\sigma_x\sigma_y & \sigma_y^2 \end{pmatrix} = (\mathbf{H}^T \cdot \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H})^{-1},$$

где \mathbf{H} – статическая матрица пересчета; \mathbf{R} – корреляционная матрица ошибок оценивания параметров положения.

Истинное значение разности расстояний между РЛС и разведприемниками ℓ -й пары запишется как

$$\Delta_\ell = \sqrt{(x - x_\ell)^2 + (y - y_\ell)^2} - \sqrt{(x - x_{N_{\text{РП}}})^2 + (y - y_{N_{\text{РП}}})^2}.$$

Статическая матрица пересчета имеет $N_{\text{РП}} - 1$ строк и 2 столбца, соответствующих определяемым декартовым координатам x и y . Элементы статической матрицы пересчета:

$$H_{\ell,1} = \frac{\partial \Delta_\ell}{\partial x} = \frac{x - x_\ell}{\sqrt{(x - x_\ell)^2 + (y - y_\ell)^2}} - \frac{x - x_{N_{\text{РП}}}}{\sqrt{(x - x_{N_{\text{РП}}})^2 + (y - y_{N_{\text{РП}}})^2}};$$

$$H_{\ell,2} = \frac{\partial \Delta_\ell}{\partial y} = \frac{y - y_\ell}{\sqrt{(x - x_\ell)^2 + (y - y_\ell)^2}} - \frac{y - y_{N_{\text{РП}}}}{\sqrt{(x - x_{N_{\text{РП}}})^2 + (y - y_{N_{\text{РП}}})^2}}.$$

Ошибки определения времени прихода сигнала для различных разведприемников считаем независимыми центрированными нормально распределенными случайными величинами. Дисперсия оценивания времени прихода сигнала для i -го разведприемника оценивается нижней границей Рао – Крамера (формулой потенциальной точности оценивания времени прихода):

$$\sigma_i^2 = \frac{3}{(2\pi)^2 \Delta f_c^2 q_i^2},$$

где q_i^2 – отношение сигнал/шум в i -м разведприемнике,

$q_i^2 = \frac{P_c G_c G_{\text{БЛ}} \lambda^2}{(4\pi)^2 d_i^2 N_{\text{РТР}} \Delta f_{\text{РТР}}}$; d_i – расстояние между РЛС и i -м разведприемником,

$$d_i = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}.$$

Элементы корреляционной матрицы ошибок измерения разности расстояний, находящиеся на главной диагонали, будут равны $R_{\ell,\ell} = \sigma_\ell^2 + \sigma_{N_{\text{РП}}}^2$, а не находящиеся на главной диагонали: $R_{i,j} = \sigma_{N_{\text{РП}}}^2$, $i \neq j$.

Ниже приведена программа расчета корреляционной матрицы ошибок определения координат в системе компьютерной математики *MathCad*.

Расчет корреляционной матрицы ошибок определения координат в разностно-дальномерной системе

$$P := 10 \cdot 10^3 \quad \Delta f_c := 1 \cdot 10^6 \quad \lambda := 0.1$$

$$N_{\text{пр}} := 10^{-20} \quad \Delta f_{\text{пр}} := 250 \cdot 10^6 \quad G_{\text{пр}} := 10 \quad c := 3 \cdot 10^8$$

Геометрия системы

$$X := \begin{pmatrix} 100 \\ 150 \\ 50 \\ 180 \\ 60 \end{pmatrix} \cdot 10^3 \quad Y := \begin{pmatrix} 200 \\ 120 \\ 10 \\ 50 \\ 120 \end{pmatrix} 10^3 \quad x := -100 \cdot 10^3 \quad y := 90 \cdot 10^3$$

$$N_{\text{пр}} := \text{rows}(X) \quad i := 0..N_{\text{пр}} - 1 \quad L := 0..N_{\text{пр}} - 2 \quad L1 := 0..N_{\text{пр}} - 2$$

Дальности до РЛС, отношения сигнал/шум в разведприемнике и дисперсии оценки времени прихода сигнала

$$d_i := \sqrt{(x - X_i)^2 + (y - Y_i)^2} \quad q_{2i} := \frac{P G_{\text{пр}} \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi)^2 \cdot (d_i)^2 \cdot N_{\text{пр}} \cdot \Delta f_{\text{пр}}} \quad \sigma_{2i} := \frac{3}{(2 \cdot \pi)^2 \cdot \Delta f_c^2 \cdot q_{2i}}$$

$$d = \begin{pmatrix} 2.283 \times 10^5 \\ 2.518 \times 10^5 \\ 1.7 \times 10^5 \\ 2.828 \times 10^5 \\ 1.628 \times 10^5 \end{pmatrix} \quad q_2 = \begin{pmatrix} 48.619 \\ 39.953 \\ 87.648 \\ 31.663 \\ 95.586 \end{pmatrix} \quad \sigma_2 = \begin{pmatrix} 1.563 \times 10^{-15} \\ 1.902 \times 10^{-15} \\ 8.67 \times 10^{-16} \\ 2.4 \times 10^{-15} \\ 7.95 \times 10^{-16} \end{pmatrix}$$

Матрица пересчета и КМ ошибок оценки разности расстояний

$$H_{L,0} := \frac{x - X_L}{d_L} - \frac{x - X_{N_{\text{пр}}-1}}{d_{N_{\text{пр}}-1}} \quad H_{L,1} := \frac{y - Y_L}{d_L} - \frac{y - Y_{N_{\text{пр}}-1}}{d_{N_{\text{пр}}-1}}$$

$$R_{L,L1} := \text{if} \left[L = L1, c^2 \cdot (\sigma_{2L} + \sigma_{2_{N_{\text{пр}}-1}}), c^2 \cdot \sigma_{2_{N_{\text{пр}}-1}} \right]$$

$$H = \begin{pmatrix} 0.107 & -0.298 \\ -0.01 & 0.065 \\ 0.101 & 0.655 \\ -7.077 \times 10^{-3} & 0.326 \end{pmatrix} \quad R = \begin{pmatrix} 212.22 & 71.55 & 71.55 & 71.55 \\ 71.55 & 242.73 & 71.55 & 71.55 \\ 71.55 & 71.55 & 149.58 & 71.55 \\ 71.55 & 71.55 & 71.55 & 287.55 \end{pmatrix}$$

КМ ошибок оценивания

$$\mathbf{K} := (\mathbf{H}^T \cdot \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{H})^{-1} \quad \mathbf{K} = \begin{pmatrix} 8.813 \times 10^3 & -417.892 \\ -417.892 & 214.397 \end{pmatrix}$$

$$\sigma_x := \sqrt{K_{0,0}} \quad \sigma_x = 93.879 \quad \text{средняя квадратическая ошибка оценивания координаты } x \text{ в метрах}$$

$$\sigma_y := \sqrt{K_{1,1}} \quad \sigma_y = 14.642 \quad \text{средняя квадратическая ошибка оценивания координаты } y \text{ в метрах}$$

$$r_{xy} := \frac{K_{0,1}}{\sigma_x \cdot \sigma_y} \quad r_{xy} = -0.304 \quad \text{коэффициент корреляции оценок}$$

Полученные значения средних квадратических ошибок определения координат оказались относительно небольшими. Коэффициент корреляции ошибок имеет отрицательное значение. Это свидетельствует о том, что положительным ошибкам по координате x будут в среднем соответствовать отрицательные значения ошибок по координате y .

Построим для указанного случая эллипс ошибок, вероятность попадания оцененных координат в пределы которого равна заданному значению. Указанная вероятность определяется по формуле

$$P = 1 - e^{-\lambda^2}$$

и для $P = 0,5 \Rightarrow \lambda = 0,832$.

Величина λ^2 представляет собой выражение, стоящее под знаком экспоненты в плотности вероятности нормально распределенной случайной величины:

$$\lambda^2 = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{pmatrix}^T \mathbf{K}^{-1} \begin{pmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{pmatrix} = \frac{1}{2} (C_{11}\Delta x^2 + 2C_{12}\Delta x\Delta y + C_{22}\Delta y^2),$$

где \mathbf{C} – матрица точности, $\mathbf{C} = \begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{pmatrix} = \mathbf{K}^{-1}$.

Для уравнения эллипса ошибок имеем

$$C_{22} \Delta y^2 + \underbrace{2C_{12}\Delta x}_{b} \Delta y + \underbrace{C_{11}\Delta x^2 - 2\lambda^2}_{c} = 0.$$

Решая это уравнение относительно, например, неизвестной Δy , получим

$$\Delta y = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a},$$

где $a = C_{22}$; $b = 2C_{12}\Delta x$; $c = C_{11}\Delta x^2 - 2\lambda^2$.

Для построения эллипса ошибок воспользуемся системой *MathCad* :

Построение эллипса ошибок

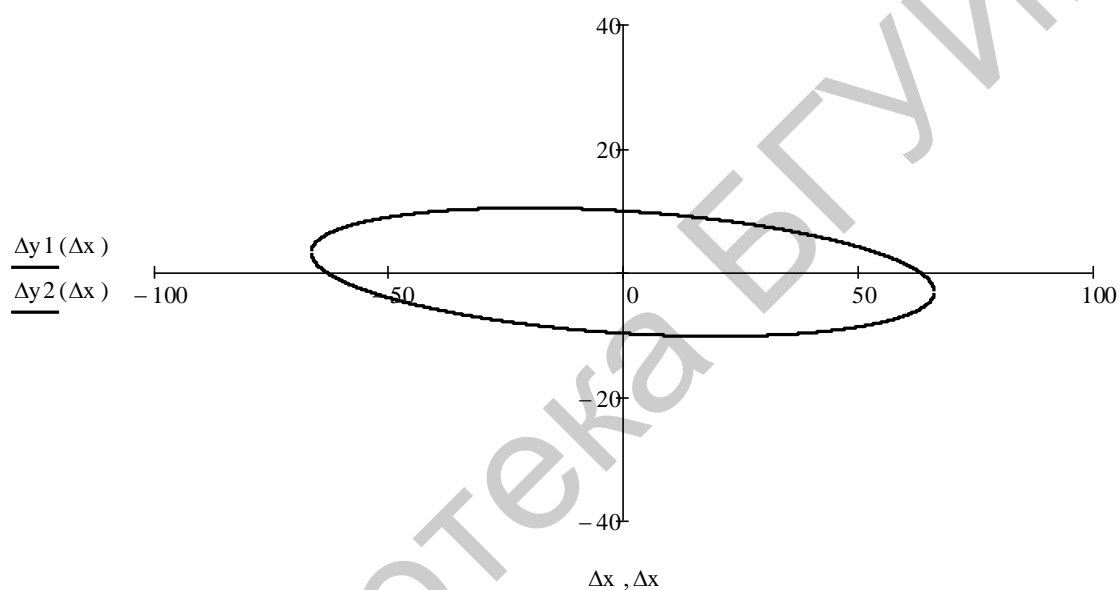
$$\underline{C} := K^{-1} \quad C = \begin{pmatrix} 1.25 \times 10^{-4} & 2.437 \times 10^{-4} \\ 2.437 \times 10^{-4} & 5.139 \times 10^{-3} \end{pmatrix}$$

$$\lambda_p := 0.5 \quad a := C_{1,1} \quad b(\Delta x) := 2 \cdot C_{0,1} \cdot \Delta x \quad c(\Delta x) := C_{0,0} \cdot \Delta x^2 - 2 \cdot \lambda_p^2$$

$$\Delta y1(\Delta x) := \frac{-b(\Delta x) - \sqrt{b(\Delta x)^2 - 4 \cdot a \cdot c(\Delta x)}}{2 \cdot a}$$

$$\Delta y2(\Delta x) := \frac{-b(\Delta x) + \sqrt{b(\Delta x)^2 - 4 \cdot a \cdot c(\Delta x)}}{2 \cdot a}$$

$$\Delta x := -100, -99.99 \dots 100$$



3. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ И ОЦЕНКА ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ РАДИОСИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

3.1. Теоретические сведения

Энергетический расчет радиосистемы передачи информации с заданным уровнем скрытности и помехоустойчивости заключается в определении основных технических характеристик и параметров РТС ПИ. Заданными считаются:

- скорость передачи информации, требуемые дистанции радиосвязи и предельно допустимая вероятность суммарной ошибки в условиях воздействия помех, максимально допустимая вероятность разведки излучения передатчика РТС ПИ;

- помеховая обстановка (число источников помех, дальности, энергопотенциал, удаление, ширина спектра, возможности адаптации по ширине спектра помех);

- характеристики средств разведки (число разведприемников и дальность их размещения, эквивалентная чувствительность или коэффициент шума, полоса пропускания и т. д.), число каналов, вид обзора по частоте и пространству и т. д.);

- ограничения по максимально возможной ширине спектра полезного сигнала, полосе частот перестройки, мощности передатчика, размерам антенны и т. д.; при этом часть из них может задаваться в явном виде, а часть (например, по характеристикам антенны) – выбираться из разумных физических соображений.

К основным техническим характеристикам и параметрам РТС ПИ, определяемым в процессе энергетического расчета, относятся:

- 1) перечень мер защиты от помех (использование расширения спектра, специальных видов амплитудного распределения на апертуре, программной перестройки частоты, автокомпенсатора помех и т. д.);

- 2) мощность излучения передатчика;

- 3) коэффициенты усиления, виды амплитудного распределения на раскрыве и геометрические размеры антенн передатчика и приемника РТС ПИ;

- 4) вид манипуляции и параметры расширяющей спектр функции (при необходимости), параметры (полоса, число частот, число скачков в секунду) программной перестройки частоты (при необходимости);

- 5) параметры подсистемы пространственной компенсации помех (число каналов, алгоритм адаптации, коэффициент компенсации и др.).

Определение технических параметров РТС ПИ с заданным уровнем помехоустойчивости и скрытности рекомендуется проводить в следующем порядке.

Шаг 1. Исходя из целевого назначения, длины волны и разумных физических соображений определяют рациональные параметры антенн передатчика и приемника РТС ПИ. Так, в КВ и УКВ диапазонах, как правило, могут использоваться ненаправленные и слабонаправленные антенны (штыри, диполи и т. д.),

в дециметровом диапазоне – антенны со средней направленностью (волновой канал), в верхней части дециметрового и сантиметрового диапазонах – зеркальные антенны с высокой направленностью. Тип антенны и параметры ее направленности определяются с учетом специфики организации передачи информации. Так, при передаче информации между неподвижными корреспондентами могут быть использованы антенны с высокой направленностью, между неподвижным наземным пунктом и летательным аппаратом – направленная антенна на земле и слабонаправленная приемная антенна на борту летательного аппарата и т. д.

Для апертурных антенн на начальном этапе расчета выбирают равномерное амплитудное распределение на раскрыве, позволяющее получить максимальное значение коэффициента усиления и требуемую ширину главного лепестка ДН при минимальных размерах антенны.

Шаг 2. Выбирают вид манипуляции (одно- или многоуровневая фазовая, частотная, амплитудная) и параметры помехоустойчивого кода (относительную скорость кода, длину блока (для блочных кодов), кодовое расстояние, кратность обнаруживаемых и исправляемых ошибок, энергетический выигрыш). Выбор указанных параметров проводят как на основании помехоустойчивости различных видов манипуляции, так и с учетом простоты технической реализации РТС ПИ и допустимой задержки выдачи информации с учетом длины помехоустойчивого кода.

На начальном этапе проектирования принимают сигнал без расширения спектра и программной перестройки частоты. На основе выбора указанных параметров и максимально допустимой вероятности суммарной ошибки оценивается отношение E_b / N_0 энергии сигнала на один бит к спектральной плотности мощности шума, которое служит основой для определения мощности передатчика РТС ПИ.

Шаг 3. Рассчитывают спектральную плотность мощности N_0 суммы внутренних шумов и внешних помех на входе приемника РТС ПИ. Для этого предварительно определяют относительные уровни боковых лепестков $G_{БЛ_i}$ в направлении $i=1, \overline{N_{\text{ПП}}}$ источников помех. В качестве относительных уровней боковых лепестков могут быть использованы средние или максимальные значения нормированной ДН в заданном секторе.

Расчет спектральной плотности мощности внутренних шумов проводится для стандартной температуры, при которой находится входной каскад приемника (300 К), и для характерного современным радиоприемным устройствам коэффициента шума.

Шаг 4. Рассчитывают требуемую мощность передатчика P_c , обеспечивающую заданную помехоустойчивость в заданной помеховой обстановке.

Шаг 5. Исходя из допустимой вероятности обнаружения передатчика РТС ПИ средством разведки и вида обработки сигнала в разведприемнике (с накоплением или без накопления) рассчитывают максимально допустимое

$q_{\text{ТР РТР}}^2$ и реализуемое $q_{\text{РТР}}^2$ при рассчитанной мощности передатчика P_c отношения сигнал/шум в разведприемнике. Далее проверяют условия скрытности.

Если

$$q_{\text{РТР}}^2 < q_{\text{ТР РТР}}^2, \quad (3.1)$$

то считают, что требуемая скрытность обеспечивается. На этом определение основных технических характеристик заканчивается и переходят к построению структурной и функциональной схем РТС ПИ.

Если условие (3.1) не выполняется, то переходят к шагу 6.

Шаг 6. На данном шаге проводят итерационный перебор возможных способов обеспечения помехоустойчивости и скрытности с пересчетом всех или отдельных шагов от 1 до 5.

Возможные способы обеспечения помехозащищенности для РТС ПИ заключаются в использовании:

- сигналов с расширением спектра;
- программной перестройки рабочей частоты (ППРЧ);
- спадающих к краям амплитудных распределений на раскрыве антенны передатчика и (или) приемника РТС ПИ;
- подсистем пространственно-поляризационной компенсации помех (автокомпенсаторов помех).

При этом способы обеспечения помехоустойчивости в парах «расширение спектра – ППРЧ» и «спадающее к краям амплитудное распределение в антенне приемника – подсистема пространственно-поляризационной компенсации помех» рассматриваются как альтернативные.

Для реализации РТС ПИ с заданным уровнем помехозащищенности может потребоваться применение всех или части способов и технических мер. Порядок их рассмотрения определяется внешнесистемными требованиями к РТС ПИ. Так, при жестких требованиях к габаритам антенных систем, но широким возможном диапазоне рабочих частот приоритет отдается использованию сигналов с расширением спектра или ППРЧ.

Пусть в качестве меры защиты от помех принято использование ППРЧ и определены ее параметры – диапазон и число скачков в секунду. В этом случае пересчету подлежат шаги 3...5. Если же в качестве меры защиты от помех принято использование спадающего к краям амплитудного распределения в передатчике (с сохранением коэффициента усиления антенны), то пересчитываются шаги 1 и 5. Если использовано спадающее к краям амплитудное распределение в приемнике, то пересчитываются шаги 1, 3...5.

Необходимые для расчета соотношения по вероятности ошибки для типовых видов манипуляции в цифровых системах связи приведены в прил. 2. В прил. 4 приведены типовые виды спадающих к краям амплитудных распределений на раскрыве и соответствующие им нормированные диаграммы направленности.

3.2. Примеры расчетов по обоснованию характеристик радиосистем передачи информации с заданным уровнем помехозащищенности

Задача 3.1. Энергии двух различаемых сигналов равны 10^{-18} Дж, спектральная плотность шума – 10^{-19} Вт/Гц. Найти вероятность суммарной ошибки при использовании фазовой манипуляции (ФМн), частотной манипуляции (ЧМн) и амплитудной манипуляции (АМн).

Решение. Суммарная вероятность ошибки при ФМн, ЧМн и АМн определяется по формулам:

$$p_{\text{ФМн}} = 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right); p_{\text{ЧМн}} = 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right); p_{\text{АМн}} = 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}}\right),$$

где $\Phi(x)$ – интеграл вероятности, $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$;

$\operatorname{erf}(x)$ – функция ошибок (стандартная функция в *MathCad*).

Вычисляем отношение сигнал/шум:

$$\frac{E}{N_0} = \frac{10^{-18}}{10^{-19}} = 10.$$

Получаем:

$$p_{\text{ФМн}} = 1 - \Phi(\sqrt{2 \cdot 10}) = 1 - \Phi(4,47) = 1 - 0,999996 = 4 \cdot 10^{-6};$$

$$p_{\text{ЧМн}} = 1 - \Phi(\sqrt{10}) = 1 - \Phi(3,16) = 1 - 0,999211 \approx 0,0008;$$

$$p_{\text{АМн}} = 1 - \Phi(\sqrt{5}) = 1 - \Phi(2,24) = 1 - 0,987455 \approx 0,0125.$$

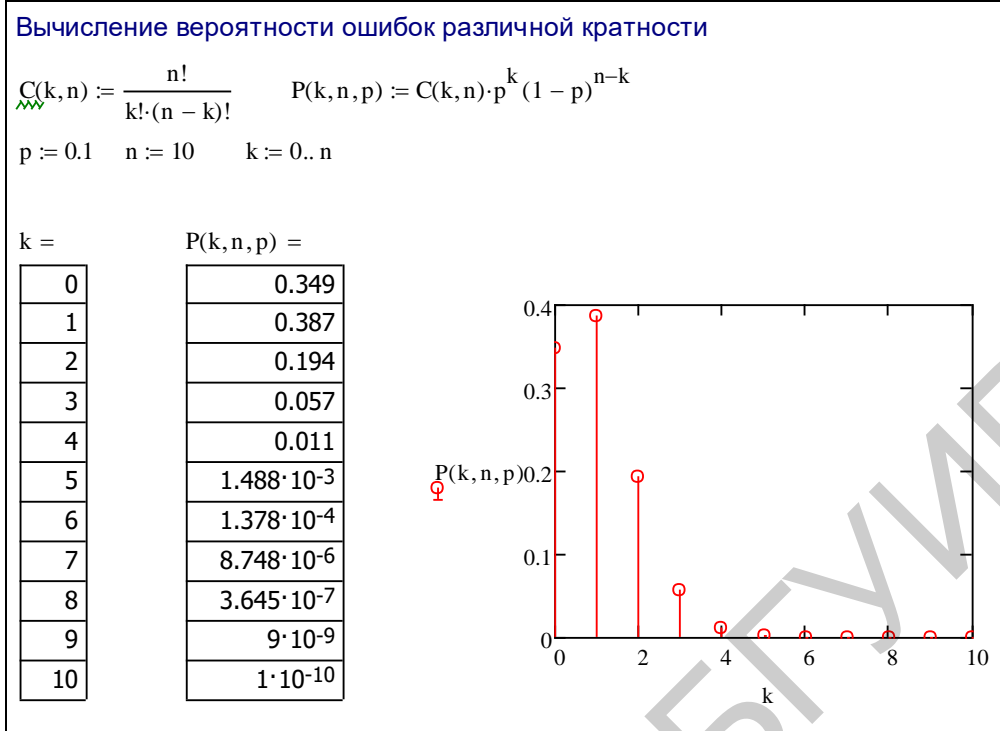
Задача 3.2. Вычислить вероятность появления k ошибок при приеме сообщения из $n=10$ разрядов, если вероятность ошибки для гауссовского канала составляет $p=0,1$. Какова вероятность ошибочного приема кодовой комбинации, если код позволяет исправлять все ошибки с кратностью не выше трех. Построить зависимость вероятности ошибки при приеме кодовой комбинации для вероятности битовой ошибки $p=10^{-6} \dots 10^{-1}$.

Решение. Вероятность появления k ошибок при приеме сообщения из n разрядов подчиняется биномиальному распределению:

$$P(k, n) = C_n^k p^k (1-p)^{n-k},$$

где C_n^k – число сочетаний из n по k , $C_n^k = \frac{n!}{k!(n-k)!}$.

Вычисления проводим в системе компьютерной математики *MathCad*.



Как следует из результатов расчетов, вероятность отсутствия ошибок ($k = 0$) в сообщении составляет 0,349. Вероятность одно-, двух- и трехкратных ошибок составляет 0,387, 0,194 и 0,057 соответственно.

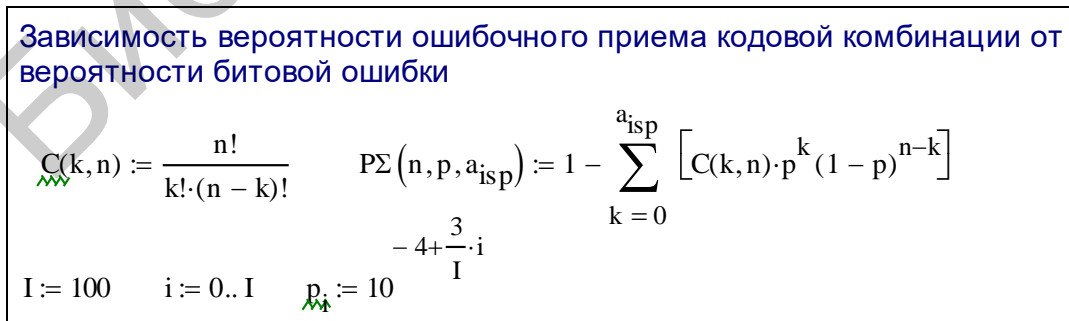
Так как код позволяет исправлять все ошибки кратностью не выше трех, то вероятность правильного приема кодовой комбинации

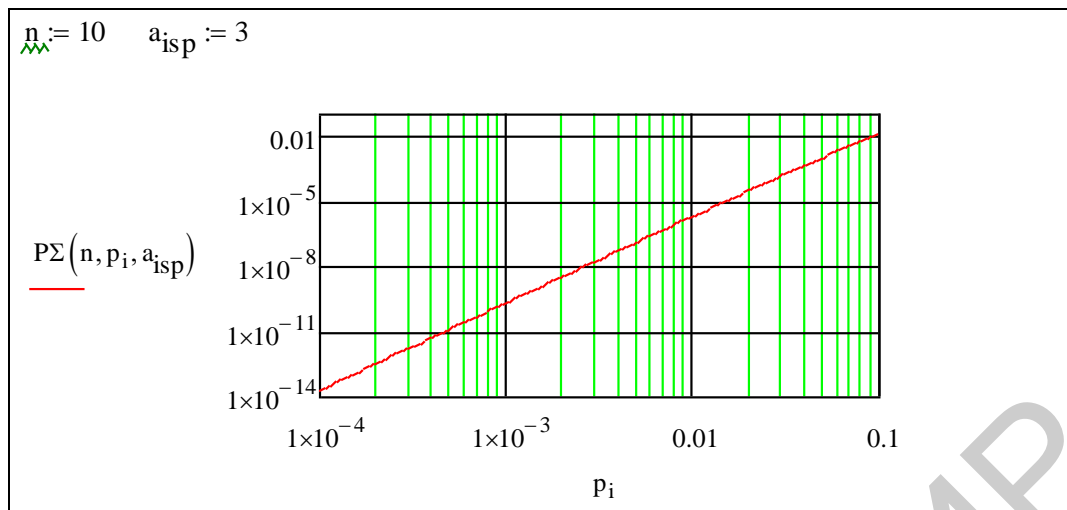
$$P_{\text{пр}} = \sum_{k=0}^3 P(k, n) = 0,349 + 0,387 + 0,194 + 0,057 = 0,987,$$

а вероятность неисправленной ошибки

$$P_{\text{ош}} = 1 - P_{\text{пр}} = 1 - 0,987 = 0,013.$$

Зависимость вероятности ошибки при приеме кодовой комбинации для вероятности битовой ошибки построена в системе *MathCad*.





Задача 3.3. *Определить минимально необходимое число проверочных разрядов и значность кода ($n, 5$), который должен обнаруживать все четырехкратные ошибки и исправлять все трехкратные ошибки. Использовать границы Варшамова – Гильберта, Хэмминга и Плоткина.*

Решение. Границы Варшамова – Гильберта, Хэмминга и Плоткина устанавливают связь между максимально возможным значением кодового расстояния и избыточностью кода. Указанные границы имеют вид

$$\frac{\ell}{n} = 1 - \frac{k}{n} \geq \begin{cases} H\left(\frac{d_{\min} - 2}{n - 1}\right), \text{ Варшамова – Гильберта (большие } n); \\ H\left(\frac{d_{\min} - 1}{2n}\right), \text{ Хэмминга;} \\ \frac{2(d_{\min} - 1) - \log_2 d_{\min}}{n}, \text{ Плоткина.} \end{cases}$$

Для обнаружения всех четырехкратных ошибок кодовое расстояние должно составлять

$$d_{\min} \geq a_{обн} + 1 = 4 + 1 = 5.$$

Для исправления всех трехкратных ошибок кодовое расстояние должно составлять

$$d_{\min} \geq 2a_{исп} + 1 = 2 \cdot 3 + 1 = 7.$$

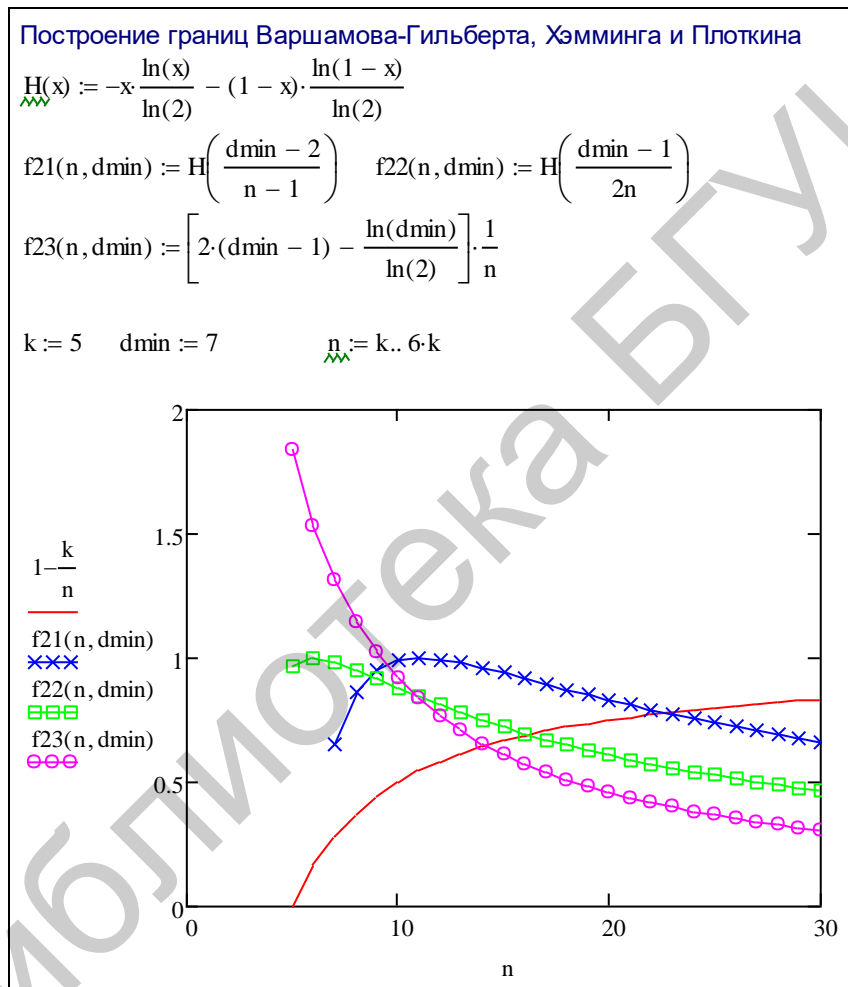
Второе условие является более жестким. Поэтому примем $d_{\min} = 7$.

При заданной разрядности избыточной кодовой комбинации n может быть найдено число проверочных символов l и разрядность безизбыточной кодовой комбинации k . По условию задачи число k задано, а для нахождения требуемого числа разрядов n необходимо использовать численные методы.

Построим для заданного $d_{\min} = 7$ графики функций $f_1(n) = 1 - \frac{k}{n}$ и $f_{2i}(n)$ для соответствующих границ, используя систему компьютерной математики *MathCad*.

Как следует из результатов расчетов, требуемая разрядность избыточной кодовой комбинации должна составлять:

- $n \geq 23$ – по оценке Варшамова – Гильберта;
- $n \geq 16$ – по оценке Хэмминга;
- $n \geq 14$ – по оценке Плоткина.



Задача 3.4. Для построения помехоустойчивого кода предполагается использовать M -последовательности с образующим полиномом 10-й степени. Определить избыточность такого кода и кратность обнаруживаемых и исправляемых ошибок.

Решение. Помехоустойчивый код состоит из разрешенных и запрещенных кодовых комбинаций. Использование M -последовательностей для построения избыточного кода предполагает, что в качестве разрешенных кодовых комбинаций

наций будут использоваться M -последовательности на базе различных характеристических полиномов. Число характеристических полиномов заданной степени ограничено и определяется функцией Эйлера:

$$Q(n) = \frac{\varphi(N)}{n},$$

где $\varphi(N)$ – количество чисел в ряду $1, 2, \dots, N-1$, взаимно-простых (не имеющих общих делителей) с числом $N = 2^n - 1$.

Определим указанное число. Для этого в системе компьютерной математики запрограммируем функцию $\varphi(N)$, осуществляющую подсчет взаимно-простых чисел на основе прямого перебора, и функцию Эйлера $Q(n)$. Как следует из результатов расчетов $Q(10)=60$, то есть существует 60 характеристических полиномов 10-й степени, порождающих различные M -последовательности. Используя произвольные 32 полинома из шестидесяти возможных ($2^5 = 2^k = 32$), получим код (10, 5) с относительной скоростью $k/n = 5/10 = 0,5$.

Кодовое расстояние между двумя любыми M -последовательностями определяется как

$$d_{\min} = 2^{n-1} = 2^{10-1} = 512.$$

Поэтому построенный код способен обнаруживать все ошибки кратностью $a_{\text{обн}} = d_{\min} - 1 = 512 - 1 = 511$ и исправлять все ошибки кратностью

$$a_{\text{исп}} = \left\lfloor \frac{d_{\min} - 1}{2} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{512 - 1}{2} \right\rfloor = 255.$$

```

Поиск числа полиномов заданной степени, являющихся
характеристическими полиномами  $M$ -последовательностей

 $\varphi(N) :=$ 
  K  $\leftarrow$  1
  for i  $\in$  2..N - 1
    continue if mod(N,i) = 0
    pr  $\leftarrow$  1
    for j  $\in$  2..i - 1           if i - 1 > 2
      if (mod(i,j) = 0)  $\cdot$  (mod(N,j) = 0)
        pr  $\leftarrow$  0
        break
    K  $\leftarrow$  K + 1 if pr = 1
  K

 $Q(n) := \frac{\varphi(2^n - 1)}{n}$    n := 3..12
  
```

n =	(3)	Q(n) =	(2)
	4		2
	5		6
	6		6
	7		18
	8		16
	9		48
	10		60
	11		176
	12		144

Задача 3.5. Оценить помехоустойчивость системы радиорелейной связи при отсутствии расширения спектра и при использовании расширения спектра до 10 и 25 МГц. Скорость передачи данных $C=256$ кбит/с (ЧМн с минимальным сдвигом), мощность передатчика 1 Вт, коэффициент усиления антенн приемника и передатчика $G=30$, длина волны $\lambda=0,125$ м, коэффициент шума приемника – 3, его температура – 300 К, потери полезного сигнала – минус 3 дБ, дальность радиосвязи 25 км. Источник помех находится на удалении 100 км от приемника и создает помехи по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны с относительным уровнем минус 10 дБ. Энергопотенциал источника помех 10 кВт.

Решение. Отношение сигнал/помеха+шум в приемнике РТС передачи информации

$$q^2 = \frac{E}{N_0},$$

где E – энергия элементарного символа полезного сигнала:

$$E = \frac{P_c G_c^2 \tau_c \lambda^2 \gamma_{пр}}{(4\pi)^2 R_{св}^2},$$

где $P_c=1$ Вт – мощность передатчика; $G_c=30$ – коэффициент усиления антенн приемника и передатчика; τ_c – длительность элементарного символа,

$$\tau_c = \frac{1}{C} = \frac{1}{256 \cdot 1024} = 3,815 \cdot 10^{-6} \text{ с}; \lambda = 0,125 \text{ м} – \text{длина волны}; \gamma_{пр} = 10^{-0,3} = 0,5$$

– коэффициент потерь полезного сигнала в приемнике; $R_{св}$ – дальность радиосвязи; N_0 – суммарная спектральная плотность мощности внутренних шумов и внешней помехи:

$$N_0 = N_{\text{ш}} + N_{\text{п}} = k_{\text{ш}}kT + \underbrace{\frac{PG_{\text{ПП}}G_cG_{\text{БЛ}}\lambda^2\gamma_{\text{пр}}}{(4\pi)^2 R_{\text{ПП}}^2}}_{=P_{\text{п}}} \frac{1}{\Delta f},$$

где $k_{\text{ш}} = 3$ – коэффициент шума приемника; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $T = 300$ К – термодинамическая температура приемника; $PG_{\text{ПП}} = 10$ кВт – энергопотенциал передатчика помех; $G_{\text{БЛ}} = 10^{-1}$ – уровень боковых лепестков диаграммы направленности приемной антенны в направлении на источник помех; $R_{\text{ПП}} = 100$ км – дальность между приемником радиолинии и средством помех; $P_{\text{п}}$ – мощность помехи на входе приемника; $\Delta f_{\text{п}}$ – ширина спектра помехи.

Для ширины спектра помехи имеем:

- при отсутствии расширения спектра

$$\Delta f_{\text{п}} \approx \frac{2}{\tau_{\text{и}}} = 2C = 2 \cdot 256 \cdot 1024 = 5,2 \cdot 10^5 \text{ Гц};$$

- при использовании расширения спектра

$$\Delta f_{\text{п}} \approx \Delta F = 10; 25 \text{ МГц}.$$

Вычислим отношение сигнал/помеха+шум для трех указанных случаев:

$$E = \frac{1 \cdot 30^2 \cdot 3,815 \cdot 10^{-6} \cdot 0,125^2 \cdot 0,5}{(4\pi)^2 \cdot (25 \cdot 10^3)^2} = 2,7 \cdot 10^{-16} \text{ Дж};$$

$$N_{\text{ш}} = k_{\text{ш}}kT = 5 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 = 2,1 \cdot 10^{-20} \text{ Вт/Гц};$$

$$P_{\text{п}} = \frac{PG_{\text{ПП}}G_cG_{\text{БЛ}}\lambda^2\gamma_{\text{пр}}}{(4\pi)^2 R_{\text{ПП}}^2} = \frac{10^4 \cdot 30 \cdot 10^{-1} \cdot 0,125^2 \cdot 0,5}{(4\pi)^2 \cdot (100 \cdot 10^3)^2} = 1,48 \cdot 10^{-10} \text{ Вт};$$

$$N_{01} = 2,1 \cdot 10^{-20} + \frac{1,48 \cdot 10^{-10}}{5,2 \cdot 10^5} = 2,9 \cdot 10^{-16} \text{ Вт/Гц}; \quad q_1^2 = \frac{2,7 \cdot 10^{-16}}{2,9 \cdot 10^{-16}} = 0,95;$$

$$N_{02} = 2,1 \cdot 10^{-20} + \frac{1,48 \cdot 10^{-10}}{10 \cdot 10^6} = 1,5 \cdot 10^{-17} \text{ Вт/Гц}; \quad q_2^2 = \frac{2,7 \cdot 10^{-16}}{1,5 \cdot 10^{-17}} = 18;$$

$$N_{03} = 2,1 \cdot 10^{-20} + \frac{1,48 \cdot 10^{-10}}{25 \cdot 10^6} = 6,0 \cdot 10^{-18} \text{ Вт/Гц}; \quad q_3^2 = \frac{2,7 \cdot 10^{-16}}{6,0 \cdot 10^{-17}} = 45.$$

Вероятность суммарной ошибки при ЧМн с минимальным сдвигом:

$$p_{\text{чмн}} = 1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{1,21E}{N_0}} \right);$$

$$p_1 = 1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{1,21E}{N_0}} \right) = 1 - \Phi \left(\sqrt{1,21 \cdot 0,95} \right) = 0,14;$$

$$p_2 = 1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{1,21E}{N_0}} \right) = 1 - \Phi \left(\sqrt{1,21 \cdot 18} \right) = 1,5 \cdot 10^{-6};$$

$$p_3 = 1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{1,21E}{N_0}} \right) = 1 - \Phi \left(\sqrt{1,21 \cdot 45} \right) = 7,9 \cdot 10^{-14}.$$

Как следует из результатов расчетов, использование расширения спектра привело к радикальному увеличению помехоустойчивости радиорелейной линии. При отсутствии расширения спектра вероятность суммарной ошибки такова, что передача информации практически исключается. При использовании расширения спектра до величины 10 МГц вероятность суммарной ошибки составит $p_2 = 1,5 \cdot 10^{-6}$, что приемлемо для большинства практических приложений. Расширение спектра до 25 МГц приводит к уменьшению вероятности суммарной ошибки до пренебрежимо малых значений.

Задача 3.6. *Оценить помехоустойчивость системы радиорелейной связи из задачи 3.4 при использовании вместо расширения спектра полезного сигнала псевдослучайной перестройки рабочей частоты в диапазоне 10 и 25 МГц.*

Решение. Физическая основа повышения помехоустойчивости системы связи в задаче 3.4 и в настоящей задаче одна и та же: как при увеличении ширины спектра полезного сигнала, так и при использовании псевдослучайной перестройки рабочей частоты источник помех должен обеспечить «накрытие» спектра полезного сигнала спектром помехи. При одинаковых ширине спектра модулирующей функции (при расширении спектра) и ширине диапазона ППРЧ это приведет к одинаковому снижению спектральной плотности мощности источника помех и, соответственно, одинаковой вероятности суммарной ошибки. При использовании других значений ширины диапазона ППРЧ следует использовать порядок расчета из задачи 3.5, заменяя при расчете спектральной плотности мощности помех ширину спектра расширяющей функции на диапазон ППРЧ.

Задача 3.7. *Необходимо определить основные технические параметры радиолинии передачи данных, обеспечивающие требуемые дальность радиосвязи, пропускную способность, помехоустойчивость и скрытность для заданных*

условий ее функционирования. Радиосвязь ведется между беспилотным летательным аппаратом и наземным пунктом управления на длине волны $\lambda = 0,3$ м.

Требуемые параметры:

- дальность радиосвязи – не менее 25 км;
- пропускная способность – не менее 64 кбит/с;
- помехоустойчивость – вероятность суммарной ошибки не более 10^{-3} при воздействии одного источника помех с энергопотенциалом 1 кВт с дальности 100 км;
- скрытность – вероятность разведки излучения передатчика радиолинии при дальности между летательным аппаратом и средством разведки 100 км не должна превышать 0,2.

Параметры средства разведки передатчика радиолинии:

- коэффициент усиления антенны разведприемника – 1;
- полоса пропускания каналов разведприемника – 1 МГц;
- коэффициент потерь – минус 5 дБ;
- коэффициент шума приемника – 3, его температура – 300 К, накопление отсутствует, вероятность ложной тревоги $F_{\text{ЛТР}} = 10^{-5}$.

Решение. Определение основных технических параметров радиолинии передачи данных при заданных требованиях по помехоустойчивости, скрытности, дальности и пропускной способности будем проводить методом последовательных приближений. Вначале выберем антенны передатчика и приемника, тип и параметры модуляции информационного сигнала и мощность передатчика, удовлетворяющую заданным требованиям по скрытности. Полученное решение может удовлетворять либо не удовлетворять требованиям по помехоустойчивости. Если решение не удовлетворяет требованиям по помехоустойчивости, рассматриваем различные меры ее повышения (программная перестройка частоты, расширения спектра сигнала, применение помехоустойчивого кодирования, автокомпенсатора помех и т. д.).

Определим тип и параметры антенн передатчика и приемника. На летательных аппаратах обычно применяются слабонаправленные антенны (штырь, диполь, диэлектрические антенны), обеспечивающие прием вскруговую при любой ориентации строительных осей летательного аппарата относительно направления на приемный пункт. В наземном передатчике могут применяться как направленные антенны (например, круговые решетки), так и слабонаправленные. Будем полагать, что и в приемнике и в передатчике использованы изотропные в азимутальной плоскости антенны (штырь, вертикальный вибратор) с коэффициентом усиления $G_r = G_t = 1$.

Максимально допустимая мощность излучения передатчика для выполнения требований по скрытности:

$$P_t^{\max} \leq \left(\frac{\ln(F_{\text{РТР}})}{\ln(D_{\text{РТР}})} - 1 \right) \frac{(4\pi)^2 R_{\text{РТР}}^2 k_{\text{ш}} kT \Delta F_{\text{РТР}}}{G_t G_{\text{РТР}} \lambda^2 \gamma_{\text{РТР}}}$$

Подставляем исходные данные ($\gamma_{\text{РТР}} = 10^{-0,5} = 0,316$):

$$P_t^{\max} \leq \left(\frac{\ln(10^{-5})}{\ln(0,2)} - 1 \right) \frac{(4\pi)^2 \cdot (1 \cdot 10^5)^2 \cdot 3 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 1 \cdot 10^6}{1 \cdot 1 \cdot 0,3^2 \cdot 0,316} = 4,2 \text{ Вт.}$$

В качестве информационного выберем широко используемый частотно-манипулированный сигнал с минимальным сдвигом. Длительность информационного символа

$$\tau_c = \frac{1}{C} = \frac{1}{64 \cdot 1024} = 1,526 \cdot 10^{-5} \text{ с} = 15,26 \text{ мкс.}$$

Ширина спектра ЧМн сигнала с минимальным частотным сдвигом по первым нулям

$$\Delta f_c = 1,5C = 1,5 \cdot 64 \cdot 1024 = 0,983 \cdot 10^5 \text{ Гц} \approx 100 \text{ кГц.}$$

Отношение сигнал/помеха+шум в приемнике наземного пункта управления

$$q^2 = \frac{E}{N_{\text{ш}} + N_{\text{п}}} = \frac{P_t G_t G_r \tau_c \lambda^2 \gamma_{\text{ф}} \gamma_{\text{обр}}}{(4\pi)^2 R_{\text{св}}^2 \left(N_{\text{ш}} + \frac{P G_{\text{ПП}} G_r \lambda^2 \gamma_{\text{ф}}}{(4\pi)^2 R_{\text{ПП}} \Delta f_{\text{п}}} \right)},$$

где $P_t = P_t^{\max}$ – мощность передатчика; $\gamma_{\text{ф}}, \gamma_{\text{обр}}$ – потери в антенно-фидерном тракте приемника и потери при обработке; $\Delta f_{\text{п}}$ – ширина спектра помехи; $P G_{\text{ПП}}$ – энергопотенциал передатчика помех; $N_{\text{ш}}$ – спектральная плотность мощности внутренних шумов приемника.

В наземном пункте управления могут быть использованы высококачественные приемные устройства с низким коэффициентом шума ($k_{\text{ш}} = 1,5 \dots 2$) и малыми потерями в фидерном тракте и при обработке. Примем $N_{\text{ш}} = 10^{-20}$ Вт/Гц; $\gamma_{\text{ф}} = 0,5$; $\gamma_{\text{обр}} = 0,8$.

Вероятность суммарной ошибки при ЧМн с минимальным сдвигом

$$p_{\text{ЧМн}} = 1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{1,21E}{N_0}} \right) = 1 - \Phi \left(\sqrt{1,21q^2} \right),$$

откуда требуемое отношение сигнал/помеха+шум при заданной вероятности ошибки

$$q_{\text{тр}}^2 = \frac{(\Phi^{-1}(1 - p_{\text{ЧМн}}))^2}{1,21} = \frac{(\Phi^{-1}(1 - 0,001))^2}{1,21} = \frac{3,09^2}{1,21} = 7,9,$$

где $\Phi^{-1}(x)$ – функция, обратная интегралу вероятности.

Вычислим отношение сигнал/шум (внешняя помеха отсутствует):

$$q^2 = \frac{4,2 \cdot 1 \cdot 1 \cdot 15,26 \cdot 10^{-6} \cdot 0,3^2 \cdot 0,5 \cdot 0,8}{(4\pi)^2 \cdot (25 \cdot 10^3)^2 \cdot 10^{-20}} = 2338,$$

то есть при отсутствии внешней помехи отношение сигнал/шум многократно превышает требуемое значение.

Вычислим отношение сигнал/помеха+шум при создании источником помех прицельных по частоте помех, когда $\Delta f_{\Pi} = \Delta f_c = 100$ кГц:

$$q^2 = \frac{4,2 \cdot 1 \cdot 1 \cdot 15,26 \cdot 10^{-6} \cdot 0,3^2 \cdot 0,5 \cdot 0,8}{(4\pi)^2 \cdot (25 \cdot 10^3)^2 \cdot \left(10^{-20} + \frac{10^3 \cdot 1 \cdot 0,3^2 \cdot 0,5}{(4\pi)^2 \cdot (100 \cdot 10^3)^2 \cdot 100 \cdot 10^3} \right)} = 0,082.$$

Сравнивая q^2 и $q_{\text{тр}}^2$, делаем вывод, что требуемая помехоустойчивость не достигается.

Повышение помехоустойчивости в данном случае может быть достигнуто за счет расширения спектра помехи при использовании двух альтернативных мер: программной перестройки частоты; расширения спектра сигнала. Выбираем вариант программной перестройки частоты.

Из выражения для q^2 выразим требуемую для $q^2 = q_{\text{тр}}^2$ ширину $\Delta f_{\text{ППРЧ}}$ полосы ППРЧ, равную ширине спектра помехи, и вычислим ее:

$$\begin{aligned} \Delta f_{\text{ППРЧ}} = \Delta f_{\Pi} &= \frac{P G_{\text{ПП}} G_r \lambda^2 \gamma_{\phi}}{(4\pi)^2 R_{\text{ПП}}^2 \left(\frac{P_t G_t G_r \tau_c \lambda^2 \gamma_{\phi} \gamma_{\text{обр}}}{(4\pi)^2 R_{\text{СВ}}^2 q_{\text{тр}}^2} - N_{\text{ш}} \right)} = \\ &= \frac{10^3 \cdot 1 \cdot 0,3^2 \cdot 0,5}{(4\pi)^2 \cdot (100 \cdot 10^3)^2 \cdot \left(\frac{4,2 \cdot 1 \cdot 1 \cdot 15,26 \cdot 10^{-6} \cdot 0,3^2 \cdot 0,5 \cdot 0,8}{(4\pi)^2 \cdot (25 \cdot 10^3)^2 \cdot 7,9} - 10^{-20} \right)} = 9,66 \cdot 10^6 \text{ Гц} \approx 10 \text{ МГц}. \end{aligned}$$

Для полного исключения возможности создания прицельных по частоте помех период программной перестройки частоты должен удовлетворять соотношению

$$T_{\text{ППРЧ}} < \frac{2R_{\text{ПП}}}{c} = \frac{2 \cdot 100 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^8} = 6,67 \cdot 10^{-4} \text{ с} = 667 \text{ мкс},$$

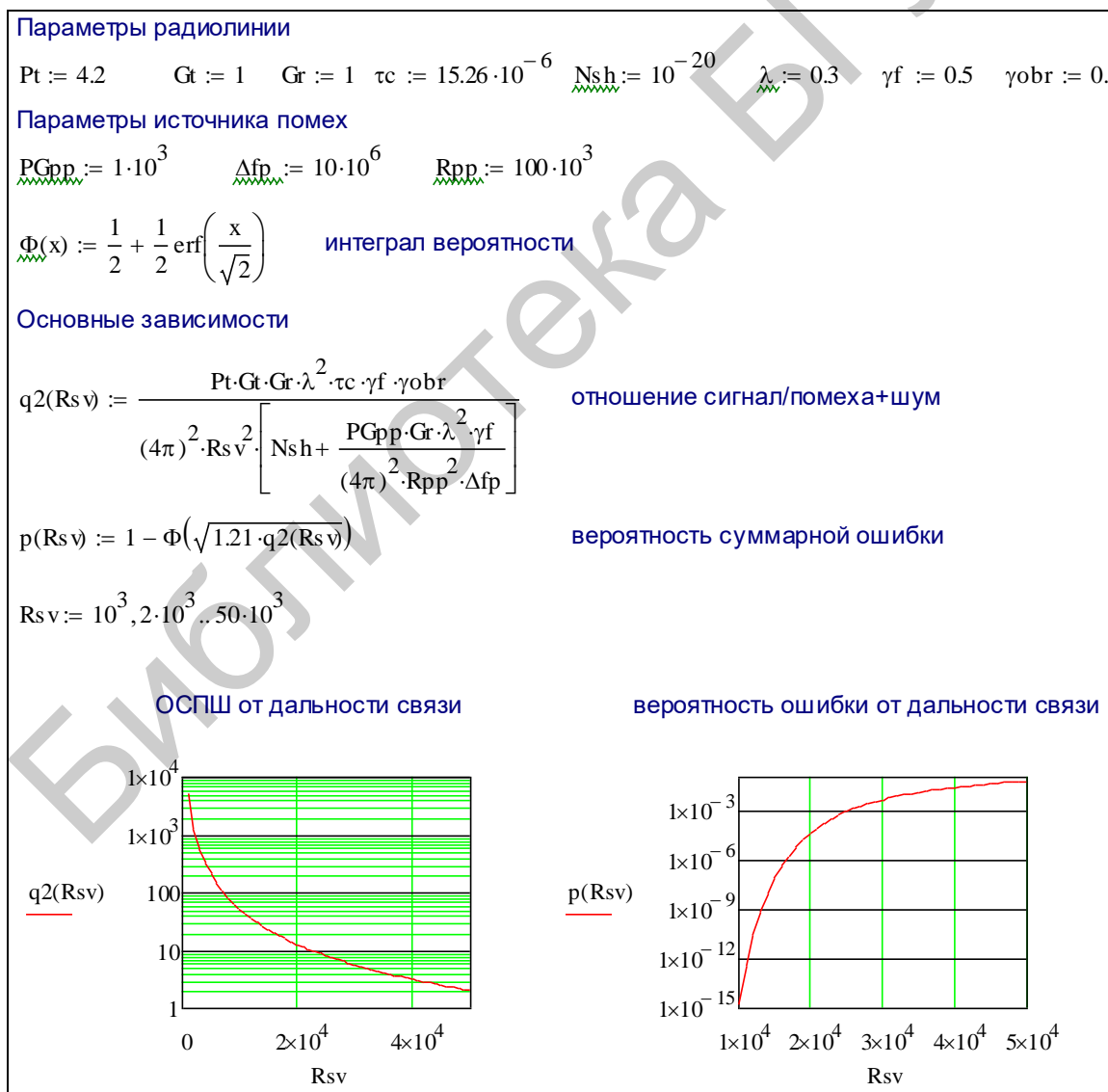
где c – скорость света.

В этом случае время распространения сигнала на трассе «передатчик радиолинии – источник помех – приемник радиолинии» превышает период перестройки частоты и источник помех вынужден создавать заградительную по частоте помеху в диапазоне ППРЧ.

Таким образом, в результате расчетов определены основные технические характеристики радиолинии «беспилотный летательный аппарат – наземный пункт управления», удовлетворяющие требованиям скрытности, помехоустойчивости, пропускной способности и дальности радиосвязи:

- тип информационного сигнала – ЧМН с минимальным сдвигом, с длительностью информационного символа 15,26 мкс и шириной спектра 100 кГц;
- антенны приемника и передатчика – не направленные с азимутальной плоскости (штырь, вертикальный вибратор) с коэффициентом усиления $G_t = G_r = 1$;
- мощность излучения передатчика – 4,2 Вт;
- меры защиты от помех – программная перестройка частоты в диапазоне 10 МГц с периодом перестройки не более 667 мкс.

В заключение с использованием системы компьютерной математики *MathCad* построим графики зависимости отношения сигнал/помеха+шум и вероятности суммарной ошибки от дальности связи.



4. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ И ОЦЕНКА ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ

4.1. Теоретические сведения

Энергетический расчет радиолокационной станции с заданными основными *тактическими характеристиками* (дальностью обнаружения, периодом обзора, разрешающей способностью), *скрытностью* и *помехоустойчивостью* заключается в определении основных технических характеристик и параметров ее антенной системы, передатчика и приемника.

Заданными считаются:

- тип РЛС (обзорная с механическим вращением антенны, одноцелевая РЛС сопровождения, многофункциональная РЛС с электронным управлением лучом), дальности обнаружения $R_{обн}$, $R_{обн.пом}$ радиолокационной цели с эффективной площадью рассеяния (ЭПР) $\sigma_{ц}$ при условной вероятности правильного обнаружения D и вероятности ложной тревоги F в беспомеховых условиях и при наличии помех, разрешающая способность РЛС по дальности Δr и угловым координатам $\Delta\alpha_{0,5}$, $\Delta\beta_{0,5}$ (азимуту и углу места), период обзора заданного сектора $T_{обз}$; максимально допустимая вероятность разведки излучения РЛС средствами разведки;

- помеховая обстановка (число источников помех, дальности, энергопотенциал, удаление, ширина спектра, возможности адаптации по ширине спектра помех);

- характеристики средств разведки (число разведприемников и дальности их размещения, эквивалентная чувствительность (коэффициент шума, шумовая температура, полоса пропускания и т. д.), число каналов, вид обзора по частоте и пространству и т. д.);

- ограничения по максимально возможной ширине спектра полезного сигнала, полосе частот перестройки, мощности передатчика, размерам антенны и т. д.; при этом часть из них может задаваться в явном виде, а часть (например, по характеристикам антенны) – выбираться из разумных физических соображений.

К основным техническим характеристикам и параметрам РЛС, определяемым в процессе энергетического расчета, относятся:

- 1) вид и параметры зондирующего сигнала;
- 2) перечень мер защиты от помех (использование быстрой перестройки частоты (БПЧ), специальных видов амплитудного распределения на апертуре, автокомпенсатора помех и т. д.);
- 3) мощность излучения;
- 4) коэффициенты усиления, виды амплитудного распределения на раскрыве и геометрические размеры антенны РЛС;
- 5) параметры подсистемы пространственной компенсации помех (число каналов, алгоритм адаптации, требуемый коэффициент компенсации и др.).

Ограничимся случаем однопозиционных РЛС с импульсным зондирующим сигналом. Определение технических параметров РЛС с заданным уровнем помехоустойчивости и скрытности рекомендуется проводить в следующем порядке.

Шаг 1. Исходя из разрешающей способности по угловым координатам рассчитывают ориентировочные значения коэффициента усиления G_c антенны РЛС и размеров антенны в азимутальной X и угломестной Y плоскостях при использовании равномерного амплитудного распределения на апертуре (см. прил. 4):

$$G_c \approx \frac{32\,690}{\Delta\alpha_{0,5}\Delta\beta_{0,5}}; \quad (4.1)$$

$$X \geq \frac{51^\circ\lambda}{\Delta\alpha_{0,5}}; \quad Y \geq \frac{51^\circ\lambda}{\Delta\beta_{0,5}}, \quad (4.2)$$

где ширина главного лепестка ДН по азимуту $\Delta\alpha_{0,5}$ и углу места $\Delta\beta_{0,5}$, равная разрешающей способности по соответствующим угловым координатам, подставляется в градусах.

Шаг 2. На первой итерации расчетов выбирают зондирующий сигнал в виде пачки простых прямоугольных радиоимпульсов (ППРИ) с длительностью импульса

$$\tau_{\text{и}} \leq \frac{2\Delta r}{c} \quad (4.3)$$

и периодом повторения импульсов

$$T_r \geq \frac{2R_{\text{обн}}}{c}. \quad (4.4)$$

Число импульсов в пачке составит:

- для РЛС с механическим вращением антенны

$$N = \left[\frac{\Delta\alpha_{0,5}T_{\text{обз}}}{360^\circ T_r} \right]; \quad (4.5)$$

- для многофункциональной РЛС с электронным управлением лучом

$$N = \left[\frac{\Delta\alpha_{0,5}\Delta\beta_{0,5}T_{\text{обз}}}{\Delta\alpha\Delta\beta T_r} \right], \quad (4.6)$$

где $\Delta\alpha, \Delta\beta$ – сектор обзора по азимуту и углу места.

Отметим, что для РЛС с электронным управлением лучом и адаптивным обзором число импульсов может гибко перераспределяться между угловыми направлениями, в которых присутствует и отсутствует мощная внешняя помеха.

При использовании сложных сигналов (на последующих итерациях) определяют максимально возможную их длительность

$$\tau_{\text{иmax}} \leq \frac{2R_{\text{min}}}{c} \quad (4.7)$$

и требуемую для достижения заданной разрешающей способности по дальности ширину спектра

$$\Delta f_c = \frac{c}{2\Delta r}. \quad (4.8)$$

Вид сложного сигнала (ЛЧМ, ФКМ) определяется из соображений сложности технической реализации, элементной базы и т. д.

Шаг 3. Рассчитывают спектральную плотность мощности N_0 суммы внутренних шумов и внешних помех на входе приемника РЛС. Для этого предварительно определяют относительные уровни боковых лепестков $G_{\text{БЛ}_i}$ в направлении $i = \overline{1, N_{\text{ПП}}}$ источников помех. В качестве относительных уровней боковых лепестков могут быть использованы средние или максимальные значения нормированной ДН в заданном секторе.

Расчет спектральной плотности мощности внутренних шумов проводится для стандартной температуры, при которой находится входной каскад приемника (300 К), и характерных для современных радиолокационных приемных устройств значений коэффициента шума.

Шаг 4. Рассчитывают требуемое для достижения заданной дальности обнаружения цели в заданной помеховой обстановке при фиксированной вероятности ложной тревоги отношение $q_{\text{ТР}}^2$ сигнал/помеха+шум на входе приемника РЛС и требуемую мощность передатчика РЛС P_c .

Шаг 5. Исходя из допустимой вероятности обнаружения излучения РЛС средством разведки и вида обработки сигнала в разведприемнике (при разведке средств радиолокации преимущественно без накопления) рассчитывают максимально допустимое $q_{\text{ТР РТР}}^2$ и реализуемое $q_{\text{РТР}}^2$ при рассчитанной мощности излучения P_c отношения сигнал/шум в разведприемнике. Далее проверяют условия скрытности.

Если

$$q_{\text{РТР}}^2 < q_{\text{ТР РТР}}^2, \quad (4.9)$$

то считают, что требуемая скрытность обеспечивается. На этом определение основных технических характеристик завершается и переходят к построению структурной и функциональной схем РЛС.

Если условие (4.9) не выполняется, то переходят к шагу 6.

Шаг 6. На данном шаге проводят итерационный перебор возможных способов обеспечения помехоустойчивости и скрытности с пересчетом всех или отдельных шагов от 1 до 5.

Возможные способы обеспечения помехозащищенности для РЛС заключаются в использовании:

- сложных сигналов большой длительности;
- быстрой перестройки частоты (в диапазоне 5...10 % от несущей);
- спадающих к краям амплитудных распределений на апертуре антенны на передачу и (или) на прием;

- подсистем пространственно-поляризационной компенсации помех (автокомпенсаторов помех).

При этом, в отличие от РТС ПИ, использование сложных сигналов большой длительности и быстрой перестройки частоты не только является в конфликтной радиолокации совместимым, но и обладает синергетическим (со взаимным усилением) эффектом: увеличение длительности сигнала с сохранением его ширины спектра (то есть разрешающей способности по дальности) приводит к увеличению энергии отраженного сигнала, а использование БПЧ при нахождении постановщика помех на дальности от РЛС, большей, чем дальность до цели, вынуждает противостоящую сторону использовать заградительные по частоте помехи.

Аналогично РТС ПИ для реализации РЛС с заданным уровнем помехозащищенности может потребоваться применение всех или части возможных способов и технических мер. Исходя из сложности и затрат на техническую реализацию целесообразно задействовать меры защиты от помех в следующем порядке: 1) применение сложных сигналов большой длительности; 2) использование БПЧ; 3) применение спадающего к краям амплитудного распределения на прием; 4) использование систем пространственно-поляризационной обработки на базе многоканальных приемных систем.

Приведенные далее примеры решения задач и типовых расчетов являются относительно несложными и направлены на первоначальное освоение методов обоснования характеристик РЛС с заданным уровнем скрытности и помехоустойчивости. Значительный объем вопросов, связанных с обработкой полезных сигналов на фоне коррелированных в спектральной и пространственной области помех, выходит за рамки настоящего пособия. Желающие более подробно ознакомиться с указанными вопросами могут воспользоваться источниками, приведенными в списке литературы.

4.2. Примеры расчетов по обоснованию характеристик радиолокационных станций с заданным уровнем помехозащищенности

Задача 4.1. Импульсная мощность РЛС составляет $P_c = 1$ МВт, длительность импульса $\tau_{\text{и}} = 10$ мкс, коэффициент усиления антенны $G_c = 37$ дБ = 5000, длина волны $\lambda = 23$ см, коэффициент потерь полезного сигнала $\gamma_c = 0,25$, уровень ложных тревог (ЛТ) $F_{\text{ЛТ}} = 10^{-6}$, спектральная плотность мощности внутреннего шума приемника РЛС $N_0 = 10^{-20}$ Вт/Гц, число когерентно накапливаемых импульсов $N_1 = 3$. Определить дальность обнаружения цели с ЭПР $\sigma = 1$ м² с вероятностью обнаружения $P_{\text{дтр}} \geq 0,8$. Рассчитать вероятность обнаружения цели на дальности 800 км. Расчеты проводить для модели отраженного сигнала со случайной начальной фазой и флуктуирующей по закону Рэлея амплитудой.

Решение. Вероятность обнаружения полезного сигнала со случайной начальной фазой и флуктуирующей по закону Рэлея амплитудой определяется выражением

$$P_d = \exp\left(\frac{\ln F_{\text{ЛТ}}}{1 + q^2 / 2}\right),$$

где q^2 – отношение сигнал/шум по мощности, $q^2 = \frac{2E}{N_0}$; E – энергия полезного

сигнала, $E = \frac{P_c G_c^2 \tau_{\text{и}} N_1 \sigma \lambda^2 \gamma_c}{(4\pi)^3 R^4}$; R – дальность между РЛС и целью.

Приравняв $P_d = P_{d\text{тр}}$, найдем требуемое отношение $q_{\text{тр}}^2$ сигнал/шум для достижения заданной вероятности обнаружения при фиксированной вероятности ложной тревоги:

$$q_{\text{тр}}^2 = 2 \left(\frac{\ln F_{\text{ЛТ}}}{\ln P_{d\text{тр}}} - 1 \right).$$

Так как

$$q_{\text{тр}}^2 = \frac{2E}{N_0} = \frac{2P_c G_c^2 \tau_{\text{и}} N_1 \sigma \lambda^2 \gamma_c}{(4\pi)^3 R^4 N_0},$$

то, выразив дальность, получим

$$R = 4 \sqrt[4]{\frac{2P_c G_c^2 \tau_{\text{и}} N_1 \sigma \lambda^2 \gamma_c}{(4\pi)^3 N_0 q_{\text{тр}}^2}}.$$

Подставляем исходные данные:

$$q_{\text{тр}}^2 = 2 \left(\frac{\ln 10^{-6}}{\ln 0,8} - 1 \right) = 121,8;$$

$$R = 4 \sqrt[4]{\frac{2 \cdot 10^6 \cdot (5 \cdot 10^3)^2 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 3 \cdot 0,23^2 \cdot 0,25}{(4\pi)^3 \cdot 10^{-20} \cdot 121,8}} = 5,352 \cdot 10^5 \text{ м} = 532 \text{ км}.$$

Таким образом, дальность обнаружения по уровню вероятности обнаружения не менее 0,8 составит 532 км.

Вероятность обнаружения на заданной дальности $R = 800$ км:

$$q^2 = \frac{2E}{N_0} = \frac{2 \cdot 10^6 \cdot (5 \cdot 10^3)^2 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 0,23^2 \cdot 0,25}{(4\pi)^3 \cdot 10^{-20} \cdot (800 \cdot 10^3)^4} = 24,4;$$

$$P_d = \exp\left(\frac{\ln 10^{-6}}{1 + 24,4 / 2}\right) = e^{-1,047} = 0,35.$$

Задача 4.2. РЛС имеет паспортную дальность обнаружения по цели с ЭПР 1 м^2 , равную 300 км. На какой дальности будет обнаружена цель с ЭПР $0,01 \text{ м}^2$ и с ЭПР 10 м^2 ?

Решение. В соответствии с уравнением радиолокации, дальность обнаружения прямо пропорциональна корню 4-й степени из ЭПР цели:

$$R : \sqrt[4]{\sigma}.$$

Следовательно, для двух значений ЭПР $\sigma_1 = 1 \text{ м}^2$ и $\sigma_2 = 0,01 \text{ м}^2$ можно записать

$$\left. \begin{array}{l} R_1 : \sqrt[4]{\sigma_1} \\ R_2 : \sqrt[4]{\sigma_2} \end{array} \right\} \Rightarrow \frac{R_1}{R_2} = \frac{\sqrt[4]{\sigma_1}}{\sqrt[4]{\sigma_2}} \text{ и } R_2 = R_1 \sqrt[4]{\frac{\sigma_2}{\sigma_1}}.$$

Подставим исходные данные:

$$R_2 = 300 \cdot \sqrt[4]{\frac{0,01}{1}} = 94,9 \text{ км при } \sigma_2 = 0,01 \text{ м}^2;$$

$$R_2 = 300 \cdot \sqrt[4]{\frac{10}{1}} = 533,5 \text{ км при } \sigma_2 = 10 \text{ м}^2.$$

Задача 4.3. Производится локация двух воздушных объектов с одинаковыми дальностями и различными скоростями сближения с РЛС. Требуется обеспечить потенциальную разрешающую способность по скорости $\Delta V = 5 \text{ м/с}$. Какой длительности сигнал необходим для удовлетворения этих требований при длине волны РЛС $\lambda = 1 \text{ м}$, 10 и 3 см ?

Решение. Разрешающая способность по скорости всех видов сигналов определяется их длительностью. При этом интервал неопределенности по частоте составляет

$$F_H = \frac{1}{\tau_c},$$

где τ_c — длительность сигнала.

Будем полагать, что для надежного разрешения сигналов разность ΔF_{12} их частот должна превышать интервал неопределенности:

$$\Delta F_{12} \geq F_H = \frac{1}{\tau_c}.$$

Сдвиг частот сигналов определяется эффектом Доплера. При совмещенной приемопередающей позиции РЛС частота Доплера (разность частот излучаемого и принимаемого сигнала) определяется как

$$F_{\text{д}} = \frac{2V}{\lambda},$$

где V – скорость сближения.

Следовательно, при разности доплеровских частот двух целей $\Delta F_{\text{д}} = \frac{2\Delta V}{\lambda}$, соответствующей потенциальной разрешающей способности по скорости, должно быть выполнено условие

$$\frac{2\Delta V}{\lambda} = \frac{1}{\tau_{\text{с}}},$$

откуда $\tau_{\text{с}} = \frac{\lambda}{2\Delta V}$.

Подставим исходные данные:

$$\lambda = 1 \text{ м: } \tau_{\text{с}} = \frac{1}{2 \cdot 5} = 0,1 \text{ с;}$$

$$\lambda = 0,1 \text{ м: } \tau_{\text{с}} = \frac{0,1}{2 \cdot 5} = 0,01 \text{ с} = 10 \text{ мс;}$$

$$\lambda = 0,03 \text{ м: } \tau_{\text{с}} = \frac{0,03}{2 \cdot 5} = 0,003 \text{ с} = 3 \text{ мс.}$$

Одиночные сигналы такой длительности практически не применяются. Интервал неопределенности пачки когерентных сигналов с длительностью пачки $\tau_{\text{п}} = \tau_{\text{с}}$ будет совпадать с интервалом неопределенности одиночного сигнала той же длительности.

Таким образом, для достижения требуемой разрешающей способности по скорости необходимо использовать пачки когерентных сигналов указанной длительности.

Задача 4.4. Требуется обеспечить потенциальную разрешающую способность по скорости $\Delta V = 50 \text{ м/с}$ и по дальности $\Delta r = 15 \text{ м}$. Выбрать подходящий сигнал и обосновать его параметры при длине волны РЛС $\lambda = 2 \text{ см}$.

Решение. Потенциальная разрешающая способность по дальности связана с длительностью простого радиоимпульса соотношением

$$\Delta r = \frac{c\tau_{\text{и}}}{2},$$

откуда требуемая длительность импульса для обеспечения заданного разрешения по дальности

$$\tau_{\text{и1}} = \frac{2\Delta r}{c} = \frac{2 \cdot 15}{3 \cdot 10^8} = 10^{-7} \text{ с} = 0,1 \text{ мкс}.$$

Для разрешения по скорости необходимо, чтобы длительность сигнала составляла

$$\tau_{и2} = \frac{\lambda}{2\Delta V} = \frac{0,02}{2 \cdot 50} = 0,0002 \text{ с} = 200 \text{ мкс}.$$

Требования являются противоречивыми. Удовлетворение противоречивых требований может быть выполнено:

- при использовании когерентной пачки импульсов с длительностью пачки 200 мкс при длительности импульсов в пачке 0,1 мкс;

- при использовании ЛЧМ импульса длительностью 200 мкс; при этом для достижения требуемой разрешающей способности по дальности коэффициент сжатия ЛЧМ сигнала должен составлять

$$K_{сж} = \frac{\tau_{и}}{\tau_{и1}} = \frac{200}{0,1} = 2000.$$

Задача 4.5. Необходимо определить основные технические параметры РЛС, обеспечивающие требуемые помехоустойчивость, скрытность и разрешающую способность для заданных условий ее функционирования.

Требуемые параметры:

- помехоустойчивость – вероятность обнаружения цели с ЭПР 10 м^2 не менее 0,8 (вероятность ложной тревоги $F_{ЛТ} = 10^{-6}$) на дальности РЛС – цель 100 км при воздействии одного источника помех с энергопотенциалом 100 кВт с дальности 250 км по первому боковому лепестку диаграммы направленности антенны РЛС;

- скрытность – вероятность разведки излучения РЛС по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны с относительным уровнем $G_{БЛ}^{РТР} = -40 \text{ дБ}$ при дальности до средства разведки 250 км не должна превышать 0,1;

- разрешающая способность: по дальности – не хуже 75 м; по угловым координатам – не хуже 2×4 градусов по азимуту и углу места.

Минимальная и максимальная (индикаторная, при однозначном определении) дальность обнаружения РЛС – 15 и 150 км, вид обзора – программный на базе фазированной антенной решетки. Вид накопления – когерентное при числе импульсов в пачке 1 (в свободном пространстве) и 3...7 (при наличии мешающих отражений).

Параметры средства разведки:

- коэффициент усиления антенны разведприемника – 50;

- полоса пропускания каналов разведприемника – 250 МГц;

- коэффициент потерь – минус 10 дБ;

- коэффициент шума приемника – 3, его температура – 300 К, накопление отсутствует, вероятность ложной тревоги $F_{РТР} = 10^{-7}$.

Решение. Определение основных технических параметров РЛС при заданных требованиях по помехоустойчивости, скрытности и разрешающей способности

будем проводить методом последовательных приближений. Вначале определим технические характеристики РЛС, удовлетворяющие заданным требованиям по помехоустойчивости и разрешающей способности при отсутствии в РЛС мер помехозащиты (перестройки частоты, использования сложных сигналов большой длительности, применения спадающих к краям амплитудных распределений поля на апертуре антенны и т. д.).

Полученное решение с высокой степенью вероятности не будет удовлетворять требованиям по скрытности и, кроме того, может либо являться технически не реализуемым, либо его реализация нецелесообразна (слишком высокая мощность излучения, большие габариты антенны и т. д.). В этом случае последовательно анализируем возможные меры защиты от помех. Так, импульсная мощность излучения при выполнении требований по помехоустойчивости может быть снижена за счет использования быстрой перестройки частоты или увеличения длительности и (или) ширины спектра сигнала, скрытность повышена за счет использования спадающих к краям амплитудных распределений и т. д.

Расчет начнем с определения ширины спектра зондирующего сигнала и параметров антенны. Ширина спектра зондирующего сигнала и размеры антенны в азимутальной и угломестной плоскостях должны составить:

$$\Delta F_c \geq \frac{c}{2\Delta r} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 75} = 2 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 2 \text{ МГц};$$

$$X \geq 51^\circ \frac{\lambda}{\Delta \alpha} = 51^\circ \frac{0,03}{2} = 0,765 \text{ м}; Y \geq 51^\circ \frac{\lambda}{\Delta \beta} = 51^\circ \frac{0,03}{4} = 0,383 \text{ м}.$$

Отметим, что антенна имеет приемлемые (типовые) размеры.

Коэффициент усиления антенны при равномерном амплитудном распределении ($v_x = v_y = 1$) и типовом КПД $\eta_a = 0,8$ составит

$$G_c = 4\pi \frac{XY}{\lambda^2} v_x v_y \eta_a = 4\pi \frac{0,765 \cdot 0,383}{0,03^2} \cdot 1 \cdot 1 \cdot 0,8 = 3270.$$

Запишем уравнение для отношения сигнал/помеха+шум:

$$q^2 = \frac{2E}{N_0} = \frac{2P_c G_c^2 \tau_{\text{и}} N_1 \sigma \lambda^2 \gamma_c}{(4\pi)^3 R^4 N_0},$$

где $\gamma_c = \gamma_{\text{АФТ}} \gamma_{\text{обр}}$ – общий коэффициент потерь полезного сигнала, складывающийся из коэффициента потерь $\gamma_{\text{АФТ}} = - (0,5 \dots 3)$ дБ в антенно-фидерном тракте и потерь $\gamma_{\text{обр}} = - (0,5 \dots 3)$ дБ энергии полезного сигнала из-за неидеальности обработки; N_0 – суммарная спектральная плотность мощности внутренних шумов и внешней помехи:

$$N_0 = N_{\text{ш}} + N_{\text{п}} = k_{\text{ш}} kT + \frac{P_{\text{ГПП}} G_c G_{\text{БЛ}} \lambda^2 \gamma_{\text{АФТ}}}{(4\pi)^2 R_{\text{ГПП}}^2} \frac{1}{\Delta f},$$

где $k_{\text{ш}}$ – коэффициент шума приемника; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $T = 300$ К – термодинамическая температура приемника; $PG_{\text{шп}} = 100$ кВт – энергопотенциал источника помех; $G_{\text{БЛ}} = -13$ дБ – уровень первого бокового лепестка диаграммы направленности антенны при равномерном амплитудном распределении в направлении на источник помех; $R_{\text{шп}} = 250$ км – дальность между источником помех и РЛС; $\Delta f_{\text{п}}$ – ширина спектра помехи.

Считая $N_{\text{ш}} \ll N_{\text{п}}$, $\gamma_{\text{с}} = \gamma_{\text{пр}}$ и приняв $\gamma_{\text{ф}} = \gamma_{\text{обр}} = -0,5$ дБ = 0,891, получим

$$q^2 = \frac{2E}{N_0} = \frac{2P_{\text{с}}G_{\text{с}}^2\tau_{\text{и}}N_1\sigma\lambda^2\gamma_{\text{АФТ}}\gamma_{\text{обр}}}{(4\pi)^3R^4\frac{PG_{\text{шп}}G_{\text{с}}G_{\text{БЛ}}\lambda^2\gamma_{\text{АФТ}}}{(4\pi)^2R_{\text{шп}}^2}\frac{1}{\Delta f}} = \frac{2P_{\text{с}}\tau_{\text{и}}\Delta fN_1G_{\text{с}}\sigma R_{\text{шп}}^2\gamma_{\text{обр}}}{4\pi R^4PG_{\text{шп}}G_{\text{БЛ}}}.$$

Определим макропараметр РЛС:

$$C = P_{\text{с}}\tau_{\text{и}}\Delta fN_1$$

в виде произведения импульсной мощности излучения $P_{\text{с}}$ на длительность $\tau_{\text{и}}N_1$ когерентно накапливаемого сигнала и ширину спектра Δf помех. Введенный макропараметр имеет единицу измерения мощности 1 ватт (Вт).

Требуемое отношение $q_{\text{тр}}^2$ сигнал/шум для достижения заданной вероятности обнаружения при фиксированной вероятности ложной тревоги:

$$q_{\text{тр}}^2 = 2 \left(\frac{\ln F_{\text{ЛТ}}}{\ln P_{\text{дтр}}} - 1 \right) = 2 \left(\frac{\ln 10^{-6}}{\ln 0,8} - 1 \right) = 121,8.$$

Приравняем $q^2 = q_{\text{тр}}^2$, откуда

$$q_{\text{тр}}^2 = \frac{2CG_{\text{с}}\sigma R_{\text{шп}}^2\gamma_{\text{обр}}}{4\pi R^4PG_{\text{шп}}G_{\text{БЛ}}}$$

и

$$C = \frac{2\pi R^4PG_{\text{шп}}G_{\text{БЛ}}q_{\text{тр}}^2}{G_{\text{с}}\sigma R_{\text{шп}}^2\gamma_{\text{обр}}}.$$

Подставим исходные данные:

$$C = \frac{2\pi \cdot (10^5)^4 \cdot 10^5 \cdot 10^{-1,3} \cdot 121,8}{3270 \cdot 10 \cdot (250 \cdot 10^3)^2 \cdot 0,891} = 2,11 \cdot 10^{11} \text{ Вт}.$$

Проанализируем полученный результат. Величина $B = \tau_{\text{и}}\Delta f$ в макропараметре C представляет собой базу сигнала при использовании прицельных по частоте помех или произведение длительности сигнала на ширину спектра заградительных по частоте помех. Как правило, база сигнала для радиолокации $B = 10^2 \dots 10^3$. Число накапливаемых импульсов обычно составляет $N_1 = 1$ при обнаружении целей в свободном пространстве и $N_1 = 3 \dots 7$ при обнаружении

целей на фоне мешающих отражений. Тогда оценка требуемой импульсной мощности при отсутствии перестройки частоты в РЛС при обнаружении целей в свободном пространстве

$$P_c = \frac{C}{BN_1} = \frac{2,11 \cdot 10^{11}}{10^3 \cdot 1} = 2,11 \cdot 10^{10} \text{ Вт} = 211 \text{ МВт}.$$

Такая импульсная мощность не реализуема практически.

Для снижения требуемой импульсной мощности используем в РЛС быструю перестройку частоты. Для современных РЛС характерна перестройка частоты в диапазоне : 5 % от несущей, то есть при $\lambda = 3$ см возможный диапазон перестройки составит $\Delta f = 500$ МГц.

Максимально допустимая длительность импульса определяется минимальной дальностью действия РЛС:

$$\tau_{\text{и}}^{\text{min}} \leq \frac{2R_{\text{min}}}{c} = \frac{2 \cdot 15 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^8} = 10^{-4} \text{ с} = 100 \text{ мкс}.$$

Примем $\tau_{\text{и}} = \tau_{\text{и}}^{\text{min}} = 100$ мкс и рассчитаем требуемую импульсную мощность при наличии быстрой перестройки частоты в РЛС

$$P_c = \frac{C}{\tau_{\text{и}} \Delta f N_1} = \frac{2,11 \cdot 10^{11}}{10^{-4} \cdot 500 \cdot 10^6 \cdot 1} = 4,22 \cdot 10^6 \text{ Вт} = 4,22 \text{ МВт}.$$

Полученное значение импульсной мощности также оказалось весьма значительным.

Для проведения дальнейших итераций оценим максимально допустимую импульсную мощность (см. задачу 4.1) для выполнения требований по скрытности:

$$P_c^{\text{max}} \leq \left(\frac{\ln(F_{\text{РТР}})}{\ln(D_{\text{РТР}})} - 1 \right) \frac{(4\pi)^2 R_{\text{РТР}}^2 k_{\text{ш}} k T \Delta F_{\text{РТР}}}{G G_{\text{БЛ}}^{\text{РТР}} G_{\text{РТР}} \lambda^2 \gamma_{\text{РТР}}}.$$

Подставляем исходные данные, приняв $\gamma_{\text{РТР}} = -10$ дБ = 0,1:

$$P_c^{\text{max}} \leq \left(\frac{\ln(10^{-7})}{\ln(0,1)} - 1 \right) \frac{(4\pi)^2 \cdot (2,5 \cdot 10^5)^2 \cdot 3 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 250 \cdot 10^6}{3270 \cdot 10^{-4} \cdot 50 \cdot 0,03^2 \cdot 0,1} =$$

$$= 1,25 \cdot 10^5 \text{ Вт} = 125 \text{ кВт}$$

Таким образом, допустимая мощность излучения примерно в 30 раз меньше, чем требуемая.

Для удовлетворения требований по помехоустойчивости и скрытности изменим амплитудное распределение на апертуре антенны. Используем спадающее к краям распределение вида $f(x) = \cos^2(\pi x)$, $-0,5 \leq x \leq 0,5$. Для указанного распределения имеем следующие показатели:

- относительный уровень первого бокового лепестка $G_{\text{БЛ}} = -31,5$ дБ;
- коэффициент использования раскрыва $v_x = v_y = 0,667$.

Для сохранения требуемой разрешающей способности увеличим размеры антенны обратно пропорционально $v_x = v_y = 0,667$. Тогда

$$X \geq \frac{0,765}{0,667} = 1,147 \text{ м}; Y \geq \frac{0,383}{0,667} = 0,574 \text{ м}.$$

Проводим итерацию расчета для выбранного амплитудного распределения:

$$C = \frac{2\pi \cdot (10^5)^4 \cdot 10^5 \cdot 10^{-3,15} \cdot 121,8}{3270 \cdot 10 \cdot (250 \cdot 10^3)^2 \cdot 0,891} = 2,98 \cdot 10^9 \text{ Вт};$$

$$P_c = \frac{C}{\tau_{\text{и}} \Delta f N_1} = \frac{2,98 \cdot 10^9}{10^{-4} \cdot 500 \cdot 10^6 \cdot 1} = 5,95 \cdot 10^4 \text{ Вт} \approx 59,5 \text{ кВт}.$$

Примем с небольшим запасом (при расчете мы пренебрегли спектральной плотностью внутренних шумов) $P_c = 70$ кВт. Полученная мощность является типовой и удовлетворяет требованиям скрытности.

Уточняем параметры зондирующего сигнала. С учетом достижения требуемой разрешающей способности для обнаружения целей в свободном пространстве используем ЛЧМ сигнал длительностью 100 мкс с девиацией частоты $\Delta F_d = 2$ МГц. При обнаружении целей в условиях наличия мешающих отражений (облака и полосы дипольных отражателей, подстилающая поверхность при малых углах места цели и т. д.) используем когерентные пачки из $N_1 = 3 \dots 7$ ЛЧМ сигналов с пропорционально уменьшенной длительностью импульсов. Например, для пачки с $N_1 = 5$ импульсами используем ЛЧМ сигналы длительностью 20 мкс.

Таким образом, в результате расчетов определены основные технические характеристики РЛС, удовлетворяющие требованиям скрытности, помехоустойчивости, разрешающей способности зоны действия:

- импульсная мощность излучения – 70 кВт;
- характеристики антенны – фазированная антенная решетка прямоугольной формы размерами $1,15 \times 0,58$ м с амплитудным распределением по апертуре «косинус-квадрат»;
- зондирующий сигнал – одиночные и пачки из трех – семи ЛЧМ импульсов с суммарной длительностью 100 мкс и девиацией частоты 2 МГц;
- меры защиты от активных помех – быстрая перестройка несущей частоты от импульса к импульсу и от пачки импульсов к пачке в диапазоне 500 МГц и спадающее к краям апертуры амплитудное распределение.

В заключение с использованием системы компьютерной математики *MathCad* построим зону обнаружения РЛС с обоснованными параметрами для заданной сигнально-помеховой обстановки:

Построение зоны действия РЛС при заданной сигнально-помеховой обстановке

параметры РЛС

$$P_c := 70 \cdot 10^3 \quad G_c := 3270 \quad \tau_i := 100 \cdot 10^{-6} \quad N_{sh} := 10^{-20}$$

$$X := 1.15 \quad Y := 0.58 \quad \lambda := 0.03 \quad Flt := 10^{-6} \quad Dtr := 0.8$$

$$G_{bl} := 10^{-2.88} = 1.318 \times 10^{-3}$$

параметры источника помех

$$P_{Gpp} := 100 \cdot 10^3 \quad \Delta f := 500 \cdot 10^6 \quad R_{pp} := 250 \cdot 10^3$$

$$\sigma := 10 \quad \text{ЭПР цели}$$

ДН по напряжению для распределения "косинус-квадрат на пьедестале"

$$F1(\alpha, X) := \frac{1 + \cos(\alpha)}{2} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi \cdot X \cdot \sin(\alpha)}{\lambda}\right)}{\frac{\pi \cdot X \cdot \sin(\alpha)}{\lambda}}$$

$$F3\Delta(\alpha, X, \Delta) := F1(\alpha, X) - \left(\frac{1 - \Delta}{1 + \Delta}\right) \cdot \frac{\frac{\pi \cdot X}{\lambda} \sin(\alpha) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot X}{\lambda} \sin(\alpha)\right)}{\left(\frac{\pi \cdot X}{\lambda} \sin(\alpha)\right)^2 - \pi^2}$$

Основные расчеты: требуемое ОСПШ, дальность обнаружения в беспомеховых условиях и при наличии помех, зависимость дальности обнаружения от углового отклонения источника помех от максимума ДН в азимутальной плоскости

$$q_{2tr} := 2 \cdot \left(\frac{\ln(Flt)}{\ln(Dtr)} - 1 \right) = 121.826$$

$$R_0 := \sqrt{\frac{2P_c \cdot G_c^2 \cdot \lambda^2 \cdot \tau_i \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot N_{sh} \cdot q_{2tr}}} = 1.536 \times 10^5$$

$$R_p := \sqrt{\frac{2P_c \cdot G_c^2 \cdot \lambda^2 \cdot \tau_i \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot \left[N_{sh} + \frac{P_{Gpp} \cdot G_c \cdot G_{bl} \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot R_{pp}^2 \cdot \Delta f} \right] \cdot q_{2tr}}} = 8.905 \times 10^4$$

$$R(\alpha) := \sqrt{\frac{2Pc \cdot Gc^2 \cdot \lambda^2 \cdot ti \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot \left[Nsh + \frac{PGpp \cdot Gc \cdot F3\Delta(\alpha, X, 0)^2 \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot Rpp^2 \cdot \Delta f} \right]} \cdot q2tr}$$

$\alpha := -20 \cdot \text{deg}, -19.99 \cdot \text{deg}.. 20 \cdot \text{deg}$

ДН в азимутальной плоскости

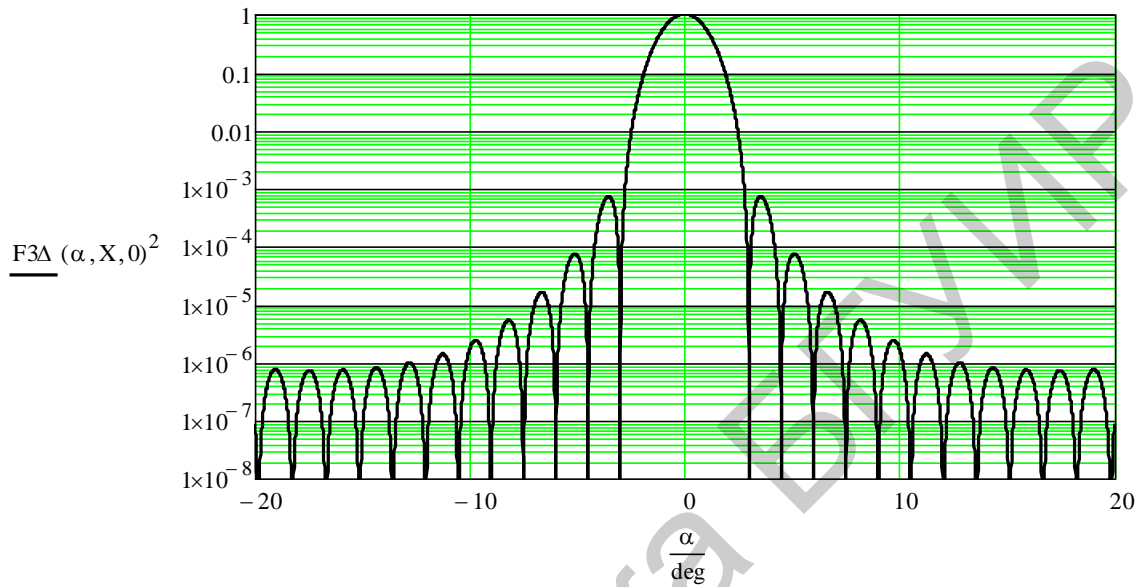
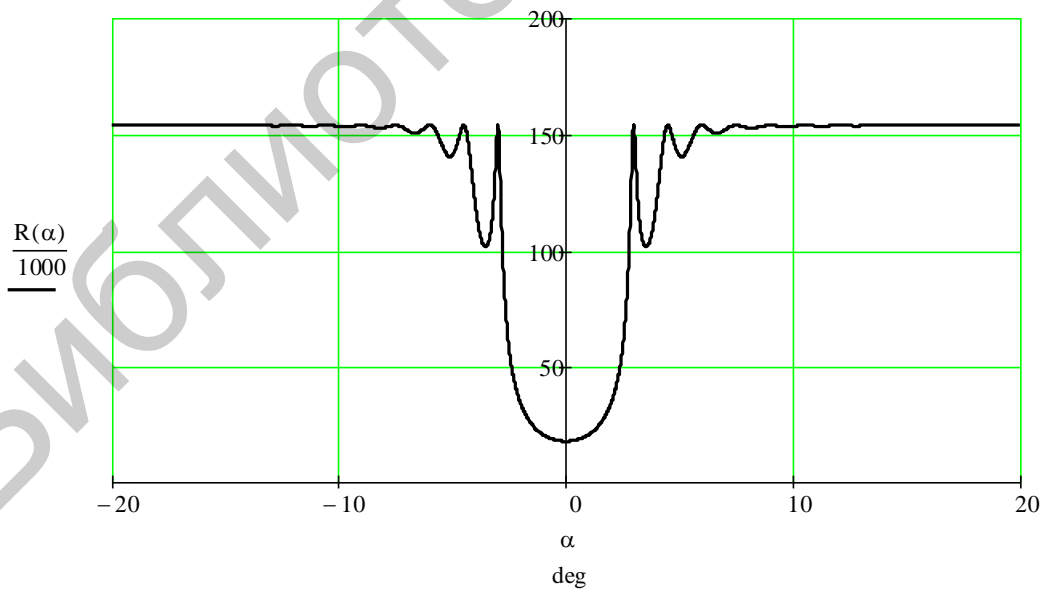


график зависимости дальности обнаружения от углового отклонения источника помех от максимума ДН в азимутальной плоскости



ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕКОТОРЫХ ТИПОВ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ, ИСПОЛЗУЕМЫХ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ПЕРЕДАТЧИКОВ ПОМЕХ

Для построения передатчиков помех с широким диапазоном рабочих частот наиболее часто используются твердотельные усилительные приборы: биполярные и полевые транзисторы в корпусном исполнении и в составе монолитных интегральных схем и лампы бегущей волны О-типа. В отдельных случаях (для передатчиков помех РЭС с фиксированными или узким диапазоном рабочих частот) могут быть использованы ЛБВ М-типа, клистроны, магнетроны и другие типы более узкополосных СВЧ усилителей.

Наиболее востребованными (около 70 %) являются приборы типа ЛБВ-О. Основными тенденциями развития ЛБВ-О является расширение полосы частот, повышение КПД, повышение массогабаритных характеристик и использование пониженных ускоряющих напряжений в сочетании с достижением большого значения коэффициента усиления по мощности и высокой линейности. Повышение характеристики ЛБВ обуславливает сохранение их конкурентоспособности по отношению к твердотельным усилительным приборам: при построении широкополосных высокопотенциальных средств помех с использованием однолучевых антенн лампы бегущей волны фактически являются безальтернативными.

Перспективной является тенденция объединения в одном конструктивном модуле относительно маломощного (сотни милливатт – единицы ватт) твердотельного предварительного усилителя и выходной ЛБВ средней (десятки – сотни Ватт) мощности в соответствии со структурной схемой, приведенной на рис. П.1.1.

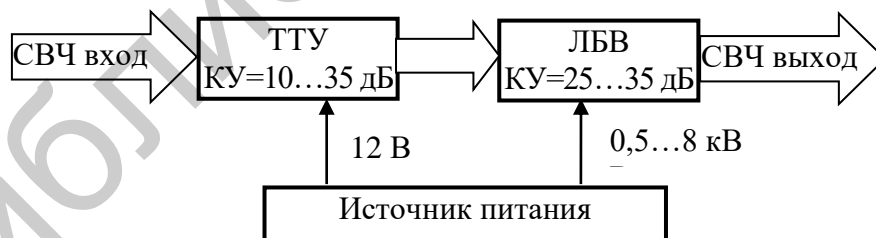


Рис. П.1.1. Структурная схема комплексированного усилителя мощности

В таких модулях общий коэффициент усиления, составляющий 40...60 дБ, распределяется примерно поровну между твердотельным предварительным усилителем и ЛБВ. Это позволяет:

- уменьшить общие размеры и массу и повысить надежность за счет уменьшения коэффициента усиления и соответствующего сокращения длины ЛБВ и напряжения спирали;
- уменьшить коэффициент шума на 10...20 дБ;

- использовать в составе модуля схемы выравнивания частотной характеристики усиления (корректор) и схемы температурной компенсации, что является принципиально необходимым при использовании таких усилителей в составе многолучевых антенных решеток.

Обобщенные данные по типам твердотельных усилительных приборов, используемых при построении передатчиков помех, приведены в табл. П.1.1 [24–27]. Характеристики отдельных типов ЛБВ и комплексированных устройств производства ведущих западных фирм – в табл. П.1.2–П.1.4 [28, 29]. В табл. П.1.5 представлены данные по широкополосным ЛБВ, производимым в Российской Федерации [30, 31].

Таблица П.1.1

Обобщенные характеристики широкополосных твердотельных усилительных приборов

Технология	Типы компонентов	Диапазон частот, ГГц	Диапазон выходных мощностей, Вт	Типовой КПД, %	Типовое напряжение питания, В
Кремниевые полевые транзисторы с боковой диффузией (Si LDMOS)	Универсальные корпусные транзисторы	0...2	5...15	60	28
Арсенидгаллиевые полевые транзисторы с однородным легированием (GaAs MESFET)	Универсальные корпусные транзисторы	0...14	До 14,5	40	8...10
Арсенидгаллиевые псевдоморфные гетероструктурные полевые транзисторы (GaAs pHEMT)	Универсальные корпусные транзисторы, транзисторы в виде кристаллов и в SMD-корпусах, МИС в виде кристаллов и в различных корпусах	0...50	До 15	55	8...10
Арсенидгаллиевые полевые транзисторы с высокой подвижностью электронов (GaAs HFET)	Транзисторы в виде кристаллов и в SMD-корпусах	До 10,5	до 10	50	8
Индий-галлий-фосфорные гетеробиполярные транзисторы и МИС (GaInP HBT)	Универсальные корпусные транзисторы и МИС X-диапазона	До 10,5	до 10	40	9
Нитридгаллиевые полевые транзисторы с высокой подвижностью электронов (GaN HEMT)	Универсальные корпусные транзисторы, транзисторы в виде кристаллов и в SMD-корпусах, МИС в виде кристаллов и в различных корпусах	0...20	до 100	60	28...50

Таблица П.1.2

Параметры некоторых типов ЛБВ производства ведущих зарубежных стран

Наименование параметра	Значение параметра для прибора типа				
	N20180	N20181	TN4443	TN4496EG	TN4428
Диапазон рабочих частот, ГГц	2...18	4,5...18	4,5...18	6...18	18...40
Напряжение спирали, кВ	5	5	5,2	5,4	9,5
Выходная мощность, Вт	20 (2...4 ГГц) 100 (5...18 ГГц)	100	200	250	80
КПД, % (потребляемая мощность, Вт)	(540)	(580)	25...50	30...50	20...30
Размеры, мм	250×35×35	250×35×35	233×46×34	233×62×34	238×41×42
Масса, кг	0,4	0,4	0,7	1,0	0,63

Таблица П.1.3

Параметры некоторых широкополосных комплексированных модулей производства ведущих зарубежных стран

Наименование параметра	Значение параметра для прибора типа		
	M1230	M1220	M1221
Диапазон рабочих частот, ГГц	2...6	6...18	6...18
Напряжение питания, В	28	28	28
Выходная мощность, Вт	80	60...100	60...100
Потребляемая мощность, Вт	425	375	400
Размеры, мм	273×178×32	191×179×25	198×191×18
Масса, кг	2,5	2,5	2,5

Таблица П.1.4

Параметры некоторых широкополосных ЛБВ-О производства Российской Федерации

Наименование	Рабочий диапазон, ГГц	Выходная мощность, Вт	Усиление, дБ	Размеры, мм	Вес, кг	Охлаждение
1	2	3	4	5	6	7
УВ-А3001	1...2	400	40	1040×82×86	10	Жидкостное
УВ-А3001М	0,8...2,4	250	35	1040×82×86	10	Жидкостное
УВ-А3002	1...2	1000	30	977×88×128	14	Жидкостное
УВ-А3023	2...4	100	40	522×60×55	3	Кондуктивное
УВ-А3003	2...4	400	40	642×82×86	7	Жидкостное
УВ-А3003М	1,8...5,4	300	35	642×82×86	7	Жидкостное
УВ-А3004	2...4	1200	30	862×100×128	12	Жидкостное
УВ-А3004М	1,8...5,4	1000	30	862×100×128	12	Жидкостное
УВ-А3025	4...12	100	30	500×74×100	3	Воздушное
УВ-А3009	8...18	50	47	300×30×45	0,9	Кондуктивное

Окончание табл. П.1.4

1	2	3	4	5	6	7
УВ-А3009М	8...18	40	40	270×60×60	0,9	Воздушное
УВ-А3026	6...18	100	30	425×74×100	2,6	Воздушное
УВ-А3024	8...18	100	40	425×60×82	2,6	Кондуктивное
УВ-А3018	7,5...18	250	33	450×55×75	3	Кондуктивное
УВ-А3018М	8...12	600	35	460×81×83	6	Жидкостное
УВ-А3020	18...26	10	30	350×54×80	2	Воздушное
УВ-А3021	26...40	10	35	350×54×57	2	Кондуктивное

Библиотека БГУИР

**ХАРАКТЕРИСТИКИ ОСНОВНЫХ ВИДОВ МОДУЛЯЦИИ,
ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В РТС ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ. РАСЧЕТНЫЕ
ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБКИ**

Спектральная плотность мощности сигналов с типовыми видами модуляции выражается следующим образом:

- для амплитудно-манипулированных сигналов с пассивной паузой (OSK) и многопозиционных амплитудно-манипулированных сигналов (m -ASK) с импульсами прямоугольной формы (без полосовой фильтрации на выходе):

$$S(f) = \frac{A^2}{4} \delta(f - f_c) + \frac{A^2 T}{4} \left(\frac{\sin(\pi(f - f_c)T)}{\pi(f - f_c)T} \right)^2, \quad (\text{П.2.1})$$

где здесь и далее $T = T_b = \frac{1}{C}$ – длительность одного бита для ООК и

$T = T_s = \frac{\log_2 m}{C}$ – длительность одного символа для m -позиционной модуляции;

f_c – несущая частота;

- для фазоманипулированных сигналов (включая относительную фазовую манипуляцию):

$$S_{\text{BPSK}}(f) = A^2 T \left(\frac{\sin(\pi(f - f_c)T)}{\pi(f - f_c)T} \right)^2; \quad (\text{П.2.2})$$

- для сигнала с квадратурной фазовой манипуляцией (QPSK) – частного случая четырехпозиционных фазоманипулированных сигналов или сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией:

$$S_{\text{QPSK}}(f) = 2A^2 T_b \left(\frac{\sin(\pi(f - f_c)2T_b)}{\pi(f - f_c)2T_b} \right)^2; \quad (\text{П.2.3})$$

- для бинарной частотной манипуляции с минимальным сдвигом (MSK):

$$S_{\text{MSK}}(f) = A^2 T \pi \left(\frac{\cos(2\pi(f - f_c)T_b)}{1 - (4(f - f_c)T_b)^2} \right)^2. \quad (\text{П.2.4})$$

Особенностью многопозиционной частотной манипуляции является увеличение ширины спектра при увеличении числа уровней по закону $m / \log_2 m$. При этом, в отличие от других видов манипуляции, с увеличением числа уровней квантования вероятность суммарной ошибки уменьшается.

При оценке помехоустойчивости передачи информации в условиях внешних помех для всех видов манипуляции, не предполагающих дополнительное расширение спектра, можно приближенно полагать, что ширина спектра сигнала

$$\Delta f_c \approx \frac{2}{T} = \frac{2C}{\log_2 m}, \quad (\text{П.2.5})$$

то есть ширина спектра уменьшается с увеличением числа позиций по логарифмическому закону.

Расчетные соотношения для вероятностей суммарной ошибки для различных видов манипуляции и видов обработки (когерентная, некогерентная) приведены в табл. П.2.1.

Таблица П.2.1

Вероятность ошибки на бит для различных видов модуляции

Наименование вида манипуляции	Выражение для вероятности битовой ошибки
1	2
Амплитудная с пассивной паузой (АМн, OSK – Offset Shift Key)	$p_{\text{ош}} = 1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \right)$
Многопозиционная амплитудная (ASK – Amplitude Shift Key)	$p_{\text{ош}} = \frac{2(m-1)}{m \log_2 m} \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{\log_2 m E_b}{(m-1)^2 N_0}} \right) \right]$
Бинарная частотная (ЧМн, FSK – Frequency Shift Key)	$p_{\text{ош}} = 1 - \Phi \left(\sqrt{\left[1 - \frac{\sin(2\pi m_{\text{ЧМ}})}{2\pi m_{\text{ЧМ}}} \right] \frac{E_b}{N_0}} \right);$ $m_{\text{ЧМ}} = 2f_d T_s; f_d - \text{девиация (отклонение от среднего)}$ $\text{частоты}; T_s - \text{длительность символа}$
Многопозиционная частотная (ЧМн- m , M-FSK – Multilevel Frequency Shift Key)	$p_{\text{ош}} = \frac{2(m-1)}{m \log_2 m} \left(1 - \Phi \left(\sqrt{\log_2 m \frac{E_b}{N_0}} \right) \right);$ $m_{\text{ЧМ}} = 2f_d T_s; f_d - \text{девиация (отклонение от среднего)}$ $\text{частоты}; T_s - \text{длительность символа}$
Бинарная частотная с минимальным сдвигом (ЧМн, MSK – Minimum Shift Key)	$p_{\text{ош}} = 1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)$
Бинарная фазовая (ФМн-2, BPSK – Binary Phase Shift Key)	$p_{\text{ош}} = 1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right)$
Относительная бинарная фазовая (ОФМн, DBPSK – Double Binary Phase Shift Key)	Когерентный прием: $p_{\text{ош}} = 2\Phi \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \right];$ некогерентный прием: $p_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{E_b}{N_0} \right)$
Многоуровневая фазовая (ФМн- m , M-PSK – Multilevel Phase Shift Key)	$p_{\text{ош}} = \frac{2}{\log_2 m} \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0} \log_2 m \sin^2 \frac{\pi}{m}} \right) \right]$

1	2
Квадратурная фазовая (QPSK – Quadrature Phase Shift Key) с кодированием Грея	$p_{\text{ош}} = 1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right)$
Квадратурная амплитудная модуляция (КАМ, QAM – Quadrature Amplitude Modulation)	<p>Для четных $k = \log_2 m$:</p> $p_{\text{ош}} = \frac{2p_0 - p_0^2}{\log_2 m};$ $p_0 = \frac{2(\sqrt{m} - 1)}{\sqrt{m}} \left(1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{3 \log_2 m}{m-1} \frac{2E_b}{N_0}} \right) \right);$ <p>для четных $k = \log_2 m$:</p> $p_{\text{ош}} = \frac{1}{\log_2 m} \left[1 - \left(2\Phi \left(\sqrt{\frac{3 \log_2 m}{m-1} \frac{2E_b}{N_0}} \right) - 1 \right)^2 \right]$

В таблице использованы следующие обозначения: $E_b = P_c T_b = \frac{P_c}{C}$ – энергия полезного сигнала на один бит; N_0 – спектральная плотность мощности внешних помех и внутренних шумов; m – число позиций манипулированного сигнала; $\Phi(x)$ – интеграл вероятности, $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ (см. прил. 3).

ТАБЛИЦА ЗНАЧЕНИЙ ИНТЕГРАЛА ВЕРОЯТНОСТИ

x	Φ(x)	x	Φ(x)	x	Φ(x)	x	Φ(x)	x	Φ(x)	x	Φ(x)
0,00	0,5000	0,40	0,6554	0,80	0,7881	1,20	0,8849	1,60	0,9452	2,00	0,9772
0,01	5040	0,41	6591	0,81	7910	1,21	8869	1,61	9463	2,10	9821
0,02	5080	0,42	6628	0,82	7939	1,22	8888	1,62	9474	2,20	9861
0,03	5120	0,43	6664	0,83	7967	1,23	8907	1,63	9484	2,30	9893
0,04	5160	0,44	6700	0,84	7995	1,24	8925	1,64	9495	2,40	9918
0,05	5199	0,45	6736	0,85	8023	1,25	8944	1,65	9505	2,50	9938
0,06	5239	0,46	6772	0,86	8051	1,26	8962	1,66	9515	2,60	9953
0,07	5279	0,47	6808	0,87	8078	1,27	8980	1,67	9525	2,70	9965
0,08	5319	0,48	6844	0,88	8106	1,28	8997	1,68	9535	2,80	9974
0,09	5359	0,49	6879	0,89	8133	1,29	9015	1,69	9545	2,90	9981
0,10	0,5398	0,50	0,6915	0,90	0,8159	1,30	0,9032	1,70	0,9554	3,00	99 865 010
0,11	5438	0,51	6950	0,91	8186	1,31	9049	1,71	9564	3,10	99 903 240
0,12	5478	0,52	6985	0,92	8212	1,32	9066	1,72	9573	3,20	99 931 286
0,13	5517	0,53	7019	0,93	8238	1,33	9082	1,73	9582	3,30	99 951 658
0,14	5557	0,54	7054	0,94	8264	1,34	9099	1,74	9591	3,40	99 966 307
0,15	5596	0,55	7088	0,95	8289	1,35	9115	1,75	9599	3,50	99 976 737
0,16	5636	0,56	7123	0,96	8315	1,36	9131	1,76	9608	3,60	99 984 089
0,17	5675	0,57	7157	0,97	8340	1,37	9147	1,77	9616	3,70	99 989 220
0,18	5714	0,58	7190	0,98	8365	1,38	9162	1,78	9625	3,80	99 992 765
0,19	5753	0,59	7224	0,99	8389	1,39	9177	1,79	9633	3,90	99 995 190
0,20	0,5793	0,60	0,7257	1,00	0,8413	1,40	0,9192	1,80	0,9641	4,00	99 996 833
0,21	5832	0,61	7291	1,01	8437	1,41	9207	1,81	9649	4,10	99 997 934
0,22	5871	0,62	7324	1,02	8461	1,42	9222	1,82	9655	4,20	99 998 665
0,23	5910	0,63	7357	1,03	8485	1,43	9236	1,83	9664	4,30	99 999 146
0,24	5948	0,64	7389	1,04	8508	1,44	9251	1,84	9671	4,40	99 999 459
0,25	5987	0,65	7422	1,05	8531	1,45	9265	1,85	9678	4,50	99 999 660
0,26	6026	0,66	7454	1,06	8554	1,46	9279	1,86	9686	4,60	99 999 789
0,27	6064	0,67	7486	1,07	8577	1,47	9292	1,87	9693	4,70	99 999 870
0,28	6103	0,68	7517	1,08	8599	1,48	9306	1,88	9699	4,80	99 999 921
0,29	6141	0,69	7549	1,09	8621	1,49	9319	1,89	9706	4,90	99 999 952
0,30	0,6179	0,70	0,7580	1,10	0,8643	1,50	0,9332	1,90	0,9713	5,00	99 999 971
0,31	6217	0,71	7611	1,11	8665	1,51	9345	1,91	9719	5,10	99 999 983
0,32	6255	0,72	7642	1,12	8686	1,52	9357	1,92	9726	5,20	99 999 990
0,33	6293	0,73	7673	1,13	8708	1,53	9370	1,93	9732	5,30	99 999 994
0,34	6331	0,74	7674	1,14	8729	1,54	9382	1,94	9738	5,40	99 999 997
0,35	6368	0,75	7734	1,15	8749	1,55	9394	1,95	9744	5,50	99 999 998
0,36	6406	0,76	7764	1,16	8770	1,56	9306	1,96	9750	5,60	99 999 999
0,37	6443	0,77	7794	1,17	8790	1,57	9418	1,97	9756	5,70	99 999 999
0,38	6480	0,78	7823	1,18	8810	1,58	9429	1,98	9761	5,80	~1,0
0,39	6517	0,79	7852	1,19	8830	1,59	9441	1,99	9767	5,90	~1,0

ТИПОВЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ НА АПЕРТУРЕ

Амплитудное распределение поля на апертуре (раскрыве) определяет относительную ширину главного и уровни боковых лепестков диаграммы направленности антенны.

Для плоских прямоугольных апертур (антенные решетки) по каждой из осей симметрии наиболее часто используют амплитудное распределение поля вида

$$A(x) = \Delta + (1 - \Delta) \cos^m \frac{\pi x}{X}, \quad -X/2 \leq x \leq X/2, \quad (\text{П.4.1})$$

где Δ – величина «пьедестала» – доля равномерного распределения поля на раскрыве; X – длина апертуры для соответствующей оси симметрии; m – параметр, определяющий степень спада амплитуды поля к краям апертуры.

Наиболее часто используют значения $m = 0$ (равномерное распределение), $m = 1$ (косинусное распределение), $m = 2$ (косинус-квадратное распределение).

ДН плоской апертуры получается перемножением ДН линейных апертур.

В табл. П.4.1 приведены аналитические выражения для нормированных ДН линейной апертуры, коэффициентов расширения главного лепестка относительно равномерного распределения поля на апертуре и относительные уровни первого и второго боковых лепестков.

Для равномерного распределения ширина главного лепестка по уровню 0,5 от максимальной мощности $\alpha_{0,5} \approx 51^\circ \frac{\lambda}{X}$.

Таблица П.4.1

Параметры линейной апертуры

Параметр m	$A(r)$	Аналитическое выражение для нормированной ДН по напряженности поля	Коэффициент увеличения ширины главного лепестка при $\Delta = 0$	Уровни боковых лепестков при $\Delta = 0$	
				первого, $G_{БЛ1}$	второго, $G_{БЛ2}$
1	2	3	4	5	6
0	1	$F_0(\alpha) = \frac{1 + \cos \alpha}{2} \frac{\sin \frac{\pi X \sin \alpha}{\lambda}}{\frac{\pi X \sin \alpha}{\lambda}}$	1,0	-13,5	-17,9

1	2	3	4	5	6
1	$\cos \frac{\pi x}{X}$	$\frac{1}{\Delta + \frac{2}{\pi}(1-\Delta)} \left(\Delta F_0(\alpha) + \frac{2}{\pi}(1-\Delta) F_1(\alpha) \right),$ <p>где $F_1(\alpha)$ – нормированная ДН при $\Delta = 0$:</p> $F_1(\alpha) = \frac{\cos \frac{\pi X \sin \alpha}{\lambda}}{1 - \left(\frac{2X \sin \alpha}{\lambda} \right)^2}$	1,33	-23,5	-30,9
2	$\cos^2 \frac{\pi x}{X}$	$F_0(\alpha) - \frac{1-\Delta}{1+\Delta} \frac{\frac{\pi X \sin \alpha}{\lambda} \sin \frac{\pi X \sin \alpha}{\lambda}}{\left(\frac{\pi X \sin \alpha}{\lambda} \right)^2 - \pi^2}$	1,63	-31,0	-39,0

На рис. П.4.1 приведен вид нормированных ДН по мощности для типовых амплитудных распределений (без пьедестала) на линейной апертуре.

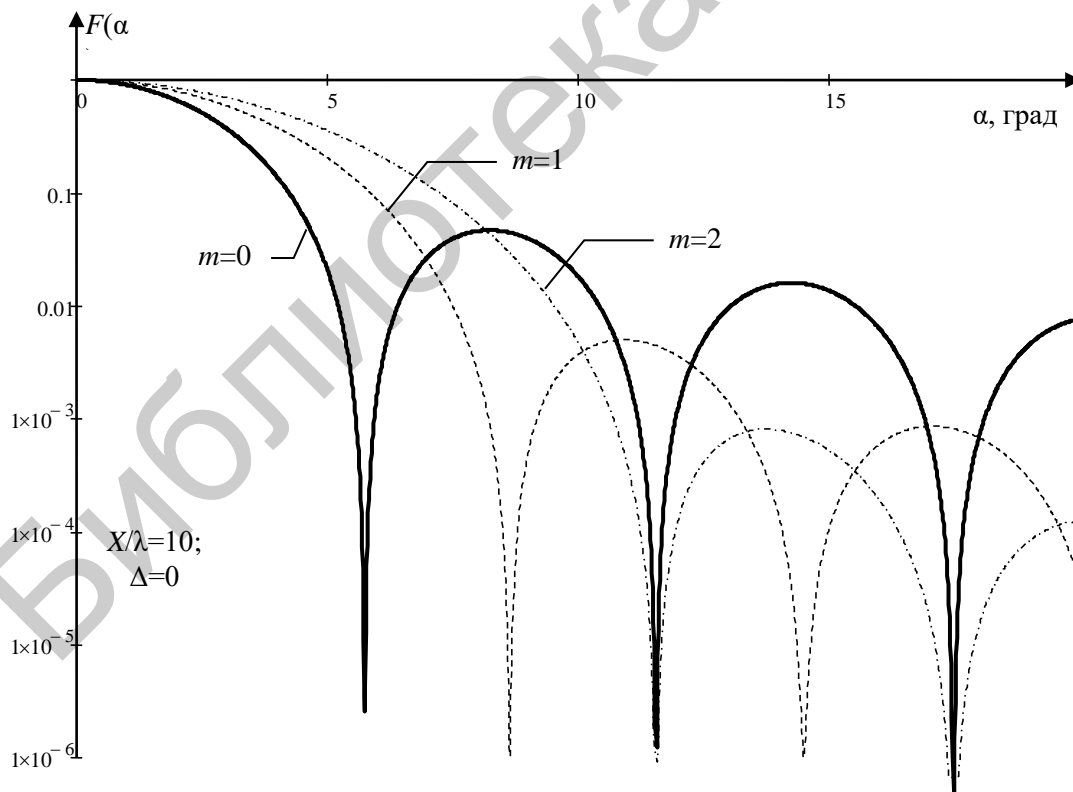


Рис. П.4.1. Нормированные ДН для линейной апертуры

Для круглых апертур используют распределение поля вида

$$A(r) = (1 - r^2)^m, \quad 0 \leq r \leq 1 \quad (\text{П.4.2})$$

где r – нормированный радиус; m – параметр, определяющий степень спада-ния распределения к краям апертуры (рис. П.4.2).

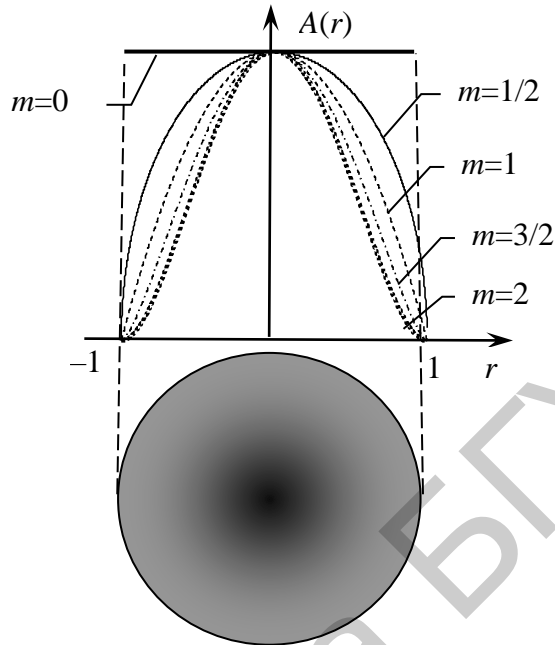


Рис. П.4.2. Иллюстрация типовых распределений на круглой апертуре

В табл. П.4.2 приведены аналитические выражения для нормированных ДН круглой апертуры, коэффициентов расширения главного лепестка относительно равномерного распределения поля на апертуре, относительный уровень КНД и относительные уровни первого и второго боковых лепестков. Параметр u в аналитическом выражении для нормированной ДН имеет вид $u = \pi D \sin \theta / \lambda$, где θ – угол между осью антенны и направлением наблюдения. Для получения коэффициента снижения КНД нужно коэффициент увеличения ширины главного лепестка возвести в квадрат. Ширина главного лепестка для равномерного распределения поля на апертуре $\alpha_{0,5} \approx 59^\circ D / \lambda$, где D – диаметр апертуры.

Таблица П.4.2

Параметры круглого раскрыва

Параметр m	$A(r)$	Аналитическое выражение для нормированной ДН по напряженности поля	Коэффициент увеличения ши- рины главного лепестка	Уровни боковых лепестков	
				первого, $G_{\text{БЛ1}}$	второго, $G_{\text{БЛ2}}$
1	2	3	4	5	6
0	1	$2J_1(u) / u$	1,0	-17,6	-23,8
1/2	$\sqrt{1 - r^2}$	$\frac{3}{u^2} (\sin u / u - \cos u)$	1,122	-21,3	-29,0

Окончание табл. П.4.2

1	2	3	4	5	6
1	$1 - r^2$	$8J_2(u) / u^2$	1,234	-24,7	-33,6
3/2	$(1 - r^2)^{3/2}$	$\frac{15}{u^3} (3 \sin u / u^2 - 3 \cos u / u - \sin u)$	1,336	-27,7	-37,8
2	$(1 - r^2)^2$	$48J_3(u) / u^3$	1,431	-30,6	-41,7

На рис. П.4.3 приведен вид нормированных ДН по мощности для типовых амплитудных распределений на круглой апертуре.

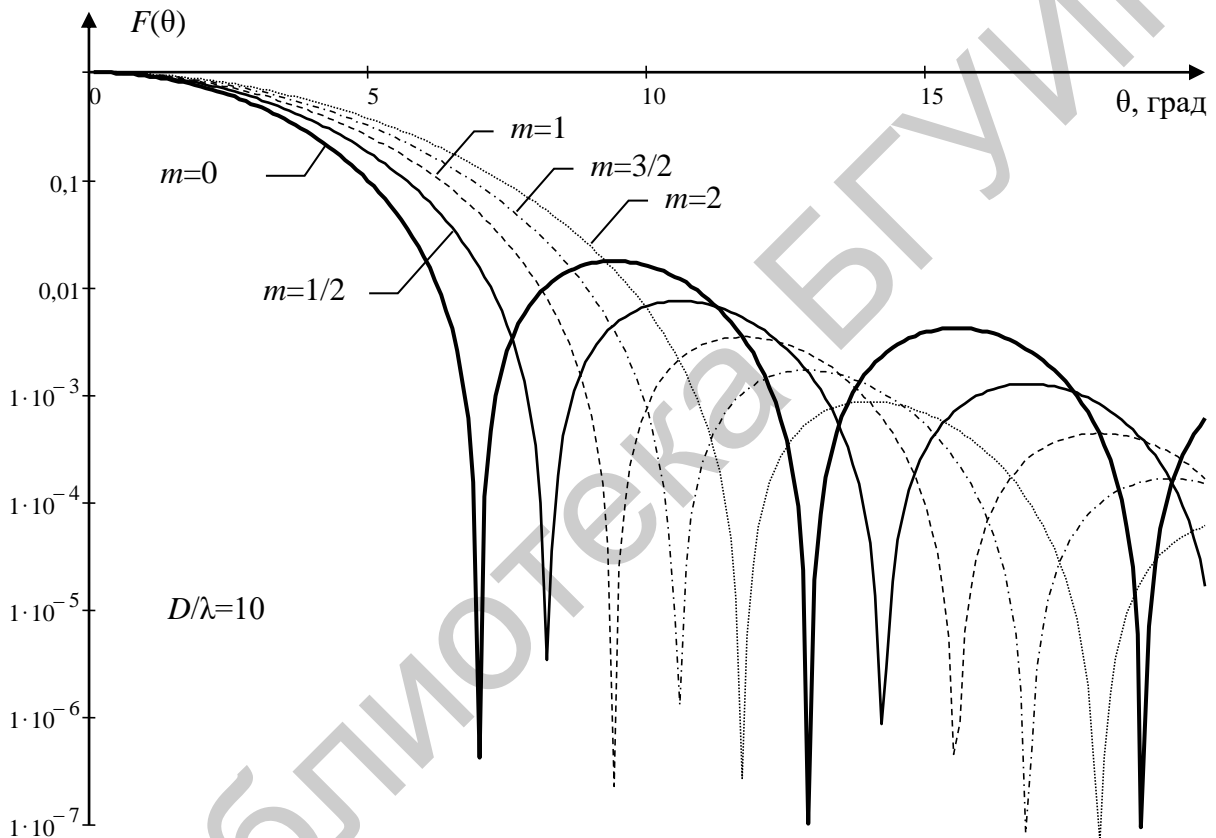


Рис. П.4.3. Нормированные ДН для круглой апертуры

ЛИТЕРАТУРА

1. Козлов, С. В. Методы и средства радиоэлектронной защиты : учеб. пособие / С. В. Козлов. – Минск : БГУИР, 2019. – 188 с.
2. Вакин, С. А. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки / С. А. Вакин, Л. Н. Шустов. – М. : Сов. радио, 1968. – 448 с.
3. Куприянов, А. И. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы : учеб. пособие / А. И. Куприянов, А. В. Сахаров. – М. : Вузовская книга, 2007. – 356 с.
4. Перунов, Ю. М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Ю. М. Перунов, К. И. Фомичев, Л. М. Юдин ; под ред. Ю. М. Перунова. – М. : Радиотехника, 2008. – 416 с.
5. Радиоэлектронная борьба. Цифровое запоминание и воспроизведение радиосигналов и электромагнитных полей / В. Д. Добыкин [и др.] ; под общ. ред. А. И. Куприянова. – М. : Вузовская книга, 2009. – 360 с.
6. Информационные технологии в радиотехнических системах : учеб. пособие / под ред. И. Б. Федорова. – М. : МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2003. – 672 с.
7. Чердынцев, В. А. Радиотехнические системы / В. А. Чердынцев. – Минск : Выш. шк., 1988. – 369 с.
8. Охрименко, А. Е. Основы извлечения, обработки и передачи информации : в 6 ч. / А. Е. Охрименко. – Минск : БГУИР, 1995. – 6 ч.
9. Теоретические основы цифровой радиосвязи : учеб. пособие / Н. И. Листопад [и др.]. – Минск : БГУИР, 2012. – 330 с.
10. Охрименко, А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. В 2 ч. Ч. 1 : Основы радиолокации / А. Е. Охрименко. – М. : Воениздат, 1983. – 456 с.
11. Теоретические основы радиолокации / Я. Д. Ширман [и др.] ; под ред. Я. Д. Ширмана. – М. : Сов. радио, 1970. – 560 с.
12. Бакулев, П. А. Радиолокационные системы : учеб. пособие / П. А. Бакулев. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Радиотехника, 2007. – 376 с.
13. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория : справочник / под ред. Я. Д. Ширмана. – М. : ЗАО «МАКВИС», 1998. – 828 с.
14. Защита от радиопомех / под ред. М. В. Максимова. – М. : Сов. радио, 1976. – 496 с.
15. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин. – М. : Радио и связь, 1985. – 385 с.
16. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / под ред. Г. И. Тузова. – М. : Радио и связь, 1985. – 264 с.
17. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В. И. Борисов [и др.] ; под ред. В. И. Борисова. – М. : Радио и связь, 2008. – 512 с.
18. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательностью / В. И. Борисов [и др.] ; под ред. В. И. Борисова. – М. : Радио и связь, 2011. – 550 с.

19. Ван Брант, Л. Б. Справочник по методам радиолокационного подавления и помехозащиты систем с радиолокационным управлением : в 2 т. / Л. Б. Ван Брант ; под ред. К. И. Фомичева, Л. М. Юдина ; пер. с англ. – М. : Воениздат, 1985. – 2 т.
20. Мельников, Ю. П. Воздушная радиотехническая разведка (методы оценки эффективности) / Ю. П. Мельников. – М. : Радиотехника, 2005. – 304 с.
21. Охрименко, А. Е. Методическое пособие к практическим занятиям по курсу «Системы радиолокации» для специальности 1-39 01 02 «Радиоэлектронные системы» / А. Е. Охрименко, В. А. Мельситов. – Минск : БГУИР, 2006. – 84. с.
22. Васин, В. В. Справочник-задачник по радиолокации / В. В. Васин, Б. М. Степанов. – М. : Сов. радио, 1977. – 320 с.
23. Голев, К. В. Расчет дальности действия радиолокационных станций / К. В. Голев. – М. : Сов. радио, 1962. – 204 с.
24. Сечи, Ф. Мощные твердотельные СВЧ-усилители / Ф. Сечи, М. Буджати. – М. : ТЕХНОСФЕРА, 2015. – 416 с.
25. Белов, Л. Мощные усилители сверхвысоких частот / Л. Белов // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2006. – №6. – С. 66–70.
26. Кищинский, А. А. Широкополосные транзисторные усилители СВЧ-диапазона: смена поколений / А. А. Кищинский // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2010. – №2. – С. 60–67.
27. Карпов, Ю. Отечественные транзисторные усилители СВЧ / Ю. Карпов // Компоненты и технологии. – 2007. – № 1. – С. 86–92.
28. Широкополосные спиральные лампы бегущей волны и комплексированные устройства / С. М. Бондаренко [и др.] // Радиотехника. – 2010. – №2. – С. 37–45.
29. Coaker, V. Ntraveling Wave Tubes: Moder Devices and Contermporary Application / V. Coaker, T. Challis // Micrjwave Jornal. – October. 2008.
30. Сайт научно-производственного предприятия «Алмаз» [Электронный ресурс]. – Режим доступа : http://almaz-rpe.ru/production/wideband_lbv/. – Дата доступа : 25.12.2018.
31. Сайт АО «НПП «Исток» им. Шокина» [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://www.istokmw.ru/lampi-begushey-volni/>. – Дата доступа : 25.12.2018.
32. Сколник, М. Справочник по радиолокации. В 4 т. / М. Сколник ; под общ. ред. К. Н. Трофимова ; пер. с англ. – М. : Сов. радио, 1976–1978. – Т. 2 : Радиолокационные антенные устройства / под ред. П. И. Дудника. – 1977. – 408 с.
33. Юрцев, О. А. Элементы общей теории антенн : метод. пособие : в 3 ч. / О. А. Юрцев. – Минск : БГУИР, 1997. – 3 ч.
34. Выбор оптимального метода модуляции сигнала в современных цифровых системах радиосвязи. Моделирование в среде AWR DESIGN ENVIRONMENT. – М. : МГУ им. М. В. Ломоносова, 2008. – 52 с.

Учебное издание

Козлов Сергей Вячеславович

**МЕТОДЫ И СРЕДСТВА
РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ЗАЩИТЫ.
ПРАКТИКУМ**

ПОСОБИЕ

Редактор *М. А. Зайцева*
Корректор *Е. И. Костина*

Компьютерная правка, оригинал-макет *В. М. Задоя*

Подписано в печать 19.09.2019. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Отпечатано на ризографе. Усл.-печ. л. 5,23. Уч.-изд. л. 5,5. Тираж 30 экз. Заказ 68.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».
Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,
распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,
№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.
Ул. П. Бровки, 6, 220013, г. Минск