

КАМЧАТСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ

Дуров А.А., Кан В.С., Ничипоренко Н.Т., Устинов Ю.М.

Судовая радиолокация

Судовые радиолокационные системы и САРП

Допущено Управлением науки и образования Государственного комитета Российской Федерации по рыболовству в качестве учебника для курсантов и студентов высших учебных заведений по специальностям 240200 «Судовождение» и 072900 «Гидрография и навигационное обеспечение судоходства».

Утверждено Учебно-методическим объединением по образованию в области водного транспорта на базе ГМА имени адмирала С. О. Макарова Министерства общего и профессионального образования Российской Федерации в качестве учебника для курсантов радиотехнической специальности морских, рыбопромысловых и речных высших учебных заведений, а также для практического использования на морских, рыбопромысловых и речных судах.

Петропавловск-Камчатский 2005

УДК 621.396.96
ББК 32.95
Д87

Рецензенты:

А. В. Жерлаков, В. И. Санников, А. В. Лихачев

Дуров А. А., Кан В. С., Ничипоренко Н. Т., Устинов Ю.

М.

Д87

Судовая радиолокация. Судовые радиолокационные системы и САРП. Учебник для вузов. Изд. 2-е, переработанное и исправленное. – П.-Камчатский, КамчатГТУ, 2005. – 280 с. Ил. , табл. , библиогр. назв.

Учебник соответствует программе курса «Судовые радиолокационные системы» с углубленной практической подготовкой для курсантов и студентов-заочников радиотехнической специальности морских, рыбопромысловых и речных высших учебных заведений, а также для судоводительской и гидрографической специальностей по соответствующим разделам их подготовки.

Книга, безусловно, будет полезна также для специалистов морских, рыбопромысловых и речных судов, занимающихся эксплуатацией приборов и устройств современных радиолокационных систем.

УДК 621.396.96
ББК 32.95

© КамчатГТУ, 2005

ВВЕДЕНИЕ

Требования ИМО регламентируют обязательный минимальный перечень требований ко всем судовым РЛС в зависимости от тоннажа судна, на котором они устанавливаются. Эти требования должны знать как разработчики, так и специалисты по эксплуатации судовых РЛС.

На рынке имеются десятки модификаций РЛС, выпущенных различными фирмами в разных странах мира. Функциональные возможности разных видов судовых РЛС не одинаковы.

Наряду с 3 и 10-сантиметровыми РЛС появились береговые миллиметровые радиолокаторы, которые используются в системах управления движением судов.

Для того чтобы ориентироваться в рынке услуг по продаже радиолокационной техники, необходимо знать и уметь сопоставлять между собой полные перечни технико-эксплуатационных характеристик, включая стоимостные характеристики для разных видов РЛС.

С учетом вышеизложенного назрела необходимость издания учебника «Судовая радиолокация. Судовые радиолокационные системы и САРП», в котором были бы изложены не только теоретические основы радиолокации, но и виды, и технические характеристики отечественной и зарубежной радиолокационной техники, используемой на судах в настоящее время.

Появилась новая элементная база. На смену дискретным элементам пришли интегральные схемы (ИС), большие интегральные схемы (БИС) и сверхбольшие интегральные схемы (СБИС). Специализированные СБИС позволили унифицировать схемные построения устройств приема и обработки радиолокационной информации. Цифровые устройства обработки информации выполняются в настоящее время с использованием высокопроизводительных процессоров.

Высокая производительность процессоров в сочетании с большими объемами памяти обеспечила создание математического обеспечения для устройств обработки на основе оптимальных методов с лучшими характеристиками по надеж-

ности обнаружения целей и измерения навигационных параметров целей.

На смену индикаторам радиолокационного отображения на монохроматических ЭЛТ с послесвечением пришли мониторы с растровыми ЭЛТ с синтезированным цветным изображением. Пользователю предоставляется возможность выбора цветовой палитры. Синтезированное изображение хранится в памяти видеопроцессора и может накладываться на электронную карту электронной картографической системы. Разрешающая способность современных мониторов, определяемая числом пикселей по горизонтали и вертикали, может достигать 1280×1024 .

Уменьшение массогабаритных и увеличение надежных характеристик приемопередатчиков РЛС, построенных на современной элементной базе, позволило перейти к размещению этих устройств в непосредственной близости от антенны РЛС.

Это конструктивное построение является основным для большинства видов современных судовых РЛС. Размещение приемопередатчика в непосредственной близости от антенны позволило уменьшить импульсную мощность на выходе передатчика, т. к. при удалении передатчика от антенны на расстояние более 15 м до 50% мощности теряется в антенно-волноводном тракте.

Устройство компьютерной индикации, совмещенное со средствами автоматической радиолокационной прокладки (САРП) и с электронной картографической системой, размещаемых в ходовой рубке судна, стало информационным ядром, в котором сосредотачивается вся информация, необходимая судоводителю. Информация содержит данные не только о навигационных параметрах целей в окружающем судно пространстве, но и о навигационных параметрах собственного судна, таких, как координаты, скорость, путевой курс, истинный курс и пр. Радиолокационное изображение может накладываться на электронную карту, возможно планирование маршрута, автоматизированное вождение судна по заданному маршруту.

Навигационная информация о целях индицируется в буквенно-цифровой графической форме в пределах рабочего поля индикатора, размеры которого определяются эффективным диаметром трубки. Навигационная информация о собственном судне индицируется в буквенно-цифровой форме на периферии рабочего поля навигационной обстановки дисплея. Вид и место высвечиваемой информации в основном являются одинаковыми для всех видов САРП РЛС. САРП намного облегчает работу судоводителя в сложных навигационных условиях, позволяет проигрывать маневры по расхождению судов, которые предполагается производить по истечении некоторого времени.

Система унифицированных информационных связей позволяет подключать САРП к любой РЛС и к другим навигационным средствам. Унифицированная система связей САРП РЛС и электронной картографической системы с периферийными автономными и радиотехническими средствами навигации позволяет получать всю имеющуюся информацию для комплексного решения задач автоматизации судовождения. На индикатор РЛС, как правило, поступает радионавигационная информация от приемоиндикаторов спутниковых радионавигационных систем ГЛОНАСС и GPS.

Главы I..VIII посвящены так называемым активным РЛС с пассивным ответом. В РЛС этого типа электромагнитная энергия зондирующих сигналов, излучаемых передающей антенной, распространяется в пространстве, отражается от целей, принимается приемником и поступает на индикатор. Именно этот тип РЛС является основным при решении задач судовождения: обнаружения целей и определения навигационных параметров целей. При дальнейшем изложении активные РЛС с пассивным ответом будут называться просто РЛС или радары.

Все виды используемых в настоящее время судовых РЛС являются импульсными с некогерентным излучением несущей частоты. Обработка информации в этих РЛС производится на выходе детектора приемника.

Некогерентными РЛС называются потому, что начальная фаза высокочастотного заполнения зондирующих импульсов

из-за низкой стабильности частоты магнетронных генераторов меняется по случайному закону от импульса к импульсу.

Импульсные судовые РЛС излучают периодическую последовательность одиночных импульсов. Отраженный импульсный сигнал от цели задерживается по отношению к зондирующему сигналу на время $t_D = 2D/C$, где D – дистанция до цели, C – скорость распространения радиоволн. По замеренному интервалу времени определяется расстояние до цели $D = Ct_D/2$, а с помощью узконаправленной в горизонтальной плоскости антенны – азимут на цель (курсовой угол или пеленг).

Замеренный временной интервал, равный 1 мкс, в радиолокации соответствует 150 м, тогда как в радионавигации этот временной интервал соответствует 300 м. Это объясняется тем, что в радиолокации принятый сигнал проходит двойное расстояние: до цели и обратно.

При импульсном излучении удастся использовать одну и ту же антенну как для передачи, так и для приема зондирующих сигналов.

Недостаток импульсных РЛС заключается в необходимости излучения больших импульсных мощностей и невозможности измерения скорости цели за время длительности зондирующих импульсов.

Судовые РЛС излучают импульсы со скважностью более 1000, поэтому импульсная мощность более чем в 1000 раз превышает среднюю мощность. Большая величина максимальной мощности может вызвать пробой в антенно-волноводном тракте.

Скорости целей измеряются за интервалы, много большие длительности зондирующих импульсов, с помощью следящих систем средств автоматической радиолокационной прокладки.

В главе IX рассматриваются РЛС с когерентным излучением сигналов. Можно ожидать, что в дальнейшем эти РЛС придут на смену РЛС с некогерентным излучением. Максимальная излучаемая мощность в РЛС с когерентным излучением на два порядка меньше. Кроме того сигналы этих РЛС позволяют измерять одновременно не только дистанции и направления до целей, но и скорости движения целей.

Судовые РЛС, как правило, излучают высокочастотные сигналы на длинах волн: 10; 3,2 см.

На этих длинах волн наблюдается наименьшее затухание сигналов в атмосфере.

Большинство судовых РЛС работают на длине волны 3,2 см. Требования ИМО относятся к РЛС, работающим на этой длине волны, хотя не запрещается использовать другие длины волн, выделенные для радиолокации.

В главе X рассматриваются навигационные РЛС с активным ответом, которые используются в качестве маяков - ответчиков и судовых радиолокационных ответчиков.

В главе XI приводятся сведения о системах управления движением судов на основе береговых РЛС.

Небольшая дальность береговых РЛС, работающих на длине волны 9 мм, компенсируется высокой разрешающей способностью. Несколько РЛС, установленных на берегу и связанных информационной системой передачи данных, обеспечивают высокоточное управление движением судов на большой акватории.

Учебник предназначен для курсантов радиотехнической специальности морских, рыбопромысловых академий и речных учебных заведений. Отдельные разделы учебника могут быть полезны в качестве учебного пособия для обучающихся по специальности судовождение и гидрография, а также для специалистов, занимающихся эксплуатацией РЛС на судах.

Учебник соответствует программе специальных дисциплин «Судовые радиолокационные системы и САРП», «Системы радиолокации» с углубленной практической подготовкой по технике эксплуатации РЛС.

В целом в учебнике изложена теория и практика построения современных и перспективных РЛС.

Оформить заказ на учебник можно, направив письмо в адрес Камчатского государственного технического университета по адресу: 683003, г. Петропавловск-Камчатский, ул. Ключевская, д. 35.

ГЛАВА I. ОСОБЕННОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ МОРСКИХ ЦЕЛЕЙ

1.1. Классификация целей

По расположению в пространстве цели подразделяются:

- на космические;
- воздушные;
- наземные;
- надводные.

По происхождению цели разделяются:

- на естественные;
- искусственные.

Особо выделяют морские цели.

К морским целям относят надводные цели и воздушные цели над морской поверхностью.

Таким образом, морскими целями считаются:

- суда, геологические платформы, морские буровые вышки;
- элементы навигационного ограничения: буи, вехи, швартовые бочки и т. д.;
- небольшие медленно перемещающиеся объекты: шлюпки, яхты, спасательные плоты, человек на воде и т. п.;
- естественные препятствия: береговая черта, льды, айсберги;
- воздушные цели над морской поверхностью: самолеты, вертолеты.

В зависимости от геометрических размеров и маневренности цели подразделяются:

- на точечные;
- протяженные;
- подвижные;
- неподвижные.

К точечным относят цели, протяженность которых мала по сравнению с разрешающей способностью РЛС по дистанции и

азимуту. По требованию ИМО разрешающая способность по дальности на удалениях до 1,5 мили должна быть не менее 40 м. Поэтому размеры точечных целей по дистанции на малых дальностях не превышают 15...40 м. На больших удалениях длительность зондирующего импульса увеличивают на порядок. Размеры точечных целей по дистанции на предельных удалениях лежат в пределах 100...150 м.

К протяженным относят цели, превосходящие по размерам разрешающую способность РЛС по дистанции и по азимуту. По азимуту их протяженность более 2° .

1.2. Характеристики отраженных сигналов

Для РЛС с некогерентным импульсным излучением отраженные от точечной цели сигналы представляют собой периодическую последовательность пачек импульсов. Период повторения пачек равен интервалу времени оборота антенны. Частота следования импульсов в пачке равна частоте следования зондирующих импульсов.

Последовательность импульсов $U_c(t)$ в пачке модулируется по амплитуде диаграммой направленности антенны $G(t)$, выраженной во времени.

Диаграмма направленности $G(t)$ имеет колокольную форму. Рис. 1.1 показывает, как меняется величина импульсной мощности принимаемых сигналов во времени из-за вращения антенны в направлении на точечный объект.

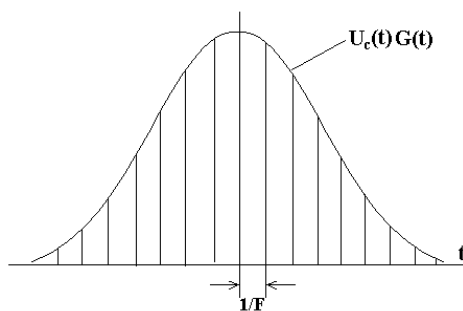


Рис. 1.1

При равномерном вращении антенны число импульсов в пачке

$$N = \alpha_2 F / \nu_a, \quad (1.1)$$

где α_2 (град) – ширина диаграммы направленности антенны по горизонтали; F (Гц) – частота следования зондирующих импульсов; ν_a (град/с) – угловая скорость вращения антенны.

При скорости вращения антенны 20 об/мин, $F = 1000$ Гц, $\alpha_2 = 1^\circ$ число импульсов в пачке $N = 8$.

При изменении курса судна, при большой качке отраженные импульсы меняются по амплитуде, возникает так называемая «дружная» флюктуация импульсов в пачке.

Для протяженных объектов по азимуту на угол α число импульсов в пачке возрастает в α / α_2 раз. Каждый зондирующий импульс последовательно отражается от элементов протяженной цели, поэтому огибающая отраженного импульса превосходит во времени длительность зондирующего импульса и случайно флюктуирует. Поэтому протяженные цели зачастую называют дисперсными.

1.3. Максимальная и минимальная дальности обнаружения

Максимальная дальность радиолокационного обнаружения зависит от технических параметров РЛС, эффективной площади рассеяния целей, состояния атмосферы, характеристик подстилающей поверхности и др.

Подробно этот вопрос рассматривается в главе II.

Минимальная дальность РЛС определяется длительностью зондирующих импульсов, временем восстановления чувствительности приемника, включая инерционность антенного переключателя при переходе из режима излучения в режим приема.

Во время излучения зондирующих импульсов приемное устройство отключено от антенно-фидерного тракта. Интервал времени τ_u , в течение которого длится зондирующий импульс, соответствует дальности

$$D(\tau_u) = C \cdot \tau_u / 2,$$

где C – скорость распространения радиоволн.

Если D (м), C (м/с), τ_u (мкс), то получим

$$D(\tau_u) = 150 \tau_u.$$

На малых дальностях длительность импульсов $\tau_u < 1$ мкс. Можно считать, что время восстановления чувствительности приемника $t_e \approx \tau_u$.

Тогда минимальная дальность РЛС будет получена в виде:

$$D_{min} \approx 300 \tau_u. \quad (1.2)$$

1.4. Мертвая зона РЛС

Радиус мертвой зоны, окружающей судно, зависит от высоты установки антенны h_1 и ширины диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости θ_1 в непосредственной близости от антенны.

Как следует из рис. 1.2, радиус мертвой зоны, численно равный дистанции, в пределах которой прием сигналов невозможен, определяется величиной:

$$D_{мз} = \frac{h_1}{\operatorname{tg} \frac{\theta_1}{2}}. \quad (1.3)$$

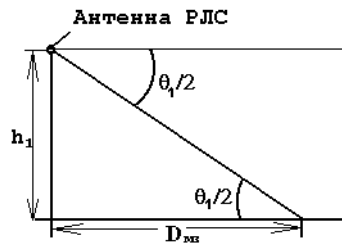


Рис. 1.2

Здесь θ_1 – ширина луча антенны в вертикальной плоскости у основания луча. Ширину луча антенны в вертикальной плос-

кости принято определять величиной θ , замеренной на уровне половинной излучаемой мощности. Ширина луча у основания луча $\theta_l \geq \theta$. Справедливо $\theta_l \geq 3\theta$. Если $\theta = 25^\circ$, то $\theta_l \geq 75^\circ$. Для $h_1 = 15\text{ м}$ получим

$$D_{\text{м.з}} = \frac{15}{\text{tg} 37,5^\circ} = 19,5\text{ м}.$$

1.5. Разрешающая способность РЛС

Разрешающая способность по дальности

Разрешающая способность по дальности оценивается расстоянием ΔD между двумя отдельно наблюдаемыми целями 1 и 2, расположенными на одном направлении относительно РЛС (рис. 1.3).

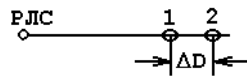


Рис. 1.3

Раздельный прием отраженных сигналов от этих целей возможен, если отраженный импульс от первой цели закончится раньше, чем будет принят импульс, отраженный от второй цели.

Поскольку отражение от первой цели длится в течение времени τ_u , а сигнал от второй цели запаздывает на время $\Delta t = 2\Delta D / C$, то условием раздельного приема сигналов будет неравенство $\frac{2\Delta D}{C} \geq \tau_u$.

Раздельное отображение двух целей на экране РЛС будет, если расстояние между целями

$$\Delta D \geq C\tau_u/2. \quad (1.4)$$

Считается, что с уменьшением ΔD величина разрешающей способности по дальности возрастает. Таким образом, для уве-

личения разрешающей способности по дальности следует уменьшать длительность зондирующих импульсов.

Разрешающая способность по азимуту (по направлению)

Разрешающая способность по азимуту оценивается минимальной величиной угла α_0 между направлениями на две равноудаленные точечные цели 1 и 2 (рис. 1.4), при котором отраженные сигналы от этих целей принимаются отдельно.

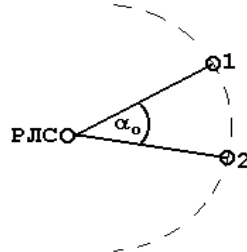


Рис. 1.4

Величина разрешающей способности по азимуту α_0 определяется шириной диаграммы направленности антенны по горизонтали α_2 на уровне половинной мощности.

Таким образом, для повышения разрешающей способности по азимуту следует сужать диаграмму направленности антенны по азимуту.

Разрешающая площадь

Разрешающая площадь на удалении D оценивается величиной площади, ограниченной по азимуту шириной луча α_2 антенны на уровне половинной мощности, а по дальности – разрешением по дальности (рис. 1.5). Следует отметить, что разрешающая способность по дальности из-за конечного угла скольжения β в $1/\cos\beta$ раз больше общепринятой величины $C\tau_n/2$.

Угол скольжения – это угол в вертикальной плоскости между направлением максимума излучения с выхода антенны РЛС и поверхностью моря.

Величина разрешающей площади

$$S_p = \frac{D\alpha_z C\tau_u}{57,3 \cdot 2 \cos \beta} = 0,0087 \frac{D\alpha_z C\tau_u}{\cos \beta}.$$

Для малых значений β справедливо

$$S_p = 0,0087 D\alpha_z C\tau_u.$$

Расчетное выражение для разрешающей площади

$$S_p = \frac{D\alpha_z 150 C\tau_u}{57,3} \approx 2,6 D\alpha_z \tau_u, \quad (1.5)$$

где α_z (град); τ_u (мкс); D (м); S_p (м²).

В пределах разрешающей площади точечные цели раздельно отображаться на экране РЛС не могут.

Если $D = 50 \cdot 10^3$ м; $\alpha_z = 1^\circ$; $\tau_u = 1$ мкс, то $S_p = 13 \cdot 10^4$ м².

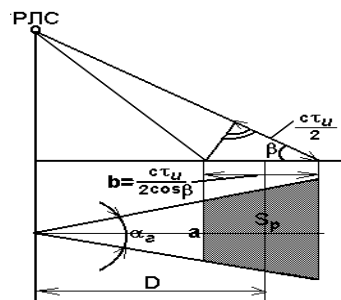


Рис. 1.5

Разрешающий объем

Разрешающий объем на удалении D оценивается величиной объема, численно равного площади сечения луча антенны на этом удалении, умноженной на величину разрешения по дальности $C\tau_u/2$ (рис. 1.6).

Получим:

$$V = D^2 \frac{\alpha_z \theta}{57,3 \cdot 57,3} \frac{C\tau_u}{2} = 1,5 \cdot 10^{-4} D^2 \alpha_z \theta C\tau_u.$$

Расчетная формула для разрешающего объема

$$V = D^2 \frac{\alpha_z \theta}{57,3 \cdot 57,3} 150 \tau_u = 0,045 D^2 \alpha_z \theta \tau_u, \quad (1.6)$$

где $V(\text{м}^3)$; $D(\text{м})$; α (град); θ (град); $\tau_u(\text{мкс})$.

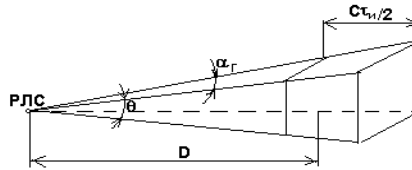


Рис. 1.6

Если $D = 50 \cdot 10^3 \text{ м}$; $\alpha_z = 1^\circ$; $\tau_u = 1 \text{ мкс}$; $\theta = 20^\circ$, то $V = 225 \cdot 10^7 \text{ м}^3$.

1.6. Погрешности измерений навигационных параметров

Перечень навигационных параметров цели приведен в главе VII. Измеряемыми параметрами цели являются дистанция до цели $D_{ц}$, азимут на цель $\alpha_{ц}$, скорость движения цели $v_{ц}$.

Остальные параметры цели определяются расчетным путем. Погрешность измерения параметра зависит от инструментальных и шумовых погрешностей.

Инструментальные погрешности в цифровых РЛС зависят от выбранного дискрета измерения дальности, от разрядности преобразователя угол-код для съема угла поворота антенны, от разрешающей способности ЭЛТ, от степени оптимальности используемых алгоритмов работы систем обнаружения целей и измерения параметров целей.

Результирующие погрешности измерений зависят, в первую очередь от воздействия судовых радиолокационных станций, от уровня собственных шумов приемника, дополнительных шумов из-за переотражений от взволнованной морской поверхности, от гидрометеоров, от воздействия взаимных помех.

Анализ погрешностей измерений приведен в главе VI.

1.7. Двухлучевая модель распространения зондирующих сигналов над морской поверхностью

При зеркальной поверхности моря зондирующий сигнал, отражаясь от морской поверхности, достигает цели так же, как и прямой сигнал. Поэтому принято говорить о так называемой двухлучевой модели распространения радиоволн.

Первый луч РЛС – цель называется прямым, второй луч РЛС – поверхность моря – цель называется переотраженным. Разность фаз высокочастотного заполнения зондирующих сигналов обоих лучей зависит от высоты антенны, высоты цели, расстояния до цели, угла скольжения луча.

Вследствие векторного сложения диаграмма рассеяния в вертикальной плоскости расщепляется на узкие интерференционные лепестки. Напряженность поля при гладкой морской поверхности в максимуме лепестков удваивается, в минимуме – доходит до нуля. При шероховатой морской поверхности глубина минимумов уменьшается, а максимумы сглаживаются.

Эффект двухлучевости может привести к пропаданию или ослаблению сигналов от целей на ряде обзоров РЛС на определенных дальностях, что затрудняет сопровождение объектов.

В других случаях, напротив, из-за эффекта двухлучевости возможно обнаружение целей на предельных дистанциях (см. главу II).

Если поверхность моря не зеркальна, то в сигнале, переотраженном морской поверхностью, помимо зеркальной (когерентной) составляющей, присутствует еще и диффузная составляющая. Средний уровень диффузной составляющей составляет около 40% от уровня сигнала, соответствующего прямому лучу. Распределение вероятностей огибающей двухлучевого сигнала, отраженного от точечной цели, подчиняется обобщенному закону Релея.

1.8. Потенциально достижимая дальность обнаружения целей с учетом рефракции и приводных волноводов

Электромагнитные волны распространяются в вакууме со скоростью

$$C = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \approx 3 \cdot 10^8 \text{ м/с}, \quad (1.7)$$

где магнитная проницаемость $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$; диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_0 = \frac{1}{4\pi \cdot 9 \cdot 10^9} \frac{\text{Ф}}{\text{м}}$.

Для среды с относительными значениями μ и ε скорость распространения энергии

$$v = \frac{C}{\sqrt{\mu\varepsilon}}.$$

Все виды земной поверхности являются немагнитными, поэтому для поверхностной волны $\mu = 1$.

В реальной Земной атмосфере скорость распространения радиоволн v меньше, чем в свободном пространстве, и зависит от показателя преломления n :

$$v = \frac{C}{\sqrt{\varepsilon}} = \frac{C}{n}, \quad (1.8)$$

где ε – диэлектрическая проницаемость атмосферы, $C = 299792456,2 \pm 1,1 \text{ м/с}$ – точное значение скорости распространения радиоволн в вакууме.

Величина n несколько больше единицы, поэтому

$$v = \frac{C}{1 + \Delta n} \approx C(1 - \Delta n),$$

где $\Delta n = n - 1$ – коэффициент преломления.

Без учета влияния рефракции земной поверхности луч распространяется в пределах прямой видимости.

В этом случае предельная дальность прямой видимости ограничивается кривизной Земли и ее можно определить, обращаясь к рис. 1.7.

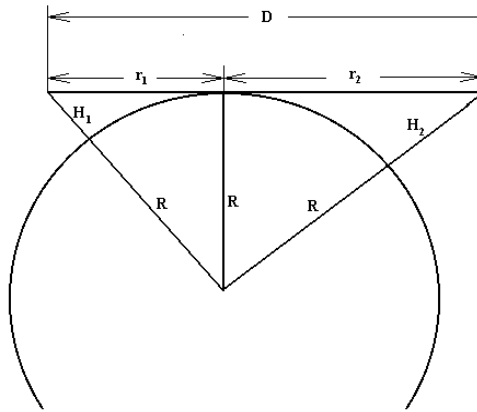


Рис. 1.7

Высоту передающей и приемной антенн обозначим H_1 и H_2 , радиус Земли $R = 6368$ км.

Предельное расстояние прямой видимости D определяется выражением:

$$D = r_1 + r_2 = \sqrt{(R+H_1)^2 - R^2} + \sqrt{(R+H_2)^2 - R^2} = \sqrt{2RH_1 + H_1^2} + \sqrt{2RH_2 + H_2^2}.$$

Учитывая, что $H_1 \ll R$ и $H_2 \ll R$, получим:

$$D(\text{км}) = 3,57 \left(\sqrt{H_1(\text{м})} + \sqrt{H_2(\text{м})} \right).$$

В реальной атмосфере при определении предельного расстояния необходимо учитывать показатели преломления.

Зависимость коэффициента преломления от параметров атмосферы дается в виде эмпирической формулы

$$(n - 1) \cdot 10^2 = \frac{77,6}{T} \left(P_0 + P_1 + \frac{4810P_1}{T} \right),$$

где T – температура (К),

P_0, P_1 – давление воздуха и паров воды в мегапаскалях (МПа).

В метрологии $1 \text{ бар} = 0,1 \text{ МПа} = 760 \text{ мм. рт. ст.}$

Для атмосферы Земли температура, влажность и давление обычно падают с высотой.

Если произвести усреднение измерений за большой промежуток времени, то получим данные для так называемой стандартной атмосферы.

Экспериментально для стандартной атмосферы найдено среднее значение коэффициента преломления:

$$(n - 1) \cdot 10^6 = 313 \exp(-0,134H),$$

где H – высота (км).

Показатель преломления n уменьшается с высотой. Для стандартной атмосферы вертикальный градиент

$$g_n = \frac{dn}{dH} = -4 \cdot 10^{-8} \left(\frac{1}{M} \right).$$

С ростом высоты скорость распространения радиоволн возрастает, за счет чего происходит искривление фронта волны - радиолуч отклоняется от прямой линии вниз, огибая поверхность Земли. В этом случае говорят о положительной рефракции. Влияние положительной рефракции на дальность радиоканала обычно учитывают, заменяя действительный радиус Земли ($R_3 = 6368$ км) на эффективный радиус Земли $R_3 = 4 / 3 R_3 = 8460$ км. При использовании эффективного радиуса Земли считается, что радиоволны распространяются прямолинейно с постоянной скоростью над Землей с большим диаметром. Дальность прямой видимости при использовании радиогоризонта при эффективном радиусе Земли с учетом рефракции определяется с помощью выражения:

$$D_{p_z} (\text{км}) = 4,15 \left(\sqrt{H_1 (M)} + \sqrt{H_2 (M)} \right). \quad (1.8)$$

Дальность действия возрастает на 16% по сравнению с прямой видимостью. В пересчете на морские мили получим:

$$D_{p_z} (M.M.) = 2,22 \left(\sqrt{H_1 (M)} + \sqrt{H_2 (M)} \right). \quad (1.9)$$

Если $H_1 = H_2 = 15$ м (типичная высота для антенн судовых РЛС), то $D_{ps} = 17$ м.м.

Реальная дальность РЛС достигает до 120 м.м., что объясняется случаями повышенной рефракции, сверхрефракции, влияния приводных волноводов, большими высотами береговой черты.

Если $R_s > 8460$ км, то говорят о повышенной рефракции, если $R_s < 8460$ км, то имеет место пониженная рефракция.

При достижении градиентом $\frac{dn}{dh}$ значения $-0,157 \cdot 10^{-8}$ 1/м

эффективный радиус Земли стремится к бесконечности – это случай критической рефракции типа «плоская Земля».

Для больших градиентов концепция эффективного радиуса

Земли теряет свой смысл. Если $\frac{dn}{dh} > 0$, то имеет место отрица-

тельная рефракция: радиоволна отклоняется от поверхности Земли.

В ряде случаев в высотном профиле нарушается обычный ход изменения показателя преломления в зависимости от температуры, влажности и давления. В профиле появляется перегиб и характер распространения радиоволн качественно меняется: основная энергия концентрируется в атмосферном волноводе, а небольшая часть рассеивается вне его. Этот случай сверхрефракции. В зависимости от расположения точки перегиба по высоте говорят о наличии приводных или приподнятых волноводов.

Приводные волноводы – довольно частое явление в районах умеренных и экваториальных широт: Индийского океана, Аравийского, Средиземного, Японского, Северного, Черного, Карибского морей. В этих районах воздух имеет высокую температуру и большую влажность.

В северных районах вероятность появления приводных волноводов низкая. Средние высоты приводных волноводов в Северной Атлантике составляют 14 м, в Японском море – 8 ... 12 м. Максимальная высота волноводов в 2...3 раза больше

этих значений. Антенны РЛС на малых судах часто оказываются внутри приводного волновода, а на больших – выше него.

Дальность обнаружения резко возрастает, если антенна РЛС и отражающий объект находятся внутри волновода. При расположении антенны и объекта по разные стороны волновода, напротив, возникают зоны замирания сигнала, что затрудняет обнаружение воздушных целей и надводных с малой топовой высотой.

Зачастую трудно определить, за счет какого механизма распространения радиоволн обнаружена или потеряна цель.

Изменение рефракции над морем носит сезонный характер. В районах умеренного климата повышенная рефракция и сверхрефракция проявляются летом и в начале осени. Цикл измерений по определению дальностей обнаружения судов показал, что среднемесячные дальности обнаружения изменяются от зимних месяцев к летним в *5 раз*, а максимальные значения – в *8 раз*.

1.9. Характеристика погодных условий на море

На работу РЛС оказывают мешающее действие в виде ложных радиолокационных отражений облака, дождь, туман, снег.

Облачность над океаном существует в среднем 58% времени года, над сушей – 49%. На широтах от 0 до 60° вероятность существования облачности лежит в пределах от 40 до 65%. В Арктике и Антарктике облачность встречается еще чаще и в летнее время доходит до 75 ... 90%.

Высота нижней кромки облаков в районах умеренного климата составляет 0,8 км, в Арктике – опускается до 100 ... 200 м. Столь низкие облака попадают в диаграмму направленности морских РЛС. Характер засветки на экране локатора при отражении сигнала от облаков зависит от их структуры. Диаметр капель в облаках меняется от 10 до 300 мкм, а число капель на m^3 составляет от 100 до 10^4 .

При увеличении диаметра и числа капель ложные отражения возрастают.

Облака бывают капельные, смешанные и кристаллические. Если температура воздуха ниже минус 10°C , то 30...40% облаков становятся кристаллическими, а на высотах более 4 км почти все облака являются кристаллическими.

В кучевых облаках при температуре минус 5°C кристаллы составляют половину всех элементов, а при температуре минус 15°C все элементы – кристаллы. Следует отметить, что число дней в году с температурой ниже 0°C в Арктике и Антарктике – 250, в районе Исландии – 200, на Камчатке – 100, в районе Ньюфаундленда – 50, поэтому кристаллическая фаза облаков – обычное явление.

Кристаллические облака оказывают мешающее действие на работу РЛС большее, чем кучевые облака.

Туман – это особая неоднородность атмосферы, представляющая собой помутнение воздуха в приповерхностном слое при горизонтальной видимости менее 1 км, вызванное взвешенными в нем каплями воды, а иногда водяными кристаллами. В среднем по Мировому Океану 50 дней в году оказываются с туманами. Часто наблюдаются туманы вдоль побережья Северного, Балтийского, Охотского морей, в районах Флориды и Калифорнии. В районе Ньюфаундленда туманы встречаются до 250 дней в году. Туманы характерны для всего Северного морского пути. В Карском море они составляют 30...70% всех дней, в море Лаптевых – 40%. Продолжительность туманов в среднем 6...8 часов, а в 1...3% случаев доходит до 2 суток. Поперечник области с туманом в среднем составляет 70 ... 100 миль и в 20% случаев захватывает все море, например, Черное. Скорость ветра в тумане обычно 3...4 м/с. Вертикальная мощность туманов в Арктике в среднем составляет 250 м. Наиболее часто повторяются туманы с дальностью видимости 150 м, сильные туманы с дальностью видимости менее 50 м отмечаются в 8% случаев.

Следует отметить особый вид морских туманов – сопровождающееся сильным ветром парение моря, продолжительность которого может достигать по 80 ч. Клубы тумана при парении занимают вертикальный слой около 10 м, затрудняя визуальное и радиолокационное обнаружение низкорасположенных объектов.

Частицы тумана представляют собой шаровидные капли радиусом 2...20 мкм числом 50...600 в 1 см³. Туманы ослабляют отраженные от целей сигналы.

В ряде случаев отражения от туманов так же, как и от облаков, наблюдаются на экранах индикаторов РЛС.

Осадки разделяют на жидкие и твердые. К жидким относятся дожди, морось, к твердым – снег, снежная крупа, град. Наиболее распространен над морем дождь. Среднее число дней с осадками (эквивалентными дождю интенсивностью более 0,1 мм/ч) и годовое количество осадков приведены в табл. 1.1.

Площадь, занимаемая осадками, составляет 40...50% площади, занимаемой облаками. Сильные дожди составляют обычно 20%, а умеренные – 40...60% от всех типов дождей. Учитывая, что в среднем продолжительность дождя не менее 2 ч, среднестатистическая интенсивность дождя над океаном будет составлять 0,5...5 мм/ч в зависимости от района.

Таблица 1.1

Район	Число дней с осадками	Годовой итог осадков, см
Исландия	150	25
Норвежское море	150	75
Баренцево море	150	100
Ньюфаундленд	150	75
Северное море	200	–
Экваториальная часть Атлантики	100...200	–
Индийский океан	100...200	–
Экваториальная часть Тихого океана	100...150	100
Филиппины	200	430
Аравийское море	50	–
Антарктика	250...300	–

Вероятность дождя интенсивностью 100 мм/ч в приморских районах не превышает $5 \cdot 10^{-4}$, а дождя интенсивностью 10 мм/ч – 10^{-2} при наблюдении за год, поэтому основной вклад в годовую сумму осадков дают дожди умеренной интенсивности (5 мм/ч и менее). Заметим, что даже при большом числе дождливых дней из-за небольшой их средней продолжительности средняя вероятность дождя обычно не превышает 10%. Одна-

ко, перерыв в обнаружении цели на несколько часов из-за дождя опасен. В связи с этим, хотя облака и туманы более распространенные явления, чем дожди, требование к морским РЛС обнаруживать цели при дожде интенсивностью 1...5 мм/ч оправдано.

В судовых РЛС используются специальные меры защиты от помех, вызванных отражениями от дождя.

Дожди отличаются размерами и концентрацией капель в значительных пределах, что объясняет различия в радиолокационных характеристиках отраженных от них сигналов. Диаметр капель изменяется от 0,25 до 6 мм. С ростом интенсивности дождя относительное число крупных капель возрастает, что вызывает увеличение отражений, особенно на волнах, длина которых соизмерима с диаметром капель. Затухание при дожде оценивается величиной α_3 (дБ/км). В главе II приведены графики зависимости $\alpha_3 = f(\lambda)$ при различной интенсивности дождя. Снег дает ослабления сигналов $0,3\alpha_3$ (сухой) и $5\alpha_3$ (мокрый), где α_3 – ослабление в дожде.

Коагуляция снежинок диаметром 2...5 мм приводит к образованию хлопьев диаметром около 10 мм. Форма снежных кристаллов исключительно разнообразна, а плотность в пространстве равна $10^{-2}...10^{-3}$ г/см³.

Таким образом, сложные метеорологические условия приводят к ослаблению отраженных сигналов от целей и появлению дополнительных переотраженных помех. С учетом этого РЛС нельзя назвать всепогодным техническим средством.

1.10. Особенности радиолокационного обнаружения айсбергов

Морские льды подразделяются на несколько классов, из которых следует особо выделить айсберги. Айсберг – это обломок льда, выступающий над уровнем моря более, чем на 5 м. Айсберги распределены по площади, соответствующей 20% Мирового океана. Средняя длина айсбергов в Южном полушарии, где концентрируется 90% их количества, составляет

400...700 м, а высота – 50...70 м. Гигантские антарктические айсберги достигают длины 160 км.

В северных широтах крупные айсберги имеют в поперечнике 200 м и возвышаются над уровнем моря до 25 м.

У антарктического берега число айсбергов в круге радиусом 15 миль составляет в среднем 200 штук. Скорость дрейфа льдов равна 2% от скорости ветра, а направление движения может отклоняться вправо от направления ветра (вследствие вращения Земли) от 1 до 192°.

Обнаружение айсбергов с помощью РЛС не всегда приводит к одинаковым результатам. Так при обнаружении айсбергов с одинаковыми геометрическими размерами наблюдается разброс по дистанции в 1,3 ... 2,4 раза.

Для айсбергов высотой 20...30 м дальность обнаружения составляет около 60% дальности обнаружения судов такой же высоты. Дальность обнаружения обломков айсбергов с малой высотой падает и находится в пределах 10...30% от радиогоризонта.

Таким образом, безопасность мореплавания при наличии айсбергов даже при работающих на судне РЛС нельзя гарантировать.

1.11. Эффективная поверхность рассеяния морских целей

Отражающие свойства цели оцениваются средней эффективной поверхностью рассеяния \bar{S}_e (m^2).

Средняя эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) представляет собой некоторую фиктивную непоглощающую площадь S_e , которая, будучи помещена в точку цели, создает на входе антенны РЛС при разных ракурсах усредненную плотность потока мощности отраженного сигнала, равную плотности потока мощности от реальной цели (судна, вехи, буя и т. п.).

ЭПР может быть аналитически вычислена для целей простейшей формы: полуволнового пассивного вибратора, металлического листа, шара, уголкового отражателя и пр.

При расчете допускается, что все объекты выполнены из однородного идеального проводящего материала.

Средняя ЭПР реальных целей (суда, знаки навигационного ограждения, самолеты и пр.) может быть определена только экспериментально.

В табл. 1.2 приведены расчетные формулы для \bar{S}_σ целей простейшей формы для длины волны λ .

Из табл. 1.2 следует, что ЭПР (кроме полуволнового вибратора) обратно-пропорциональна квадрату длины волны.

Уголковые отражатели устанавливаются на слабо отражающих объектах (спасательные шлюпки и др.), повышая дальность их обнаружения.

В табл. 1.3 приведены экспериментально полученные средние значения \bar{S}_σ для различных видов морских целей при горизонтальной поляризации радиоволн.

Таблица 1.2

Наименование объекта	Расчетная формула для ЭПР \bar{S}_σ (m^2)	Примечание
Полуволновый пассивный вибратор	$0,86\lambda^2 \cos^4 \theta$	θ – угол между вибратором и электрическим вектором поля
Плоский металлический лист	$4\pi \frac{S^2}{\lambda^2} \cos^2 \alpha \left(\frac{\sin \frac{2\pi a}{\lambda} \sin \alpha}{\frac{2\pi a}{\lambda} \sin \alpha} \right)^2$	α – угол между направлением облучения и нормалью к листу; a – горизонтальная длина листа; S – площадь листа
Уголковый отражатель	$4\pi \frac{a^4}{3\lambda^2}$	a – длина стороны ребра

Диапазон изменения ЭПР надводных целей, как следует из табл. 1.3, составляет 60...70 дБ. Точечные цели при близком расположении протяженных целей (береговой черты и пр.) трудно обнаруживаемы. Диапазон изменения ЭПР в зависимости от ракурса судна может меняться на порядок (рис.1.8).

Таблица 1.3

Вид морской цели	Величина ЭПР \bar{S}_σ , (м ²)	Приближенная расчетная формула
Плывущий человек	0,02...0,05	—
Вежа	0,1...0,2	—
Буй	3,0	$\bar{S}_\sigma = ah^2$, где a – коэффициент; h – высота буя
Шлюпка, спасательная лодка	1,0...5,0	—
Буй с радиолокационным отражателем	10	—
Мелкие катера	50	—
Суда водоизмещением 2000 ... 3000 т	10^4	$\bar{S}_\sigma = 52 \cdot \sqrt{f} \sqrt{D^3}$, где D – водоизмещение (тыс.т);
Суда водоизмещением 3000 ... 5000 т	10^5	f – частота (МГц)

На рис. 1.8 представлены текущие значения S_σ танкера в зависимости от ракурса судна для $\lambda = 0,8$ см (кривая 1) и 3,2 см (кривая 2). Из графика видно, что средние значения \bar{S}_σ значительно отличаются от максимальных значений S_σ (особенно для блестящих точек) и от минимальных значений.

Для $\lambda = 3,2$ см для ракурса «корма» и «нос» $S_{\sigma, \min}$ отличается от \bar{S}_σ на порядок. Поэтому при расчете дальности обнаружения судов при длине волны $\lambda = 3,2$ см расчет следует производить при наихудшем ракурсе судна и выбирать $S_{\sigma, \min} = 0,1 \bar{S}_\sigma$, т. к. по требованию ИМО судовой радиолокатор должен обнаруживать цель независимо от ракурса судна.

При длине волны $\lambda = 0,8$ см при расчете дальности можно использовать рис. 1.8.

Максимальная дальность обнаружения цели существенным образом зависит от высоты расположения антенны РЛС и энергетического центра цели. Энергетический центр цели по высоте – это точка судна, в которой условно сосредоточена вся ЭПР. Отраженный сигнал от такой точки равен сигналу от реальной цели, распределенной по высоте.

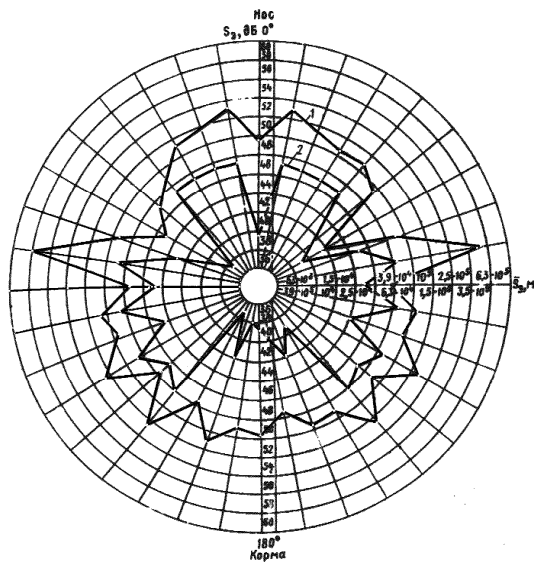


Рис. 1.8

Высота энергетического центра обычно составляет 0,4...0,7 топовой высоты судна.

Диаграмма вторичного рассеяния судна сильно изрезана из-за сложной отражающей поверхности судна: наличия надстроек, такелажа, верхнепалубных устройств (ВПУ), высокорасположенных антенн и т. д. (рис. 1.9).

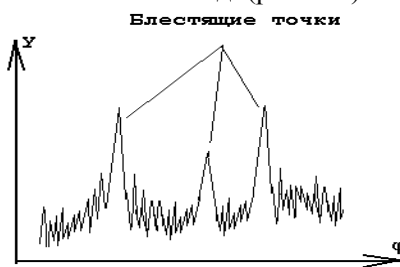


Рис. 1.9

В результате векторного сложения полей отраженных сигналов формируется, как отмечалось выше, 3...10 «блестящих» точек (рис. 1.9). Для небольших судов число «блестящих» то-

чек уменьшается, т. к. расширяются лепестки диаграммы направленности вторичного рассеяния.

При маневрировании, рыскании и качке судна максимальные значения импульсов в пачке меняются по амплитуде. Происходит так называемая «дружная» флюктуация амплитуд импульсов в пачке.

Для точечных целей распределение вероятности мгновенных значений отраженных сигналов можно аппроксимировать обобщенным законом Релея, для протяженных дисперсных целей – законом Релея.

При волнении моря около 5 баллов необходимо учитывать эффект экранирования морскими волнами целей, высота которых сравнима со средней высотой морских волн. При волнении 5 баллов из-за экранирования ЭПР малых судов уменьшается примерно в 16 раз.

Коэффициент, определяющий уменьшение ЭПР вех и буев, высота которых $h_{ц}$ сравнима со средней высотой морских волн $h_{в}(h_{ц} > h_{в})$, определяется величиной

$$v = \left(\frac{h_{ц}}{h_{в} - h_{г}} \right)^2.$$

Если $h_{ц} = 2,5$ м, $h_{в} = 1,2$ м, то $v = 4$.

Эффект затенения может привести к необнаружению цели в течение нескольких последовательных обзоров радиолокатора.

1.12. Эффективная поверхность рассеяния взволнованной морской поверхности

Если морская поверхность зеркальна, то переотраженный от морской поверхности зондирующий сигнал распространяется только по направлению к цели.

При взволнованной морской поверхности геометрия отражающей поверхности моря непрерывно меняется, часть мощности зондирующего сигнала отражается от морских волн, поступает не только в сторону цели, но и возвращается в сторону локатора, создавая дополнительные помехи.

Отраженные сигналы в этом случае носят диффузный характер, распределение вероятностей мгновенных значений шума имеет нормальное распределение, такое же, как у теплового шума.

Вводится понятие удельной эффективной поверхности рассеяния моря $S_{м,уд}$, равное отношению эффективной поверхности рассеяния моря $S_м$ к разрешающей площади $S_{м,уд} = \frac{S_м}{S_p}$,

где S_p – величина разрешающей площади.

Эффективная поверхность рассеяния морской поверхности

$$S_м = S_p S_{м,уд} \cdot \quad (1.10)$$

На дальности D из-за переотражений от поверхности моря на входе приемника РЛС создается дополнительный шум.

Значение удельной эффективной поверхности рассеяния моря $S_м$ зависит от состояния морской поверхности, от направления облучения относительно направления ветра, от угла скольжения β , от диапазона волн, от вида поляризации электромагнитных волн.

Состояние морской поверхности принято оценивать шкалами волнения моря от 0 до 5 (табл. 1.4)

Таблица 1.4

Состояние моря (волнение)	Скорость ветра		Высота волн, м
	м/с	узлы	
0 Штиль	0	0	0
1 Гладкое	0...2,6	0...5	0...0,3
2 Слабое	2,5...5,1	5...10	0,3...1,0
3 Умеренное (белые барашки)	5,1...7,2	10...14	1,0...1,7
4 Бурное	7,2...8,7	14...17	1,7...2,7
5 Очень бурное	8,7...10,8	17...21	2,7...4,0

Экспериментально полученные значения $S_{м,уд}$ для различных частот, состояния моря, углов скольжения и видов поляризации приведены в табл. 1.5 (В – вертикальная поляризация, Г – горизонтальная поляризация радиоволн).

Таблица 1.5

Состояние моря	Поляризация	Усредненная $S_{M, \text{уд.}}$ дБ, на различных частотах, ГГц						
		0,5	1,25	3,0	5,6	9,3	17	35
		Угол скольжения $0,1^\circ$						
0	В	–	–	–	–	–	–	–
	Г	–	–	–90	–87	–	–	–
1	В	–	–	–	–	–	–	–
	Г	–	–	–80	–75	–71	–	–
2	В	–90	–87	–72	–64	–56	–	–
	Г	–95	–90	–75	–67	–61	–	–
3	В	–	–	–	–56	–51	–	–
	Г	–90	–82	–68	–60	–53	–	–
4	В	–	–	–	–53	–48	–	–
	Г	–	–	–58	–55	–48	–	–
5	В	–	–	–	–	–44	–	–
	Г	–	–65	–53	–48	–42	–	–
Угол скольжения $0,3^\circ$								
0	В	–	–	–	–	–	–	–
	Г	–	–	–83	–79	–74	–	–
1	В	–	–	–62	–60	–58	–	–
	Г	–	–	–74	–71	–66	–	–
2	В	–	–	–59	–55	–52	–	–
	Г	–	–	–66	–60	–56	–	–
3	В	–	–	–55	–48	–45	–	–
	Г	–	–	–58	–50	–46	–	–
4	В	–	–	–54	–	–43	–	–
	Г	–	–	–50	–	–42	–39	–
5	В	–75	–	–50	–	–39	–	–
	Г	–	–	–44	–41	–39	–39	–
Угол скольжения 10°								
0	В	–	–45	–	–	–49	–45	–44
	Г	–	–60	–	–	–56	–	–
1	В	–	–	–	–44	–42	–40	–38
	Г	–56	–	–	–53	–41	–	–
2	В	–35	–37	–38	–39	–36	–34	–33
	Г	–53	–53	–51	–46	–43	–	–
3	В	–34	–34	–34	–34	–32	–32	–31
	Г	–50	–48	–46	–40	–37	–33	–31
4	В	–	–31	–31	–32	–31	–29	–29
	Г	–48	–45	–	–36	–34	–31	–29
5	В	–25	–28	–28	–28	–26	–26	–26
	Г	–46	–43	–38	–	–31	–29	–27

Если высота антенны РЛС над уровнем моря h , то различным углам скольжения β соответствуют дальности D , которые можно получить из выражения

$$D = \frac{57,3h}{\beta}, \text{ где } h \text{ (м); } D \text{ (м); } \beta \text{ (град).}$$

Для $h = 30$ м и $\beta = 0,1; 0,3; 10^\circ$ соответствующие значения дальностей D будут $17100; 5700; 1710$ м.

Из таблицы 1.5 следует, что для случая: удаление $D \geq 17$ км; $\beta=0,1^\circ$; $\lambda=3$ см; горизонтальная поляризация; состояние моря – 5, – значение

$$S_{m,yd} = -42\delta\delta = 6,3 \cdot 10^{-5}.$$

Если $\alpha_z = 1^\circ$; $\tau_u = 1$ мкс; $D = 17000$ м, то с учетом (1.5) $S_p = 44200$ м². Тогда эффективная поверхность рассеяния при очень бурной морской поверхности

$$S_m = S_{m,yd} \cdot S_p = 6,3 \cdot 10^{-5} \cdot 44200 = 2,78 \text{ м}^2.$$

Величина S_m при заданных условиях соизмерима с ЭПР буя без отражателя.

Отражения, как отмечалось выше, носят диффузный характер с нормальным распределением мгновенных значений шума.

Экспериментально получены значения удельных эффективных поверхностей рассеяния для дождя $V_{д,уд}$, снега $V_{сн,уд}$, тумана $V_{т,уд}$, размерность которых (1/м).

1.13. Эффективная поверхность рассеяния гидрометеоров

Эффективная поверхность рассеяния гидрометеоров (дождь, снег, туман) определяется соответствующими выражениями:

$$S_{д} = V \cdot V_{д,уд}; S_{сн} = V \cdot V_{сн,уд}; S_{т} = V \cdot V_{т,уд}, \quad (1.11)$$

где V – разрешающий объем.

Значения удельных ЭПР зависят от длины волны, плоскости поляризации и интенсивности гидрометеоров.

Если $\lambda = 3 \text{ см}$, то $V_{T,уд} \approx 10^{-12} \text{ л/м}$; $V_{D,уд} \approx 10^{-5} \text{ л/м}$.

На удалении $D = 1000 \text{ м}$, если $\alpha_e = 1^\circ$; $\theta = 20^\circ$; $\tau_u = 0,1 \text{ мкс}$, то с учетом (1.6) эффективная поверхность рассеяния дождя $S_d = V \cdot V_{D,уд} = 0,045 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 0,1 \cdot 10^{-5} = 0,90 \text{ м}^2$.

При увеличении дальности D до 10 км эффективная поверхность рассеяния от дождя увеличится в 100 раз и составит 90 м^2 . На фоне мешающего действия помех от дождя будут трудно различимы объекты, ЭПР которых соизмерима с полученной величиной 90 м^2 (например, катера, для которых ЭПР составляет величины $75 \dots 250 \text{ м}^2$).

Удельная ЭПР гидрометеоров уменьшается с увеличением длины волны λ . Так, например, при интенсивности дождя 100 мм/ч для $\lambda = 3 \text{ см}$ величина $V_{D,уд} = 7 \cdot 10^5 \text{ л/м}$, а для $\lambda = 10 \text{ см}$ – $V_{D,уд} = 7 \cdot 10^7 \text{ л/м}$, т. е. удельная ЭПР уменьшается на 2 порядка.

Переотражения от гидрометеоров приводят к дополнительному шуму на входе приемника РЛС.

Повысить эффективность радиолокационного наблюдения при наличии гидрометеоров можно не только увеличением длины волны, но и путем использования круговой поляризации сигналов. Для этих целей должен быть предусмотрен специальный режим работы РЛС, т. к. по требованию ИМО все судовые РЛС должны работать с горизонтальной поляризацией.

В реальных условиях работы на море возможны также отражения от термиков – замкнутых объемов воздуха с повышенной влажностью и температурой относительно окружающей атмосферы и сохраняющих эти характеристики в течение длительного времени.

Термики играют основную роль в образовании облаков, поэтому вероятность образования невидимых глазом термиков при низкой облачности высока.

Удельная ЭПР термика составляет 10^{-10} л/м .

Контрольные вопросы

1. Чем отличаются точечные цели от протяженных?
2. Назовите ориентировочное число импульсов в пачке при отражении от точечных целей.
3. Почему огибающая пачки отраженных импульсов имеет колокольную форму?
4. Какие цели называются дисперсными?
5. Каково распределение вероятности мгновенных значений отраженных сигналов от точечной и протяженной цели?
6. Чем определяется минимальная дальность обнаружения цели и мертвая зона РЛС?
7. Как определяются разрешающие способности по дальности, по азимуту?
8. Могут ли две и более точечных целей, находящихся внутри разрешающей площади или разрешающего объема, индицироваться на экране РЛС отдельно?
9. Назовите составляющие погрешностей измерения навигационных параметров цели.
10. Что такое «двухлучевая» модель распространения радиоволн?
11. Почему скорость распространения электромагнитных волн в земной атмосфере меньше, чем в пустоте?
12. На сколько миль возрастает дальность действия РЛС по сравнению с прямой видимостью с учетом положительной рефракции радиоволн?
13. Возрастает или уменьшается дальность действия РЛС при сверхрефракции?
14. Назовите сезоны года, в которые появляется сверхрефракция.
15. Как меняется максимальная дальность обнаружения целей от зимы к лету?
16. Возможна ли засветка на экране РЛС от нижней кромки облаков, от тумана, от дождя?
17. Какова величина эффективной поверхности рассеяния для шлюпки, катера, судов с разным водоизмещением?

18. Как отличается величина эффективной поверхности рассеяния для ракурсов «корма» и «нос» судна от средней эффективной поверхности рассеяния судна?

19. Чем вызывается «дружная» флюктуация амплитуд импульсов в пачке?

20. Чем вызвано наличие «блестящих» точек в диаграмме вторичного рассеяния судна?

21. Одинаковы ли дальности радиолокационного обнаружения айсбергов и судов с одинаковыми геометрическими размерами?

22. Какова величина эффективной поверхности рассеяния взволнованной морской поверхности?

23. Как меняется эффективная поверхность рассеяния гидрометеоров с увеличением ширины полос дождя, снега, тумана?

ГЛАВА II. ДАЛЬНОСТЬ РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ ЦЕЛЕЙ

2.1. Расчетная дальность радиолокационного наблюдения в свободном пространстве

Понятие «радиолокационное наблюдение» включает в себя совокупность задач:

- обнаружение целей;
- определение координат;
- определение параметров движения целей.

Дальность радиолокационного наблюдения определяется мощностью P_{np} отраженных сигналов на входе приемника, которая должна быть не меньше пороговой величины, определяемой чувствительностью приемника $P_{np,min}$.

При расчете дальности радиолокационного наблюдения в свободном пространстве не учитываются затухание сигналов в атмосфере Земли при различных метеоусловиях, наличие дополнительных помех из-за переотражений от гидрометеоров и взволнованной поверхности, влияние двухлучевого распространения радиоволн, рефракция и пр.

Такой расчет дальности позволяет получить лишь приближенную величину реальной дальности радиолокационного наблюдения.

Если антенна РЛС является изотропным излучателем, то излучаемый поток мощности равномерно распределяется по поверхности сферы с общей площадью $4\pi D^2$, где D (м) – расстояние от РЛС до цели.

Плотность потока мощности Π ($Вт/м^2$) у цели

$$\Pi = \frac{P_u \eta_1}{4\pi D^2},$$

где P_u ($Вт$) – импульсная мощность передатчика, η_1 – к. п. д. антенно-волноводного тракта передатчика.

Величина $P_u \eta_1$ представляет собой мощность излучаемого зондирующего импульса.

Однако следует учитывать, что реальная антенна РЛС обладает высокими направленными свойствами, благодаря которым плотность потока мощности у цели намного возрастает и составляет величину

$$P_1 = \frac{P_u G_A \eta_1}{4\pi D^2}, \quad (2.1)$$

где G_A – коэффициент направленного действия антенны.

Цель поглощает и частично переизлучает в направлении к РЛС мощность

$$P_1 = \Pi_1 \bar{S}_\sigma = \frac{P_u G_A \bar{S}_\sigma \eta_1}{4\pi D^2},$$

где \bar{S}_σ (m^2) – эффективная поверхность рассеяния цели.

Отраженная от цели мощность создает у антенны РЛС плотность потока мощности

$$P_2 = \frac{P_1}{4\pi D^2} = \frac{P_u G_A \bar{S}_\sigma \eta_1}{(4\pi)^2 D^4},$$

На выходе приемного антенно-волноводного тракта РЛС (на входе приемника) получим мощность

$$P_{np} = \Pi_2 S_A \eta_2 = \frac{P_u G_A \bar{S}_\sigma S_A \eta_1 \eta_2}{(4\pi)^2 D^4}, \quad (2.2)$$

где S_A (m^2) – эффективная площадь раскрытия (апертуры) антенны РЛС,

η_2 – к. п. д. приемного антенно-волноводного тракта.

Известна связь между шириной диаграммы направленности антенны в горизонтальной и вертикальной плоскостях с величинами ее апертуры и длиной волны в виде

$$\alpha_2 = \frac{\lambda}{a}; \quad \theta = \frac{\lambda}{b},$$

где λ (м) – длина волны, α_2 (рад), θ (рад) – ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной и вертикальной плоскостях; a (м), b (м) – размеры раскрыва антенны по длине и высоте.

Телесный угол направленного луча антенны

$$\alpha_2 \theta = \frac{\lambda^2}{ab} = \frac{\lambda^2}{S_A}.$$

Коэффициент направленного действия антенны рассчитывается как отношение телесного угла сферы, равного 4π , к телесному углу направленного луча антенны

$$G_A = \frac{4\pi S_A}{\lambda^2}, \quad (2.3)$$

$$\text{или } S_A = \frac{G_A \lambda^2}{4\pi}.$$

С помощью (2.2) и с учетом последнего соотношения мощность принимаемых отраженных сигналов

$$P_{np} = \frac{P_u G_A^2 \bar{S}_3 \lambda^2 \eta_1 \eta_2}{(4\pi)^3 D^4}. \quad (2.4)$$

Если принимаемую мощность на входе приемника P_{np} принять равной чувствительности приемника $P_{np, \min}$, то дальность радиолокационного наблюдения представится в виде

$$D_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_u G_A^2 \bar{S}_3 \lambda^2 \eta_1 \eta_2}{P_{np, \min} (4\pi)^3}}. \quad (2.5)$$

Чувствительность радиоприемника $P_{np, \min}$ (Вт) определяется уровнем собственных шумов, приведенных ко входу, в виде

$$P_{np,\min} = N_u k T_0 \Delta f, \quad (2.6)$$

где N_u – коэффициент шума приемника; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж / град абсолютной температуры – постоянная Больцмана; T_0 (град) – эквивалентная шумовая температура приемника; Δf (Гц) – полоса пропускания приемника.

При определении коэффициента шума N_u предполагается, что внутреннее сопротивление антенны равно сопротивлению излучения антенны, а температура антенны равна температуре приемника.

При выполнении равенства $P_{np} = P_{np,\min}$ отношение сигнал-шум q^2 (по мощности) на выходе приемника равно единице.

Для надежной работы систем радиолокационного наблюдения отношение сигнал-шум (по мощности) q^2 должно быть больше единицы $P_{np} = m P_{np,\min}$.

Известно, что для колокольного радиоимпульса длительностью τ_u оптимальная полоса пропускания Δf фильтра с частотной характеристикой колокольной формы (отсчеты длительности и полосы пропускания берутся на уровне 0,46) определяется из соотношения $\Delta f = 1 / \tau_u$. Для прямоугольного импульса длительностью τ_u оптимальная полоса пропускания фильтра с прямоугольной частотной характеристикой $\Delta f = 1,37 / \tau_u$. В дальнейшем будем считать, что $\Delta f = 1 / \tau_u$. И тогда окончательное выражение для дальности радиолокационного наблюдения представится в виде выражения, которое носит название «Основное уравнение радиолокации»:

$$D_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_u G_A^2 \tau_u \bar{S}_g \lambda^2 \eta_1 \eta_2}{N_u m k T_0 (4\pi)^3}}. \quad (2.7)$$

Из выражения (2.7) следует, что для увеличения дальности действия D_{\max} наиболее целесообразно увеличивать G_A и λ .

Необходимая величина коэффициента различимости m зависит от структурной схемы приемника, требуемых вероятностей обнаружения и пропуска целей, погрешностей измерения параметров движения целей. Для надежного обнаружения сигнала необходимо выбирать $m \geq 15$.

В судовых радиолокаторах излучается периодическая последовательность одиночных импульсов. При обзоре точечных объектов отраженный сигнал представляет собой пачку из N импульсов, поэтому отношение сигнал – шум (по мощности) при обработке не одиночного импульса, а пачки импульсов возрастает в N раз. Если $N = 7$ (эта величина реальна для судовых радиолокаторов), то следует выбирать $m \geq 2$.

$$\text{Величину } C = \frac{P_u G_A^2 \tau_u \lambda^2 \eta_1 \eta_2}{P_{np, \min} (4\pi)^3 m} \text{ принято называть энергопотенциалом РЛС.}$$

Обобщенное выражение для энергопотенциала, учитывающего все возможные формы зондирующих сигналов, имеет вид

Обобщенное выражение для энергопотенциала, учитывающего все возможные формы зондирующих сигналов, имеет вид

$$C = \frac{P_u B G_A^2 \lambda^2 \eta_2 \eta_2}{P_{np, \min} (4\pi)^3 m}, \quad (2.8)$$

где $B = \frac{\Delta f \tau_u T_u}{Q}$ - база сигнала.

Здесь T_u – период следования зондирующего сигнала, Q – скважность сигнала.

Зондирующий сигнал при использовании этого выражения может быть любой формы: в виде пакетов фазоманипулированных импульсов, посылок с линейной частотной модуляцией и т. д.

В простейшем рассматриваемом нами случае, когда излучается последовательность одиночных импульсов, $\Delta f \tau_u = 1$, а величина $B = \tau_u$.

2.2. Расчетная дальность радиолокационного наблюдения с учетом влияния атмосферы и погодных условий

Полученные ранее выражения для дальности действия радиолокатора не учитывают затухание радиоволн в атмосфере Земли, насыщенной кислородом, парами воды, дождевыми каплями.

На рис. 2.1 и рис. 2.2 приведены графики удельного затухания $\alpha_z = \frac{10 \lg P_{np} / P_{np,atm}}{D_{тр}}$ (в дБ/км) электромагнитной энергии в атмосфере Земли в зависимости от длины волны λ и при различных метеоусловиях. Здесь $D_{тр}$ (Вм) – длина трассы, $P_{np,atm}$ (Вт) – мощность принимаемых отраженных сигналов при распространении в атмосфере.

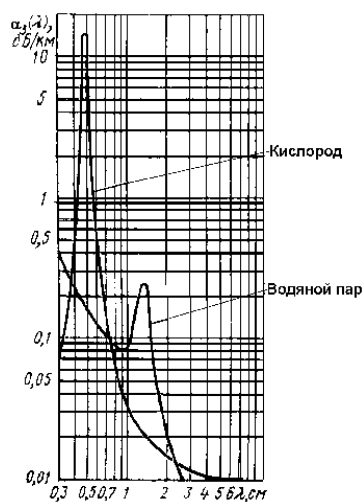


Рис. 2.1

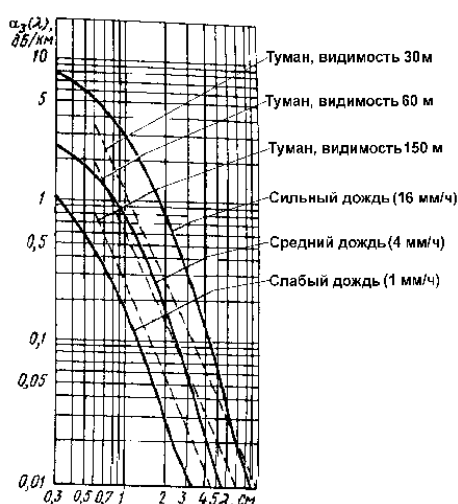


Рис. 2.2

С помощью этих графиков можно рассчитать суммарный коэффициент затухания на однородной трассе длиной $2D$, который определяется как

$$10 \lg \frac{P_{np}}{P_{np,atm}} = \alpha_3 \cdot 2D.$$

Переходя к натуральным логарифмам, получим:

$$\ln \frac{P_{np}}{P_{np,atm}} = \frac{2,3\alpha_3 \cdot 2D}{10} = 0,46\alpha_3 D, \text{ где } D \text{ (км)}.$$

Далее $P_{np,atm} = P_{np} e^{-0,46\alpha_3 D}$, где D (км). Если D (м), то

$$P_{np,atm} = \frac{P_u G_A^2 \bar{S}_3 \lambda^2 \eta_1 \eta_2}{(4\pi)^3 D^4} e^{-0,46\alpha_3 \frac{D}{1000}}. \quad (2.9)$$

Основное уравнение радиолокации с учетом влияния атмосферы Земли и погодных условий имеет вид:

$$D_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_u G_A^2 \tau_u \bar{S}_3 \lambda^2 \eta_1 \eta_2}{N_{ш} m k T_0 (4\pi)^3} e^{-0,115\alpha_3 \frac{D}{1000}}}. \quad (2.10)$$

Таким образом, влияние атмосферы Земли с учетом погодных условий при расчете мощности проявляется появлением дополнительного множителя $e^{\frac{0,46\alpha_3 D}{1000}}$ и множителя $e^{\frac{0,115\alpha_3 D}{1000}}$ – при расчете дальности в метрах.

Трансцендентное уравнение (2.10) решается графически.

При расчете дальности действия РЛС при снегопаде различной интенсивности следует принимать коэффициенты затухания при сухом снеге $\alpha_{с.с.} = 0,3\alpha_3$ и при мокром снеге $\alpha_{м.с.} = 5\alpha_3$, где α_3 – затухание в дожде с учетом его интенсивности.

Оценим значимость метеоусловий (сильный дождь) при расчете дальности.

Пусть $D_{max} = 50 \text{ км}$, $\lambda = 3 \text{ см}$. Из графика на рис. 2.2 получим $\alpha_3 = 0,4 \text{ дБ/км}$ (сильный дождь). Тогда величина $e^{-0,115 \cdot 0,4 \cdot 50} = 0,1$, т. е. дальность радиолокационного наблюдения уменьшается в 10 раз по сравнению с расчетом для свободного пространства.

2.3. Расчет дополнительной мощности шумов на входе приемника РЛС

Расчетные выражения для мощности шумов на входе приемника вследствие переотражений от взволнованной морской поверхности $P_{МП}$ и гидрометеоров $P_{ГМ}$ с учетом (2.3) имеют соответственно вид:

$$P_{Mn} = \frac{P_u G_A^2 \lambda^2 \eta_1 \eta_2}{(4\pi)^3 D^4} S_{M,VB} S_p = \frac{P_u G_A^2 \lambda^2 \eta_1 \eta_2}{(4\pi)^3 D^4} S_{M,VB} \cdot 2,6 D \alpha_c \tau_u =$$

$$= \frac{2,6 P_u G_A^2 \lambda^2 \alpha_c \tau_u \eta_1 \eta_2 S_{M,VB}}{(4\pi)^3 D^3}, \quad (2.11)$$

$$P_{ГМ} = \frac{P_u G_A^2 \lambda^2 \eta_1 \eta_2}{(4\pi)^3 D^4} V_{ГМ} V = \frac{P_u G_A^2 \lambda^2 \eta_1 \eta_2}{(4\pi)^3 D^4} V_{ГМ} \cdot 0,045 D^2 \alpha_c \tau_u \theta =$$

$$= \frac{0,045 P_u G_A^2 \lambda^2 \alpha_c \tau_u \theta \eta_1 \eta_2 V_{oM}}{(4\pi)^3 D^2} \quad (2.12)$$

В последних двух выражениях $P_{МП}$ (вт), $P_{ГМ}$ (вт), P_u (вт), λ (м), D (м), α_c (град), θ (град), τ_u (мкс).

Зависимость мощности шумов на входе приемника от дистанции D носит название дистанционной характеристики.

Из выражений (2.11), (2.12) следует, что мощность шумов переотражений от взволнованной морской поверхности обратно пропорциональна кубу дистанции, а от гидрометеоров – квадрату дистанции.

На малых дистанциях основное мешающее действие оказывает взволнованная поверхность моря, на больших дистанциях – гидрометеоры.

Помехами от взволнованной морской поверхности будет засвечиваться центр визуального индикатора, а от гидрометеоров – большая часть экрана.

Оценим величину мощности переотражений от поверхности моря и дождя для следующих исходных данных:

$$P_u = 20000 \text{ Вт}, G_A = 2065, \lambda = 0,03 \text{ м}, \alpha_z = 1^\circ, \theta = 20^\circ, \\ \tau_u = 1 \text{ мкс}, \eta_1 \cdot \eta_2 = 0,5, D = 20000 \text{ м}, S_{M, \text{ВД}} = 6,3 \cdot 10^{-5}, \\ V_{ГМ} = V_{Д. \text{ВД}} = 5 \cdot 10^{-5}.$$

Получим $P_{МП} = 0,39 \cdot 10^{-12} \text{ Вт}$, $P_{ГМ} = 0,218 \cdot 10^{-8} \text{ Вт}$.

Определим мощность полезного сигнала, отраженного от судна с водоизмещением 20000 т, для которого $\bar{S}_s = 10^3 \text{ м}^2$.

Для наихудшего ракурса судна $\bar{S}_{s, \text{min}} = 10^2 \text{ м}^2$ мощность переотраженного зондирующего сигнала на входе приемника

$$P_{np} = \frac{P_u G_A^2 \bar{S}_{s, \text{min}} \lambda^2 \eta_1 \eta_2}{(4\pi)^3 D^4} = 1,2 \cdot 10^{-11} \text{ Вт}.$$

Мощность собственных шумов приемника, приведенная ко входу, получим из известного соотношения

$$P_{np, \text{min}} = N_u k T_o \Delta f.$$

Если температура приемника равна 17° C , то $T_o = 290 \text{ К}$. Примем $N_u = 50$, $\Delta f = 10^6 \text{ Гц}$. Тогда, учитывая, что $K = 1,38 \cdot 10^{23} \text{ Дж/град}$ абсолютной температуры, получим:

$$P_{np, \text{min}} = 50 \cdot 1,38 \cdot 10^{23} \cdot 290 \cdot 10^6 = 2 \cdot 10^{-13} \text{ Вт}.$$

Суммарная мощность шумов на входе приемника

$$P_{\text{сум}} = P_{np, \text{min}} + P_{МП} + P_{ГМ} = k T_o \Delta f \left(N_u + \frac{P_{МП} + P_{ГМ}}{k T_o \Delta f} \right) = k T_o \Delta f N_{u, \text{сум}}.$$

Воздействие дополнительного шума на входе приемника эквивалентно увеличению его шумового коэффициента. Суммарное значение шумового коэффициента

$$N_{u, \text{сум}} = N_u + \frac{P_{МП} + P_{ГМ}}{k T_o \Delta f}.$$

Проведенный расчет при принятых исходных данных показал, что мощность полезного сигнала на входе приемника в

30 раз превышает мощность переотражений от взволнованной морской поверхности и в 60 раз – мощность собственных шумов приемника.

Напротив, мощность помех в результате переотражений от дождя в 180 раз превышает мощность полезного отраженного сигнала. Это приведет к тому, что судно на удалении 20000 м не будет видно на экране РЛС.

2.4. Влияние двухлучевого распространения радиоволн на дальность радиолокационного наблюдения

Морская поверхность изменяет полученные выше данные о дальности радиолокационного наблюдения.

Как отмечалось выше, вследствие отражения электромагнитных волн от водной поверхности зондирующие сигналы достигают цели и отражаются обратно двумя путями: непосредственно прямым путем и путем отражения от водной поверхности (рис. 2.3).

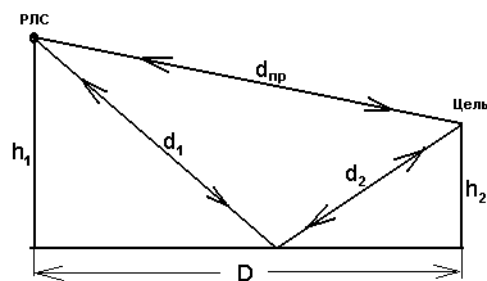


Рис. 2.3

Вследствие этого напряженность электромагнитного поля у цели и антенны РЛС представляет сумму полей прямой E_1 и отраженной E_2 волн и зависит от значений амплитуд и соотношения фаз этих полей, т. е. возникает интерференция сигналов.

Суммарная напряженность поля E_o у цели запишется в виде

$$E_o = E_1 + E_2 = E_1 + \rho E_1 e^{-j\alpha},$$

где ρ – коэффициент ослабления амплитуды поля при отражении от водной поверхности;

α – сдвиг фазы высокочастотного заполнения зондирующих сигналов у цели.

Фазовый сдвиг α определяется двумя причинами: разностью хода лучей прямого и отраженного сигналов и скачком фазы поля при отражении энергии от водной поверхности

$$\alpha = \beta + \varphi,$$

где β – сдвиг фазы из-за разности хода лучей;

φ – скачок фазы поля E_2 при отражении.

Практически можно считать, что для горизонтальной поляризации поля при спокойной морской поверхности потеря энергии при отражении равна нулю, т. е. $\rho = 1$, а скачок фазы $\varphi = \pi$. Напомним, что судовые РЛС работают с горизонтальной поляризацией поля.

Тогда отношение ϕ суммарной напряженности поля E_o к напряженности поля прямой волны E_1 получим в виде

$$\begin{aligned}\phi &= \frac{E_o}{E_1} = 1 + \rho e^{-j\alpha} = 1 + \rho(\cos \alpha - j \sin \alpha) = \\ &= \sqrt{(1 + \rho \cos \alpha)^2} = \sqrt{2 + 2 \cos(\pi + \beta)}.\end{aligned}$$

Суммарная напряженность поля

$$E_o = E_1 \phi = E_1 \sqrt{2 + 2 \cos(\pi + \beta)}.$$

Разность хода лучей прямого и отраженного сигналов при $D \gg h_1, D \gg h_2$

$$\Delta d = (d_1 + d_2) - d_{np} \approx \frac{2h_1 h_2}{D}.$$

Сдвиг фаз между высокочастотным заполнением прямого E_1 и отраженного E_2 сигналов, вызванный разностью хода лучей, будет:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d = \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda D}.$$

Суммарная напряженность поля у цели определится выражением:

$$E_o = E_1 \sqrt{2 + 2 \cos\left(\pi + \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda D}\right)} = 2E_1 \sin \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D}.$$

Суммарная плотность потока мощности у цели

$$P_o = 4P_1 \sin^2 \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D},$$

где P_1 – плотность потока мощности у цели поля прямой волны (2.1).

Соответственно суммарная мощность отраженных от цели сигналов на входе приемника с учетом отражений от водной поверхности будет:

$$P'_{np} = P_{np} \left(4 \sin^2 \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D} \right), \quad (2.13)$$

где P_{np} – мощность прямых отраженных сигналов на входе приемника (2.2).

Если $\lambda D \gg 2\pi h_1 h_2$, то $\sin^2 \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D} \approx \left(\frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D} \right)^2$. Тогда с

учетом (2.4) получим

$$P'_{np} = \frac{P_u G_A^2 \bar{S}_y \lambda^2 \eta_1 \eta_2}{(4\pi)^3 D^4} \cdot \frac{(4\pi)^4 (h_1 h_2)^4}{\lambda^4 D^4} = \frac{P_u G_A^2 \bar{S}_y \eta_1 \eta_2 4\pi (h_1 h_2)^4}{D^8 \lambda^2}. \quad (2.14)$$

Ограничивая мощность на входе приемника его чувствительностью $P'_{np} = P_{np, \min}$, получим следующее выражение для определения максимальной дальности D'_{\max} радиолокационно-

го наблюдения с учетом влияния отражений от водной поверхности

$$D'_{\max} = \sqrt[8]{\frac{P_u G_A^2 \bar{S}_3 \eta_1 \eta_2 4\pi (h_1 h_2)^4}{P_{np, \min} \lambda^2}}.$$

Из полученных выражений следует, что если $\frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D} \ll 1$,

то вследствие отражений от водной поверхности резко уменьшается мощность сигнала на входе приемника и, следовательно, уменьшается также максимальная дальность радиолокационного наблюдения.

Однако, в реальных условиях работы судовых радиолокационных станций отражение от водной поверхности зачастую может приводить к увеличению дальности действия РЛС. Покажем, какова будет величина

$$\frac{P'_{np}}{P_{np}} = \left(4 \sin^2 \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D} \right)^2 \text{ при}$$

следующих исходных данных: $h_1 = 15 \text{ м}$; $h_2 = 10 \text{ м}$; $\lambda = 0,03 \text{ м}$; $D = 50 \cdot 10^3 \text{ м}$.

$$\text{Получим } \frac{P'_{np}}{P_{np}} = 1,8.$$

Как видим, интерференция сигналов в данном случае привела к увеличению суммарной мощности на входе приемника.

2.5. Результирующая расчетная формула для дальности радиолокационного наблюдения

Мощность принимаемых интерференционных сигналов с учетом потерь в атмосфере будет

$$P''_{np} = \frac{P_u G_A^2 \bar{S}_3 \lambda^2 \eta_1 \eta_2}{(4\pi)^3 D^4} \cdot \left(4 \sin^2 \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D} \right)^2 e^{-0,46\alpha_3 \frac{D}{1000}}. \quad (2.15)$$

Построив зависимость $P''_{np} = f(D)$ при заданных остальных параметрах, можно получить результирующую

максимальную дальность радиолокационного наблюдения цели при требуемой мощности сигнала на входе приемника с учетом затухания сигнала в атмосфере и интерференции сигналов из-за отражений от водной поверхности.

Контрольные вопросы

1. Почему параметры G_A (коэффициент направленного действия антенны) и λ (длина волны) являются более значимыми для увеличения дальности РЛС?
2. Как рассчитывается уровень собственных шумов приемника, приведенных ко входу?
3. Как влияет атмосфера Земли и метеословия на дальность действия РЛС?
4. Чем отличается расчетная формула для необходимой мощности передатчика и максимальной дальности РЛС для свободного пространства и с учетом влияния атмосферы Земли и метеословий?
5. Что такое дистанционная характеристика?
6. Каково соотношение между помехами переотражений от взволнованной морской поверхности и от гидрометеоров?
7. Как сказывается эффект двухлучевого распространения на суммарную мощность отраженных сигналов?

ГЛАВА III. ОСНОВНЫЕ УЗЛЫ И УСТРОЙСТВА СУДОВОЙ РЛС

3.1. Волноводно-фидерный тракт

Назначение различных узлов и устройств при работе РЛС

На рис. 3.1 приведена обобщенная структурная схема судовой РЛС.

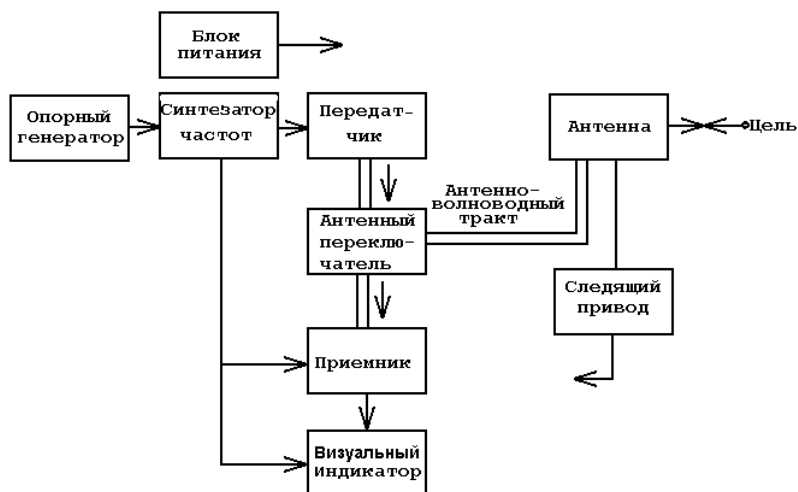


Рис. 3.1

Основными узлами и устройствами РЛС являются: антенное устройство, волноводно – фидерный тракт, передающее устройство, приемное устройство, антенные переключатели и визуальный индикатор.

Особенности построения этих узлов и устройств рассматриваются в дальнейшем.

Опорный генератор совместно с синтезатором частот формирует последовательность посылок, которая управляет работой всех устройств.

Передатчик излучает на рабочей несущей частоте последовательность периодических импульсов – зондирующие сигналы.

Зондирующий сигнал с выхода передатчика поступает в антенный переключатель, обеспечивающий во время излучения зондирующего импульса шунтирование входа приемника. Зондирующие импульсы по антенно-волноводному тракту поступают на вход антенны. Антенна излучает сигналы. Следящий привод вращает антенну в азимутальной плоскости и обеспечивает измерение текущего азимута относительно выбранной линии отсчета (диаметральной плоскости судна или направления на север).

Отраженные сигналы от цели поступают на вход антенны и далее по волноводной линии на вход приемника. Антенный переключатель открывает вход приемника во время пауз между излученными импульсами и, напротив, шунтирует выход передатчика, для того чтобы избежать ненужных потерь принимаемых эхо – сигналов.

Сигналы в приемнике усиливаются, селекционируются от помех и после детектора поступают на вход визуального индикатора для последующей обработки. Сигналы управления приемником и визуальным индикатором, как отмечалось выше, формируются в синтезаторе частот задающего генератора.

На экране визуального индикатора отображаются навигационные параметры целей, обнаруженных радиолокатором.

Блок питания формирует нужные номиналы напряжений с требуемой мощностью для питания узлов РЛС.

Частотные диапазоны, выделенные для радиолокации, представлены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Наименование диапазона	Диапазон частот, ГГц	Диапазон длин волн, см
СВЧ	3...3,6	10...8,3
СВЧ	5,25...5,85	5,7...5,1
СВЧ	8,5...10,7	3,5...2,8
СВЧ	13,4...14,0	2,23...2,14
СВЧ	15,7...17,7	1,97...1,7
КВЧ	33,4...36,0	0,9...0,8

Описания отдельных узлов и устройств, которые приводятся ниже, связаны с особенностью использования в радиолокации диапазонов СВЧ и КВЧ.

Конструкция и основные параметры фидерного тракта

В верхней части диапазона ВЧ, диапазонах ОВЧ, УВЧ (10...3000 МГц) с целью уменьшения потерь энергия передается по фидерному тракту: по двухпроводной линии специальной конструкции, называемой коаксиальным кабелем.

Конструкция гибкого коаксиального кабеля состоит из внутреннего проводника, коаксиально расположенного относительно внешнего проводника (рис. 3.2).

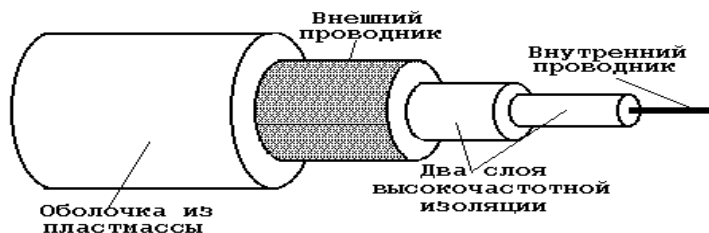


Рис. 3.2

Внутренний проводник из медного провода имеет небольшой диаметр и отделен высокочастотной изоляцией от внешнего проводника, который выполняется в виде оплетки из тонких медных проволок, покрываемых иногда слоем серебра или олова.

Высокочастотная изоляция между проводниками может иметь несколько охватывающих друг друга слоев.

Для защиты внешнего проводника от механических повреждений оплетка кабеля покрывается оболочкой из пластмассы.

Коаксиальный кабель перед обычной двухпроводной линией имеет ряд преимуществ:

- отсутствует излучение энергии в окружающее пространство;

- обеспечивается экранирование внутреннего проводника от внешних электромагнитных полей;

- гарантируется высокая стабильность параметров тракта.

Важным преимуществом является также и то, что в коаксиальном кабеле ток высокой частоты проходит только по внутреннему проводнику и внутренней поверхности оплетки внешнего проводника. Поэтому внешняя поверхность оплетки имеет нулевой потенциал, что упрощает технологию производства работ с кабелем.

В табл. 3.2 приведены основные данные некоторых марок коаксиальных кабелей для частот 10, 30, 300 МГц.

Таблица 3.2

Марка кабеля	Волновое сопротивление ρ , Ом	Погонная емкость, пФ/м	Погонное затухание, дБ/м			Рабочее Напряжение, КВ
			Частота, МГц			
			10	30	300	
РК-1	75	66	0,029	0,123	0,2	3
РК-2	92	55	0,022	0,087	0,149	4,5
РК-3	75	68	0,017	0,07	0,13	5,5
РК-6	50	101	0,016	0,05	0,12	4,5
РК-19	50	96	0,056	0,15	0,32	1
РК-20	75	78	0,022	0,087	0,149	1
РК-31	70	85	0,055	0,19	–	5

Из табл. 3.2 видно, что с ростом частоты затухание коаксиального кабеля возрастает.

В табл. 3.3 приведены основные параметры для коаксиальных кабелей, работающих на частотах 3; 10 ГГц.

Из-за больших затуханий на частотах 3; 10 ГГц коаксиальные кабели используются лишь малой длины: для межблочного монтажа, подключения приборов, возбуждения волноводов и пр.

Максимальная мощность, передаваемая по коаксиальному кабелю,

$$P_{\max} = 2E_{\max}^2 d^2 \ln \frac{D}{d}, \quad (3.1)$$

где $E_{\max} \left(\frac{\kappa B}{cM} \right)$ – максимальная напряженность пробоя при нормальных атмосферных условиях; d – диаметр внутреннего проводника; D – внутренний диаметр внешнего проводника.

Таблица 3.3

Тип кабеля	Волновое сопротивление ρ , Ом	Затухание, дБ/м, на частоте, ГГц		Наружный диаметр, мм	Максимальный радиус изгиба, мм
		$f=3$	$f=10$		
РК-50-4-11	50	1,25	3,0	$9,6 \pm 0,6$	50
РК-50-7-11	50	0,75	1,85	$10,3 \pm 0,6$	50
РК-75-4-11	75	1,0	2,35	$7,3 \pm 0,4$	40
РК-50-9-11	50	0,65	1,75	$12,2 \pm 0,8$	60
РК-75-17-12	75	0,24	-	$21 \pm 0,8$	150
РК-50-2-11	50	2,8	6,0	$4 \pm 0,3$	20
РК-75-9-13	75	0,45	1,2	$12,2 \pm 0,8$	60
РК-50-9-12	50	0,6	1,5	$12,2 \pm 0,8$	60
РК-50-17-12	50	0,38	-	$21 \pm 1,4$	300
РК-50-7-21	50	0,65	1,5	$8,9 \pm 0,5$	50

Рабочая мощность выбирается в пределах

$$P_{\text{раб}} = (0,2 \dots 0,4) P_{\text{max}} . \quad (3.2)$$

Бегущие и стоячие волны при передаче энергии

Сопротивление, приходящееся на единицу длину бесконечной двухпроводной линии, выполненной в виде коаксиального кабеля, носит название волнового сопротивления

$$\rho = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} , \quad (3.3)$$

где L_1 , C_1 – индуктивность и емкость на единицу длины линии.

При соотношении $d/D=0,28$ волновое сопротивление $\rho=75$ Ом.

В зависимости от соотношения между сопротивлением нагрузки и волновым сопротивлением линии при передаче высокочастотной энергии в линии устанавливается бегущая или стоячая волна или одновременно оба вида волн.

Режим бегущей волны возникает, если сопротивление нагрузки равно волновому сопротивлению линии.

Это наиболее благоприятный режим для передачи энергии.

Режим стоячей волны возникает, если линия замкнута или разомкнута на конце.

Если линия замкнута на активное сопротивление не равное волновому, то в линии существуют и бегущие и стоячие волны.

Так же, как и при распространении электромагнитных волн в свободном пространстве, при передаче энергии вдоль линии в режиме бегущей волны фаза высокочастотных колебаний по мере удаления от генератора соответственно отстает. Амплитуда остается постоянной или уменьшается, если в линии есть потери. При отсутствии потерь справедливо

$$u_x = U_m \sin\left(\omega t - \frac{\omega x}{C}\right) = U_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{\lambda} x\right), \quad (3.4)$$

где U_m – амплитуда напряжения генератора, ω – угловая частота; λ – длина волны; x – удаление от начала линии; C – скорость распространения волн.

В режиме стоячей волны в линии без потерь устанавливаются синусоидальные колебания с одинаковой фазой во всех точках линии и с амплитудой, непрерывно изменяющейся вдоль линии от нуля (узел) до максимума (пучность) и наоборот, причем места расположения узлов и пучностей не изменяются во времени.

Аналитическое представление стоячей волны имеет вид

$$u_x = 2U_m \cos \frac{2\pi}{\lambda} x \cos \omega t. \quad (3.5)$$

В режиме стоячей волны энергия полностью отражается от нагрузки к генератору, т. е. передача энергии отсутствует.

Отметим, что если в режиме бегущей волны ток и напряжение на любом удалении от генератора совпадают по фазе, то в режиме стоячей волны между напряжением и током существует сдвиг по фазе на 90° . Полезная активная мощность в этом случае

$$P_{a,x} = I_x U_x \cos \varphi = 0, \quad (3.6)$$

где I_x, U_x – амплитуды тока и напряжения на удалении x от начала линии.

Для стоячих волн характерен сдвиг по фазе между напряжением и током во времени и в пространстве. Последнее означает, что в точках линии с пучностями напряжения наблюдаются узлы тока и наоборот.

Для получения условий максимальной передачи мощности в антенну или приема из антенны всегда стремятся к получению режима бегущей волны.

Применяют меры по согласованию сопротивлений генератора колебаний с линией, линии с антенной, линии с приемником. Согласование генератора с линией заключается в том, что с помощью согласующего элемента линия с учетом нагрузки создает для генератора активное сопротивление, численно равное оптимальному эквивалентному сопротивлению колебательной системы генератора.

Согласование линии с антенной осуществляется так, что с помощью согласующего устройства антенна представляет для линии активное сопротивление равное волновому.

Согласование линии с приемником обеспечивается равенством входного сопротивления приемника волновому сопротивлению линии.

Наиболее часто применяемыми согласующими устройствами являются:

- четвертьволновый шлейф;
- двухшлейфовый трансформатор.

Здесь под шлейфом понимается отрезок длинной линии.

Все согласующие линии можно считать идеальными, т. к. длина их мала по сравнению с длиной основной линии и потери в согласующих устройствах весьма малы.

Четвертьволновый шлейф представляет собой отрезок коаксиального кабеля, геометрическая длина которого равна четверти длины волны.

Для согласования линии с нагрузкой, например с антенной, волновое сопротивление четвертьволновой линии ρ' должно быть равно среднему геометрическому между волновым сопротивлением основной линии ρ_1 и сопротивлением нагрузки R_2 :

$$\rho' = \sqrt{\rho_1 R_2}. \quad (3.7)$$

Входное сопротивление четвертьволновой линии с волновым сопротивлением ρ' , если сопротивление нагрузки R_2 , определяется выражением

$$\rho_1 = \frac{(\rho')^2}{R_2} = \rho_1, \quad (3.8)$$

т. е. волновое сопротивление основной линии будет равняться сопротивлению нагрузки с учетом четвертьволновой вставки (рис. 3.3).

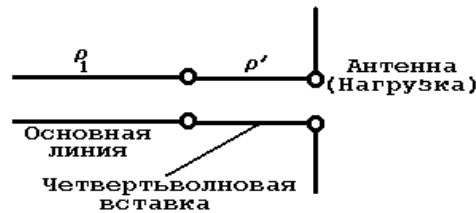


Рис. 3.3

Если сопротивление нагрузки имеет комплексный характер, а активная часть нагрузки не равна волновому сопротивлению линии, то для согласования основной линии с

нагрузкой используется двухшлейфовый трансформатор (рис. 3.4).

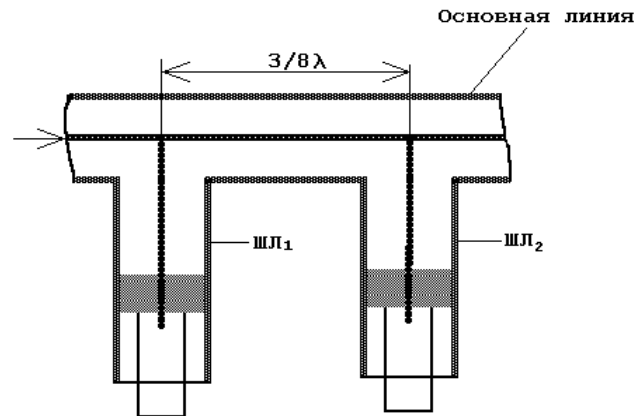


Рис. 3.4

Оба короткозамкнутых шлейфа ШЛ₁ и ШЛ₂ имеют чисто реактивное входное сопротивление и не могут изменить активную составляющую сопротивления нагрузки. Однако при регулировании длины второго шлейфа ШЛ₂ меняется значение активной и реактивной составляющей нагрузки в месте подключения первого шлейфа ШЛ₁. Добиваются равенства волновой проводимости основной линии $1/\rho$ и активной составляющей входной проводимости $1/R_{ex}$ в сечении, где подключается первый шлейф. Регулированием первого шлейфа добиваются согласования и реактивных проводимостей в этом же сечении шлейфа.

Конструкция и основные параметры волноводного тракта

В сантиметровом диапазоне волн передача высокочастотной энергии (с целью исключения излучения энергии в окружающее пространство) осуществляется по волноводному тракту, состоящему из волноводов специальной конструкции.

Конструкция волновода проста. Волновод – это полая металлическая труба с прямоугольным или круглым сечением. Внутренняя поверхность волновода тщательно полируется и

покрывается хорошо проводящим металлом. Обычно внутренние стенки серебрят.

Волновод обладает всеми преимуществами коаксиального кабеля. К дополнительным преимуществам волновода относятся:

- отсутствие потерь в диэлектрике;
- меньшее погонное затухание передаваемой мощности;
- большая пропускаемая мощность.

Недостаток волновода – невозможность передавать электромагнитную энергию на длине волны большей, чем, так называемая, критическая длина волны. Критическая длина волны зависит от размеров сечения волновода. Однако этот недостаток нельзя считать существенным, т. к. РЛС работает на фиксированной длине волны, с учетом которой выбираются внутренние размеры волновода.

Критическая длина волны для волновода с прямоугольным сечением определяется по формуле:

$$\lambda_{кр} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}, \quad (3.9)$$

где a – размер широкой стенки волновода,
 b – размер узкой стенки волновода,
 m, n – число стоячих полуволн по широкой и узкой стенке волновода.

От числа стоячих полуволн зависит вид (мода) передаваемой по волноводу волны.

Для простейшего вида волны, когда $m = 1; n = 0$ для прямоугольного волновода (рис. 3.5) справедливо

$$\lambda_{кр} = 2a, \quad (3.10)$$

если $a > b$.

Размер узкой стенки волновода b выбирается в зависимости от величины мощности, передаваемой по волноводу. Условие для предельной передаваемой мощности – отсутствие пробоя узкой стенки.

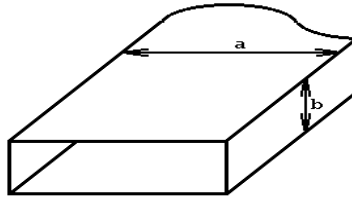


Рис. 3.5

Размер узкой стенки для простейшей волны, когда $n = 0$, не влияет на критическую длину волны, и поэтому возможно при малой передаваемой мощности уменьшать сечение волновода и тем самым обеспечивать передачу энергии при минимальных поперечных размерах волновода.

Практически длина волны λ и размеры волновода для простейшего вида волны, когда $m = 1$, $n = 0$, выбираются из соотношения:

$$\lambda = 0,7\lambda_{кр}; b = 1/2 a. \quad (3.11)$$

Для круглого волновода для простейшей волны

$$\lambda_{кр} = 1,7d, \quad (3.12)$$

где d – диаметр внутреннего сечения волновода.

Прямоугольные волноводы используются на судах при прокладке линий передачи высокочастотной энергии от антенны РЛС к приемопередатчику.

Круглые волноводы используются там, где необходимо сочленить вращающееся соединение одной части линии с другой, в частности, в конструкции сочленения волновода с вращающейся антенной РЛС.

В табл. 3.4 приведены основные параметры для прямоугольных волноводов разных сечений, выполненных из меди.

Сравнение данных табл. 3.2 и табл. 3.4 показывает, что на частоте 9000 МГц ($\lambda = 3,3$ см) погонное затухание волновода соизмеримо с погонным затуханием коаксиального кабеля на частоте 300 МГц.

Таблица 3.4

Тип волновода	Диапазон волн λ , см	Внутренние размеры, мм	Толщина стенок, мм	Максимальное затухание на частоте равной 1,5-кратной предельной частоте, дБ/м
ЭК- 5	48,3...73,2	457,2x228,6	3,18	0,00141
МЭК- 8	33,0...46,8	292,1x146,1	3,18	0,00278
МЭК- 9	26,1...39,5	247,65x123,8	3,18	0,00351
МЭК- 14	17,3...26,3	165,10x82,55	2,03	0,00653
МЭК- 22	11,45...17,45	109,22x54,61	2,03	0,0121
МЭК- 26	9,1...13,83	86,36x43,18	2,03	0,0173
МЭК- 40	6,13...9,32	58,17x29,083	1,63	0,0311
МЭК- 58	4,26...6,47	40,39x20,193	1,63	0,0530
МЭК- 81	3,00...4,56	28,499x12,624	1,63	0,0993
МЭК- 120	2,00...3,05	19,050x9,525	1,27	0,166
МЭК- 180	1,36...2,07	12,954x6,477	1,02	0,298

Однако, затухание волновода остается большим. Так, если длина волноводной линии равна 15 м, то при погонном затухании 0,0993 дБ/м общее затухание составит 1,39 дБ, что соответствует потере мощности в 1,37 раза (коэффициент передачи по мощности 0,7). Такая же мощность будет потеряна при приеме сигнала.

Поэтому важной является задача уменьшения длины волноводной линии, что можно достичь при размещении приемопередатчика в непосредственной близости от антенны РЛС.

Типы волн в волноводах

Электромагнитные волны, распространяющиеся в свободном пространстве, относятся к классу поперечно-электромагнитных волн (волны типа ТЕМ), у которых векторы напряженности электрического поля \vec{E} и магнитного поля \vec{H} лежат в одной поперечной Т – плоскости, перпендикулярной направлению вектора распространения радиоволн.

Отличие электромагнитных волн, распространяющихся в волноводах, заключается в том, что кроме двух составляющих электромагнитного поля, расположенных в плоскости, перпендикулярной направлению распространения, одна из

составляющих (Е или Н) имеет, кроме поперечной, и продольную составляющую, направление которой совпадает с направлением распространения радиоволн.

Для поперечно-электрических волн типа ТЕ (другое обозначение – Н) электрическое поле Е полностью расположено в поперечной плоскости волновода, а магнитное поле Н имеет составляющую, которая совпадает с направлением оси волновода.

Напротив, у поперечно-магнитной волны ТМ (или Е) магнитное поле Н полностью расположено в поперечной плоскости, а электрическое поле кроме поперечной имеет еще и продольную составляющую.

В волноводах судовых РЛС высокочастотная энергия преимущественно передается с помощью простейшей волны типа TE_{10} (H_{10}).

На рис. 3.6 приведена структура силовых электрических и магнитных линий для поперечно-электрической волны TE_{10} (H_{10}), распространяющейся в прямоугольном волноводе.

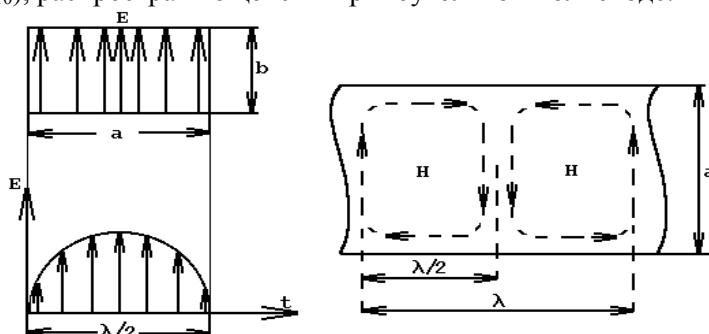


Рис. 3.6

Индексы (в данном случае 10) указывают на число полу-волн электрического поля, укладываемых вдоль сторон волновода, причем первый индекс относится к широкой стенке a , а второй – к узкой стенке b .

Индекс «нуль» означает отсутствие электрического поля вдоль соответствующей стороны поперечного сечения волновода, в данном случае – вдоль узкой стенки.

Для волны H_{10} (рис. 3.6) электрическая составляющая поля имеет максимальное значение в центре стороны a и убывает к ее краям до нуля. Вдоль стороны a укладывается одна полу-волна. Волна типа H_{10} является наиболее простой и широко применяется в прямоугольных волноводах радиолокационных станций. Волны H_{10} имеют наибольшую величину $\lambda_{кр}$. Это значит, что размеры поперечного сечения волновода будут наименьшими. Таким образом, использование волн H_{10} позволяет уменьшить габариты, массу и стоимость линий коммуникации высокочастотной энергии.

Волны типа TM_{10} (E_{10}) физически не существуют, так как у этой волны отсутствует продольная компонента для составляющих E и H .

Тот или иной тип возникающей в волноводе волны зависит от способа возбуждения волновода и от размеров поперечного сечения волновода.

В волноводах круглого сечения также могут распространяться как поперечно-электрические, так и поперечно-магнитные волны. Индексы в виде цифр обозначают число полу-волн поля, укладываемых вдоль полуокружности волновода и вдоль радиуса поперечного сечения.

Для конструкций вращающихся соединений используются простейшие волны типа TM_{01} или H_{01} (рис. 3.7).

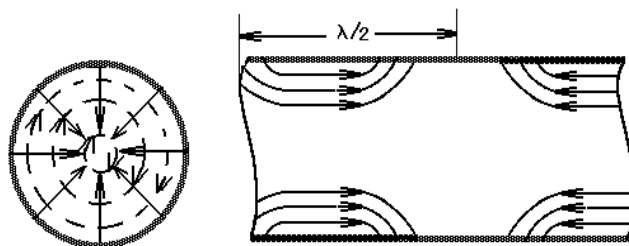


Рис. 3.7

Магнитные силовые линии, расположенные в поперечной плоскости и имеющие вид концентрических окружностей, указаны пунктиром, электрические - сплошными линиями.

Длина волны λ_g , распространяющейся в волноводе, имеет большую длину по сравнению с длиной волны λ генератора возбуждения.

Существует зависимость

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}}. \quad (3.13)$$

Если выбрать $\lambda/\lambda_{кр} = 0,7$, то $\lambda/\lambda_g = 0,7$.

Напомним, что для волновода с прямоугольным сечением, работающего на простейшей волне типа TE_{10} (H_{10}), критическая длина волны $\lambda_{кр} = 2a$.

Поэтому

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}. \quad (3.14)$$

В волноводе в зависимости от нагрузки могут быть бегущие, стоячие или смешанные волны.

Если конец волновода наглухо закрыть, то появятся стоячие волны, если конец волновода открыть, то часть энергии будет излучаться в пространство, а другая часть отразится от конца волновода, и будут смешанные волны. В этом случае для получения бегущих волн необходимо согласование волнового сопротивления волновода с волновым сопротивлением окружающего пространства.

В самом деле, волновое сопротивление волновода

$$\rho_g = 120\pi \frac{\lambda_g}{\lambda}. \quad (3.15)$$

Так как $\lambda_g > \lambda$, то $\rho_g > 120\pi$.

Волновое сопротивление окружающей среды

$$\rho_{cp} = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}} = 120\pi = 377 \text{ Ом}, \quad (3.16)$$

так как для свободного пространства значение магнитной проницаемости $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7}$, а диэлектрической проницаемости

$$\varepsilon_o = \frac{1}{4\pi \cdot 9} 10^{-9}.$$

Согласование внутреннего сопротивления волновода с внутренним сопротивлением окружающей среды выполняется с помощью специального рупора, увеличивающего размер широкой стенки волновода.

Для согласования волнового сопротивления волновода с сопротивлением нагрузки, установленной на конце волновода, используются металлические перегородки, называемые диафрагмами.

Удельная максимальная мощность, переносимая по волноводу, определяется величиной:

$$P_{\max, y\delta} = E_y^2 \frac{0,25}{\rho_{cp}} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}, \quad (3.17)$$

где $E_y = 30 \frac{\text{кВ}}{\text{см}}$ – максимальная напряженность пробоя воздуха при нормальном атмосферном давлении.

С учетом $\lambda/\lambda_{кр} = 0,7$; $\rho_{cp} = 120\pi$, получим:

$$P_{\max, y\delta} = 418 \frac{\text{кВт}}{\text{см}^2}. \quad (3.18)$$

Возбуждение волн в волноводе

Для возбуждения волн к волноводу подводится высокочастотная энергия от генератора через коаксиальную линию, имеющую с волноводом электрическую или магнитную связь.

Возможно также возбуждение волновода с помощью дифракционной связи: через щели и отверстия в стенке волновода.

В случае электрической связи оголенный внутренний провод длиной $\lambda/4$ коаксиальной линии используется в качестве вибратора, а наружная оплетка кабеля соединяется со стенкой волновода. Исходя из принципа обратимости, вибратор может служить как для возбуждения волновода, так и для отбора энергии из волновода (рис. 3.8).

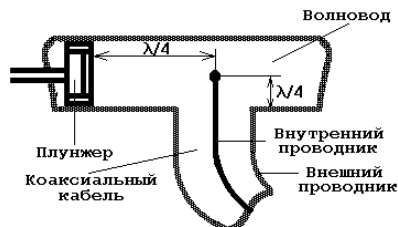


Рис. 3.8

Вибратор располагается в месте максимальной напряженности электрического поля. Чтобы получить наиболее интенсивное возбуждение волны TE_{10} , вибратор должен быть расположен параллельно узкой стенке волновода в середине широкой стороны поперечного сечения. Кроме того, штырь должен быть расположен на расстоянии $\lambda/4$ от закрытого конца волновода. Это расстояние может регулироваться с помощью плунжера (поршня). Напомним, что отрезок четвертьволновой замкнутой линии имеет бесконечное входное сопротивление.

Поперечно-магнитные волны ТМ также можно возбудить с помощью штыря, но в этом случае его помещают в волноводе параллельно оси последнего в соответствии с направлением электрических силовых линий для этого типа волн.

В случае магнитной связи в волновод помещается петля связи, выполненная из оголенной части внутреннего проводника коаксиальной линии (рис. 3.9).

Конец петли так же, как и оплетка коаксиального кабеля, соединяются с корпусом волновода.

Для получения максимальной связи с волноводом петля располагается перпендикулярно магнитным силовым линиям в области максимальной напряженности поля.



Рис. 3.9

Согласование секций волноводной линии

Приемопередатчик РЛС в случае расположения в ходовой рубке находится на удалении более 10 м от антенны, установленной на мачте. Высокочастотная энергия от приемопередатчика к антенне и обратно передается по волноводной линии. Волноводная линия в процессе сборки и монтажа имеет повороты, скручивания, разветвления, переход от одного сечения к волноводу другого сечения и т. д. В месте соединения волновода со стойкой приемопередатчика должен быть включен отрезок гибкого волновода, т. к. жесткая волноводная линия соединяется с аппаратурой, подвергающейся ударам, вибрации.

Поэтому волноводная линия состоит из секций, набор которых обеспечивает прокладку линии в заданных условиях.

При соединении (сращивании) отдельных участков волновода несовершенство контактов в точках соединения и всевозможные неровности и неточности соосного сочленения могут приводить к рассогласованию системы и вызывать потери мощности.

В значительной степени эти недостатки устраняются при применении так называемых дроссельно-фланцевых соединений.

На рис. 3.10 представлены конструкции дроссельных фланцев для прямоугольного а) и круглого б) волноводов.

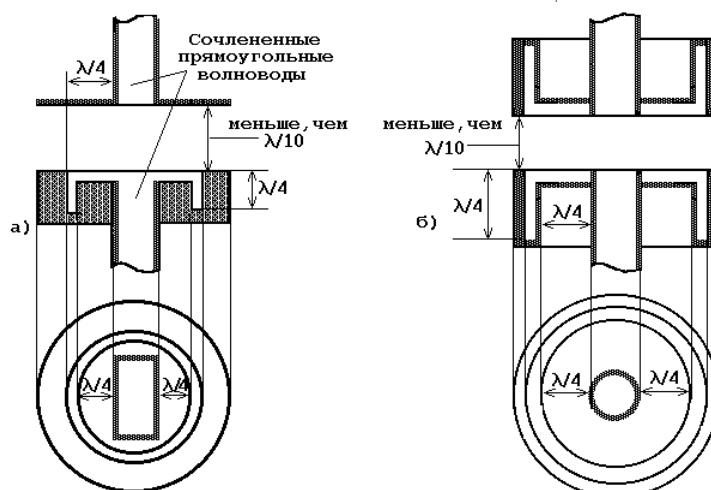


Рис. 3.10

Основой фланца является кольцевой паз глубиной $\lambda/4$. Паз вытачивается в теле фланца также на расстоянии $\lambda/4$ от внутренней поверхности волновода.

С помощью кольцевого паза в местах стыка волноводных секций образуется попуволновая замкнутая линия.

Даже при наличии зазора (не превышающего $\lambda/10$) между отдельными секциями волновода, не имеющими электрического контакта, образуется короткое замыкание в стыке.

Такое дроссельное соединение дает лучшие результаты при сочленении круглых волноводов, т. к. расстояние от внутренней стенки волновода до паза одинаково по всей окружности фланца.

При изменении направления волноводной линии применяются плавно изогнутые секции, которые обеспечивают изгиб типа Е (рис. 3.11а) или типа Н (рис. 3.11б).

Прямоугольный волновод может скручиваться (рис. 3.12). Для того, чтобы не было заметного отражения энергии от скрученного участка, длина его l должна быть равна нескольким длинам волн.

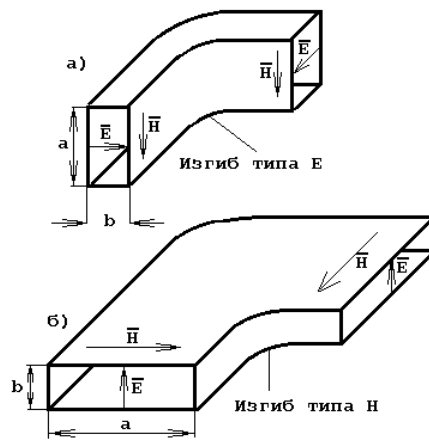


Рис. 3.11

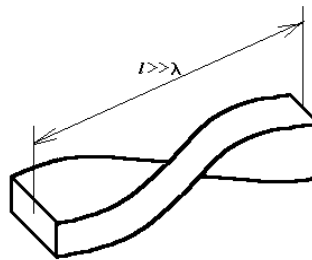


Рис. 3.12

При необходимости соединения отрезков волноводов с различными поперечными сечениями и различными формами применяются четвертьволновые вставки (рис. 3.13а) или волновод с плавно изменяющимся поперечным сечением (рис. 3.13б, в).

На рис. 3.14 представлен вид гибкой гофрированной волноводной секции. Глубина гофрировки должна быть значительно меньше длины волны.

При размещении приемопередатчика в непосредственной близости от антенны (обычно приемопередатчик устанавливается в устройстве сканирования под антенной) длина волноводной линии уменьшается до размеров, исчисляющихся

сантиметрами. Таким способом удается устранить сложный в монтаже и дорогостоящий волноводный тракт, боящийся механических и климатических воздействий. Отпала необходимость следить, чтобы в волноводном канале не скапливалась пыль, влага, вода и пр.

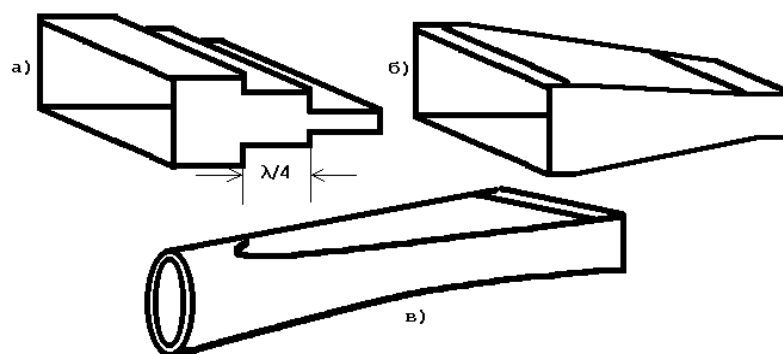


Рис. 3.13

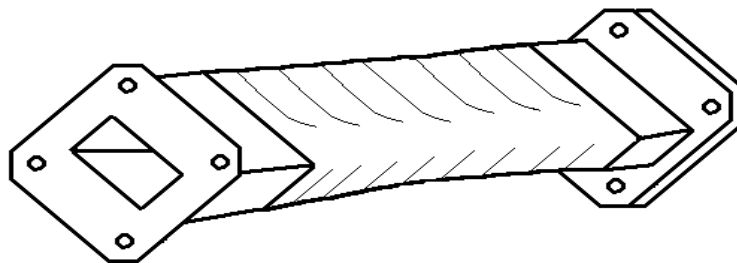


Рис. 3.14

Для распределения энергии между двумя нагрузками или, наоборот, при необходимости подключения двух источников энергии к одной нагрузке используются Т – образные волноводные соединители, или тройники.

Соединение волноводов в тройнике может производиться путем разветвления электрических или магнитных силовых линий с помощью так называемого Е – плеча (рис. 3.15а) или Н – плеча (рис. 3.15б).

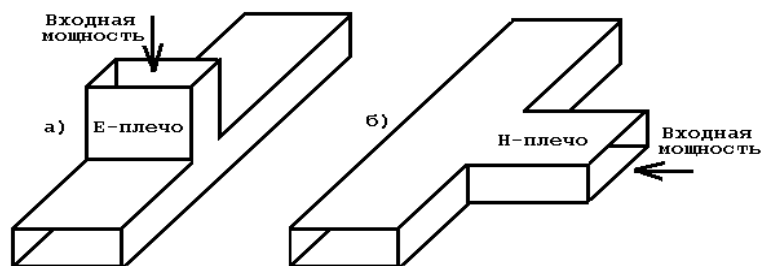


Рис. 3.15

Следует отметить важную особенность этих разветвлений. Электрические поля в боковых разветвлениях E – плеча на одинаковых расстояниях от оси симметрии волноводного соединения находятся в противофазе. Напротив, магнитные поля в боковых разветвлениях H – плеча находятся в фазе. Если нагрузки в обоих плечах одинаковы, то энергия распределяется поровну между боковыми плечами. Эти свойства используются при построении антенных переключателей на основе T – образных соединений.

Объемные резонаторы и эхо-камеры

Объемный резонатор – это колебательный контур высокой добротности в диапазоне СВЧ.

Объемные резонаторы бывают цилиндрической и прямоугольной формы.

Собственная длина волны цилиндрического объемного резонатора $\lambda_o = 1,3d$, где d – диаметр цилиндра.

Добротность объемных резонаторов, изготовленных из меди, достигает нескольких тысяч.

Объемные резонаторы входят составной частью в конструкцию клистронов, магнетронов, эхо-камер и т. д.

В клистронах и магнетронах объемные резонаторы позволяют получить из высокочастотной энергии синусоидальные колебания нужной частоты.

Эхо-камеры используются для проверки РЛС. Эхо-камера – это специальный прибор, который представляет собой объемный резонатор высокой добротности, имеющий поршень для

настройки, снабженный антенной (рис. 3.15а) или коаксиальной линией для связи с волноводным трактом станции (рис. 3.15б).

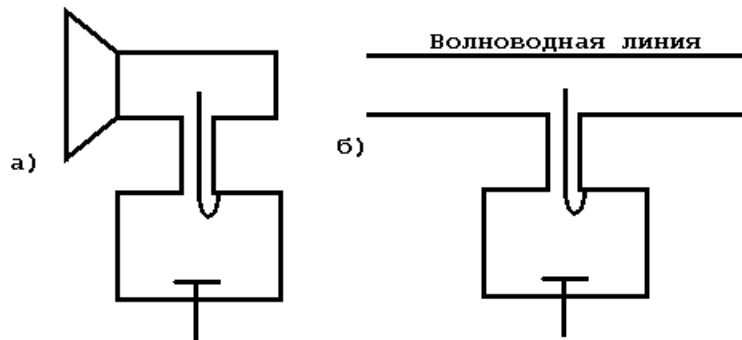


Рис. 3.15

Если передатчик РЛС работает, то в резонаторе эхо-камеры накапливается энергия за время излучения зондирующего импульса. После окончания зондирующего импульса под действием запасенной энергии в эхо-камере возникают собственные колебания с экспоненциально падающей амплитудой. Эти колебания принимаются приемником РЛС, и на экране индикатора появляется сигнал, имитирующий цель. При непосредственной связи эхо-камеры с волноводным трактом РЛС засветка на экране будет сплошной. Радиус засветки (принято называть «дальность звучания» эхо-камеры) зависит от длительности звучания эхо-камеры $t_{зв}$ и определяется из соотношения

$$D_{зв} = ct_{зв}/2, \quad (3.19)$$

где C – скорость распространения радиоволн.

Антенные переключатели

В судовых РЛС с импульсным излучением для передачи и приема сигналов используется одна и та же антенна, поэтому в линии передачи высокочастотной энергии на выходе передат-

чика и на входе приемника устанавливаются антенные переключатели.

К антенным переключателям предъявляются следующие требования:

- во время излучения импульсов вход приемника должен быть закрыт;
- во все остальное время приемник должен быть открыт для приема отраженных от целей сигналов, а выход передатчика закрыт, чтобы избежать потери мощности на добавочной нагрузке.

Антенные переключатели должны быть быстродействующими, со временем срабатывания не более 0,01 мкс. Остаточная мощность, которая во время излучения может просачиваться на вход приемника, не должна превышать 0,1 Вт. В противном случае вход приемника может выгореть.

Разработаны и широко используются в радиолокационных станциях несколько типов антенных переключателей, отличающихся по своим техническим характеристикам.

На рис. 3.16 представлены балансные антенные переключатели с двумя высоковольтными газовыми разрядниками ВГР.

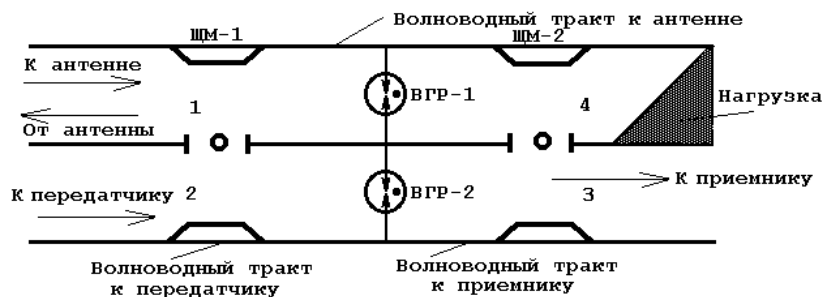


Рис. 3.16

При передаче энергии от передатчика оба разрядника ВГР-1 и ВГР-2 загораются и закорачивают волноводные тракты 1 и 2. Энергия с выхода передатчика через щелевой мост ЩМ-1 будет передаваться в антенну. Часть энергии передатчика просочится через ВГР-1 и ВГР-2, но не будет поступать в канал 3 (на вход приемника). Для этого предусмотрен второй мост

ЩМ-2. Половина просочившейся энергии будет поглощаться на нагрузке в канале 4, а вторая половина будет скомпенсирована, т. к. суммируемые высокочастотные колебания находятся в противофазе.

При приеме сигналов газоразрядники остаются разомкнутыми. С учетом фазовых соотношений высокочастотные колебания от антенны, проходя через щели, вычитаются и не поступают на вход передатчика и, напротив, суммируясь, проходят на вход приемника.

Конструктивно газовые разрядники могут размещаться в специальной тройниковой волноводной секции (рис. 3.17).

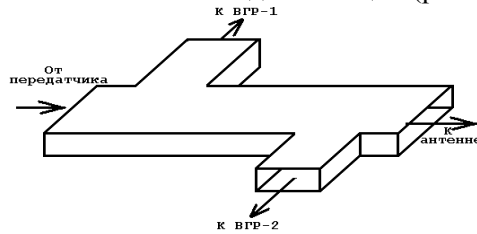


Рис. 3.17

В последнее время широкое распространение получили антенные переключатели на основе ферритовых циркуляторов (рис. 3.18).

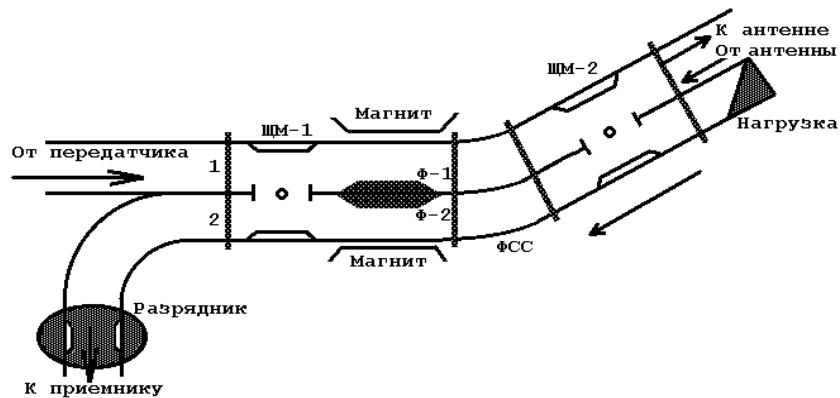


Рис. 3.18

Смежные волноводные секции 1 и 2 имеют связь через щели ЩМ-1, ЩМ-2. На внешней части одной из секций

расположен постоянный магнит, а внутри секции в каждом из каналов находятся ферриты Ф-1, Ф-2. Ферриты выполняют роль фазовращателей. Кроме того имеется фазосдвигающая секция ФСС, обеспечивающая сдвиг фазы высокочастотных колебаний в смежных волноводах на 90° .

Работа антенных переключателей основана на фазовых соотношениях высокочастотной энергии.

Энергия по волноводному тракту от передатчика с учетом действия фазовращателей Ф-1, Ф-2 суммируется с частью энергии, проходящей через щелевые мосты ЩМ-1 и ЩМ-2, и поступает на вход антенны. При приеме сигналов, напротив, сигналы в тракте, идущем к передатчику, находятся в противофазе и вычитаются, а на входе приемника – находятся в фазе и суммируются. Диодные ограничители могут заменяться на газовые разрядники.

3.2. Антенны

Характеристики антенн

Антенна РЛС излучает зондирующие сигналы с выхода передатчика и извлекает отраженную энергию эхо-сигналов, передавая ее на вход приемника.

Судовые антенны РЛС являются направленными и вращающимися. Направленность антенн позволяет при передаче сосредоточить излученную энергию в узком пространстве и получить пространственную избирательность при приеме сигналов.

Вращение антенны в азимутальной плоскости обеспечивает последовательный обзор окружающего пространства.

Направленные свойства антенны определяются коэффициентом направленного действия антенны

$$G_A = \frac{P_{\max}}{P_{\text{cp}}}, \quad (3.20)$$

где Π_{max} – плотность потока мощности в направлении максимального излучения; Π_{cp} – плотность потока мощности по всем направлениям в случае, если бы антенна была ненаправленной.

Плотность потока мощности есть мощность излучения P , отнесенная к единице телесного угла:

$$\Pi_{max} = \frac{P}{\alpha_z \theta}; \quad \Pi_{cp} = \frac{P}{4\pi}, \quad (3.21)$$

где, α_z , θ – соответственно, углы (в радианах) в горизонтальной и вертикальной плоскостях в направлении максимального излучения.

Отсюда получим:

$$G_A = \frac{4\pi}{\alpha_z \theta}. \quad (3.22)$$

Ширина диаграммы направленности антенн с плоским раскрывом (зеркальных, рупорных, щелевых) в той или иной плоскости определяется простым отношением длины волны к раскрыву антенны в рассматриваемой плоскости

$$\alpha_z = \frac{\lambda}{a}; \quad \theta = \frac{\lambda}{b}, \quad (3.23)$$

где a , b – размеры раскрыва антенны в горизонтальной и вертикальной плоскостях.

После подстановки (3.23) в (3.22) получим:

$$G_A = \frac{4\pi ab}{\lambda^2} = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_A, \quad (3.24)$$

где $S_A = ab$ – площадь апертуры антенны.

Как видим, коэффициент направленного действия антенны обратно пропорционален квадрату длины волны.

Более тонкую структуру направленных свойств антенны характеризует диаграмма направленности, построенная для

всех направлений в горизонтальной и вертикальной плоскостях.

Диаграмма направленности представляет собой зависимость относительной мощности излучения или напряженности поля в разных направлениях на одинаковых от антенны расстояниях. Зависимость нормируется относительно максимальной мощности излучения или максимальной напряженности поля.

Обычно диаграмма направленности строится в полярной системе координат для горизонтальной (азимутальной) и вертикальной плоскостей.

Вводят понятие угла раствора главного лепестка диаграммы направленности по мощности, который образуется двумя лучами, исходящими через точки половинной мощности (рис. 3.19). В случае использования диаграммы направленности по напряженности поля угол раствора α_0 определяется на уровне $0,707$ от максимального значения напряженности поля.

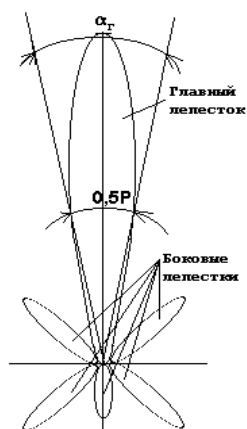


Рис. 3.19

Кроме энергии, излучаемой в главном лепестке, часть энергии излучается в так называемых боковых лепестках. Боковые лепестки приводят к бесполезному излучению части энергии и, что самое главное, могут привести к определению целей на ложных направлениях. Уровень боковых лепестков

судовых антенн на 20...30 дБ ниже уровня максимальной мощности в главном лепестке антенны.

В судовых РЛС ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости $\alpha_z = 1...2^\circ$, в вертикальной плоскости – $\theta = 20...25^\circ$.

По требованию ИМО круговая скорость вращения судовых антенн должна быть не менее 20 об/мин, все судовые антенны в диапазоне 9 ГГц должны излучать электромагнитные волны с горизонтальной поляризацией.

Поляризация определяет закон изменения во времени направления вектора напряженности электрического поля в плоскости, перпендикулярной направлению распространения волн.

Вид поляризации зависит от типа антенны и ее ориентации в пространстве.

В общем случае антенна имеет эллиптическую поляризацию, когда годограф вектора E имеет форму эллипса (конец вектора E описывает во времени форму эллипса) (рис. 3.20).

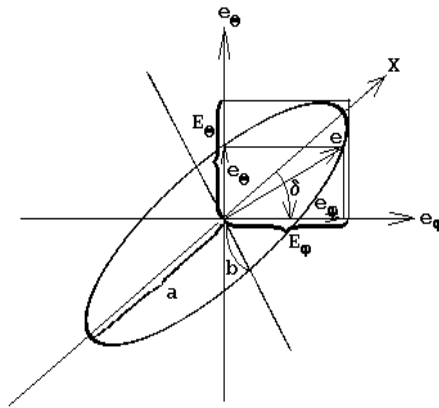


Рис. 3.20

Поле эллиптической поляризации можно представить суммой двух когерентных ортогональных линейно поляризованных полей E_θ , E_ϕ , сдвинутых по фазе на угол ϕ . Уравнение

эллипса поляризации, связывающее мгновенные значения ортогональных составляющих e_θ , e_φ , имеет вид:

$$\left(\frac{e_\varphi}{E_\varphi}\right)^2 + \left(\frac{e_\theta}{E_\theta}\right)^2 - 2\frac{e_\theta}{E_\theta} \cdot \frac{e_\varphi}{E_\varphi} \cos \varphi = \sin^2 \varphi. \quad (3.25)$$

При $\varphi = n\pi$ ($n = 0, 1, 2, \dots$) поле имеет линейную поляризацию, а при $\varphi = (2n+1)\pi/2$ и $E_\theta = E_\varphi$ формируется поле круговой поляризации. Антенны с круговой поляризацией обеспечивают устойчивый прием зондирующих сигналов при наличии гидрометеоров в атмосфере.

Поляризация антенны характеризуется коэффициентом эллиптичности M и углом наклона ν большой оси эллипса относительно горизонтальной оси e_φ . Коэффициент эллиптичности равен отношению малой полуоси b эллипса к большой полуоси a

$$M = \frac{b}{a} = \sqrt{\frac{1+q^2 - \sqrt{(1-q^2)^2 + 4q^2 \cos^2 \delta}}{1+q^2 + \sqrt{(1-q^2)^2 + 4q^2 \cos^2 \delta}}}, \quad (3.26)$$

где $q = \frac{E_\theta}{E_\varphi}$.

Угол наклона большой оси эллипса определяется по формуле:

$$\delta = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{2q \cos \varphi}{q^2 - 1}. \quad (3.27)$$

При $n = 0, 2, 4, \dots$ линейно-поляризованное поле направлено вдоль оси x , при $n = 1, 3, 5, \dots$ – вдоль оси y .

Антенны с узкой диаграммой направленности строятся в виде системы дискретных источников, определенным образом питаемых и размещенных в пространстве.

Рупорные антенны

Рупорная антенна представляет собой открытый конец волновода с пирамидальной рупорной насадкой.

Пирамидальная насадка обеспечивает согласование волнового сопротивления волновода с волновым сопротивлением окружающего пространства.

Внешний вид рупорной антенны представлен на рис. 3.21.

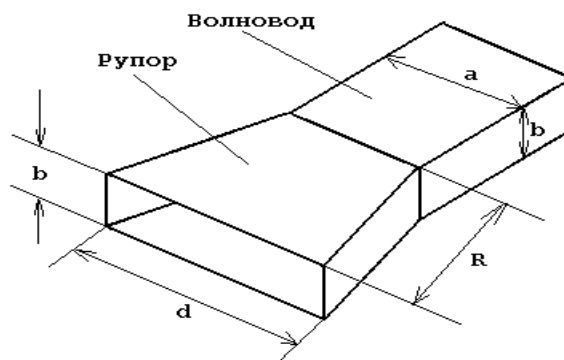


Рис. 3.21

Плоская волна H_{10} в волноводе преобразуется в рупоре в сферическую, которая затем на конце рупора переходит в плоскую, обеспечивая узкую диаграмму направленности луча.

Рупорные антенны используются в сантиметровом диапазоне (4...11 ГГц).

Основное достоинство таких антенн – широкодиапазонность и малый уровень боковых лепестков диаграммы излучения.

Диаграмма направленности рупорных антенн различна для горизонтальной и вертикальной плоскостей.

Более узкая ширина основного лепестка находится в плоскости широкой стороны рупора.

Если плоская сторона рупора находится в горизонтальной плоскости, то ширина диаграммы направленности в горизон-

тальной и вертикальной плоскостях определяется выражениями:

$$\alpha_z = 68 \frac{\lambda}{d}; \theta = 50 \frac{\lambda}{b}, \quad (3.28)$$

где α_z, θ – в град; λ, b, d – в м.

Коэффициент направленного действия антенны при длине антенны $R = \frac{d^2}{2\lambda}$ максимален и определяется выражением:

$$G_A = 0,81 \frac{4\pi ab}{\lambda^2}. \quad (3.29)$$

Недостаток рупорных антенн заключается в недопустимо большой длине R .

Так оптимальные размеры рупорной антенны для длины волны $\lambda = 3\text{ см}$, при которой обеспечивается получение $\alpha_z = 1^\circ, \theta = 25^\circ$, составят $d = 2\text{ м}; b = 0,06\text{ м}; R = 66\text{ м}$.

Поэтому в судовых РЛС рупорные антенны используются лишь как облучатели параболических рефлекторов, а также для формирования диаграммы направленности в вертикальной плоскости для щелевых антенн. При этом не требуется узкой диаграммы направленности рупорной антенны, ее размеры могут отличаться от оптимальных.

Рупорная антенна служит также для согласования волнового сопротивления волновода с волновым сопротивлением окружающей среды. Лишь при наличии такого согласования вся энергия будет излучаться в окружающую среду и будут отсутствовать стоячие волны в волноводе.

Напомним, что на критической длине волны $\lambda_{кр} = 2a$ волновое сопротивление волновода с прямоугольным сечением для волны H_{10} определяется в виде

$$\rho_{\epsilon} = 120\pi \frac{\lambda_{\epsilon}}{\lambda} = 120\pi \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}},$$

а волновое сопротивление среды $\rho_{cp} = 120 \pi$.

Выполнение условия $\rho_{\epsilon} = \rho_{cp}$ обеспечивается путем увеличения широкой стенки волновода. Если $\lambda/2a \ll 1$, то соотношение $\lambda_{\epsilon} = \lambda_{cp}$ будет выполнено.

Для этого на конце волновода создается расширение (рупор), образующий так называемую рупорную антенну секториального типа.

По требованию ИМО параметры судовой РЛС по обнаружению целей не должны ухудшаться при качке судна (бортовой или килевой) до $\pm 10^{\circ}$.

Для выполнения этого условия ширина диаграммы направленности судовых антенн в вертикальной плоскости выбирается в пределах $20..25^{\circ}$.

Формирование такой диаграммы направленности осуществляется путем использования рупорных антенн.

Щелевые антенны

В основу создания щелевых антенн положена теория идеальной щели, прорезанной на бесконечном идеально проводящем плоском экране. Щель узкая, ширина щели много меньше ее длины и длины волны λ .

Если прорезать такую щель на стенке волновода, то щель излучает электромагнитные волны в том случае, когда поверхностные токи, протекающие по внутренней стенке волновода, пересекают щель. Направление поверхностных токов перпендикулярно магнитным силовым линиям.

Для волны H_{10} путь поперечной составляющей тока пролегает в плоскости поперечного сечения волновода, однако, на осевой линии широкой стенки волновода поперечная составляющая поверхностного тока отсутствует.

Поляризация волн одинаково ориентированных щели и вибратора различна. Если вертикальный вибратор имеет верти-

кальную поляризацию, то вертикальная щель имеет горизонтальную поляризацию.

Если щель будет прорезана вдоль осевой линии на краю широкой стенки или на узкой стенке, то поляризация волн будет вертикальной.

Напомним, что по требованию ИМО радиоволны должны иметь горизонтальную поляризацию, поэтому щели прорезаются на узкой стенке волновода вертикально или с небольшим наклоном.

Наклонная щель возбуждается как продольными, так и поперечными поверхностными токами.

Диаграммы направленности одной щели в горизонтальной и вертикальной плоскостях имеют вид:

$$F(\alpha) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \alpha\right)}{\cos \alpha};$$

$$F(\theta) = 1.$$
(3.30)

Для создания узкой диаграммы направленности прорезается множество щелей: щелевые источники объединяются в линейные решетки (многощелевые антенны).

Длина каждой щели и расстояние между щелями равны $\lambda/2$.

Диаграммы направленности многощелевой антенны (число щелей N) по мощности в горизонтальной и вертикальной плоскостях определяются выражениями:

$$F(\alpha) = \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \alpha\right) \sin\left(\frac{N\pi}{2} \sin \alpha\right)}{N \sin \alpha \sin\left(\frac{\pi}{2} \sin \alpha\right)} \right]^2;$$

$$F(\theta) = \left[\sin \frac{2\pi}{\lambda} h \sin \theta \right]^2,$$
(3.31)

где h – высота геометрического центра антенны над Землей.

Ориентировочная формула для расчета ширины диаграммы направленности в горизонтальной плоскости для многощелевой антенны

$$\alpha_z = \frac{101}{N} (\text{град}). \quad (3.32)$$

В судовых антеннах широко используется при создании многощелевых антенн прорезание наклонных щелей на узкой стенке волновода (рис. 3.22).

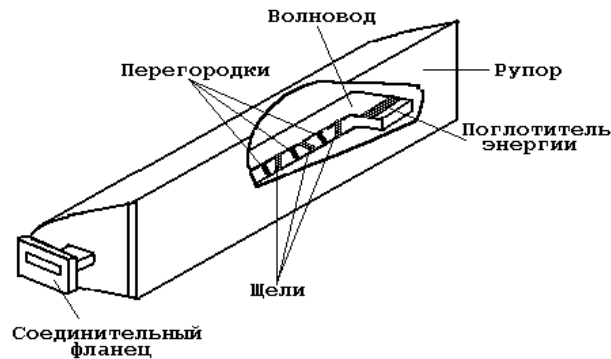


Рис. 3.22

Для обеспечения синфазности полей соседние щели имеют наклон в разные стороны под углом $10...15^\circ$. При наклоне щелей электрический вектор E имеет как горизонтальную, так и вертикальную составляющие. Для подавления вертикальной составляющей поля (чтобы излучаемая волна имела лишь горизонтальную поляризацию) применяется волноводный фильтр, состоящий из металлических перегородок, отделяющих щели друг от друга. Расстояние между перегородками $d < \lambda/2$.

Эти перегородки не оказывают влияния на горизонтальную составляющую поля, энергия которой свободно проходит через перегородки. Для вертикальной составляющей перегородки образуют так называемый предельный волновод, у которого $\lambda > \lambda_{кр} =$

$2d$, в результате чего электромагнитное поле через волновод не проходит.

По требованию ИМО радиолокационная станция должна обеспечивать на шкале дальности 1,5 мили отдельное отображение на экране двух одинаковых небольших целей, расположенных на одинаковой дальности в пределах 50...100% от номинала шкалы и различающихся по угловому положению не более, чем на $2,5^\circ$.

Отсюда следует, что ширина диаграммы направленности антенны судовой РЛС в азимутальной плоскости не должна превышать $2,5^\circ$.

Диаграммы направленности судовых РЛС соответствуют этому требованию и лежат в пределах $1...2^\circ$ (по уровню половинной мощности).

Для формирования диаграммы в вертикальной плоскости щелевая антенна (как облучатель) работает в комбинации с рупорным отражателем. Рупорный отражатель одновременно выполняет функцию корпуса щелевой антенны. В целях герметизации рупор закрывается диэлектрической пластиной.

Зеркальные антенны

Основными элементами зеркальной антенны являются отражатель и облучатель.

Отражатели чаще всего используются в виде параболоида вращения.

Эти отражатели позволяют получить более узкие диаграммы направленности с меньшими боковыми лепестками, чем, например, зеркала в виде сферы.

В качестве облучателя используются рупорные и щелевые антенны.

Известно, что если в фокус бесконечно большого параболического зеркала поместить точечный источник электромагнитной энергии, посылающий на отражающую поверхность сферическую волну, то отражатель будет излучать плоскую волну. Диаграмма направленности такой антенны имела бы игольчатую форму.

На практике размеры зеркала конечны. Кроме того, диаграмма направленности судовой антенны РЛС должна иметь разную ширину в горизонтальной и вертикальной плоскостях. Для расширения диаграммы направленности в вертикальной плоскости зеркало параболоида вращения симметрично обрезают сверху и снизу. В результате получают симметрично усеченный параболический рефлектор, проекции которого приведены на рис. 3.23.

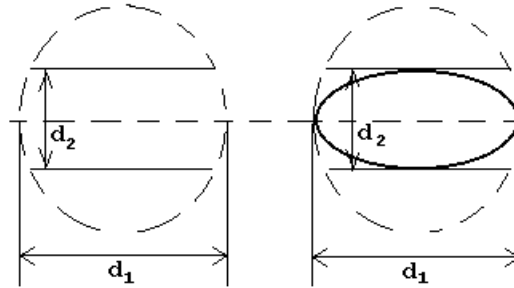


Рис. 3.23

Ширина диаграммы направленности такого рефлектора определяется выражениями:

$$\alpha_2 = 68,8 \frac{\lambda}{d_1}; \quad \theta = 68,8 \frac{\lambda}{d_2}, \quad (3.33)$$

где α_2 (град) – ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости;

d_1 (м) – размер раскрыва антенны по горизонтали;

θ (град) – ширина диаграммы направленности в вертикальной плоскости;

d_2 (м) – размер раскрыва антенны по вертикали.

Так как для судовых антенн РЛС соотношение $\theta/\alpha_2 \approx 20$, то сторона рефлектора по горизонтали должна быть в 20 раз больше, чем по вертикали.

Расчеты показали, что уровень боковых лепестков диаграммы направленности существенным образом зависит от величины фокусного расстояния.

Рекомендуется выбирать фокусное расстояние f_ϕ в пределах $f_\phi = (0,25...0,5)d_1$.

Коэффициент направленного действия параболической усеченной антенны определяется формулой:

$$G_A = 4\pi \frac{d_1 d_2}{\lambda^2} \mu, \quad (3.34)$$

где $\mu \approx 0,7$ – коэффициент использования апертуры зеркала, связанный с экранированием раскрыва антенны облучателем.

Зеркальные антенны по сравнению с другими видами антенн позволяют использовать один и тот же рефлектор при работе РЛС на нескольких несущих частотах, например, 3 и 10 ГГц. Таким образом, при создании двухдиапазонной РЛС потребуется устанавливать на судне лишь один рефлектор с двумя рупорными или щелевыми облучателями.

Чтобы устранить вредное взаимодействие между облучателем и зеркалом, предусматривают специальные меры, а именно рефлектор наклоняют на угол θ относительно вертикальной плоскости, а облучатель располагают под углом 2θ относительно горизонтальной плоскости. Величина $\theta \approx 10...15^\circ$ (рис. 3.24).

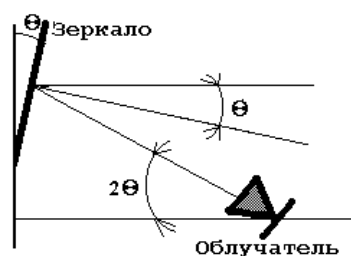


Рис. 3.24

Линзовые антенны

Линзовая антенна состоит из слабонаправленного облучателя (рупорной антенны) и линзы (плоско-выпуклой или плоско-вогнутой (рис. 3.25).

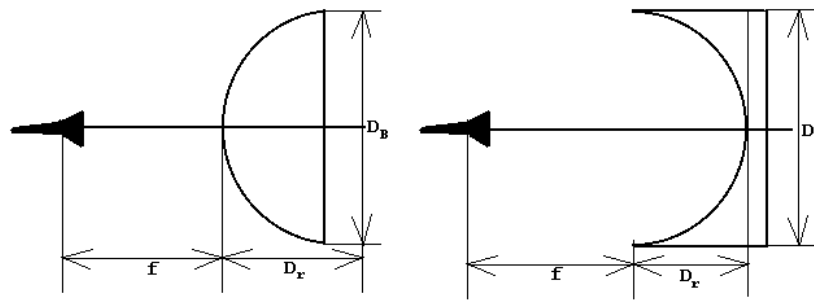


Рис. 3.25

Линза используется для преобразования сферической волны облучателя в плоский волновой фронт апертуры антенны.

Линза изготавливается из диэлектрического радиопрозрачного материала: полистирола, фторопласта. Профиль линзы представляет собой гиперболу или эллипс.

Ширину диаграммы направленности в горизонтальной и вертикальной плоскостях вычисляют из соотношений:

$$\alpha_z = \frac{65\lambda}{D_r}; \theta = \frac{51\lambda}{D_r}, \quad (3.35)$$

где α_z, θ – (град), D_r (м) – ширина линзы, D_b (м) – высота линзы.

Фокусное расстояние f_ϕ , на котором располагается облучатель от плоскости линзы, получают из соотношения:

$$f_\phi = 0,5D_b. \quad (3.36)$$

Обтекатели антенн

Обтекатели предназначены для защиты антенны от воздействия внешней среды. При этом должно обеспечиваться прохождение электромагнитной энергии через обтекатель с наименьшими потерями и минимальными искажениями формы диаграммы направленности антенны. Существующие в настоящее время обтекатели подразделяются на несколько типов, основными из которых являются полуволновые однослойные,

тонкостенные, многослойные и обтекатели с низкой диэлектрической проницаемостью.

Хотя обтекатели изготавливаются из диэлектриков, обладающими малыми потерями на СВЧ, установка обтекателя, выполненного даже из лучших радиопрозрачных материалов, приводит к изменению коэффициента усиления антенны, уровню и положению боковых лепестков, ширины и формы диаграммы направленности.

На обтекателях теряется около 10% излучаемой мощности.

3.3. Передающее устройство

Генераторы СВЧ

Передающее устройство судовой РЛС генерирует периодическую последовательность мощных коротких радиоимпульсов. Передатчик состоит из модулятора и генератора СВЧ на импульсном магнетроне.

Периодическое излучение радиоимпульсов обеспечивается с помощью синхронизирующих импульсов, формируемых в синтезаторе частоты опорного генератора.

Опорные генераторы в радиоэлектронных устройствах различного назначения используются для формирования когерентных высокочастотных последовательностей и других видов последовательностей, привязанных к единой шкале времени генератора. Степень когерентности формируемых последовательностей зависит от относительной стабильности частоты опорного генератора $\Delta f/f$, где f – номинал частоты, Δf – расстройка по частоте. Относительная стабильность частоты кварцевых генераторов (термостатированных или с термокомпенсацией) лежит в пределах $10^{-7} \dots 10^{-9}$, атомно-лучевых стандартов частоты – $10^{-11} \dots 10^{-12}$. Выходная мощность высокостабильных генераторов мала и исчисляется десятками долями Вт.

Принципиально новое решение для создания периодической последовательности СВЧ-радиоимпульсов в радиолокационных станциях найдено путем создания импульсных магнетронов. Магнетрон совместно с импульсным

модулятором одновременно выполняет функции генератора, модулятора и усилителя мощности. Недостаток магнетрона – плохая стабильность частоты, около 10^{-4} . Излучаемая последовательность импульсов некогерентна, т.к. начальная фаза и частота каждого последующего импульса отличается от начальной фазы и частоты предыдущего импульса. Поэтому судовые РЛС называют РЛС с некогерентным излучением импульсов. Этот недостаток не является существенным, т. к. вся обработка принимаемой информации производится не в высокочастотном тракте приемника, а после детектора. В высокочастотном тракте лишь осуществляется внутриимпульсная фильтрация сигналов. Стабильность частоты передатчика РЛС достаточна для фильтрации высокочастотных импульсов, учитывая возможность подстройки частоты.

Магнетрон – это, упрощенно, диод, обычно цилиндрический, помещенный в магнитное поле.

Магнетрон является генератором сверхвысокой частоты (ГСВЧ) с самовозбуждением и предназначен для преобразования энергии постоянного тока в энергию колебаний сверхвысокой частоты.

Преобразование происходит в пространстве взаимодействия 1, находящемся между цилиндрическим катодом С и анодным блоком А (рис. 3.26).

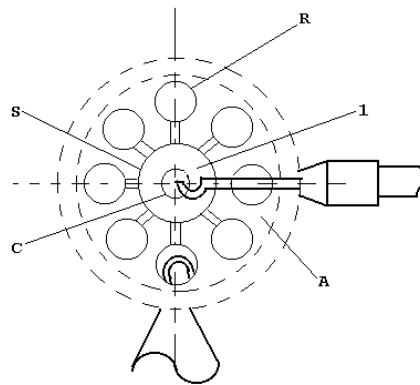


Рис. 3.26

При работе на катод подается отрицательный потенциал относительно заземленного анодного блока. В анодном блоке параллельно его оси просверливают ряд резонаторов R , открытых в пространство взаимодействия таким образом, что поверхность анода состоит из чередующихся сегментов и щелей. Края полых резонаторов открыты в камеры, называемые концевыми пространствами, в которых проходят силовые линии, переходящие из одного резонатора в другой.

Мощность отбирается из одного из резонаторов в волновод с помощью петли связи L , составляющей часть выходного контура.

Совокупность полых резонаторов, концевых пространств, связей и выходного контура называется резонансной или колебательной системой.

Оксидный катод C нагревается с помощью расположенного внутри него вольфрамового или молибденового спирального подогревателя, концы которого соединены механически с двумя катодными вводами, поддерживаемыми с помощью стеклянных трубок, обеспечивающих изоляцию между анодом и катодом.

Необходимое магнитное поле вдоль оси катода создается электромагнитом или постоянным магнитом. В пакетированном магнетроне магнитная система является составной частью конструкции магнетрона. Указанным способом удается значительно уменьшить массу магнетрона.

Высокочастотное поле, взаимодействуя с постоянным электрическим и магнитным полями, заставляет электроны двигаться по спирали к анодному сегменту.

Угловая скорость электронов равна угловой частоте генерируемых колебаний.

Значение генерируемой частоты f определяется из соотношения:

$$f = \frac{4\pi U_a}{r_a^2 B}, \quad (3.37)$$

где U_a – потенциал анода, r_a – радиус анода, B – магнитное поле,

n – число пар сегментов.

Магнетрон генерирует в импульсном режиме сверхвысокочастотные колебания с мощностью значительно большей, чем мощности, получавшиеся ранее другими способами. Импульсный магнетрон был создан во время второй Мировой войны.

В РЛС с импульсным излучением скважность сигнала более 1000. При такой скважности можно получить без перегрева магнетрона импульсные мощности в тысячу и более раз превышающие мощности при непрерывной генерации. Разработаны магнетроны, эффективно работающие при подводимой мощности в импульсе порядка несколько сотен киловатт и с выходной мощностью более 100 кВт.

Эффективность работы импульсных магнетронов определяется тремя особенностями его конструкции:

1. Используется оксидный катод большого диаметра с большой эмитирующей поверхностью. В условиях импульсного режима оксидный катод может обеспечить импульсную эмиссию порядка 10 А/см^2 . Возможность десятикратной эмиссии в импульсе по сравнению с постоянной эмиссией позволяет получить весьма большие импульсные мощности.

2. Анодный блок составляет часть вакуумной оболочки прибора. При такой конструкции обеспечивается хорошая теплопроводность блока, что позволяет использовать для охлаждения магнетрона лишь воздушное охлаждение.

3. Отдельные резонаторы соединены между собой проводящими элементами, так называемыми связками. Применение связок повышает коэффициент полезного действия до 30...50% и стабильность работы в широком диапазоне мощностей.

Принципиальная схема импульсного магнетронного генератора приведена на рис. 3.27.

Вторичная обмотка трансформатора накала находится под высоким отрицательным импульсным напряжением.

Переменное напряжение накала равно 6,3 В. Оно требуется только для разогрева катода перед подачей высокого напряже-

ния. При включении высокого напряжения напряжение накала обычно уменьшается до 4 В с помощью резистора R.

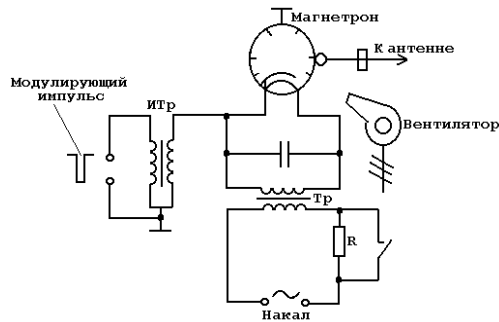


Рис. 3.27

Изоляция между вторичной обмоткой трансформатора накала и корпусом, а также между обмотками должна быть рассчитана на полное анодное напряжение магнетрона.

Чтобы не вызывать заметного искажения формы модулирующих импульсов, которые подаются на вход импульсного трансформатора ИТр, емкость вторичной обмотки трансформатора накала Тр должна быть возможно меньше (не более нескольких десятков пФ).

В настоящее время находит широкое применение безнакальные магнетроны.

Основные их преимущества:

- высокая надежность (наработка на отказ более 10000 часов);
- отсутствие накальных цепей, особенно накального трансформатора ТР, находящегося под высоким напряжением, что повышает надежность и КПД передатчика в целом.

Основная особенность указанных магнетронов заключается в особой конструкции катода магнетрона (в виде острия, тоньше человеческого волоса).

В сочетании со специальным материалом катода и приложенным высоким напряжением это позволяет создать на поверхности катода напряженность поля, способного «выры-

вать» электроны со сверхтонкой поверхности без применения накала.

Импульсные модуляторы

Импульсные модуляторы предназначены для формирования видеоимпульсов высокого напряжения, которые подаются на катод магнетрона для выработки радиоимпульсов сверхвысокой частоты заданной длительности и формы.

Накладываются высокие требования к длительности фронтов и к форме вершины модулирующих импульсов. Для обеспечения нормального режима работы магнетрона и устранения нежелательных колебаний в нем длительность фронта модулирующего импульса должна быть в пределах $(0,1 \dots 0,2)\tau_{и}$, где $\tau_{и}$ – длительность импульса. Вершина импульса должна быть плоской.

Разработаны различные схемы импульсных модуляторов, обеспечивающих получение модулирующих импульсов заданной формы, длительности, частоты следования и амплитуды.

Принцип работы импульсного модулятора поясняется структурной схемой, приведенной на рис. 3.28.

Схема содержит в своем составе следующие основные элементы: высоковольтный выпрямитель (ВВВ), ограничитель, накопитель энергии, коммутирующий прибор К, шунтирующий элемент (ШЭ) и нагрузку в виде генератора сверхвысокой частоты (ГСВЧ). Когда коммутирующий прибор разомкнут, накопитель энергии заряжается от высоковольтного выпрямителя через ограничитель и шунтирующий элемент.

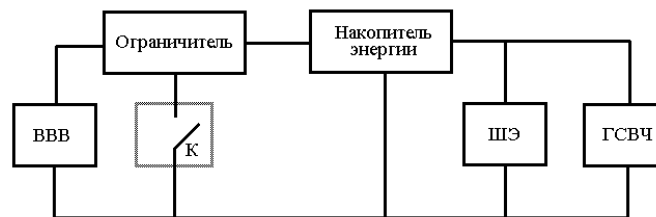


Рис. 3.28

В момент замыкания коммутирующего прибора происходит разряд накопителя энергии на нагрузку (магнетронный генератор), вследствие чего на зажимах нагрузки возникает импульс напряжения заданной длительности.

С энергетической точки зрения импульсный модулятор является трансформатором мощности, так как энергия запасается в накопителе в течение промежутка времени T_u между импульсами, а отдается нагрузке в течение длительности импульса τ_u .

Мощность, потребляемая накопителем энергии от источника питания,

$$P_o = \frac{W}{\eta_3 T_u},$$

где W – энергия, запасаемая в накопителе;

η_3 – к. п. д. зарядной цепи.

Мощность, получаемая генератором СВЧ во время разряда накопителя,

$$P = \eta_p \frac{W}{\tau_u},$$

где η_p – к. п. д. разрядной цепи.

Откуда отношение мощностей

$$\frac{P}{P_o} = \eta_3 \eta_p \frac{T_u}{\tau_u} = \eta_3 \eta_p Q,$$

где Q – скважность.

Обычно к. п. д. зарядной и разрядной цепи имеют величины 0,8–0,9, $Q \approx 1000$. Мощность, получаемая нагрузкой, оказывается во много раз больше, чем мощность, потребляемая от источника питания. Это позволяет применять источники питания сравнительно малой мощности, для чего используют кенотронные выпрямители, обеспечивающие получение высоких выпрямленных напряжений при небольшой силе тока.

Накопителем энергии может служить емкость или индуктивность. В первом случае энергия запасается в электрическом поле $W_C = \frac{CU_C^2}{2}$, во втором – в магнитном поле $W_L = \frac{LI_L^2}{2}$.

В качестве емкостного накопителя применяют конденсатор или разомкнутую на конце длинную линию. Индуктивным накопителем является катушка индуктивности или замкнутая на конце длинная линия.

В зависимости от накопителя выбирается тип коммутирующего прибора. Когда накопителем служит конденсатор, то коммутирующий прибор должен быть так называемого «жесткого» типа, работающий на замыкание и размыкание. Таким прибором является, например, электронная лампа.

Если в качестве накопителя используется длинная линия, то применяют приборы мягкого типа – газоразрядные, работающие только на замыкание, или управляемые полупроводниковые диоды-тиристоры.

Если в качестве коммутирующего прибора применяются катушки нелинейной индуктивности, то такие модуляторы получили название магнитных импульсных модуляторов.

Узел модулятор-магнетрон в современных судовых РЛС способен формировать импульсы длительностью 0,05...1,0 мкс с частотой следования 400...1300 Гц и импульсной мощностью 1,5...80 кВт.

3.4. Приемное устройство

Структурная схема

Приемное устройство усиливает принятые от целей отраженные сигналы, преобразует их в видеоимпульсы, которые поступают в устройство первичной и вторичной обработки индикаторного устройства.

Если структурную схему передатчика можно представить в виде одного модуляторно-магнетронного узла, то структурная схема приемника, приведенная на рис. 3.29, состоит из большого числа функциональных блоков.

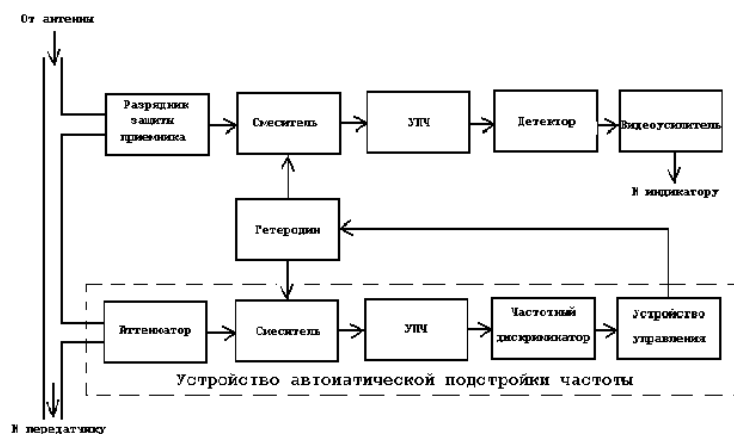


Рис. 3.29

Приемное устройство состоит из двух частей: собственно приемника и устройства автоматической подстройки частоты, с помощью которого обеспечивается подстройка частоты гетеродина для компенсации возможных уходов частоты магнетрона передатчика и гетеродина приемника.

На рис. 3.29 структурная схема автоматической подстройки частоты гетеродина обведена пунктирной линией.

Приемное устройство выполнено по схеме супергетеродинного приемника, обеспечивающего прием сигналов на частоте магнетронного передатчика судовой РЛС.

Усилитель высокой частоты на входе приемника может отсутствовать. В этом случае сигнал с выхода волноводной линии непосредственно поступает на смеситель, а затем усиливается в УПЧ. Ранее отмечалось, что размещение приемника и передатчика в антенном блоке позволяет значительно уменьшить необходимую мощность, излучаемую передатчиком РЛС из-за отсутствия потерь мощности в волноводной линии.

В дальнейшем расчет необходимой чувствительности приемника будет производиться для наихудшего случая, когда приемник размещен на конце волноводной линии.

Чувствительность

В диапазоне СВЧ основным источником помех приему сигналов (кроме взаимных помех от других радиоэлектронных средств) является флюктуационный шум. Влиянием атмосферных и импульсных помех можно пренебречь.

Флюктуационный шум, ограничивающий чувствительность приемника, возникает из-за теплового шума последовательно включенных устройств (рис. 3.29). Мощность шума измеряется в ваттах, поэтому чувствительность приемника РЛС тоже измеряется в ваттах.

Чувствительность приемника определяется минимальной величиной номинальной мощности отраженных радиосигналов P_{np} , которую должна отдать антенна приемнику для обеспечения удовлетворительного приема сигналов на фоне шума. Для удовлетворительного приема сигналов должно быть обеспечено достаточное отношение m мощностей сигнала и шума на входе детектора приемника. Это отношение называется коэффициентом различимости.

Величина минимальной мощности сигнала P_{np} определяется из выражения:

$$P_{np} = kT\Delta f_{УПЧ} mN_{ш}, \quad (3.38)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К; T – абсолютная температура приемника в градусах; $\Delta f_{УПЧ}$ – полоса пропускания УПЧ приемника на уровне 0,5 от максимальной мощности; $N_{ш}$ – коэффициент шума приемника.

Температура приемника обычно принимается равной $+17^\circ\text{C}$ (290 абсолютной температуры).

Под коэффициентом шума понимается число, показывающее во сколько раз отношение мощностей сигнала и шумов, отдаваемых сигнал-генератором (антенной) приемнику, больше отношения мощностей сигнала и шумов на входе детектора приемника. При определении коэффициента шума предполагается, что внутреннее сопротивление сигнал-генератора равно сопротивлению излучения антенны, а температура генератора равна температуре приемника.

Для идеального приемника коэффициент шума равен единице. Чем больше коэффициент шума приемника, тем больше уровень шумов на входе детектора создают собственные шумы каскадов приемника.

Приближенная формула для расчета коэффициента шума приемника

$$N_{ш} \approx \frac{t_{np} + N_{УПЧ} - 1}{K_{вл} K_{разр} K_{np}}, \quad (3.39)$$

где t_{np} – относительная температура шумов преобразователя частоты (в состав преобразователя частоты входят гетеродин и смеситель); $N_{УПЧ}$ – коэффициент шума усилителя промежуточной частоты; $K_{вл}$, $K_{разр}$, K_{np} – коэффициенты усиления по мощности соответственно волноводной линии, разрядника на входе приемника, преобразователя частоты.

С учетом существующей элементной базы принимают $t_{np} = 2,7$; $K_{np} = 0,8$; $K_{разр} = 0,23$; $N_{УПЧ} = 1,77$. Если длина волноводной линии 15 м, то $K_{вл} = 0,7$.

Получим

$$N_{ш} \approx \frac{2,7 + 1,77 - 1}{0,7 \cdot 0,8 \cdot 0,23} = 27.$$

В современных РЛС, когда приемопередатчик расположен в непосредственной близости от антенны, и используются мал шумящие усилители на входе приемника, коэффициент шума приемников в трехсантиметровом диапазоне лежит в пределах 4...8 (6...9дБ), в десятисантиметровом диапазоне не превышает 2 (3 дБ).

По данным 1980 г. коэффициент шума приемников РЛС трехсантиметрового диапазона составлял 50 (17 дБ), а десятисантиметровых – 30 (15 дБ). Таким образом, за прошедшие 25 лет коэффициент шума уменьшился более, чем в 10 раз.

Для приема радиолокационных сигналов современным супергетеродинным приемником достаточно, чтобы на сантиметровых волнах номинальная мощность сигнала в им-

пульсе на входе приемника (чувствительность приемника) достигала $10^{-12} \dots 10^{-13}$ Вт, а на дециметровых волнах – $(1,5 \dots 5) 10^{-14}$ Вт.

Интересно сопоставить чувствительность приемников РЛС и приемников радионавигационных систем ГЛОНАСС, GPS. Чувствительность приемников в судовых приемоиндикаторах ГЛОНАСС/GPS должна быть не хуже 10^{-16} Вт.

СВЧ-смесители

В сантиметровом диапазоне волн в качестве смесителей используются кристаллические детекторы с вольтамперной характеристикой вида:

$$i_a = i_0 (e^{aU_a} - 1), \quad (3.40)$$

где i_0 , a – постоянные величины.

График характеристики представлен на рис. 3.30.

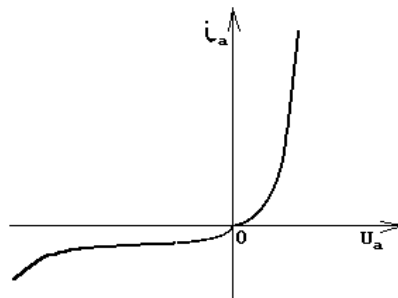


Рис.3.30

Полупроводниковые смесители имеют малую входную емкость и малый уровень шумов.

В качестве нелинейного сопротивления смесительных диодов используют полупроводниковую структуру, образованную контактом металл – полупроводник. Существуют две разновидности диодов данной структуры: точно-контактные и диоды с барьером Шоттки. В точно-контактных смесителях используются детекторы, образуемые контактом вольфрамовой пружины с кристаллом кремния (рис. 3.31).

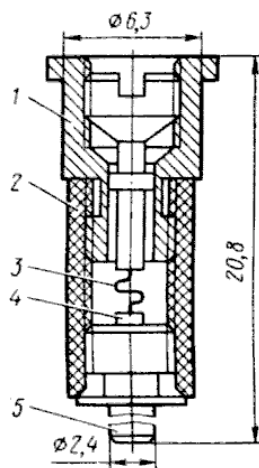


Рис.3.31

Конец пружины – острый, и емкость, шунтирующая контактный слой, получается очень малой – ниже 1 пФ. Контактная точка подбирается в процессе производства, после чего детектор помещается в патрон для защиты от повреждений и заливается воском, чтобы избежать нарушения контакта при действии вибрации и защитить детектор от влаги.

Анодом диода служит контактная пружина 3, катодом – кристалл полупроводника (кремний или германий). Корпусом служит керамическая трубка 2, соединение диода со смесительной камерой осуществляется с помощью головки 1. Проводник 5 представляет СВЧ вход.

Конструктивно смесительный диод расположен в смесительной камере, которая выполнена в виде отрезка волновода. Принимаемые импульсные сигналы из антенны поступают через разрядник защиты приемника РЗП в смесительную камеру и воздействуют на кристаллический диод Д (рис. 3.32). В эту же камеру поступают колебания, генерируемые гетеродином. Частота гетеродина выбирается выше частоты сигнала на величину промежуточной частоты приемника. В результате смешения этих двух частот и детектирования образуются на выходе кристаллического детектора Д импульсные сигналы промежуточной частоты, которые подаются по коаксиальному кабелю на вход УПЧ.

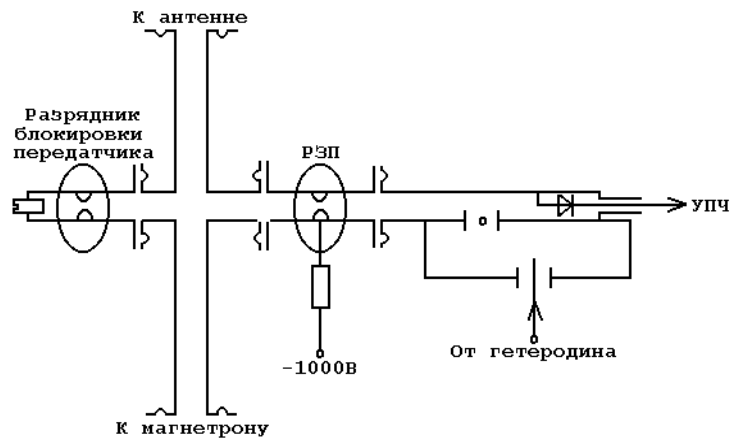


Рис. 3.32

Наивыгоднейшее соотношение амплитуд сигнала и гетеродина, обеспечивающее наибольший коэффициент преобразования, достигается регулировкой штыря, имеющего резьбу.

У диодов с барьером Шоттки выпрямляющий контакт металл – кристалл создается путем напыления слоя металла на поверхность полупроводника. Эти диоды характеризуются более высокой механической и электрической прочностью, меньшим сопротивлением потерь, меньшим коэффициентом шума. Недостаток – необходимость использования гетеродина с большей мощностью. Для уменьшения шумов в 1,5...2 раза, создаваемых гетеродином, а также для уменьшения влияния высокочастотного тракта на частоту гетеродина, применяется балансная схема смесителя. Основой балансной схемы является двойное волноводное Т-образное соединение (рис. 3.33).

В симметричных плечах разветвления находятся два кристаллических детектора D_1 и D_2 . Выходы обоих детекторов присоединены к дифференциальному трансформатору Tr усилителя промежуточной частоты.

Колебания сигнала, распространяясь в разветвлении, достигают кристаллических детекторов, расположенных на одинаковом расстоянии от центра разветвления, со сдвигом по

фазе на 180° , а колебания гетеродина – с разностью фаз, равной нулю.

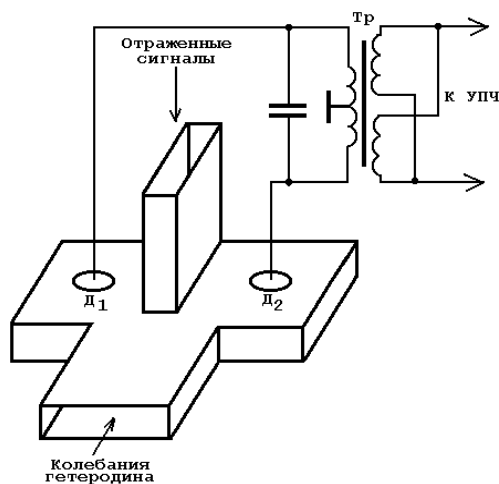


Рис. 3.33

Во внешней цепи детекторов в результате смещения и детектирования обоих колебаний возникают токи промежуточной частоты, изменяющиеся в противофазе. Эти токи индуцируют во вторичной обмотке дифференциального трансформатора равные по амплитуде и совпадающие по фазе напряжения промежуточной частоты, которые подаются на вход УПЧ приемника.

Помимо уменьшения шумов гетеродина балансная схема подавляет все четные гармоники промежуточной частоты:

$$f_{\text{УПЧ}} = mf_z - nf_c.$$

СВЧ-гетеродины

В качестве гетеродинов в схемах радиолокационных приемников используются генераторы непрерывных колебаний СВЧ. Относительная нестабильность частоты такая же, как у магнетронов, около 10^{-4} . Наиболее распространенными типами гетеродинов являются отражательные клистроны, полупроводниковые генераторы.

Отражательные клистроны. Основными преимуществами клистронных гетеродинов является возможность работы в широком диапазоне частот – на сантиметровых и миллиметровых волнах; возможность автоматического управления частотой гетеродина; небольшие габаритные размеры и масса.

К недостаткам следует отнести необходимость использования для питания клистрона высокостабильного источника питания, а на миллиметровых волнах – применять принудительное охлаждение.

Схема отражательного клистрона приведена на рис. 3.34

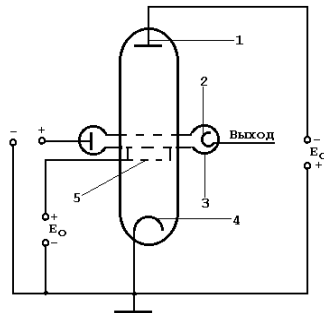


Рис. 3.34

Отражательный клистрон состоит из катода с фокусирующим электродом 4, ускоряющего электрода (анода) 5, объемного резонатора с сетчатыми стенками 3 и отражательного электрода 1. На анод 5 подается положительное напряжение E_0 , на отражательный электрод 1 – отрицательное напряжение относительно катода 4.

Энергия СВЧ, создаваемая в резонаторе 3, извлекается с помощью петли связи 2 коаксиального вывода.

Под действием ускоряющего поля резонатора электроны подходят к первой сетке резонатора и возбуждают заряды положительного знака. Это приводит к возникновению собственных колебаний резонатора, в результате чего между его сетками образуется переменное высокочастотное поле. Это поле в зависимости от фазы будет ускоряюще или замедляюще действовать на электроны потока, в результате чего они будут выходить из резонатора с разными скоростями. Перемещаясь далее, электроны попадают в тормозящее поле отражателя и, не

доходя до него, возвращаются обратно к резонатору. Поэтому клистрон называется отражательным. Важно отметить, что как при прямом ходе к отражателю, так и при обратном пролете происходит группирование электронов, имеющих одинаковые скорости, в группы или «пачки».

Соотношения между размерами клистрона (межэлектродные расстояния) и напряжения на электродах выбраны так, чтобы электроны возвращались к резонатору «пачками» в те моменты времени, когда переменное поле резонатора оказывает на них тормозящее поле. При этом электроны теряют часть своей кинетической энергии и отдают ее полю. В данном случае эта отдаваемая энергия используется для поддержания колебательного процесса в резонаторе.

Тормозящее поле образуется один раз за период колебаний высокочастотного поля в резонаторе. Возвращение энергии заторможенными электронами может происходить в любой отрицательный полупериод. Поэтому необходимым условием для поддержания колебаний является подбор такого напряжения на отражателе при постоянном значении ускоряющего напряжения на резонаторе, при котором время пролета $t_{пр}$ электрона от резонатора к отражателю и обратно было бы кратно периоду колебаний резонатора T

$$t_{пр} = nT, \text{ где } n = 1, 2, 3... \text{ и т. д.}$$

Частота колебаний, генерируемых клистроном, может в небольших пределах изменяться путем изменения потенциала отражателя или путем подстройки резонатора посредством изменения положения плунжера, изменяющего объем резонатора.

По петле связи, переходящей в коаксиальный кабель, генерируемая энергия подается в цепь кристаллического смесителя преобразователя частоты.

Мощность клистронов, используемых в качестве гетеродинов, лежит в пределах нескольких Вт, к. п. д. достигает 10...15%.

Полупроводниковый гетеродин содержит активный полупроводниковый элемент и так же, как и клистронный генератор, колебательную систему – резонатор.

В качестве активных элементов применяются полупроводниковые лавинно-пролетные диоды (ЛПД) и диоды с объемным эффектом (ДОЭ), получившие название диодов Ганна. Полупроводниковые гетеродины по сравнению с клистронами отличаются экономичностью питания, большим сроком службы, малыми габаритами и массой.

Процесс преобразования постоянной энергии питания в энергию колебаний СВЧ возникает при повышении напряжения питания до величины пробивного. Возникает лавинный пробой запирающего слоя $p-n$ перехода. В объемном резонаторе создается пульсирующее напряжение, состоящее из приложенного постоянного напряжения пробоя, и переменное напряжение. В связи с тем, что ток сильно зависит от приложенного напряжения, в момент положительного полупериода ток диода сильно увеличивается, а в момент отрицательного уменьшается до нуля. Создается высокочастотное поле, тормозящее движение зарядов, которые отдают энергию в контур генератора, поддерживая в нем высокочастотные колебания.

Конструктивно (рис. 3.35) генератор на лавинно-пролетном диоде представляет собой объемный резонатор 6 с размещенным в нем диодом 4. Через окно связи 2 резонатор связан со смесительной камерой (нагрузкой) 1. Величина связи с нагрузкой регулируется винтом 3. Собственная частота объемного резонатора изменяется с помощью винта 5. Элемент 7 является дросселем СВЧ, препятствующим просачиванию энергии. Постоянное напряжение подается через контакт 8.

В генераторах на лавинно-пролетных диодах применяются германиевые (малошумящие), кремниевые (в миллиметровом диапазоне), арсенид-галлиевые (мощные) диоды. Напряжение питания для различных типов ЛПД имеет величину 20...100 В при токе 10...50 мА. Выходная мощность 10...500 мВт.

Широкое распространение получили также лавинно-пролетные гетеродины на диодах с объемным эффектом, получившие название диодов Ганна.

Диод Ганна содержит тонкую пластину арсенида галлия размером 0,1×0,15 мм, на обе поверхности которой нанесены металлические контакты. Электрод, на который подается по-

ложительное напряжение, называется анодом, а второй электрод-катодом.

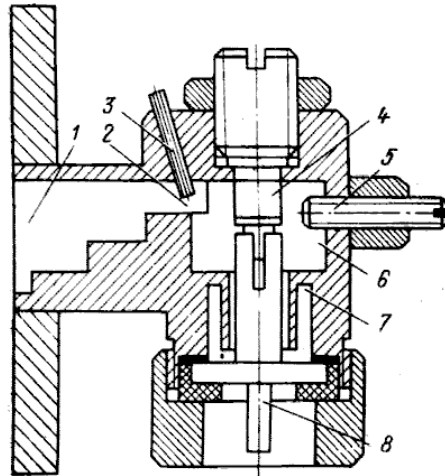


Рис. 3.35

Процесс преобразования энергии постоянного тока в энергию колебаний СВЧ в диодах Ганна, в отличие от диодов с $p-n$ переходом, происходит во всем объеме полупроводника. Поэтому такие генераторы назвали генераторами с объемным эффектом.

Когда приложенное к полупроводнику постоянное напряжение окажется больше предельного, между контактами в узком слое полупроводника образуется очень сильное электрическое поле и у катода создается дипольный объемный заряд, называемый электрическим доменом. Домен с определенной скоростью перемещается от катода к аноду и, достигнув анода, исчезает. Частота появления и исчезновения домена зависит от толщины пластины. В моменты появления и исчезновения домена ток в цепи диода резко изменяется, т.е. имеет импульсный характер. Первая гармоника импульсного тока возбуждает высокочастотные колебания в объемном резонаторе.

Гетеродины на диодах с объемным эффектом имеют выходную мощность 10... 500 мВт, напряжение питания 6...12 В, к. п. д. 0,1...8 %.

Усилители промежуточной частоты

На выходе смесителя промежуточная частота выбирается в пределах 19...90 МГц. Чаще всего приемники судовых РЛС имеют промежуточную частоту 30 и 60 МГц. Усилители промежуточной частоты (УПЧ) работают в диапазоне ОВЧ, в котором в качестве усилителей могут быть использованы микросхемы, а также сверхбольшие интегральные схемы (СБИС). Наибольшее применение в качестве активных элементов находят схемы усилителей с общим эмиттером, общей базой, каскадные схемы, а также дифференциальные усилители.

Полоса пропускания УПЧ выбирается в пределах 3...30 МГц в зависимости от длительности зондирующего импульса τ_u . Примерное соотношение $\Delta f_{УПЧ} = 2 / \tau_u$.

Избирательные системы выполняются с использованием структур на поверхностных акустических волнах (ПАВ), которые в последнее время применяются не только в качестве избирательных фильтров, но и как линии задержки, а также дисперсионные фильтры для сжатия во времени частотно-модулированных импульсов. Поверхностные акустические волны распространяются в тонком поверхностном слое. Волны возбуждаются и принимаются с помощью встречно-штыревых преобразователей, нанесенных в виде металлического напыления на поверхность пьезодиэлектрика (например, кварца), как показано на рис. 3.36.

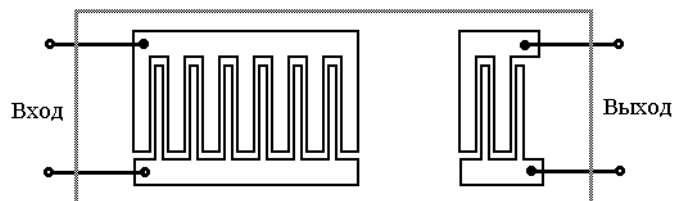


Рис. 3.36

Для изготовления встречно-штыревых преобразователей используют метод прецизионной фотолитографии (для частот до 1...2 ГГц).

Фильтры на ПАВ имеют малые габариты и хорошие избирательные характеристики.

Уменьшение массо-габаритных характеристик аппаратуры важно, если предусмотрено размещение приемо-передатчика непосредственно у антенны РЛС.

Усилители промежуточной частоты, как правило, имеют временную автоматическую регулировку усиления (ВАРУ). Необходимость ВАРУ вызвана тем, что на входе приемника мощность сигналов, отраженных от целей с одинаковой эффективной поверхностью рассеивания $S_{эф}$, обратно пропорциональна четвертой степени от дистанции, на которой расположены цели. Поэтому динамический диапазон принимаемых сигналов велик.

По требованию ИМО надводные объекты должны четко индентифицироваться, начиная с минимального расстояния 50 м (по горизонтали) до расстояния в 1 милю, при неизменном положении органов управления, кроме переключателя шкал дальности.

Если максимальную дистанцию до цели ограничить 96 милями, то отношение максимальной дистанции к минимальной будет составлять $96 \cdot 1852/50 = 10^{3,56} \approx 35$ дБ. Это значит, что принимаемые мощности отраженных сигналов от одинаковых целей, находящихся на этих двух дистанциях, будут отличаться в 10^{14} раз, т. е. на 140 дБ. Такой динамический диапазон линейности в приемнике (в каскадах УПЧ) получить невозможно. Чтобы избежать перегрузки каскадов усиления, применяется ВАРУ, с помощью которой мощности сигналов на входе детектора приемника примерно одинаковы при приеме отраженных сигналов от целей, находящихся на разных дистанциях (если эффективная поверхность рассеивания целей одна и та же). Работа схемы формирователя ВАРУ поясняется рис. 3.37.

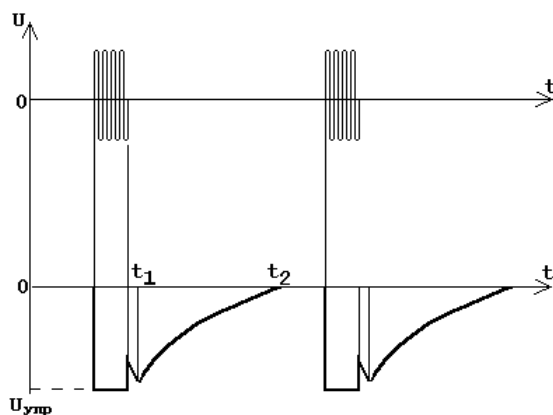


Рис. 3.37

Форма спада управляющего напряжения на интервале времени от t_1 до t_2 подбирается таким образом, чтобы компенсировать влияние дистанции на величину мощности сигнала на выходе приемника. Принципиальная схема формирователя управляющего напряжения временной автоматической регулировки усиления (ВАРУ) приведена на рис. 3.38.

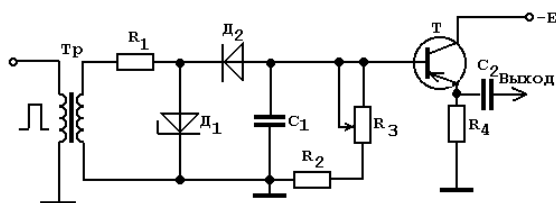


Рис. 3.38

Видеоимпульс положительной полярности, синхронный во времени с зондирующим радиоимпульсом, подается на вход схемы. На выходе трансформатора Тр инвертированный импульс ограничивается по амплитуде стабилитроном D_1 и заряжает через диод D_2 конденсатор C_1 .

Когда запускающий импульс заканчивается, конденсатор C_1 разряжается через сопротивления резисторов R_2 и R_3 , созда-

вая на базе транзистора эмиттерного повторителя Т отрицательное экспоненциально изменяющееся напряжение ВАРУ. Это напряжение снимается с выхода эмиттерного повторителя и подается в качестве управляющего на каскады усилителя промежуточной частоты приемника.

Такой принудительной связью охватывается несколько каскадов УПЧ и несколько каскадов видеоусилителей, расположенных после детектора.

Указанный метод уменьшения коэффициента усиления приемника на малых дистанциях широко применяется для борьбы с помехами от взволнованной поверхности моря.

Однако полностью избежать перегрузки приемника с помощью ВАРУ не удастся, потому что на одной и той же дистанции могут находиться цели с разной эффективной поверхностью рассеивания $S_{эф}$, например, крупнотоннажные суда, шлюпки, буи, вежи и пр. Диапазон изменения $S_{эф}$ может достигать величин $10^4 \dots 10^5$ (40...50 дБ).

Избежать перегрузки приемника можно, если кроме ВАРУ коэффициент усиления УПЧ приемника по мощности будет подчиняться логарифмическому закону

$$P_{вых} = \lg P_{вх}, \quad (3.41)$$

где $P_{вых}$, $P_{вх}$ – мощности сигнала на выходе и входе УПЧ, соответственно.

На рис. 3.39 представлен график этой функции.

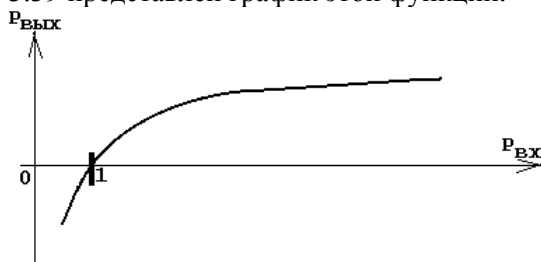


Рис. 3.39

Если входная мощность изменится от 1 до 10^n , то выходная мощность $P_{вых}$ изменится лишь в n раз.

Преимущество логарифмических усилителей заключается в их безынерционности, а также способности реагировать как

на регулярные, так и на случайные помехи и мгновенно восстанавливать чувствительность после воздействия сильных помех.

На рис. 3.40 представлена структурная схема одного каскада УПЧ, в котором логарифмическая характеристика получается путем шунтирования нагрузки нелинейными элементами в виде диодов D_1 и D_2 , включенных встречно-параллельно.

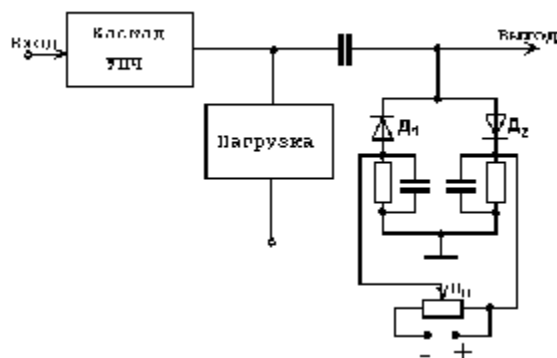


Рис. 3.40

Такое включение диодов необходимо для того, чтобы проводимость шунтирующего звена была одинакова как для положительного, так и для отрицательного полупериодов сигнала промежуточной частоты.

При малых значениях входных сигналов диоды заперты, т. е. амплитуда сигнала меньше подпиряющего напряжения $U_{п}$.

Как только напряжение сигнала $U_{вх}$ превысит $U_{п}$, диоды отпираются и начинают шунтировать нагрузку УПЧ. Коэффициент усиления каскада уменьшается, амплитудная характеристика каскада становится нелинейной и приближается по форме к логарифмической.

Автоматическая подстройка частоты

Из-за нестабильности генерируемой несущей частоты импульсным магнетроном и гетеродином приемника величина

промежуточной частоты на входе УПЧ может отличаться от центральной частоты $f_{УПЧ}$, на которую настроены избирательные системы УПЧ, на несколько МГц. В частности, отклонение частоты может достигать 10 МГц при смене магнетрона или клистрона. Значение несущей частоты излучаемых сигналов для РЛС X-диапазона обычно задается в виде $f_{сигн} = 9410 \pm 30 \text{ МГц}$, а для РЛС S-диапазона – $f_{сигн} = 3050 \pm 30 \text{ МГц}$.

В РЛС используется как ручная, так и автоматическая подстройка частоты (АПЧ) гетеродина приемника, обеспечивающая выполнение равенства:

$$f_{гет} - f_{сигн} = f_{УПЧ}, \quad (3.42)$$

где $f_{гет}$, $f_{сигн}$ – значения частот, генерируемых соответственно гетеродином приемника и импульсным магнетроном передатчика.

Работа системы автоматической подстройки частоты становится понятной после рассмотрения характеристики дискриминатора системы АПЧ (рис. 3.41).

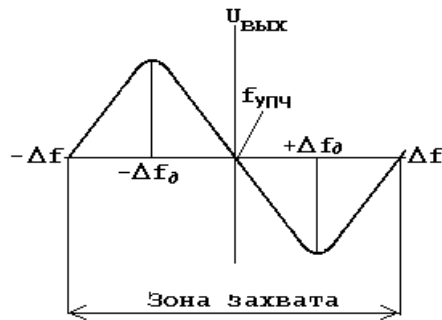


Рис. 3.41

Такую характеристику имеет устройство, принципиальная схема которого приведена на рис. 3.42.

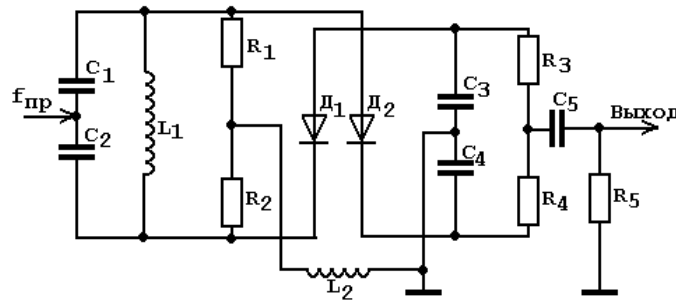


Рис. 3.42

Конденсаторы C_1 и C_2 совместно с общей индуктивностью L_1 образуют два последовательных контура L_1C_1 и L_1C_2 , настроенных соответственно на частоты $f_1 = f_{УПЧ} - \Delta f_0$ и $f_2 = f_{УПЧ} + \Delta f_0$, где Δf_0 – значение расстройки по частоте, соответствующее максимальному значению дискриминационной характеристики. Если частота колебаний, поступающая на вход дискриминатора, равна номинальному значению $f_{УПЧ}$, то сопротивление обоих контуров одинаково. На диоды D_1 и D_2 действует одинаковое по величине напряжение, и поэтому напряжение рассогласования $U_{вых}$, снимаемое с резистора R_5 , равно нулю. Напряжение $U_{вых}$ обеспечивает подстройку частоты гетеродина приемника.

Когда частота колебаний на входе дискриминатора понижается и становится, например, равной f_1 , то сопротивление последовательного контура C_1L_1 будет минимально, а сопротивление контура C_2L_1 оказывается большим. На диоде D_1 напряжение будет увеличиваться, и проходящий через него ток будет заряжать конденсатор C_4 . После окончания зондирующего импульса конденсатор C_4 разряжается через R_4C_5 и R_5 . На резисторе R_5 возникает напряжение положительной полярности, которое подается на управляющую схему, которая меняет частоту гетеродина.

При повышении разностной частоты до значения f_2 сопротивление контура C_2L_1 становится минимальным, а контура C_1L_1 – увеличивается. В этом случае проходящий через диод D_2 ток

будет заряжать конденсатор C_3 . Последний, разряжаясь через R_5 , C_5 и R_3 , создает на резисторе R_5 напряжение отрицательной полярности.

Таким образом, частотный дискриминатор служит для получения напряжения рассогласования с полярностью, зависящей от знака расстройки; величина этого напряжения пропорциональна величине расстройки.

Подстройка частоты гетеродина приемника будет осуществляться, если величина расстройки по частоте не превышает зоны захвата (рис. 3.41).

Если расстройка по частоте будет больше зоны захвата, тогда система АПЧ не будет работать.

Для того, чтобы система АПЧ работала при любых расстройках частоты в пределах ± 30 МГц, на схему, управляющую частотой гетеродина, подается пилообразное напряжение «поиска» сигнала с периодом следования зондирующих импульсов. Как только частота гетеродина становится такой, что значение промежуточной частоты на выходе смесителя попадает в полосу захвата АПЧ, напряжение на входе управляющей схемы запоминается и начинает работать система АПЧ. Во многих видах РЛС используется также ручная подстройка частоты.

Детектор и видеоусилители

Обработка сигналов в виде пачки импульсов с некогерентным высокочастотным заполнением для обнаружения и измерения параметров цели (дистанции и азимута) производится на выходе детектора огибающей приемника. При малом отношении сигнал – шум детектор должен быть квадратичным, при большом отношении – линейным. Из этого не следует, что необходимо использовать специальные детекторы огибающей, т. к. при малых напряжениях на входе характеристика детектора всегда квадратична.

Видеоусилители предназначены для усиления импульсов на выходе детектора до величины долей вольта, необходимой для работы бинарных или многоуровневых преобразователей напряжение – код. Видеоусилители должны усиливать без ис-

кажений импульсы, длительность которых лежит в пределах 0,05...1,2 мкс. Для этой цели могут быть использованы универсальные интегральные микросхемы, а также специализированные большие интегральные схемы, обеспечивающие усиление и дальнейшую цифровую обработку сигналов.

3.5. Индикаторы кругового обзора

В индикаторах кругового обзора (ИКО) современных цифровых РЛС используются растровые дисплеи ПЭВМ типа IBM PC AT с прямоугольным экраном.

Наиболее распространенным является монитор с видеоадаптером EGA (Enhanced Graphic Adapter), который имеет число элементов разрешения изображения 640 (по вертикали) и 350 (по горизонтали) при наличии 16 цветов из 64-х цветной палитры. Большинство программных пакетов рассчитано именно на этот тип графического адаптера, что превратило EGA в стандартный и широко распространенный адаптер в ПЭВМ.

Кроме адаптеров EGA существуют адаптеры фирмы Hercules, которые по своим параметрам мало отличаются от EGA, а также адаптеры SVGA.

Известны другие типы адаптеров: MDA – монохромные, CGA – 4-х цветные и адаптеры специального назначения.

В РЛС первого поколения с индикаторами на электронно-лучевых трубках (ЭЛТ) с послесвечением люминофора разрешающая способность определялась диаметром пятна, величина которого для ЭЛТ с магнитной фокусировкой приблизительно равнялась 0,5...0,8 мм.

В современных РЛС разрешающая способность дисплеев ПЭВМ определяется числом строк развертки, которая зависит от размеров пикселя. Пиксель – элемент различения изображения в видеокarte. Pixel – от английских слов picture element – (элемент изображения), обозначающий один элемент из большого массива графической информации. Пиксель несет в себе сведения о яркости и цвете небольшого участка изображения.

Плотность размещения пикселей по горизонтали и вертикали для разных дисплеев неодинакова.

При неодинаковой плотности при выводе изображения на экран изображения вытягиваются по вертикали или по горизонтали.

Для устранения этих искажений производится предварительное преобразование координат точек изображения.

Размеры пикселя зависят от типа дисплея. Адаптеры SVGA (1024×1024) имеют одинаковую плотность пикселей по горизонтали и вертикали. В цифровых судовых РЛС используются мониторы с разной плотностью пикселей по горизонтали и вертикали.

Вводится понятие эффективного диаметра экрана – это диаметр круга, вписываемого в прямоугольное поле экрана и предназначенного для отображения радиолокационной обстановки. Размер эффективного диаметра для трубок, используемых в РЛС, должен соответствовать международным стандартам на ИКО, и может быть меньше 180 мм для судов валовой вместимостью менее 150 т. Для судов валовой вместимостью от 300 до 1000 т – не менее 180 мм; для судов валовой вместимостью 1000 т и более, но менее 10000 т – не менее 250 мм; для судов валовой вместимостью 10000 т и более – не менее 340 мм.

В табл. 8.3 приведены характеристики современных дисплеев (размер по горизонтали, эффективный диаметр, число пикселей, цветность) для разных видов цифровых РЛС, используемых на судах различной валовой вместимости.

Число пикселей по горизонтали имеет величины в пределах 432...1024, по вертикали – 496...1200 в зависимости от размеров дисплея.

По требованиям ИМО на шкале дальности 1,5 мили на дальности 50...100% от номинала шкалы разрешающая способность по дальности должна быть не хуже 40 м, а по угловому положению – не хуже чем 2,5°.

Указанные требования выполняются в РЛС системно путем выбора в зависимости от шкал дальности длительности зондирующего импульса $\tau_u = 0,05...0,8$ мкс и ширины диаграммы направленности антенны $\alpha_z = 1...2^\circ$.

Важную роль в выполнении требований играют величины разрешающей способности индикаторов по дальности и по углу, которые могут быть рассчитаны с помощью выражений:

$$\Delta_{\delta}(\text{м}) = \frac{1,5 \cdot 1852 \cdot \Delta n}{D_{\text{эф}} / 2}; \quad (3.43)$$

$$\Delta_{\text{угл}}(\text{град}) = \frac{57,3 \cdot \Delta n}{D_{\text{эф}} / 4}, \quad (3.44)$$

где Δn – размер пикселя.

Разрешающая способность по дальности рассчитывается для дальности 1,5 мм (2778 м) с учетом радиуса экрана $\frac{D_{\text{эф}}}{2}$, используемого для отображения дальности.

Разрешающая способность по углу оценивается для худшего случая, когда азимут измеряется на дистанции, которая составляет 50% от номинала шкалы. Отсюда в выражении (3.27) в знаменателе используется величина $\frac{D_{\text{эф}}}{4}$.

Разрешающая способность по дальности определяет число метров дальности, приходящихся на один пиксель, а разрешающая способность по углу (азимуту) – величину угла (град), приходящуюся на один пиксель.

Разрешающая способность индикатора зависит от размера пикселя Δn и от эффективного диаметра трубки $D_{\text{эф}}$.

По требованию ИМО индикаторы средств автоматической радиолокационной прокладки должны иметь минимальный эффективный диаметр экрана не менее 250 мм.

3.6. Источники питания

Обеспечение блоков радиолокационных станций электроэнергией постоянного и переменного тока с необходимыми параметрами осуществляется средствами вторичного электропитания, которые используют энергию системы электроснабжения судна. В состав средств вторичного электропитания могут входить стабилизаторы постоянного и

переменного тока, выпрямители, конвертеры, статические инверторы, электромашинные преобразователи тока и другие устройства. Конструктивно они могут выполняться в виде отдельных агрегатов, блоков или располагаться в общем корпусе РЛС.

Первичными источниками электроэнергии на судне являются, как правило, дизель-генераторы трехфазного и однофазного переменного (50 или 60 Гц) или постоянного тока, а также аккумуляторы. В большинстве случаев величины напряжения и частоты первичного источника, а также их стабильность не удовлетворяют требованиям нормальной работы РЛС в заданных режимах. Кратковременные отклонения напряжения в судовой электросети от номинального значения при переключениях мощных потребителей могут достигать $U_{\text{ном}}^{+20\%}$ $^{-50\%}$. Мощность потребления электроэнергии от бортовой сети составляет от 100 ВА (малогабаритные РЛС фирм Furuno, Anritsu, Koden и т.) до 1,5 кВА (РЛС фирмы JRC JMA-8313/8613, JMA-8263/8513 и др.).

Существуют различные варианты подключения источников вторичного электропитания (ИВЭ) РЛС к судовой сети.

Для питания судовых РЛС разработки 60–70 годов с большим энергопотреблением (2...8 кВА) широко использовались электромашинные преобразователи электроэнергии типа АТО и АЛА, выполнявшие преобразование постоянного или переменного тока судовой бортовой сети в переменный ток повышенной частоты 400 или 427 Гц и предварительную стабилизацию напряжения.

Уменьшение энергопотребления РЛС позволило перейти к статическим инверторам и выпрямителям на полупроводниковых приборах. На рис.3.43 приведена схема питания судовой РЛС со статическим силовым инвертором преобразователем на 400 Гц. Инвертор преобразует постоянное напряжение судовой сети в переменное напряжение 110 В частоты 400 Гц. В случае питания РЛС от сети переменного тока частоты 50...60 Гц перед инвертором ставится выпрямитель.

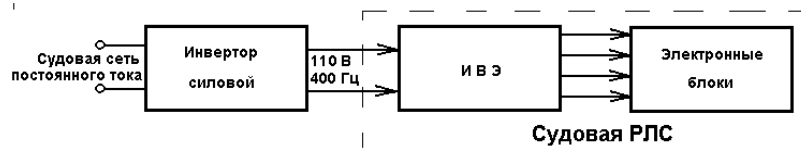


Рис.3.43

За последние годы источники вторичного электропитания судовых РЛС существенно изменились. За счет использования высокочастотного преобразования электроэнергии, экономичных импульсных методов регулирования и стабилизации напряжения удалось существенно повысить к. п. д. ИВЭ РЛС, уменьшить их габариты и массу, расширить диапазон стабилизации. Малогабаритные РЛС с мощностью потребления электроэнергии от судовой сети 100...250 ВА выпускаются преимущественно с импульсными ИВЭ, работающими при напряжении сети постоянного тока 10...40 В. Это позволило включать их непосредственно в судовую сеть постоянного тока 12, 24 или 36 В. В случае питания от сети постоянного тока более высокого напряжения на входе РЛС ставится конвертор (преобразователь уровня напряжения постоянного тока), при питании от сети переменного тока – выпрямитель, как показано на рис. 3.44.

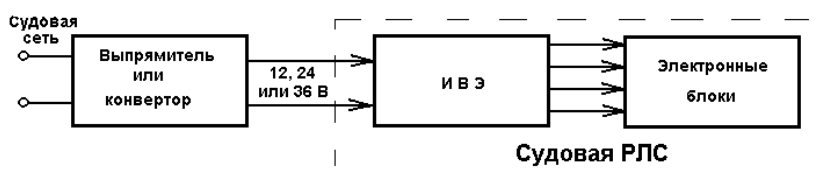


Рис.3.44

Применение пониженных напряжений для питания ИВЭ судовых РЛС приводит к увеличению тока потребления и дополнительным потерям на сетевом кабеле. Это обстоятельство необходимо учитывать при выборе соединительных кабелей по цепи питания. В качестве примера в табл. 3.5 приведены реко-

мендации по выбору сечения сетевого кабеля в зависимости от его длины для РЛС с мощностью потребления 100 ВА.

Таблица 3.5

Напряжение сети, В	Длина кабеля, м	Сечение кабеля, мм ²
12	3	3,5
	5	6,0
24	6	2,0
	10	3,5
36	8	2,0
	15	3,5

Если судовая бортовая сеть отличается очень низкой стабильностью (например, на малых рыболовных сейнерах), то рекомендуется включение РЛС через буферный аккумулятор, как показано на рис. 3.45.

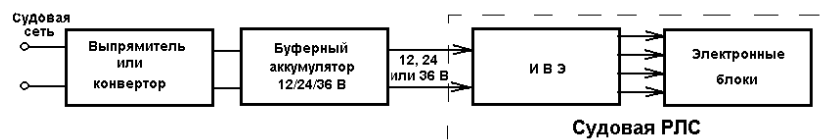


Рис.3.45

Импульсные ИВЭ РЛС работают на частотах 3...60 кГц. В качестве примера, на рис. 3.46 представлен ИВЭ судовой РЛС RA770UA.

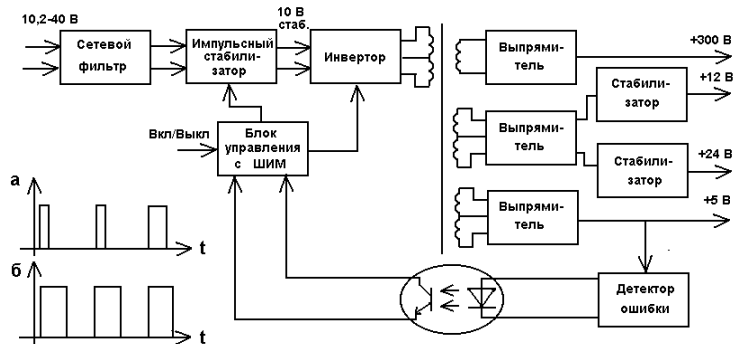


Рис.3.46

Он построен по схеме импульсного компенсационного стабилизатора с промежуточным преобразованием постоянного напряжения в импульсное. Входное напряжение 10,2...40 В через сетевой фильтр поступает на импульсный стабилизатор понижающего типа с накопительным дросселем и разрядными диодами, где преобразуется в пониженное стабилизированное постоянное напряжение 10 В, а далее с помощью двухтактного транзисторного инвертора – в периодическую последовательность импульсов постоянной амплитуды с частотой следования импульсов 60 кГц. Сквозность импульсов $Q = 2$.

Необходимые для работы блоков РЛС напряжения снимаются со вторичных обмоток трансформатора инвертора, выпрямляются и дополнительно стабилизируются с помощью стабилизаторов непрерывного действия. Одно из выходных напряжений ИВЭ (в рассматриваемом случае +5 В) сравнивается с опорным, и сигнал рассогласования через транзисторную оптопару поступает на блок управления ИВЭ. Блок управления вырабатывает две последовательности импульсов частотой 60 кГц:

- для управления ключевым транзистором импульсного стабилизатора – импульсы с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), длительность которых зависит от величины напряжения судовой сети и от отклонения выходного напряжения +5 В от заданного номинального значения (эпюра а, рис.3.46);
- для управления работой двухтактного инвертора – импульсы с постоянной сквозностью $Q = 2$ (эпюра б, рис. 3.46).

Импульсный режим работы ИВЭ позволяет получить высокий к. п. д. (до 80 %), практически независящий от величины напряжения судовой сети, хорошую стабильность выходных напряжений, малые габариты элементов блоков питания и фильтров. Гальваническую развязку между электронными блоками и судовой сетью обеспечивает силовой трансформатор на выходе инвертора и оптоэлектронная обратная связь.

Некоторым недостатком высокочастотных импульсных ИВЭ является повышенный уровень электромагнитных излучений, что приходится учитывать при обеспечении

электромагнитной совместимости судового радиоэлектронного оборудования.

Контрольные вопросы

1. Назовите основные узлы и устройства судовой РЛС.
2. Почему для передачи высокочастотной энергии нельзя использовать обычные двухпроводные линии?
3. В чем преимущества волноводов перед коаксиальными линиями?
4. Какова потеря передаваемой мощности по волноводной линии, если ее длина около 15 м?
5. Почему целесообразно размещать приемопередатчик в непосредственной близости от антенны?
6. Какой тип антенного переключателя используется в современных судовых РЛС?
7. Назовите виды поляризации сигналов.
8. Какую роль выполняет рупор на выходе щелевой антенны?
9. Какой тип волны и почему наиболее широко используется для передачи энергии по волноводу?
10. Как возбудить электромагнитную волну в волноводе?
11. Какие условия должны выполняться для получения бегущей волны?
12. Какова добротность объемных резонаторов?
13. Какова относительная стабильность частоты магнетрона?
14. Почему в приемных устройствах РЛС должна быть автоматическая подстройка частоты гетеродина?
15. Какова чувствительность приемных устройств РЛС?
16. В каких единицах принято оценивать чувствительность приемных устройств РЛС?
17. Почему в приемных устройствах необходимо использовать ВАРУ, а динамический диапазон должен иметь логарифмическую характеристику?
18. В чем преимущества растровых индикаторов перед индикаторами с радиально-круговой разверткой?
19. Как определяется эффективный диаметр ЭЛТ?

ГЛАВА IV. ОПТИМАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ И ИЗМЕРЕНИЯ НАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ЦЕЛЕЙ

4.1. Оптимальный фильтр для внутримпульсной обработки сигналов

В радиолокации форма зондирующего сигнала известна. При известной форме сигнала была поставлена и решена задача определения структуры оптимального фильтра, обеспечивающего при равномерном энергетическом спектре шума в пределах полосы пропускания фильтра наибольшего отношения сигнал – шум на выходе фильтра. Условие наибольшего отношения сигнал – шум необходимо для обнаружения отраженного сигнала от цели с наилучшими характеристиками по вероятностям ложной тревоги и пропуска сигнала.

Если на вход фильтра поступает сигнал со спектральной плотностью

$$g_c(f) = g(f)e^{-j2\pi f\alpha},$$

где α – время задержки сигнала, то оптимальный фильтр должен иметь характеристику:

$$K_{opt}(f) = Cg^*(f)e^{-j2\pi ft_0}. \quad (4.1)$$

Здесь t_0 – время задержки фильтра, которое не может быть меньше длительности сигнала, т. к. отклик на выходе фильтра не может закончиться ранее окончания сигнала; C – постоянный коэффициент.

На выходе оптимального фильтра получим сигнал вида:

$$g_c(t) = C \int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 e^{j2\pi f(t-\alpha-t_0)} df.$$

В момент времени $t = \alpha + t_0$ имеет место максимум напряжения выходного полезного сигнала:

$$g_{c,\max} = g_c(\alpha + t_0) = C \int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 df = C \cdot \mathcal{E}, \quad (4.2)$$

где $\mathcal{E} = \int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 df$ – энергия входного сигнала.

Если флюктуационный шум имеет равномерный энергетический спектр с плотностью $N_0 \left(\frac{Bm}{\Gamma y} \right)$, то на выходе фильтра мощность шума

$$\sigma_u^2 = \int_0^{\infty} C^2 N_0 |g(f)|^2 df = \frac{C^2}{2} \mathcal{E} N_0 \quad \text{или} \quad \sigma_u = C \sqrt{\frac{\mathcal{E} N_0}{2}}.$$

Отношение сигнал – шум по напряжению на выходе оптимального фильтра будет наибольшим по величине и представляется в таком виде:

$$\frac{g_{c,\max}}{\sigma_u} = \sqrt{\frac{2\mathcal{E}}{N_0}}. \quad (4.3)$$

На основе приведенных выше соотношений можно сделать следующие выводы:

1. Модуль частотной характеристики оптимального фильтра должен быть подобен частотному спектру принимаемого сигнала;
2. Фазо-частотная характеристика оптимального фильтра должна быть комплексно сопряжена с фазо-частотной характеристикой принимаемого сигнала;
3. Время задержки оптимального фильтра должно быть равно или больше длительности принимаемого сигнала;
4. Отношение сигнал – шум на выходе оптимального фильтра зависит лишь от энергии сигнала и не зависит от его формы.

Ни один из линейных фильтров не может обеспечить большее соотношение сигнал – шум, чем оптимальный фильтр. Благодаря сопряженному характеру фазо-частотных характеристик происходит компенсация фазо-частотного спектра сигнала фазо-частотной характеристикой фильтра. Все гармонические составляющие на выходе фильтра в момент времени $t_0 + \alpha$ одновременно достигают амплитудных значений, формируя максимальное значение сигнала.

Рассмотрим в качестве примера структуру оптимального фильтра для одиночного прямоугольного радиоимпульса

$$u(t) = \cos 2\pi f_0 t \text{ при } |t| < \frac{\tau_u}{2} \text{ и } u(t) = 0 \text{ при } |t| > \frac{\tau_u}{2}.$$

Импульсный радиосигнал такой формы широко используется в радиолокации.

Спектральная плотность рассматриваемого сигнала при целом числе колебаний в импульсе τ_u имеет вид

$$S(f) = \frac{\sin \pi(f - f_0)\tau_u}{2\pi(f - f_0)}. \quad (4.4)$$

Структура нормированного частотного спектра представлена на рис. 4.1.

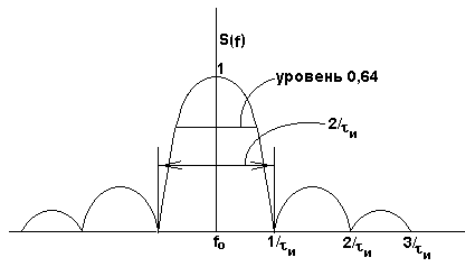


Рис. 4.1

При уровне $0,64 S(0)$ ширина спектра равна $\frac{1}{\tau_u}$.

Как было показано ранее, на выходе оптимального фильтра, согласованного с частотным спектром сигнала, отношение сигнал – шум (по мощности)

$$q^2 = \frac{2\mathcal{E}}{N_0}. \quad (4.5)$$

Однако построить фильтр с указанной оптимальной частотной характеристикой сложно.

Поэтому широко используется так называемая квазиоптимальная фильтрация, при которой при заданной частотной характеристике полосового фильтра подбирается полоса пропускания, обеспечивающая наибольшее отношение сигнал – шум.

Так, если частотная характеристика полосового фильтра аппроксимируется прямоугольной единичной характеристикой

с полосой $\Delta f = \frac{1,37}{\tau_u}$ (фазо-частотная характеристика этого

фильтра $e^{-j2\pi ft_0}$, где t_0 – задержка фильтра), то отношение сигнал – шум (по мощности) на выходе фильтра будет $q_{\text{кв.опт}}^2 = 0,83q^2$.

Таким образом, полосовой фильтр с неоптимальной прямоугольной частотной характеристикой (оптимальной по В. И. Сифорову, который предложил такой фильтр) дает для рассматриваемого сигнала в виде прямоугольного радиоимпульса проигрыш в энергетическом отношении сигнал – шум всего

лишь на 17% или в $\frac{1}{0,83} \approx 1,2$ раза.

Синтез оптимального фильтра для прямоугольной формы радиоимпульса можно осуществить во временной области по структурной схеме, приведенной на рис. 4.2.

Эпюры напряжений в точках 1, 2, 3 схемы рис. 4.2 показаны на рис. 4.3.

Как видим, для рассматриваемого сигнала форма огибающей напряжения на выходе оптимального фильтра имеет треугольную форму.

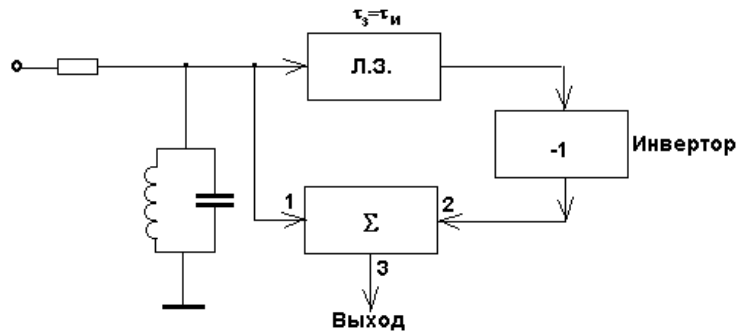


Рис. 4.2

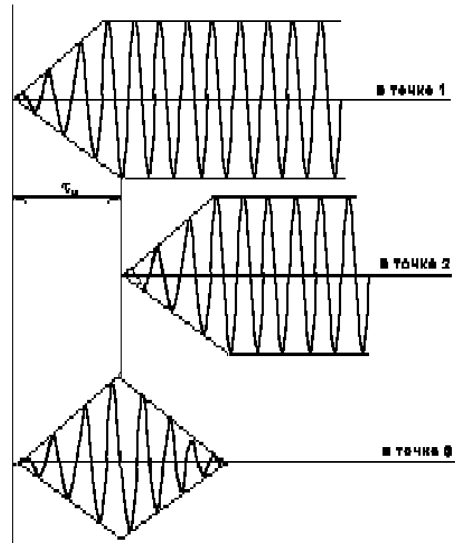


Рис. 4.3

4.2. Оптимальные алгоритмы обнаружения пачки отраженных импульсов на выходе амплитудного детектора приемника

Отраженные сигналы от точечных целей занимают одну из разрешающих площадей, от протяженных целей – несколько

примыкающих друг к другу разрешающих площадей. Каждый отраженный сигнал должен быть обнаружен с вероятностью правильного обнаружения D и с минимальной вероятностью ложного обнаружения F .

Для повышения вероятности D осуществляется внутриимпульсная обработка принятых отраженных сигналов с помощью оптимальной фильтрации одиночных импульсов. Фильтрация одиночных импульсов осуществляется в тракте УПЧ приемника фильтрами с полосой пропускания $2\Delta f = 1/\tau_u$. Потеря помехозащищенности при этом (по сравнению с оптимальной фильтрацией) невелика и составляет около 15%. Эта потеря окупается простотой реализации внутриимпульсной обработки.

Сигнал на выходе детектора огибающей преобразуется в цифровую форму. Преобразование производится в два этапа. На первом этапе непрерывный аналоговый сигнал заменяется последовательностью выборок в дискретном ряде точек временной шкалы. Для однозначного представления сигнала в соответствии с теоремой Котельникова необходимо, чтобы последовательность выборок отстояла друг от друга на интервал $t_o \leq 1/2\Delta f_c$, где Δf_c – ширина частотного спектра сигнала на выходе детектора.

На втором этапе производится квантование сигнала. Последовательность выборок преобразуется в последовательность двоичных кодовых слов.

Операции дискретизации и квантования производятся с помощью аналого-цифровых преобразователей (АЦП).

Квантование взятых выборок по амплитуде обычно производится либо с помощью 8-разрядных преобразователей АЦП, либо с помощью двоичных (бинарных) квантователей. В последнем случае происходит некоторая потеря эффективности работы устройства обнаружения сигналов, но эта незначительная потеря окупается простотой реализации.

В случае использования 8-разрядного преобразователя сигнал квантуется по амплитуде так, чтобы цена младшего разряда не превышала среднеквадратичной величины шума

σ_N . При бинарном квантовании порог квантования выбирается на уровне $1,785 \sigma_N$.

Отраженный от точечной цели сигнал представляет собой последовательность периодически повторяющихся импульсов (пачку импульсов). Последовательность отраженных импульсов $U_c(t)$ модулируется по амплитуде диаграммой направленности антенны $G(t)$ по азимуту, выраженной во времени. Диаграмма направленности $G(t)$ имеет колокольную форму и показывает, как меняется величина максимальной мощности излучения во времени из-за вращения антенны в направлении на точечный объект.

При равномерном вращении антенны число импульсов в пачке N определяется выражением (1.1)

Если скорость вращения антенны $20 \text{ об/мин.}; F = 1000 \text{ Гц}; \alpha_c = 1^\circ$, то $N \approx 8$.

Для протяженных объектов по азимуту на угол α число импульсов в пачке возрастает в α / α_c раз. Если протяженная цель ориентирована по дальности, то число импульсов в пачке остается такое же, как для точечной цели, но пачка импульсов будет наблюдаться не в одном, а в нескольких разрешающих площадях. Указанные отличия используются для опознавания точечных и протяженных объектов.

В реальных системах поиска в пачке отраженных импульсов неизвестными параметрами являются: амплитуды импульсов $U_{c,1}, U_{c,2} \dots U_{c,N}$, время запаздывания импульсов пачки T_{Π} относительно зондирующих импульсов и угловое смещение пачки относительно азимута α_{Π} . Последние два параметра являются измеряемыми.

В современных РЛС используется многоканальная система обнаружения целей.

На каждом дискрете дальности для обнаружения цели происходит обработка аналоговой информации, преобразованной в цифровую форму, независимо от обработки на других дискретах дальности.

Такая обработка носит название обработки в «движущемся окне», а каждый параллельный канал называется обнаружителем движущего окна.

При перемещении луча по азимуту обработка в окне ведется непрерывно на всех азимутах. Ширина «движущегося окна» соответствует ширине антенного луча в азимутальной плоскости.

При известных параметрах сигнала и шума по взятой выборке U_i вычисляется отношение:

$$l = \frac{W_{C,N}(U_i)}{W_N(U_i)}, \quad (4.6)$$

где $W_{C,N}(U_i)$ – условная плотность вероятности выборки, если она взята из смеси сигнала и шума; $W_N(U_i)$ – условная плотность вероятности выборки, если она взята из шума.

Отношение $l = \frac{W_{C,N}(U_i)}{W_N(U_i)}$ принято называть отношением

функции правдоподобия.

Правило принятия решения о наличии или отсутствии сигнала во взятой выборке следующее:

$$\text{сигнал есть, если } \frac{W_{C,N}(U_i)}{W_N(U_i)} \geq l_0; \quad (4.7)$$

$$\text{сигнала нет, если } \frac{W_{C,N}(U_i)}{W_N(U_i)} < l_0.$$

Если значение порога l (рис. 4.4) выбрать излишне большим ($l = l_1$), то возрастает вероятность пропуска сигнала $1-D$; если излишне малым ($l = l_2$), то увеличится вероятность ложного обнаружения сигнала F .

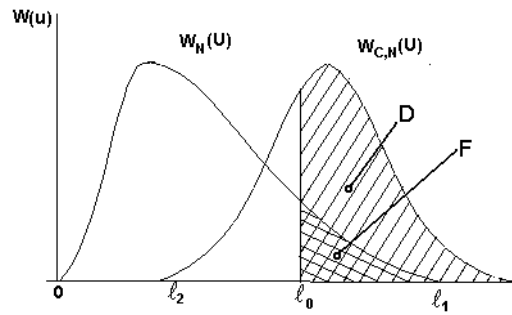


Рис. 4.4

Величина оптимального порога l_0 выбирается, исходя из требуемой вероятности обнаружения сигнала D , которая на рис. 4.4 определяется величиной заштрихованной площади под кривой распределения $W_{C,N}(U)$, а вероятность ложного обнаружения сигнала F – величиной заштрихованной площади под кривой распределения $W_N(U)$.

Рабочий алгоритм обнаружения отраженной от цели пачки импульсов в «движущемся окне» разработан для двух статистических моделей сигналов:

- пачки нефлюктуирующих импульсов;
- пачки независимо флюктуирующих по закону Релея амплитуд импульсов с дисперсией σ_N^2 .

Первая модель в основном соответствует точечным целям, вторая модель – дисперсным протяженным целям.

Оптимальный алгоритм обнаружения пачки отраженных импульсов от точечных целей

Выборка U_i из принимаемой смеси сигнала с шумом для точечной цели на выходе детектора (при отсутствии флюктуаций отражающей поверхности) описывается обобщенным законом Релея с плотностью распределения вероятности

$$W_{C,N}(U_i) = \frac{U_i}{\sigma_N^2} \exp\left(-\frac{U_i^2 + U_{C,i}^2}{2\sigma_N^2}\right) I_0\left(\frac{U_i \cdot U_{C,i}}{\sigma_N^2}\right), \quad U_i > 0. \quad (4.8)$$

Из-за модуляции амплитуды импульсов диаграммой направленности антенны $U_{C,i} = U_{C,max} G_i$, где G_i – весовые коэффициенты, зависящие от формы диаграммы направленности антенны, $U_{C,max}$ – амплитуда сигнала в максимуме диаграммы направленности.

Выборки U_i из шума (при отсутствии сигнала) подчиняются закону Релея:

$$W_N(U_i) = \frac{U_i}{\sigma_N^2} \exp\left(-\frac{U_i^2}{2\sigma_N^2}\right). \quad (4.9)$$

Введем обозначения: $u_i = \frac{U_i}{\sigma_N}$ – относительная амплитуда

оглибающей; $q_i = \frac{U_{C,i}}{\sigma_N}$ – отношение сигнал – шум; $k_i^2 = \frac{U_i^2}{\sigma_N^2}$ –

отношение дисперсии амплитуды сигнала к дисперсии шума.

Тогда распределения вероятности запишутся в виде

$$W_{C,N}(u_i) = u_i \exp\left(-\frac{u_i^2 + q_i^2}{2}\right) I_0(u_i q_i),$$

$$W_N(u_i) = u_i \exp\left(-\frac{u_i^2}{2}\right).$$

Функция правдоподобия представится в виде

$$\frac{W_{C,N}(u_i)}{W_N(u_i)} = \exp\left(-\frac{q_i^2}{2}\right) I_0(u_i q_i). \quad (4.10)$$

При приеме пачки импульсов отношение правдоподобия имеет вид

$$l_n = \prod_{i=1}^N \exp\left(-\frac{q_i^2}{2}\right) I_0(u_i q_i). \quad (4.11)$$

Решение о наличии сигнала во взятой выборке принимается, если

$$\prod_{i=1}^N \exp\left(-\frac{q_i^2}{2}\right) I_0(u_i q_i) \geq l_0.$$

После логарифмирования и преобразования получим

$$\sum_{i=1}^N \ln I_0(u_i q_i) \geq \ln l_0 + \sum_{i=1}^N \frac{q_i^2}{2}.$$

Для случая слабых сигналов ($q_i \ll 1$) справедливо соотношение:

$$\ln I_0(u_i q_i) = u_i \frac{q_i^2}{4}.$$

С учетом того, что $q_i^2 = G_i^2 q_{\max}^2$, алгоритм обнаружения слабых сигналов будет следующий:

$$\sum_{i=1}^N G_i^2 q_i^2 \geq Z, \text{ где } Z = \frac{4 \ln l_0}{q_{\max}^2} + 2q_{\max}^2 \sum_{i=1}^N G_i^2. \quad (4.12)$$

Для случая сильных сигналов ($q_i \gg 1$) справедливо $\ln I_0(u_i q_i) \approx u_i q_i$. Тогда алгоритм обнаружения сильных сигналов будет:

$$\sum_{i=1}^N G_i q_i \geq Z', \text{ где } Z' = \frac{\ln l_0}{q_{\max}} + \frac{q_{\max}}{2} \sum_{i=1}^N G_i^2. \quad (4.13)$$

Таким образом, для обнаружения пачки импульсов с известными параметрами, амплитуда которых модулирована диаграммой направленности антенны, оптимальный алгоритм сводится к весовому суммированию нормированных выборок

сигналов на выходе квадратичного или линейного детектора в пределах ширины пачки и сравнению накопленной суммы с порогом.

Оптимальный алгоритм обнаружения пачки отраженных импульсов от дисперсных протяженных целей

Для дисперсных протяженных целей распределение вероятности мгновенных значений отраженных сигналов и шума подчиняется нормальному распределению вероятности на входе детектора приемника и релеевскому распределению – на выходе детектора. Распределение вероятности смеси сигнала с шумом на выходе детектора имеет такой вид:

$$W_{C,N}(U_i) = \frac{U_i}{\sigma_C^2 + \sigma_N^2} \exp\left(-\frac{U_i^2}{2(\sigma_C^2 + \sigma_N^2)}\right), \quad (4.14)$$

где σ_C^2 – дисперсия сигнала.

Распределение вероятности шума на выходе детектора

$$W_N(u_i) = \frac{U_i}{\sigma_N^2} \exp\left(-\frac{U_i^2}{2\sigma_N^2}\right). \quad (4.15)$$

С учетом введенных ранее обозначений $u_i = \frac{U_i}{\sigma_N}$, $q = \frac{\sigma_C}{\sigma_N}$

справедливо

$$W_{C,N}(u_i) = \frac{u_i}{1 + q^2} \exp\left(-\frac{u_i^2}{2(1 + q^2)}\right),$$

$$W_N(u_i) = u_i \exp\left(-\frac{u_i^2}{2}\right).$$

Функцию правдоподобия получим в следующем виде:

$$\frac{W_{C,N}(u_i)}{W_N(u_i)} = \frac{1}{1+q^2} \exp\left(\frac{u_i^2 q^2}{2}\right). \quad (4.16)$$

Алгоритм оптимального обнаружения пачки импульсов

$$\prod_1^N \frac{1}{1+q^2} \exp\left(\frac{u_i^2 q^2}{2}\right) \geq l_0. \quad (4.17)$$

После ряда преобразований получим алгоритм обнаружения сигнала:

$$\sum_1^N U_i^2 \geq \frac{2}{q^2} (\ln l_0 + N(1+q^2)).$$

Вероятность правильного обнаружения сигнала при релеевском распределении смеси сигнала и шума на выходе детектора будет

$$D = \exp\left(-\frac{u_{\text{нор}}^2}{2(1+q^2)}\right), \quad (4.18)$$

где $u_{\text{нор}} = \frac{U_{\text{нор}}}{\sigma_N}$ – нормированная величина порога.

Вероятность ложного обнаружения сигнала при релеевском распределении шума

$$F = \exp\left(-\frac{u_{\text{нор}}^2}{2}\right). \quad (4.19)$$

Если $u_{\text{нор}}^2 = 9$; $q = 25$, то $D = 0,85$; $F = 0,01$.

Для дисперсных протяженных целей оптимальный алгоритм сводится к суммированию нормированных выборок сигналов на выходе квадратичного детектора в пределах ширины пачки и сравнению накопленной суммы с порогом.

Так как сумма квадратов выборок пропорциональна дисперсии, то можно сказать, что измеряется дисперсия анализируемого процесса и сравнивается с порогом.

В реальных условиях работы величины параметров U_i , σ_N являются неизвестными. Поэтому системы автоматического обнаружения сигналов и вероятности D , F рассчитывают, исходя из ожидаемого наихудшего отношения сигнал – шум. Разные распределения вероятности мгновенных значений отраженных сигналов от точечных и протяженных целей приводят к повышенным ошибкам обнаружения точечных целей вблизи протяженных целей.

4.3. Оптимальная оценка измерения дистанции при различных формах зондирующих импульсов

Для радиолокации важно знать, как зависит среднеквадратическая величина погрешности измерения временного положения сигнала от энергии и формы зондирующего сигнала. Погрешность измерения дистанции до цели оценивается этой погрешностью.

На выходе оптимального фильтра внутриимпульсной обработки форма огибающей сигнала зависит от частотного спектра (и формы) входного сигнала. На рис. 4.5 (справа) представлены формы огибающих импульсных сигналов на выходе оптимальных фильтров для трех форм спектров входных сигналов. Спектры входных сигналов на рис. 4.4 приведены слева.

На рис. 4.5а представлен амплитудно-частотный спектр прямоугольной формы, который соответствует импульсному сигналу с линейной частотной модуляцией несущей частоты.

На рис. 4.5б приведен амплитудно-частотный спектр колокольной формы, соответствующий колокольной форме огибающей импульсного сигнала.

На рис. 4.5в спектр вида $\frac{\sin x}{x}$ соответствует прямоугольной форме огибающей импульса.

Спрашивается, какая из трех приведенных форм спектров, соответствующих трем разным формам импульсам, будет

обеспечивать наименьшую погрешность измерения дистанции (при одинаковой энергии импульсов)?

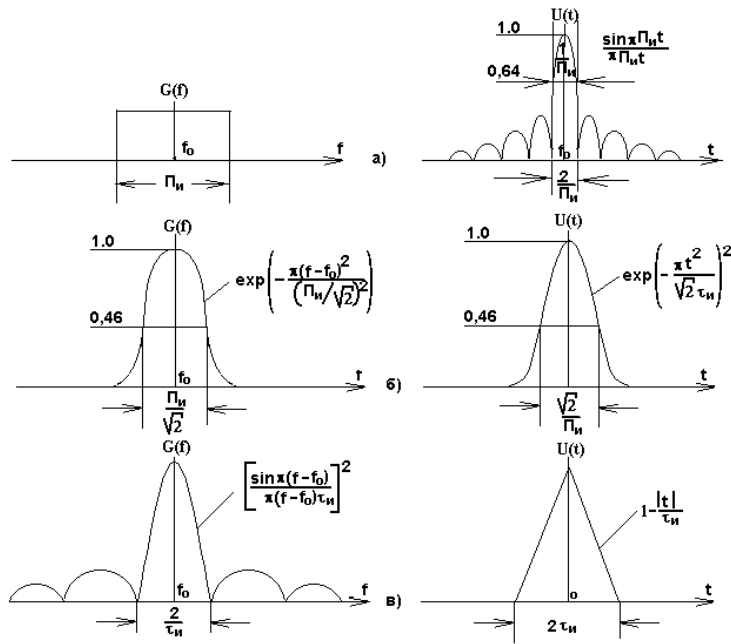


Рис. 4.5

При бинарном квантовании огибающей сигнала на выходе детектора приемника значение порогового напряжения $U_{пор}$ выбирается примерно равным половине амплитуды импульса. На выходе порогового ограничителя выходной импульс представляется частью огибающей импульса в районе вершины $U(t)$ (рис. 4.6а), где $t_{опп}$ – наиболее правдоподобная оценка временного положения сигнала. Значение $t_{опп}$ определяется моментом перехода через нуль дифференцированной части огибающей в районе вершины (рис. 4.6б).

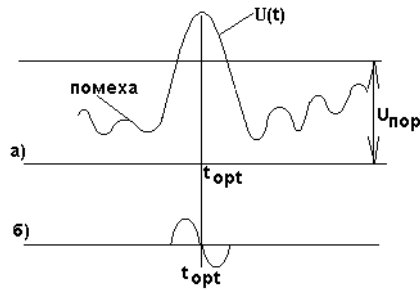


Рис. 4.6

Анализ показал, что оптимальная среднеквадратическая оценка погрешности σ_τ измерения временного положения импульса в районе вершины определяется выражением

$$\sigma_\tau = \frac{1}{q\Pi_{эф}}, \quad (4.20)$$

$$\text{где } \Pi_{эф} = 2\pi \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |G(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 df}} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} |u'(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |u(t)|^2 dt}};$$

(4.21)

$\Pi_{эф}$ – эффективная нормированная ширина частотного спектра входного сигнала;

$u'(t)$ – производная формы огибающей выходного сигнала.

Из приведенного выражения можно сделать важный вывод, что погрешность измерения временного положения сигнала при данном уровне шума обратно пропорциональна отношению сигнал/шум (q) на выходе оптимального фильтра и эффективной ширине спектра ($\Pi_{эф}$). Таким образом, по-

грешность измерения зависит не только от энергии, но и от формы входного сигнала.

Для колокольного радиоимпульса $P_{\text{эф}} = \frac{\sqrt{\pi}}{\tau_u}$, где τ_u – длительность импульса на уровне 0,46, получим

$$\sigma_\tau = \frac{\tau_u}{\sqrt{\pi q}}. \quad (4.22)$$

Если $q = 8$, $\tau_u = 0,3$ мкс, то $\sigma_\tau = 0,02$ мкс.

Для сигнала с прямоугольным спектром, ширина которого P_u , получим:

$$\sigma_\tau = \frac{\sqrt{3}}{\pi q P_u}. \quad (4.23)$$

Для сигнала с прямоугольной формой огибающей длительностью τ_u –

$$\sigma_\tau = \frac{\tau_u \sqrt{2}}{q^2}. \quad (4.24)$$

При измерении временного положения пачки импульсов в приведенных выше выражениях величина отношения сигнал – шум определяется с учетом суммарной энергии пачки импульсов.

4.4. Оптимальная оценка измерения пеленга

Главный лепесток диаграммы направленности антенны РЛС в азимутальной плоскости аппроксимируется выражением

$$F(\varphi) = e^{-\pi \left(\frac{\varphi}{\alpha_z} \right)^2},$$

где φ (град) – значение азимута, α_z (град) – ширина диаграммы направленности по уровню 0,46 (она мало отличается от ширины по половинной мощности).

Пачка принимаемых сигналов от цели модулируется по амплитуде функцией $F(\varphi)$.

Оценим величину эффективной нормированной ширины частотного спектра пачки импульсов, для простоты считая, что сигнал в пределах пачки непрерывен.

$$\begin{aligned} \text{Получим: } \int_{-\infty}^{\infty} F^2(\varphi) d\varphi &= \frac{\alpha_2}{2\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx = \frac{1}{\sqrt{2}} \alpha_2, \\ \int_{-\infty}^{\infty} |F'(\varphi)|^2 d\varphi &= \frac{\sqrt{\pi}}{2\alpha_2} \int_{-\infty}^{\infty} x^2 e^{-\frac{x^2}{2}} dx = \frac{\pi}{\sqrt{2}\alpha_2}. \end{aligned}$$

$$\text{Тогда } \Pi_{\varphi} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} |F'(\varphi)| dt}{\int_{-\infty}^{\infty} F^2(\varphi) d\varphi}} = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha_2}. \quad (4.25)$$

Среднеквадратическая величина погрешности измерения азимута определится в виде

$$\sigma_{\alpha} = \frac{1}{q\Pi_{\varphi}} = \frac{\alpha_2}{\sqrt{\pi}q}. \quad (4.26)$$

Если $\alpha_2 = 1, q = 8$, то $\sigma_{\alpha} = 0,07^0$.

Эта погрешность по углу может быть выражена в величинах погрешности во времени $\sigma_{\tau} = \frac{\sigma_{\alpha}}{\omega}$, где ω (град/с) – угловая скорость вращения антенны.

Если $\omega = 20$ об/мин = 120 град/с, то $\sigma_{\tau} = 0,583$ мс.

4.5. Функция неопределенности – мера потенциальной возможности одновременного измерения дистанции до цели и скорости движения цели

При известном азимуте на цель полное представление о параметрах цели можно получить, если измерить дистанцию до

цели и скорость движения цели. Дистанция до цели измеряется путем определения времени задержки эхо-сигнала относительно зондирующего импульса, скорость движения – путем измерения доплеровской частоты отраженного сигнала.

При наличии множества целей на близком удалении друг от друга целесообразно иметь высокую разрешающую способность по дистанции и по скорости, чтобы безошибочно идентифицировать одну цель от другой.

Поэтому актуальным является вопрос, какова должна быть форма зондирующего сигнала, которая позволила бы замерять с высокой точностью одновременно дистанцию до цели и скорость движения цели, обеспечивая при этом высокую разрешающую способность. Эта задача решается, если построить функции неопределенности для различных видов сигналов, которые позволяют выбрать наилучший сигнал для определения дистанции или скорости с наименьшей погрешностью или одновременного определения обоих параметров с приемлемыми погрешностями.

Различают три группы сигналов, которым соответствуют три вида функции неопределенности вида:

- ножевидные;
- многопиковые;
- кнопочные.

Сигналы первой группы целесообразно использовать для измерения либо дистанции, либо скорости, смотря по тому, по какой оси направлено «лезвие ножа».

При одновременном измерении обоих параметров при использовании сигналов этой группы возникают значительные погрешности в измерении одного из параметров.

Сигналы второй группы используются для одновременного измерения дистанции и скорости, когда интервал измеряемых задержек и доплеровских частот не превосходит интервал между побочными пиками функции неопределенности.

Сигналы третьей группы используются для одновременного измерения дальности и скорости без возможной многозначности измерений.

К сигналам первой группы относятся импульсные сигналы с малой длительностью или посылки с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) несущей частоты сигнала.

К сигналам второй группы относятся регулярные и нерегулярные импульсные последовательности из класса так называемых сложных сигналов.

К сигналам третьей группы относятся непериодические импульсные последовательности, кодированные по фазе по псевдослучайному закону. Эти сигналы также относятся к категории сложных сигналов.

Функция неопределенности имеет вид

$$\psi(\tau, F) = \frac{1}{2} \left| \int_{-\infty}^{\infty} U(S)U(S + \tau)e^{-j2\pi FS} dS \right|. \quad (4.27)$$

Это двумерная автокорреляционная функция, зависящая от двух параметров – τ и F .

Значения функции неопределенности можно рассматривать как выход корреляционной схемы оптимальной обработки, когда на ее вход поступает сигнал без помехи, параметры которого (время запаздывания и частота) отличаются от ожидаемых на τ и F соответственно.

Ожидаемые значения параметров соответствуют значениям $\tau = 0, F = 0$. Чем выше крутизна спада корреляционной функций при $\tau > 0, F > 0$, тем точнее могут быть измерены истинные значения параметров целей и получено лучшее разрешение целей.

Если неопределенность по частоте отсутствует (это имеет место, когда цель и собственное судно не имеют хода), то $F = 0$.

Тогда $\psi(F) = \frac{1}{2} \left| \int_{-\infty}^{\infty} u(S)u(S + \tau)dS \right|$, т. е. вид функции сов-

падает с видом автокорреляционной функции сигнала на выходе согласованного фильтра.

Если дистанция до цели известна ($\tau = 0$), то

$$\psi(F) = \frac{1}{2} \left| \int_{-\infty}^{\infty} |u(S)|^2 e^{-j2\pi FS} dS \right|, \text{ т. е. вид функции совпадает с}$$

частотным спектром квадрата огибающей сигнала (с частотным спектром сигнала на выходе частотного оптимального фильтра). В самом деле, если на выходе временного оптимального фильтра спектр сигнала равен $|g(f)|^2$, то на выходе частотного оптимального фильтра – $|u(S)|^2$.

Для нормированного по амплитуде сигнала с прямоугольной формой огибающей справедливо $|u(S)|^2 = |u(S)|$, поэтому функция $\psi(F)$ в точности соответствует форме спектрального состава сигнала. Для сигнала колокольной формы ширина функции $\psi(F)$ на любом уровне превышает ширину спектра сигнала на том же уровне.

На рис. 4.7 приведены сечения тела неопределенности прямоугольного импульса $\psi(F)$ при различных значениях F . С увеличением F возрастает погрешность временного положения импульса (в связи с плоской вершиной).

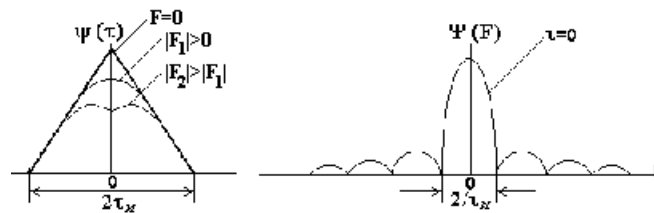


Рис. 4.7

Функция неопределенности обладает свойствами центральной симметрии:

$$\psi(-\tau, -F) = \psi(\tau, F). \quad (4.28)$$

Вводится выражение для нормированной функции неопределенности:

$$\rho(\tau, F) = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} u(S)u(S - \tau)e^{-j2\pi FS} dS \right|}{\int_{-\infty}^{\infty} |u(S)|^2 dS}. \quad (4.29)$$

Объем нормированной функции неопределенности не зависит от формы сигнала (законов модуляции амплитуды и фазы сигнала) и всегда равен единице:

$$V_{\rho^2} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \rho^2(\tau, F) d\tau dF = 1. \quad (4.30)$$

Отсюда следует важный вывод: если сжать тело функции неопределенности по оси τ (улучшить точность по дальности), то оно расплывется по оси частот F (ухудшится точность определения доплеровской частоты, т. е. скорости). И наоборот, сжав тело по оси F , тело неопределенности растянется по оси τ .

Следовательно, если необходимо обеспечить наилучшую точность измерения дистанции, то необходимо использовать короткие импульсы (что и делается в судовых РЛС). Если необходимо получить наилучшую оценку скорости, то следует использовать длинные посылки. Примером тому являются доплеровские РЛС.

В современных судовых РЛС обработка сигналов производится цифровыми способами. При этом ради простоты технических решений при оценке параметров цели используются так называемые квазиоптимальные измерители.

Теория оптимальных оценок позволяет определить, какова потеря по сравнению с потенциально достижимой точностью при использовании тех или иных квазиоптимальных технических решений.

В следующем разделе проведен анализ точности измерения параметров цели в современных цифровых РЛС,

построенных на основе квазиоптимальных следящих измерителей.

4.6. Измерение навигационных параметров: дистанции и скорости при автоматическом сопровождении целей

Параметры цели (дистанция и азимут) измеряются за время одного оборота антенны РЛС путем усреднения погрешностей параметров, полученных при обработке пачки импульсов, отраженных от цели. Измеренные параметры за время одного оборота антенны можно отнести к классу единичных измерений.

Дальнейшее уменьшение погрешностей измерений можно получить с помощью следящих систем за измеряемыми параметрами. После обработки параметров измерений дополнительно можно получить относительную скорость движения цели, курс и ракурс цели, можно также рассчитать дистанцию кратчайшего сближения $D_{кр}$ и время кратчайшего сближения $t_{кр}$.

Следящие системы в современных РЛС реализованы программным методом и выполняют основные функции в средствах автоматической радиолокационной прокладки (САРП).

Постановка данной цели на слежение может формироваться в САРП автоматически или устанавливаться вручную оператором. Для захвата эхо-сигнала цели, появившегося на некотором участке дальности, необходимо вручную подвести к нему полустробы опорного напряжения. Для автоматического захвата положение полустробов с помощью специальной схемы плавно меняется во времени, пока не произойдет захват цели на сопровождение.

Современные САРП обеспечивают программную реализацию следящих систем с астатизмом второго порядка, т. е. измеряют не только координаты цели, но и скорость движения цели.

Алгоритм следящих систем построен в рекуррентном виде и обеспечивает текущее слежение за координатами цели X_c, Y_c и скоростями изменения координат цели $v_{c,x}, v_{c,y}$.

В установившемся режиме работы следящих систем любые последующие оценки координат и скоростей получаются из предыдущих и результатов текущих измерений измерения координат и скоростей по одному и тому же правилу обработки:

$$X_{u,m}^* = X_{u,m-1}^* + v_{u,X,m-1}^* + A(X_{u,m} - X_{u,m-1}^* - v_{u,X,m-1}^*); \quad (4.31)$$

$$Y_{u,m}^* = Y_{u,m-1}^* + v_{u,Y,m-1}^* + A(Y_{u,m} - Y_{u,m-1}^* - v_{u,Y,m-1}^*); \quad (4.32)$$

$$v_{u,X,m}^* = v_{X,m-1}^* + B(X_{u,m} - X_{u,m-1}^* - v_{u,Y,m-1}^*); \quad (4.33)$$

$$v_{u,Y,m}^* = v_{u,Y,m-1}^* + B(Y_{u,m} - Y_{u,m-1}^* - v_{u,Y,m-1}^*). \quad (4.34)$$

В приведенных выше рекуррентных уравнениях параметры со «звездочкой» представляют собой оценки измеряемых параметров за m или $m-1$ оборотов антенны, параметры без «звездочек» – единичные измерения параметров за m -ый оборот антенны.

Коэффициенты A , B называются коэффициентами сглаживания. Значения этих коэффициентов выбираются меньшими единицы.

Чем меньше значения A и B , тем уже полоса пропускания замкнутой следящей системы и тем в большей степени снижаются погрешности измерений параметров.

Соответствующая рекуррентным уравнениям структурная схема следящей системы по координате X приведена на рис. 4.8. На выходе схемы получаем текущее значение координаты $X_{u,m}^*$ и скорости изменения этой координаты $v_{u,x,m}^*$.

Подобная схема может быть построена и по координате Y .

Сумматоры 1, 2, 3 в схеме рис. 4.8 выполняют операции алгебраического суммирования. Первый сумматор вычисляет сигнал ошибки по результату последнего отсчета $X_{u,m}$ и предыдущим оценкам измеряемых параметров $X_{u,m-1}^*$ и $v_{u,X,m-1}^*$. Вычисленные значения сигналов ошибок используются в дальнейшем для получения оценок $X_{u,m}^*$ и $v_{u,X,m}^*$.

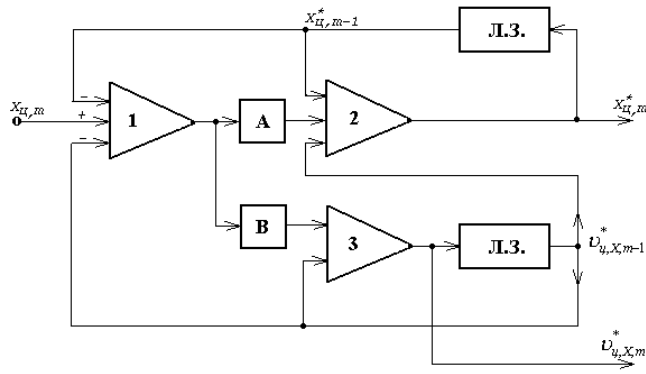


Рис. 4.8

Оценку $X_{u,m}^*$ выдает второй сумматор, на вход которого поступают предыдущие оценки $X_{u,m-1}^*$, $U_{u,X,m-1}^*$ и сигнал ошибки, умноженный на коэффициент сглаживания А. К выходу второго сумматора подключена линия задержки (л. з), с которой снимается предыдущая оценка $X_{u,m-1}^*$ и подается на первый сумматор, где используется для получения сигнала ошибки по координате.

Третий сумматор выдает текущую оценку $U_{u,X,m}^*$. К нему подключена линия задержки, с которой снимается предыдущая оценка $U_{u,X,m-1}^*$. Она подается на вход сумматора совместно с сигналом ошибки с первого сумматора, умноженного на коэффициент сглаживания В. Кроме того, оценка $U_{u,X,m-1}^*$ подается на входы 1 и 2 сумматоров.

Погрешности измерений параметров на выходе следящих систем по сравнению с единичными измерениями уменьшаются примерно на порядок. Наименьшие погрешности имеют m -ые отсчеты, которые используются в последующих формулах (значки « m » опущены).

Относительная скорость движения цели вычисляется с помощью выражения

$$V_u = \frac{\sqrt{V_{u,X}^2 + V_{u,Y}^2}}{\Delta t}, \quad (4.35)$$

где Δt – время одного оборота антенны РЛС.

Относительный курсовой угол цели

$$\beta_u = \arctg \frac{V_{u,X}}{V_{u,Y}}. \quad (4.36)$$

Дистанция кратчайшего сближения

$$D_{кр} = \frac{X_u V_{u,Y} - Y_u V_{u,X}}{V_u \cdot \Delta t}. \quad (4.37)$$

Время кратчайшего сближения

$$t_{кр} = -\frac{X_u V_{u,X} + Y_u V_{u,Y}}{V_u^2 \cdot \Delta t}. \quad (4.38)$$

Если известны курсовой угол β_{cc} и скорость V_{cc} собственного судна, то можно вычислить истинную скорость цели и истинный курсовой угол цели по формулам:

$$V_{\text{б,ц}} = \sqrt{V_{\text{б}}^2 + V_{\text{cc}}^2 + 2V_{\text{б}}V_{\text{cc}} \cos(\beta_{\text{б}} - \beta_{\text{cc}})}; \quad (4.39)$$

$$\beta_{\text{ц,ист}} = \arcsin \frac{V_{u,X} + V_{\text{cc}} \sin \beta_{\text{cc}}}{V_{\text{ц,ист}}} = \arccos \frac{V_{u,Y} + V_{\text{cc}} \cos \beta_{\text{cc}}}{V_{\text{ц,ист}}}. \quad (4.40)$$

Контрольные вопросы:

1. Назовите основные характеристики, которыми должен обладать оптимальный фильтр.
2. Чему равно отношение сигнал – шум (по мощности) на выходе оптимального фильтра?
3. Зависит ли величина отношения сигнал – шум на выходе оптимального фильтра от формы сигнала (при одинаковой энергии сигнала)?
4. Какая потеря в отношении сигнал – шум (по мощности) будет, если заменить оптимальный фильтр на фильтр с прямоугольной характеристикой (с оптимальной полосой пропускания по В. И. Сифорову) для прямоугольной формы сигнала на входе фильтра?
5. Какое отношение называется функцией правдоподобия?
6. Назовите виды распределений вероятности мгновенных значений отраженных сигналов от точечных и протяженных целей?
7. Одинаковы ли алгоритмы для оптимального обнаружения точечных и протяженных целей?
8. Зависит ли погрешность измерения дистанции от формы зондирующего сигнала при одинаковой энергии сигнала?
9. Как зависит погрешность измерения азимута от ширины диаграммы луча антенны в азимутальной плоскости?
10. Какую функцию неопределенности имеют сигналы современных судовых РЛС?
11. Во сколько раз уменьшаются погрешности измерений параметров целей при использовании следящих систем в САРП?

ГЛАВА V. СПЕЦИАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ

5.1. Отображение целей на экране при мешающем действии помех

Мешающее действие взаимных помех

На экране индикатора РЛС зачастую появляются помехи, маскирующие полезные отраженные сигналы от целей.

Источниками помех могут быть взаимные помехи от других радиотехнических средств, в частности, от радиолокационных станций проходящих судов. Как правило, частоты следования зондирующих импульсных сигналов собственной РЛС и РЛС окружающих судов неодинаковы. Это случай несинхронных помех.

Несинхронная импульсная помеха отображается на экране ЭЛТ в виде спирали (рис. 5.1), а при одновременном воздействии нескольких несинхронных помех – в виде нескольких спиралей.

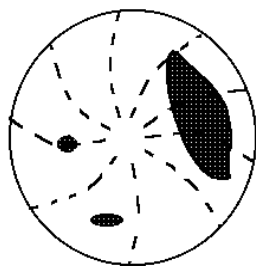


Рис. 5.1

Спирали разворачиваются от центра трубки к ее краям. Так как мощность взаимных помех велика, то прием сигналов мешающих РЛС производится не только главным лепестком антенны, но и боковыми лепестками. Поэтому спираль при малой расстройке помехи по частоте следования может

разворачиваться по азимуту в пределах не только ширины диаграммы направленности главного лепестка антенны (рис. 5.2).

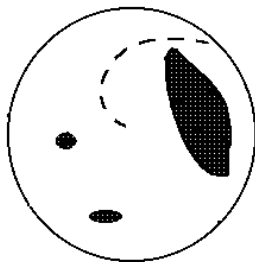


Рис. 5.2

Если частота следования импульсов взаимной помехи совпадает с частотой следования зондирующих импульсов собственного судна (помеха синхронна), то мешающее действие мощной помехи отображается на экране ЭЛТ в виде окружности (рис. 5.3).

Слабая синхронная импульсная помеха высвечивает часть окружности в секторе, направленном на источник помехи.

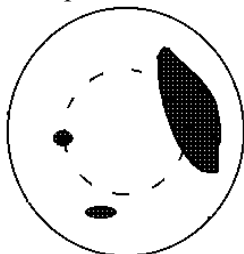


Рис. 5.3

Непрерывная синусоидальная помеха приводит к засветке всего сектора в направлении на источник помехи.

Мощная взаимная помеха в виде непрерывной синусоиды может привести к засветке всего экрана ЭЛТ.

Мешающее действие помех, отраженных от поверхности моря

Помехи от взволнованной поверхности моря имеют флюктуационный характер и создают на экране множество

мерцающих точек, меняющих свое положение и яркость во времени. Эти мерцающие точки засвечивают центр экрана, т. к. мешающее действие этих помех быстро убывает с увеличением дистанции (рис. 5.4). В разделе 2.3 было показано, что мощность помех от взволнованной поверхности моря обратно пропорциональна третьей степени от дистанции.

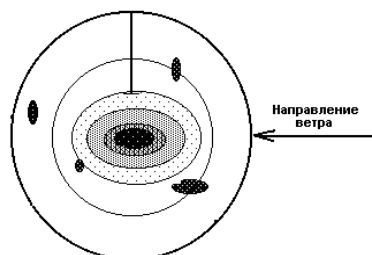


Рис. 5.4

Чем сильнее волнение моря и чем выше коэффициент усиления приемного устройства РЛС, тем большая зона вблизи центра экрана ЭЛТ перекрывается этими помехами. При сильном волнении моря экран засвечивается на расстоянии 3...4 мили, а на расстоянии 1...2 мили при сильном волнении наблюдается сплошная засветка экрана вблизи центра.

Пятно в центре экрана имеет форму овала, т. к. наибольший уровень помех от взволнованной поверхности приходит с наветренной стороны. Сигналы в этом случае отражаются по нормали относительно передней кромки волны. Зыбь отображается на экране в виде полос, т. к. проявляется как множество близко расположенных протяженных целей.

При появлении на экране РЛС эхо-сигналов, вызванных волнением моря, интенсивность которых настолько велика, что эхо-сигналы от малоразмерных целей (буи, малые суда, катера, шлюпки и т. д.) могут быть не обнаружены, используется специальная схема временной автоматической регулировки усиления приемника.

Регулировка производится так, чтобы эхо-сигналы от моря были ослаблены до степени, которая позволила бы наблюдать их отметки в виде едва заметных хаотически появляющихся и исчезающих небольших световых пятен. Эхо-сигналы от це-

лей, находящихся в зоне воздействия помех, наблюдаются на одном и том же месте, и поэтому различимы.

Мешающее действие помех от облаков и гидрометеоров

Отражения от облаков, дождя, снега создают засветку в пределах дальности действия РЛС. В разделе 2.3 было показано, что мощность помех от гидрометеоров обратно пропорциональна второй степени от дистанции. Помехи имеют вид отдельных пятен с различными границами и различной яркостью. Засветку от облаков и гидрометеоров ошибочно можно принять за часть суши или остров. Только быстро меняющаяся форма пятна и большая скорость перемещения могут указать на то, что это помеха. Такие засветки могут не только маскировать цели, находящиеся в зоне осадков, но и затенять цели, располагающиеся позади этой зоны.

Для выделения целей нужно уменьшать усиление приемника РЛС, а в случае затенения – увеличивать усиление, а также использовать специальную схему подавления, которая состоит из дифференцирующей цепочки (см. п. 5.2) на выходе детектора приемника.

Мешающее действие помех в виде теневых секторов

Помехи в виде теневых секторов, в которых цели невозможно обнаружить, появляются из-за наличия верхнепалубных устройств собственного судна, находящихся на пути распространения зондирующих сигналов. Практически, если угол от фазового центра антенны на затеняющий объект, находящийся на судне, не менее $2...3^\circ$, то появляется теневой сектор и цели, попадающие в него, не обнаруживаются.

Части судна, имеющие значительные горизонтальные размеры (салинги, полубак) и попадающие в диаграмму направленности антенны РЛС, могут создавать области затенения, протяженные по дальности.

Теневые секторы хорошо различимы на экране РЛС при наличии волнения моря на фоне засветки от волн. Более точно расположение теневых секторов можно получить, наблюдая с

помощью РЛС за шлюпкой, обходящей судно на расстоянии около 1 мили.

Мешающее действие помех в виде ложных целей

Ложные цели могут создавать помехи в виде эхо-сигналов. Природа ложных эхо-сигналов следующая. На собственном судне имеются хорошо отражающие электромагнитные волны объекты, например, фальштруба. В этом случае полезный сигнал приходит на вход приемника РЛС двумя путями:

- «РЛС–ЦЕЛЬ–РЛС» и
- «РЛС–ЦЕЛЬ–ОТРАЖАЮЩИЙ ОБЪЕКТ– РЛС».

Так как расстояние от антенны РЛС до отражающего объекта невелико, то длины расстояний двух вышеуказанных путей примерно одинаковы. Поэтому наряду с истинной целью, расположенной недалеко от собственного судна, будет наблюдаться ложная цель на этой же дистанции, но в направлении на отражающий объект (рис. 5.5).



Рис. 5.5

Ложные эхо-сигналы неустойчивы, при движении судна они могут то появляться, то исчезать.

Ложные эхо-сигналы могут появляться в результате многократного отражения от близко расположенной цели и хорошо отражающего объекта, находящегося на собственном судне. В этом случае ложные цели имеют вид цепочки эхо-сигналов с одинаковыми интервалами между ними и размещаемыми на одном направлении (рис. 5.6).

Причиной появления ложных эхо-сигналов могут служить боковые лепестки диаграммы направленности антенны РЛС. В этом случае сигналы, излучаемые и принимаемые с помощью

каждого бокового лепестка антенны, отображаются на экране ЭЛТ на дуге на одинаковом расстоянии от центра. Азимуты ложных целей соответствуют угловому положению боковых лепестков, а дистанции соответствуют дистанции до истинной цели (рис. 5.7).



Рис. 5.6



Рис. 5.7

Во всех рассмотренных выше случаях ложные цели возникают, когда целью является большое, близко проходящее судно.

Ложные цели могут возникать также от целей, расположенных далеко за линией горизонта (явление сверхрефракции).

В главе I показано, что в случае приводных волноводов цели могут быть видимы на дистанциях, значительно превышающих максимальную дальность действия РЛС. В этом случае далекие цели (в обычных условиях невидимые) отображаются на экране РЛС как близкие цели. Это объясняется тем, что далекие цели отображаются после второго зондирующего импульса и, соответственно, измеренная дистанция (выражен-

ная во времени) будет меньше на интервал между зондирующими импульсами.

Эффективным методом борьбы с этими ложными целями является вобуляция (изменение во времени) частоты следования зондирующих импульсов.

5.2. Метод повышения разрешающей способности по дальности

Если две цели расположены по дистанции на расстоянии друг от друга ΔD , то отраженные сигналы от более удаленной цели придут с задержкой $\Delta t = \frac{2\Delta D}{C}$ относительно сигналов более близкой цели. Если время задержки меньше длительности импульса ($\Delta t < \tau_u$), то отраженные сигналы от двух целей будут частично совпадать во времени, появится один более длинный сигнал: цели не будут отдельно отображаться на экране радиолокатора.

Метод повышения разрешающей способности по дальности позволяет получить в рассматриваемом случае отдельное отображение целей. Структурная схема устройства разрешения по дальности, приведенная на рис. 5.8, представляет собой высокочастотный дифференциатор, который состоит из линии задержки на время t_3 и сумматора. Время задержки в линии должно быть меньше времени задержки накладываемых сигналов, т. е. $t_3 < \Delta t$.

Кроме того, время задержки выбирается кратным целому числу полупериодов высокочастотного заполнения зондирующих импульсов:

$$t_3 = \frac{1}{2f_0}(2n + 1),$$

где f_0 – несущая частота; $n = 0, 1, 2 \dots$

При таком времени задержки суммируемые сигналы на входе сумматора (дифференциального усилителя) находятся в противофазе.

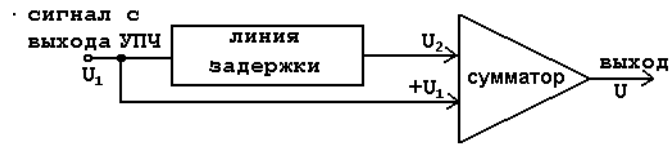


Рис. 5.8

Эпюры напряжений для различных точек схемы рис. 5.8 при наличии одного сигнала на входе представлены на рис. 5.9. На рис. 5.9а – сигнал на входе, на рис. 5.9б – сигнал на выходе линии задержки, на рис. 5.9в – сигнал на выходе сумматора $u = u_1 + u_2$.

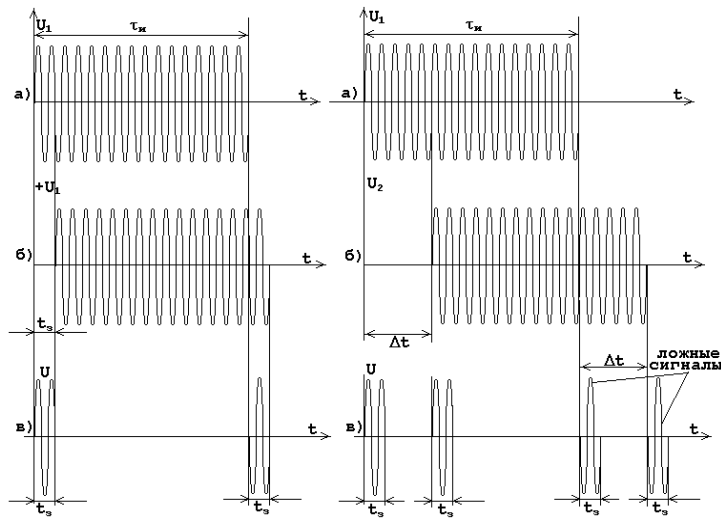


Рис. 5.9

Рис. 5.10

Если на входе схемы находится два сигнала, из которых второй сигнал задержан на время Δt относительно первого сигнала (рис. 5.10), то без использования схемы разрешения по дальности разделить две цели невозможно.

При использовании схемы рис. 5.8 с помощью метода суперпозиции получим: на рис. 5.10а и рис. 5.10б – эпюры напряжений на входе схемы, на рис. 5.10в – эпюры напряжений на выходе схемы.

Рассмотренная схема высокочастотного дифференцирования позволяет получить отдельное отображение сигналов на экране ЭЛТ. Недостаток схемы – удвоенное число отображаемых целей, т. к. появляются два ложных сигнала.

Метод высокочастотного дифференцирования приводит к потере части энергии принимаемых сигналов от каждой из целей, что может привести к ухудшению вероятностных характеристик обнаружения целей. Этот метод рекомендуется использовать на малых дальностях, когда имеется избыток энергии отраженных сигналов от близко расположенных целей.

Использование схемы дифференцирования (рис. 5.11) на выходе нелинейной схемы (на выходе детектора огибающей) не всегда эффективно. Разделение сигналов в этой схеме зависит от фазовых соотношений разрешаемых сигналов в высокочастотном тракте приемника.

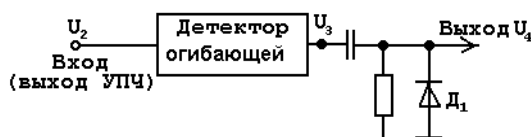


Рис. 5.11

Если два сигнала, один из которых задержан на время Δt , совпадают по фазе (рис. 5.12а), то суммарный сигнал на входе детектора имеет вид, представленный на рис. 5.12б. На рис. 5.12в показан вид сигнала на выходе детектора. На рис. 5.12г – на выходе дифференцирующей цепочки. В данном случае два перекрывающихся во времени сигнала удастся разрешить по дальности. Лишние отрицательные выбросы убираются с помощью диода Д1.

На рис. 5.13 представлены эпюры напряжений для тех же точек схемы рис. 5.11, когда два сигнала находятся в противофазе.

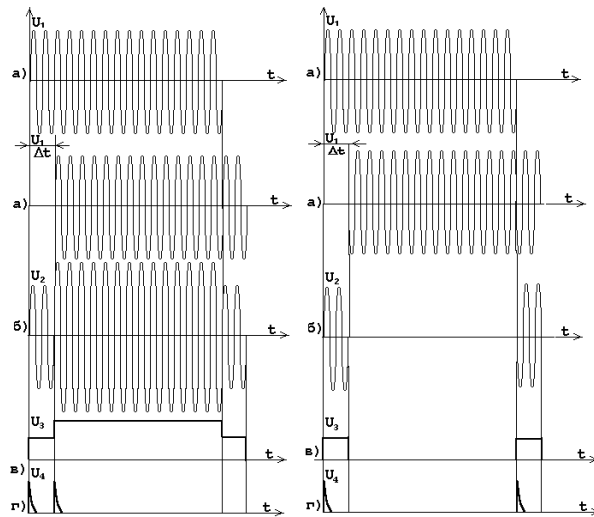


Рис. 5.12

Рис. 5.13

Как видим, разделение сигналов от двух целей, задержанных друг от друга на интервал времени Δt , для случая, когда сигналы находятся в противофазе, не удастся получить.

Эффективность работы рассмотренной ранее схемы, когда дифференцирование производилось в линейном тракте приемника, не зависела от фазовых соотношений высокочастотного заполнения разделяемых импульсных сигналов.

Для подавления помех от капель дождя используется приведенная на рис. 5.11 специальная схема подавления, которая состоит из дифференцирующей цепочки на выходе детектора приемника. Полоса пропускания УПЧ приемника в судовых РЛС для длительностей зондирующих импульсов 0,08; 0,8; 1,2 мкс выбирается, соответственно, в пределах 15...28; 5...7; 3 МГц. При таких полосах пропускания передние и задние фронты зондирующих импульсов от целей почти не заваливаются и имеют большую крутизну.

Напротив, эхо-сигналы от капель дождя во всей зоне за-светки имеют одинаковую интенсивность и представляют собой как бы единую протяженную цель с малой крутизной фронтов.

На выходе схемы дифференцирования наблюдаются только передние фронты эхо-сигналов (задние убираются диодами), причем интенсивность наблюдаемых сигналов от целей намного больше.

Схему дифференцирования можно применять также для контрастного изображения только передних отражающих поверхностей протяженных сооружений.

5.3. Метод оптимальной фильтрации сигнала на фоне небелого (коррелированного) стационарного шума и при воздействии помех с сосредоточенным спектром

Ранее было показано, что при белом шуме оптимальный фильтр должен быть согласован со спектром принимаемого сигнала. Если шум небелый и его спектральная плотность $N(f)$ нигде не обращается в нуль, то принимаемый сигнал со спектральной плотностью $g(f)$ должен быть пропущен через дополнительный фильтр с частотной характеристикой $K_o(f)$, который устанавливается на входе согласованного фильтра $K_1(f)$ (рис. 5.14).

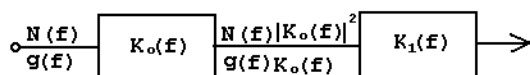


Рис. 5.14

Амплитудно-частотная характеристика предварительного фильтра выбирается такой, чтобы спектральная плотность мощности помехи на его выходе не зависела от частоты:

$$N(f) \cdot |K_o(f)|^2 = const = C, \text{ или}$$

$$|K_o(f)| = \sqrt{\frac{C}{N(f)}}. \quad (5.1)$$

Такой фильтр принято называть отбеливающим.

Поскольку шум на выходе предварительного фильтра стал белым, то оптимальная фильтрация сигнала осуществляется с

помощью согласованного фильтра $K_1(f)$ для сигнала со спектральной плотностью $g(f)K_o(f)$.

Оптимальная частотная характеристика такого фильтра с точностью до постоянного множителя определяется в виде

$$K_1(f) = (g(f)K_o(f))^* e^{-j2\pi f t_0}, \quad (5.2)$$

где t_0 – задержка фильтра, которая не может быть меньше длительности сигнала.

В целом оптимальная характеристика из двух фильтров для приема сигнала на фоне небелого шума будет иметь вид

$$K_{opt}(f) = K_o \cdot K_1(f) = |K_o(f)|^2 g^*(f) e^{-j2\pi f t_0}, \text{ или}$$

$$K_{opt}(f) = C \frac{g^*(f)}{N(f)} e^{-j2\pi f t_0}. \quad (5.3)$$

Если $N(f) = N_0 = const$, то получим известное выражение для случая белого шума:

$$K_{opt}(f) = C_1 g^*(f) e^{-j2\pi f t_0}. \quad (5.4)$$

Полученная обобщенная формула для структуры оптимального фильтра для сигнала на фоне небелого шума позволяет сделать вывод о необходимости режекции помех с сосредоточенным спектром, в частности, синусоидальных помех.

На рис. 5.15 приведен отдельно спектральный состав одиночного радиоимпульса и сосредоточенной помехи, спектр которой намного уже спектра сигнала.

На рис. 5.16 приведена структура оптимального фильтра при воздействии сосредоточенной помехи. В результате режекции теряется часть энергии полезного сигнала, но режектируется мощная сосредоточенная помеха.

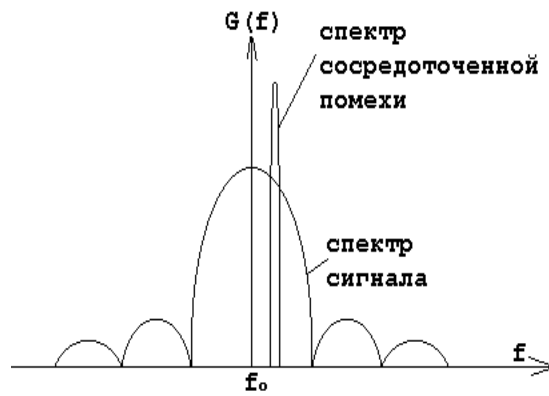


Рис. 5.15

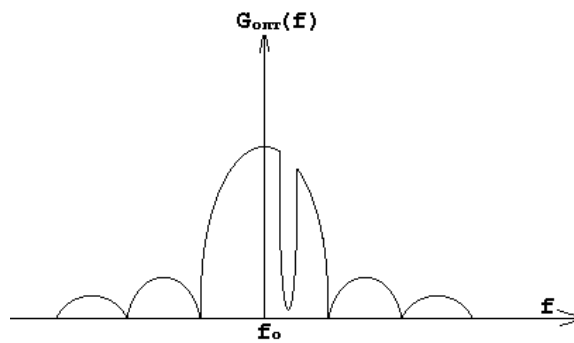


Рис. 5.16

5.4. Метод защиты от взаимных несинхронных помех других РЛС

Несинхронная помеха от других РЛС, как отмечалось выше, отображается на экране РЛС в виде множества целей, расположенных по спирали относительно центра индикатора. Если взаимная помеха синхронна, то спираль преобразуется в окружность.

Несинхронную взаимную помеху можно убрать, используя специальную схему защиты (рис. 5.17).

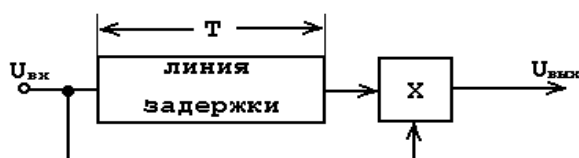


Рис. 5.17

С выхода линии задержки на период следования T зондирующих импульсов принимаемый сигнал поступает на вход умножителя. На другой вход умножителя подается незадержанный сигнал.

На выходе схемы рис. 5.17 полезный сигнал с периодом следования T будет присутствовать, а несинхронная взаимная помеха уничтожается, т. к. задержанные импульсы помехи будут перемножаться на нуль.

В цифровых судовых РЛС взаимные несинхронные помехи устраняются методом корреляционной обработки сигналов.

5.5. Метод оптимальной обработки пачки видеоимпульсов с помощью линии задержки

На выходе детектора приемника РЛС цель формирует пачку видеоимпульсов, модулированную по амплитуде диаграммой направленности антенны.

Число импульсов в пачке зависит от угловой скорости вращения антенны, частоты следования зондирующих импульсов, протяженности цели. Предварительную внутриимпульсную фильтрацию импульсов в пачке можно производить в тракте УПЧ приемника путем выбора оптимальной полосы пропускания $\Delta f_{УПЧ} = 1/\tau_u$.

Черезпериодная фильтрация сигналов, отраженных от точечных целей, выполняется на выходе детектора приемника с помощью линии задержки с отводами, число которых M равно числу импульсов в пачке, и сумматора (рис. 5.18).

Необходимость ввода коэффициентов веса на выходе отводов линии задержки (время задержки между отводами равна T) объясняется тем, что амплитуда видеоимпульсов в пачке

неодинакова. Эпюры видеоимпульсов пачки на выходе весовых усилителей и на выходе сумматора для случая, когда $M = 5$, приведены на рис. 5.19.

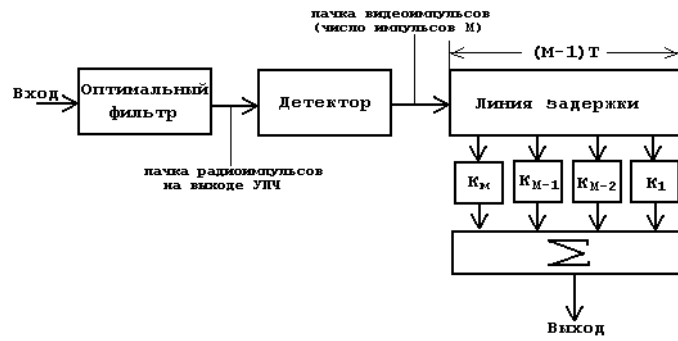


Рис. 5.18

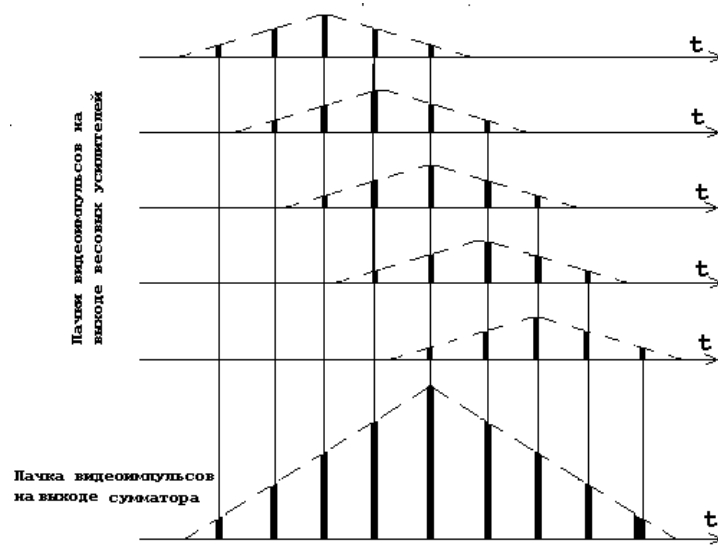


Рис. 5.19

Огибающая пачки на выходе сумматора имеет треугольную форму, как и должно быть в случае согласованной фильтрации.

Отметим, что приведенная схема одновременно осуществляет подавление несинхронных взаимных помех.

5.6. Метод оптимальной обработки пачки видеоимпульсов с помощью рециркулятора

Гребенчатый фильтр накопления, обеспечивающий накопление энергии видеоимпульсов в пачке, может быть построен на основе рециркулятора, структурная схема которого приведена на рис. 5.20.

Рециркулятор включает в себя линию задержки на время T (T – период следования импульсов), которая включена в цепь положительной обратной связи.

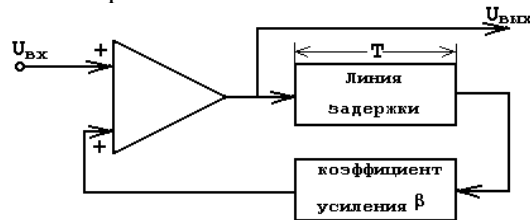


Рис. 5.20

Коэффициент усиления в цепи обратной связи $\beta < 1$. При $\beta > 1$ схема превращается в генератор периодической последовательности импульсов. Выходное напряжение в схеме рис. 5.20 при $\beta < 1$ определяется по формуле:

$$u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{вх}}(t) + \beta u_{\text{вх}}(t - T) + \beta^2 u_{\text{вх}}(t - 2T) + \dots$$

Таким образом, при воздействии на вход рециркулятора импульса на его выходе получаем последовательность периодически следующих импульсов с убывающей амплитудой. Скорость убывания регулируется величиной β . Если на рециркулятор подать пачку видеоимпульсов, то на выходе будет происходить накопление энергии пачки импульсов.

Частотная характеристика рециркулятора имеет вид

$$K(f) = 1 + \beta e^{-j2\pi fT} + \beta^2 e^{-j4\pi fT} + \dots$$

Суммируя члены геометрической прогрессии, получим:

$$K(f) = \frac{1}{1 - \beta e^{-j2\pi fT}}.$$

Нормированная по амплитуде амплитудно-частотная характеристика

$$K_H(f) = \frac{1 - \beta}{\sqrt{1 + \beta^2 - 2\beta \cos(2\pi fT - \arg \beta)}}. \quad (5.5)$$

Амплитудно-частотная характеристика рециркулятора имеет гребенчатую структуру (рис. 5.21).

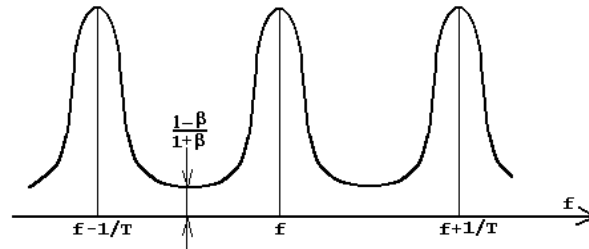


Рис. 5.21

Амплитуда гребней вследствие нормировки равна 1. Между гребнями располагаются провалы с уровнем $\frac{1 - \beta}{1 + \beta}$.

Подбор необходимой ширины гребней и уровней провалов осуществляется путем выбора β .

Для оптимизации фильтрации ширину гребней амплитудно-частотной характеристики следует согласовать с шириной гребней амплитудно-частотного спектра пачки импульсов.

5.7. Метод цифрового бинарного накопления пачки видеоимпульсов

Широкое применение в цифровых методах обработки сигналов нашли бинарные схемы накопления или, иначе, схемы счета числа импульсов, превышающих заданный порог.

На рис. 5.22а показано напряжение $u(t)$ на выходе детектора, которое подается на пороговую схему, уровень порога которой показан пунктиром. Выходное напряжение квантуется по времени и амплитуде (рис. 5.22б), так что на выходе создается дискретная последовательность нулей и единиц (рис. 5.22в).

На рис. 5.23а приведены зафиксированные последовательности нулей и единиц на 13 дискретах дальности для четырех последовательно излучаемых зондирующих импульсов.

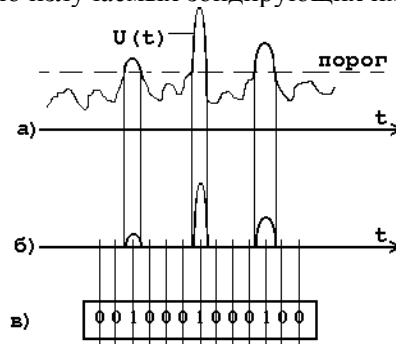


Рис. 5.22

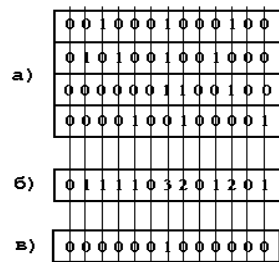


Рис. 5.23

Последовательности запоминаются после каждого зондирующего импульса в устройстве цифровой обработки. В качестве запоминающего устройства может быть использован регистр дальности.

Последовательности на рис. 5.23а расположены в виде строк друг над другом. Каждой строке соответствует новое значение азимута (по вертикали).

Каждая вновь полученная последовательность записывается на месте предыдущей последовательности, остальные последовательности – в промежуточные регистры (смещаются вниз). Наиболее старая (нижняя) последовательность отбрасывается, так что в устройстве обработки все время запоминается одно и то же количество последовательностей m (в рассматриваемом случае $m = 4$), а для каждого квантованного элемента дальности – одно и то же количество m двоичных цифр. С учетом пропуска отдельных импульсов из-за помех решение о наличии цели принимается, если зафиксировано n и более импульсов из m возможных (используется логика «3 из 3», «2 из 2», «4 из 4» и т. д.). На рис. 5.23 принята логика «3 из 4». На рис. 5.23б приведено записанное число единиц в четырех регистрах на каждом дискрете дальности. На рис. 5.23в с помощью логики «3 из 4» цель зафиксирована лишь на 7-ом дискрете дальности.

Для получения наилучших показателей схемы обнаружения цели целесообразно число m выбрать равным числу M импульсов в пачке. Так, если число импульсов в пачке равно 10, то необходимо использовать 10 регистров промежуточного результата. Длина каждого регистра может составлять 500 и более бит.

Полная схема цифровой обработки по рассматриваемому принципу изложена в гл. VI.

Контрольные вопросы

1. Как отображаются на экране РЛС несинхронные и синхронные взаимные помехи от других РЛС, эхо-сигналы от взволнованной морской поверхности, от гидрометеоров: дождя, снега, града?
2. Почему ложные цели наиболее часто появляются от близко проходящих судов?
3. Почему приводные волноводы могут явиться причиной появления ложных целей?
4. Назовите методы борьбы с помехами от взволнованной морской поверхности, от гидрометеоров.
5. Какова должна быть структура оптимального фильтра в приемнике РЛС при воздействии мощных помех с сосредоточенным спектром?
6. Назовите три возможных метода черезпериодной обработки импульсов в одной пачке.

ГЛАВА VI. ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ В ЦИФРОВЫХ СУДОВЫХ РЛС И ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЙ НАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ЦЕЛИ

6.1. Общие принципы построения цифровых РЛС

Судовая РЛС состоит из трех основных функциональных устройств:

- приемопередатчик;
- антенно-волноводный тракт;
- компьютерный индикатор.

Антенна совместно с поворотным устройством и устройством съема угла поворота антенны конструктивно выполняется в виде отдельного модуля и размещается на специальной площадке судовой мачты. Приемно-передатчик конструктивно оформляется отдельно от стойки компьютерного индикатора.

В последних модификациях судовых РЛС приемопередатчик размещается совместно с антенной в устройстве сканирования. В этом случае отсутствует потеря мощности при канализации ее по антенно-волноводному тракту, которая достигает до 50%. Успехи в области микроминиатюризации позволили уменьшить массо-габаритные характеристики антенно-приемопередающего сканирующего устройства до приемлемых величин.

Отраженные от целей зондирующие сигналы по коаксиальному кабелю поступают в стойку компьютерного индикатора с выхода детектора приемника для последующей первичной и вторичной обработки. Управление приемопередатчиком осуществляется дистанционно.

Недостаток такого конструктивного деления аппаратуры лишь один: более жесткие климатические и механические условия работы приемно-передатчика, размещенного совместно с антенной.

Аналоговая информация с выхода детектора приемника преобразуется в цифровую форму и поступает на устройство обнаружения целей, измерения и вычисления навигационных параметров целей: дистанции, азимута, скорости и др.

Задачи внутриимпульсной фильтрации сигналов в приемнике, преобразование аналоговой информации в цифровую, обнаружение сигналов, измерение параметров сигналов решаются в реальном масштабе времени и носят название задач первичной обработки информации.

Задачи преобразования полярных координат в прямоугольные или геодезические, задача определения сближения цели с собственным судном, формирование синтезированного изображения на экране ЭЛТ, отображение электронных карт регионов относятся к задачам вторичной обработки информации, которые могут решаться с некоторой задержкой во времени.

Компьютерный индикатор представляет собой многопроцессорное вычислительное устройство. Так, например, задачи первичной обработки выполняет первичный процессор, задачи вторичной обработки – вторичный процессор, а задачи формирования изображения – видеопроцессор дисплея. В ряде устройств число процессоров более трех.

Алгоритмы решения задач первичной и вторичной обработки являются know how. Фирмы-производители судовых РЛС структурные и принципиальные схемы аппаратуры, а также алгоритмы обработки не публикуют.

Процессоры первичной и вторичной обработки информации после одного поворота антенны формируют так называемое «сырое» изображение, а в результате накопления данных после нескольких поворотов антенны – синтезированное изображение, которое с заданной тактовой частотой может запрашиваться процессором дисплея и поступать на экран дисплея.

Синтезированное изображение по сравнению с «сырым» радиолокационным изображением обладает рядом преимуществ, позволяющих:

- производить сравнение временных разверток при каждом последующем обороте антенны и подавлять ложные цели;
- оптимизировать яркость свечения при приеме сильных и слабых сигналов;

- обеспечивать постоянную яркость разверток на всех шкалах дальности, создавая тем самым индикаторы повышенной яркости или индикаторы дневного света.

В индикаторах с синтезированным изображением информация об обнаруженных целях за каждый оборот антенны хранится в регистрах процессора. Путем сравнения записанных эхо-сигналов на регистрах друг с другом удается по выбранному критерию исключить ложные цели от истинных целей. Далее, т. к. всем истинным эхо-сигналам разной интенсивности присваиваются в регистрах памяти логические «1», все сигналы могут отображаться на экране с одинаковой яркостью. Возможно использование других схем, позволяющих воспроизводить синтезированное изображение с несколькими уровнями яркости.

И, наконец, синтезированная информация воспроизводится на экране с постоянным тактом независимо от частоты следования зондирующих импульсов, которая выбирается разной на разных шкалах дальностей. Принятые меры позволяют повысить яркость изображения и наблюдать его на экране ЭЛТ без тубуса при дневном освещении.

6.2. Методы преобразования аналоговой информации в цифровую форму

Отраженные сигналы от точечных целей занимают одну из разрешающих площадей (или объемов), а от протяженных целей – несколько примыкающих друг к другу разрешающих площадей (объемов).

Каждый отраженный сигнал от цели должен быть обнаружен с максимальной вероятностью правильного обнаружения и с минимальной вероятностью ложного обнаружения сигнала. Задача оптимизации вероятностей решается путем увеличения отношения сигнал – шум на выходе амплитудного детектора и путем рационального выбора порогового уровня на выходе схемы обработки пачки импульсов. Превышение порогового уровня свидетельствует о наличии цели, не превышение – о ее отсутствии.

Для повышения отношения сигнал – шум используется так называемая внутриимпульсная обработка сигналов. Внутриимпульсная обработка производится путем фильтрации каждого импульса в линейном приемном тракте, межпериодная обработка – путем накопления энергии сигнала от пачки импульсов.

Практически фильтрация одиночных импульсов осуществляется в тракте УПЧ приемника фильтрами с полосой пропускания $\Delta f \geq 1/\tau_u$.

Сигнал на выходе детектора огибающей в цифровых РЛС преобразуется в цифровую форму. Преобразование производится в два этапа.

На первом этапе непрерывный аналоговый сигнал заменяется последовательностью выборок в дискретном ряде точек временной шкалы на заданной дистанции. Для однозначного представления сигнала, в соответствии с теоремой Котельникова, необходимо, чтобы последовательность выборок отстояла друг от друга на интервал времени $t_0 \leq \frac{1}{2\Delta f_c}$, где

Δf_c – ширина частотного спектра сигнала на выходе детектора.

На втором этапе производится квантование сигнала. В процессе квантования последовательность выборок преобразуется в последовательность двоичных кодовых слов. Операции дискретизации и квантования производятся с помощью аналого–цифровых преобразователей (АЦП).

Квантование взятых выборок по амплитуде обычно производится либо с помощью 8-разрядных преобразователей АЦП, либо с помощью двоичных (бинарных) квантователей. В последнем случае происходит потеря помехозащищенности устройства обнаружения сигналов, но эта потеря окупается простотой реализации.

В случае использования 8-разрядного преобразователя сигнал квантуется по амплитуде так, чтобы цена младшего разряда не превышала среднеквадратической величины шума

σ_N . При бинарном квантовании порог квантования выбирается на уровне $1,785\sigma_N$.

В реальных условиях работы РЛС величина σ_N неизвестна. Поэтому расчет производится исходя из наихудшего ожидаемого уровня шума.

В главе IV приведены структурные схемы различных устройств внутриимпульсной и межпериодной обработки сигналов, а также оптимальные алгоритмы обнаружения сигналов при разных распределениях вероятности огибающей смеси сигнала с шумом.

6.3. Структурная схема бинарного обнаружителя целей в движущемся «окне» на одном дискрете дальности

На рис. 6.1 приведена структурная схема бинарного обнаружителя целей в движущемся азимутальном «окне» на одном дискрете дальности.

Бинарно-квантованные сигналы на данном дискрете дальности с выхода детектора приемника поступают на входы регистров сдвига и реверсивного счетчика. Число разрядов N регистра сдвига выбирается равным числу импульсов в пачке, число разрядов реверсивного счетчика r определяется из соотношения $N = 2^r$.

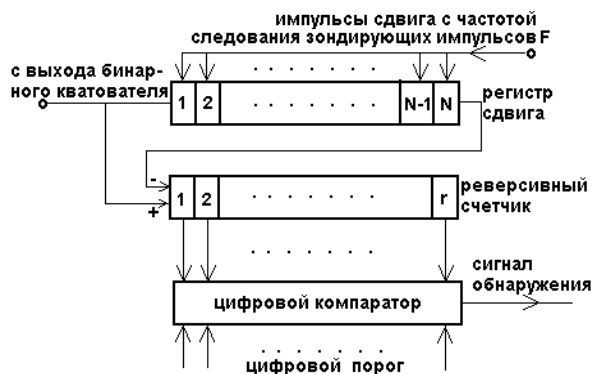


Рис. 6.1

Если число импульсов в пачке равно 8, то последовательность чисел, записанных по суммирующему входу в реверсивный счетчик до заполнения регистра сдвига, будет 1, 2,

3, 4, 5, 6, 7, 8. После заполнения регистра сдвига с выхода регистра единицы будут поступать на вычитающий вход реверсивного счетчика и последовательность записанных чисел в реверсивном счетчике будет 7, 6, 5, 4, 3, 2, 1, 0. Записанные числа в реверсивном счетчике сравниваются в цифровом компараторе с пороговым числом. Если порог установлен в виде числа 4, то сигнал обнаружения поступит в момент, соответствующий середине пачки импульсов.

Рассмотренная схема позволяет последовательно обнаруживать все цели на всех направлениях на фиксированном дискрете дальности.

Наиболее распространенными алгоритмами являются так называемые программные обнаружители целей, фиксирующие на ширине движущегося «окна» плотность единиц на выходе бинарного преобразователя в дискретном ряде точек временной шкалы. Начало пачки определяется по наличию l единиц на ширине движущегося «окна», где $l \leq N$ (критерий « l из N », или « l/N »).

Протяженные объекты по дальности определяются по наличию l единиц на m смежных (по дистанции) позициям дискретизации.

Конец пачки для точечных и протяженных целей определяется по наличию серий из k нулей подряд ($k = 2, 3...$). Наиболее широко используется критерий «три нуля подряд» в шести последовательных обзорах.

6.4. Обобщенная структурная схема бинарного обнаружителя целей на всех дискретах дальности

На рис. 6.2 приведена обобщенная структурная схема устройства первичной обработки – бинарного обнаружителя целей с использованием движущихся «окон» на всех дискретах дальности.

Информация обрабатывается после бинарного преобразователя на выходе детектора приемника цифровыми методами.

Схема называется обобщенной, т. к. существуют десятки цифровых схем обработки сигналов, которые отличаются друг от друга. Однако, в основе каждой из схем используются общие

принципы построения на основе регистров дальности и движущихся «окон».

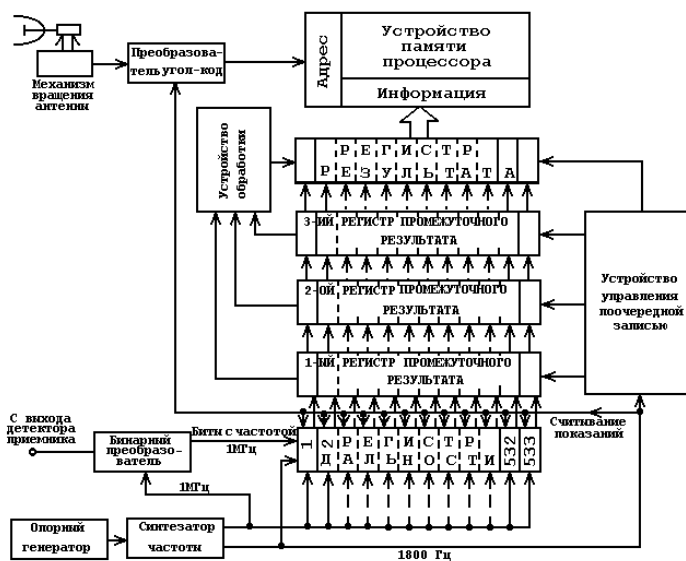


Рис. 6.2

Для конкретизации рассмотрения схемы будем считать, что максимальная дальность РЛС- $D = 80$ км, длительность зондирующих импульсов $\tau_u = 1$ мкс, частота следования импульсов $F = 1800$ Гц.

Дистанция $D = 80$ км соответствует временному интервалу

$$\Delta T = \frac{D}{150},$$

где ΔT (мкс), D (м).

В рассматриваемом случае $\Delta T = 533$ мкс.

Будем считать, что полоса пропускания УПЧ согласована с длительностью импульса. Тогда на выходе УПЧ длительность импульса равна $2\tau_u$, т. е. 2 мкс.

Напряжение на выходе детектора $U_{дет}$ (рис. 6.3а) подается на бинарный квантователь, преобразующий аналоговое напряжение

в двухуровневое напряжение $U_{1,0}$ в виде единиц и нулей, причем нуль формируется, если напряжение ниже порогового уровня бинарного квантователя $U_{пор}$, а единица –превышает этот уровень (рис. 6.3б).

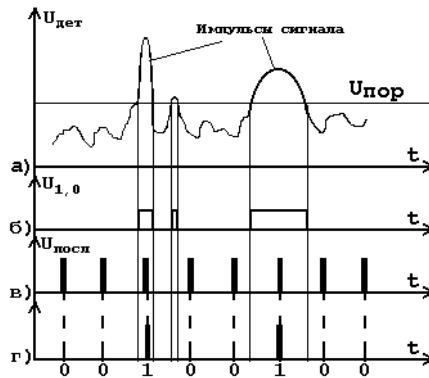


Рис. 6.3

Цифровая последовательность строится периодической последовательностью импульсов $U_{посл}$ с частотой 1 МГц (рис. 6.3в). Частота выбрана таким образом, чтобы в интервале времени существования импульсного сигнала хотя бы один стробирующий импульс совпадал во времени с телом сигнала. На выходе стробирующей схемы получаем последовательность единиц и нулей (рис. 6.3г). При частоте 1 МГц дискретность измерения дальности равна 150 м.

Последовательность единиц и нулей с частотой 1 МГц подается на 533-битовый регистр сдвига дальности (рис. 6.2). Каждому биту регистра соответствует один дискрет. Регистр запускается задним фронтом зондирующего импульса (в момент открытия приемника).

До начала прихода следующего зондирующего импульса весь регистр дальности заполнится. После заполнения регистра сдвига результат стробирования сигнала первым стробирующим импульсом будет находиться в 533 бите регистра. Число единиц в битах регистра свидетельствует о числе обнаруженных целей. При этом следует учитывать, что в результате действия помех некоторые обнаруженные цели могут быть ложными, а часть истинных целей может быть не обнаружена.

Так, если цель зарегистрирована в n -ом бите (счет номера от конца регистра), то дистанция до цели $D_{ц}(m)$ определится в виде

$$D_{ц}=150 \cdot n.$$

Через 533 мкс после начала заполнения регистра с помощью устройства поочередной записи записанные дальности до целей из регистра дальности переписываются в 1-ый регистр промежуточного результата.

После окончания перезаписи производится сброс показаний регистра дальности.

С приходом следующего зондирующего импульса начинается новое заполнение регистра дальности.

Регистрация целей в битах регистра при новой записи в общем случае не соответствует предыдущей из-за случайного действия помех, из-за движения целей и из-за перемещения антенны по азимуту. Операция перезаписи повторяется: показания из 1-го регистра промежуточного результата переписываются во 2-ой регистр промежуточного результата, а из регистра дальности – в первый регистр промежуточного результата.

Наконец, в третий раз после такой же перезаписи данными оказываются заполненными все три регистра промежуточного результата и после анализа данных переписываются в регистр результата.

Число регистров промежуточного результата целесообразно выбирать равным числу импульсов в пачке. В рассматриваемом случае число регистров равно 3.

Происходит по-битовое сравнение записанных результатов во всех трех промежуточных регистрах. Сравнение производится по критериям 2 из 3-х, т. е. в соответствующие биты регистра результата записываются лишь те цели, которые зарегистрированы в тех же битах хотя бы в двух регистрах промежуточного результата.

Регистры промежуточного результата выполняют роль следящих «окон» одновременно на всех дистанциях.

Обнаруженные цели, записанные в соответствующие биты регистра результата, после пересчета с учетом дискрета даль-

ности заполняют информационную часть устройства памяти процессора первичной обработки информации. Одновременно с записью дальностей до целей производится снятие показаний преобразователя угол-код, который установлен на оси вращения антенны.

Если преобразователь 9-разрядный, то показания азимута снимаются с дискретом $0,7^\circ$. Снятые показания азимута записываются в адресную часть устройства памяти. Таким образом, в устройстве памяти процессора за время одного оборота антенны будет записана информация о дальностях до целей, расположенных на удалениях до 80 км, на всех азимутах с дискретом $0,7^\circ$.

За время нескольких оборотов антенны с целью получения информации о целях с большей достоверностью может производиться по выбранному критерию дополнительная проверка истинности обнаруженных целей. Окончательно координаты каждой цели X , Y записываются в память процессора после пересчета:

$$\begin{aligned} X &= D \sin \alpha; \\ Y &= D \cos \alpha, \end{aligned} \quad (6.1)$$

где D – дистанция до цели; α – азимут на цель.

Процессор видеодисплея опрашивает память и отображает цели на экране дисплея в виде синтезированной картины.

В некоторых судовых радиолокаторах напряжение на выходе детектора приемника квантуется не двумя уровнями (1 и 0), а несколькими уровнями, например, на 256 уровней с помощью 8-разрядного преобразователя напряжение-код.

Структурная схема устройства цифровой обработки при квантовании на несколько уровней подобна выше рассмотренной с той лишь разницей, что в результате стробирования имеем не 1 бит, а 1 байт информации (1 байт равен 8 битам), которая записывается в соответствующие ячейки памяти. Схема в случае использования 8-ми разрядного преобразователя обладает лучшей помехозащищенностью.

Устройство цифровой обработки выполняется в виде отдельной платы на больших и сверхбольших интегральных схемах. При этом следует учитывать, что часть узлов струк-

турной схемы рис. 6.2 имеется в процессоре первичной обработки информации.

6.5. Измерение текущих значений координат целей и скорости движения целей

В главе IV приведены структурные схемы следящих систем с астатизмом 2-го порядка, которые позволяют измерять прямоугольные координаты цели $X_{ц}$, $Y_{ц}$ без скоростных погрешностей, а также скорости изменения координат цели $v_{цх}$, $v_{цy}$.

В современных средствах автоматической радиолокационной прокладки (САРП) цифровых РЛС следящие стробы устанавливаются на отраженные сигналы, принятые от целей, вручную или автоматически.

После установки стробов сопровождение сигналов во времени производится автоматически с помощью следящих систем. Каждая последующая оценка координат и скорости при новом обороте антенны РЛС производится программным путем на основе предыдущих результатов измерений. Смещение следящих стробов по результатам оценок осуществляется с помощью цифровых фазовращателей с заданной величиной дискрета.

Число одновременно работающих следящих систем в современных компьютерных индикаторах исчисляется десятками. Быстродействие и объемы памяти современных процессоров позволяют практически не ограничивать число одновременно работающих следящих систем.

6.6. Оценка результирующей погрешности измерения дистанции до цели

Дистанция до цели D определяется путем измерения временного интервала между началом излучения зондирующего импульса и началом прихода отраженного сигнала от цели. Временной интервал обычно измеряют в микросекундах ΔT (мкс). Тогда, чтобы получить D в метрах, величину ΔT (мкс) умножают на 150, а чтобы получить D в милях – умножают на коэффициент 0,08.

Суммарная погрешность измерения дистанции D зависит от шумовых и инструментальных погрешностей измерений.

Погрешностью, связанной с изменением скорости распространения радиоволн, можно пренебречь.

Шумовые погрешности зависят от величины отношения сигнал/шум на выходе детектора приемного устройства, инструментальные погрешности – от разрешающей способности индикатора и периода счетных импульсов, используемых для измерения дальности.

Кроме того, на величину погрешности измерения дистанции влияет килевая качка судна. Эту погрешность нельзя не учитывать при измерении дистанции до близко расположенных от судна целей.

Погрешности измерения дистанции существенно отличаются при визуальном измерении дистанции (с помощью электронного маркера, совмещаемого с отображением цели на экране ЭЛТ) и при автоматическом измерении (с помощью полустрелов следящей системы за временным положением отраженных зондирующих импульсов).

При визуальном измерении максимальная погрешность измерения дистанции ΔD до цели определяется средним числом пикселей

$\frac{\bar{N}_{\text{пикс}}}{2}$ на измеряемой дистанции D :

$$\Delta D = \frac{2D}{\bar{N}_{\text{пикс}}}. \quad (6.2)$$

Здесь $\bar{N}_{\text{пикс}}$ – среднее число пикселей по горизонтали и вертикали на эффективном диаметре ЭЛТ.

В зависимости от тоннажа судна (см. главу VIII) судовые РЛС имеют разную дальность и разные характеристики визуальных индикаторов.

В главе VIII, табл. 8.6 приведены основные характеристики судовых РЛС для судов разной валовой вместимости.

Табл. 6.1 по сравнению с табл. 8.6 является упрощенной и содержит лишь данные, необходимые для анализа погрешности измерения дистанции.

Таблица 6.1

РЛС для судов с валовой вместимостью, т	Максимальная дальность РЛС, м. м.	Эффективный диаметр экрана ЭЛТ, мм	Число пикселей на эф. диаметре ЭЛТ по горизонтали/вертикали, $N_{\text{пикс}}$	Среднее число пикселей на эф. диаметре ЭЛТ, $\bar{N}_{\text{пикс}}$
до 150	48	100...140	481/640	500
150...1000	96	180...205	1024/1200	1000
1000...10000	120	250	1024/1200	1000
10000 и более	120	340	1024/1200	1000

В табл. 6.2 приведены результаты расчета с помощью выражения (6.2) максимальных погрешностей визуального измерения дистанции $\Delta D_{\text{max},1}$ для разных видов РЛС на максимальных дистанциях (см. табл. 6.1) и погрешностей $\Delta D_{\text{min},1}$ на дистанции $D = 1,5 \text{ м.м.}$

Таблица 6.2

РЛС для судов с валовой вместимостью, т	$\Delta D_{\text{max},1}$, М	$\Delta D_{\text{min},1}$, М
До 150	350	10
150...1000	350	5
1000...10000; 10000 и более	450	5

Погрешность измерения дистанции зависит также от интервала дискретизации измеряемой дистанции.

Частота следования импульсов дискретизации на малых дистанциях выбирается около 10 МГц, на больших дистанциях – около 1 МГц.

Отсюда максимальная погрешность измерения дистанции из-за конечного периода дискретизации составляет:

на больших дистанциях – около 1 мкс, что соответствует $\Delta D_{\text{max},2} = 150 \text{ м.}$;

на малых дистанциях – около 0,1 мкс, что соответствует $\Delta D_{\text{max},2} = 15 \text{ м.}$

Если антенна РЛС установлена на высоте h по отношению к оси бортовой качки судна (судно имеет угол крена T), то антенна будет иметь некоторый вынос в сторону наклоненного

борта ($h \sin T$), что приводит к появлению дополнительной погрешности:

$$\Delta D_3 = h \sin T \sin \alpha_u, \quad (6.3)$$

где α_u – азимут на цель.

Максимальная величина погрешностей соответствуют азимутам α_u , равным 90° и 180° .

При качке судна с углом крена $T = \pm 10^\circ$, если $h = 15 \text{ м}$, максимальное значение погрешности будет

$$\Delta D_{\max,3} = \pm 15 \sin 10^\circ = \pm 2,6 \text{ м}.$$

Распределение вероятности рассмотренных выше погрешностей подчиняется равновероятностному распределению в пределах $\pm 0,5 \Delta D_{\max}$.

Для равновероятностного закона распределения погрешностей в пределах $\pm 0,5 \Delta D$ среднеквадратическая погрешность, как известно, определяется величиной:

$$\sigma_D = \frac{\Delta D}{\sqrt{12}}. \quad (6.4)$$

Результаты расчета максимальных погрешностей в среднеквадратические при визуальном измерении дистанции с помощью электронного маркера сведены в табл. 6.3; 6.4; 6.5.

Расчет погрешностей производился с помощью выражений:

$$\sigma_1 = \frac{\Delta D_{\max,1}}{\sqrt{12}}; \quad \sigma_2 = \frac{\Delta D_{\max,2}}{\sqrt{12}}; \quad \sigma_3 = \frac{\Delta D_{\max,3}}{\sqrt{12}};$$

$$\sigma_{\text{сум}} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2}.$$

При измерении дистанции автоматически с помощью полустрелов следящей системы среднеквадратическая погрешность измерения временного положения импульса (им-

пульс с прямоугольной формой огибающей длительностью τ_u) определяется выражением (4.24).

Таблица 6.3

РЛС для судов валовой вместимостью до 150 т				
Измеряемая дистанция м. м.	Составляющая СКВ погрешности			Суммарная СКВ погрешность
	σ_1 , м	σ_2 , м	σ_3 , м	$\sigma_{сум}$, м
48	101	43,2	0,74	110
1,5	2,88	4,3	0,74	5,2

Таблица 6.4

РЛС для судов валовой вместимостью до 150...1000 т				
Измеряемая дистанция м. м.	Составляющая СКВ погрешности			Суммарная СКВ погрешность
	σ_1 , м	σ_2 , м	σ_3 , м	$\sigma_{сум}$, м
96	101	43,2	0,74	110
1,5	1,44	4,3	0,74	4,6

Таблица 6.5

РЛС для судов валовой вместимостью до 10000 т				
Измеряемая дистанция м. м.	Составляющая СКВ погрешности			Суммарная СКВ погрешность
	σ_1 , м	σ_2 , м	σ_3 , м	$\sigma_{сум}$, м
120	130	43,2	0,74	137
1,5	1,44	4,3	0,74	4,6

На максимальной дальности примем $\tau_u = 1$ мкс; $q^2 = 10$.

Тогда $\sigma_\tau = 0,014$ мкс, что соответствует $\sigma_1 = 2,1$ м.

На минимальной дальности примем $\tau_u = 0,1$ мкс; $q^2 = 100$.

Тогда $\sigma_\tau = 0,000141$ мкс, что соответствует $\sigma_1 = 0,02$ м.

Погрешности σ_2, σ_3 при автоматическом измерении остаются те же.

В табл. 6.6 по аналогии с табл. 6.3–6.5 приведены составляющие погрешностей и суммарные погрешности при автоматическом измерении дистанции до цели.

Эти погрешности не зависят от разрешающей способности индикаторов и одинаковы для всех видов РЛС.

Таблица 6.6

РЛС для судов любой валовой вместимости				
Измеряемая дистанция, м. м.	Составляющие СКВ погрешности			Суммарная СКВ погрешность
	σ_1 , м	σ_2 , м	σ_3 , м	$\sigma_{\text{сум}}$, м
48...120	4,2	43,2	0,74	43,4
1,5	0,04	4,3	0,74	4,36

На больших дальностях основной вклад в величину суммарной погрешности вносит инструментальная погрешность из-за большой величины дискрета счетных импульсов. Если частоту счетных импульсов увеличить на порядок, то почти на порядок уменьшилась бы и суммарная погрешность.

Суммарная погрешность измерения дистанции в современных судовых РЛС (по приведенным техническим характеристикам) составляет 0,8...1% от максимальной дальности на используемой шкале дальности или непосредственно выражается в метрах. Так как оценки погрешностей, выраженные в процентах от дальности и в метрах не совпадают, то принято погрешность определять, например, в виде «0,9% от максимальной дальности на используемой шкале дальности или 8 м, что больше».

На шкале дальности 0,25 мили погрешность 0,9% от дальности составляет 4 м. Это значит, что на этой шкале погрешность следует оценивать величиной не 4 м, а 8 м.

На шкале 96 миль погрешность 0,9% составляет 1600 м. Именно эта погрешность, а не 8 м должна характеризовать суммарную величину погрешности на этой шкале.

По сравнению с приведенными выше расчетными величинами, указанная погрешность является завышенной.

6.7. Оценка погрешности измерения азимута на цель

Результирующая погрешность измерения азимута на цель зависит от величины отношения сигнал – шум на выходе детектора приемника, ширины диаграммы направленности антенны в азиму-

тальной плоскости, точности передачи угла поворота антенны в устройство индикации, скорости вращения антенны, амплитуды бортовой качки судна.

Истинная величина пеленга на цель определяется значением азимута в момент времени, соответствующий середине пачки импульсов. Это время соответствует моменту, когда направление на цель совпадает с осевой линией диаграммы направленности антенны.

Определить момент времени, соответствующий середине пачки импульсов, учитывая, что импульсы промодулированы по амплитуде диаграммой направленности антенны, возможно лишь с погрешностью (с учетом шумов, искажающих форму пачки импульсов).

Потенциально достижимая минимальная величина среднеквадратической погрешности измерения азимута определяется выражением (4.26).

В наихудшем случае распределение вероятности погрешности измерения азимута имеет прямоугольное распределение в интервале $\pm\alpha_2/2$ (α_2 – ширина диаграммы направленности антенны в азимутальной плоскости).

Для судовых антенн выбирают $\alpha_2 = 2^\circ$.

Среднеквадратическая погрешность определения азимута на цель при равновероятностном распределении погрешности определится в виде

$$\sigma_{a,1} = \frac{\alpha_2}{\sqrt{12}} = \frac{2}{\sqrt{12}} = 0,6^\circ.$$

Аналоговое значение углового положения антенны в современных цифровых судовых РЛС преобразуется в цифровую форму для ввода в компьютерное устройство индикации.

Чаще всего для преобразования угла поворота антенны используются 12 или 13-битовые преобразователи угол – код (как правило, код Грея).

Величина дискрета для 12-битового кодирующего устройства имеет величину $\frac{360^\circ}{4096} = 0,09^\circ$.

Использование такого преобразователя вносит максимальную погрешность $\pm 0,045^\circ$ и среднеквадратическую погрешность (при равновероятностном распределении погрешности)

$$\sigma_{a,2} = \frac{2 \cdot 0,045}{\sqrt{12}} = 0,026^\circ.$$

При нахождении антенны РЛС на высоте h по отношению к оси бортовой качки судна, если судно имеет угол крена T , фактическое мгновенное место антенны отвечает зависимости $h \sin T$. В данном случае, при определении направления на цель, находящуюся на дистанции D от судна, будет некоторая угловая погрешность параллакса, величина которой зависит от высоты установки антенны, угла крена и расстояния до цели.

Эта погрешность может быть рассчитана по формуле:

$$e(\text{град}) = \frac{\pm 57,3h \sin T \cos \alpha_{\text{ц}}}{D}. \quad (6.5)$$

Если $h = 15 \text{ м}$; $D = 1,5 \text{ м. м.} = 2780 \text{ м}$; $T = 10^\circ$, то при $\alpha_{\text{ц}} = 0^\circ$ и 180° получим $e = \pm 0,2^\circ$.

При равновероятностном распределении погрешности в рассматриваемом случае получим:

$$\sigma_{a,3} = \frac{2 \times 0,2}{\sqrt{12}} = 0,114^\circ.$$

Суммарная среднеквадратическая погрешность определения азимута на цель определится в виде:

$$\sigma_{a,\text{сум}} = \sqrt{\sigma_{a,1}^2 + \sigma_{a,2}^2 + \sigma_{a,3}^2} \approx 0,6^\circ.$$

При визуальном определении азимута цели погрешность отображения азимута зависит от размеров пикселя Δl и эффективного диаметра $D_{\text{эф}}$ ЭЛТ. Максимальная погрешность визуального отображения азимута цели $\Delta \alpha$ на максимальной дистанции определяется выражением:

$$\Delta\alpha(\text{град}) = \frac{57,3 \cdot \Delta n}{D_{\text{эф}}} \quad (6.6)$$

Размеры пикселей в зависимости от $D_{\text{эф}}$ и $\bar{N}_{\text{пикс}}$ приведены в табл. 6.7.

Таблица 6.7

$D_{\text{эф}}$, мм	$\bar{N}_{\text{пикс}}$	Δn , мм
140	500	0,28
180	1000	0,18
250	1000	0,25
340	1000	0,34

Результаты расчета максимальной погрешности измерения азимута цели при визуальном определении приведены в табл. 6.8.

Таблица 6.8

$D_{\text{эф}}$, мм	140	180	250	340
$\Delta\alpha$, мм	0,11	0,057	0,057	0,057

Электронный визир направлений по требованию ИМО должен обеспечивать измерение направления на цель с максимальной погрешностью $\pm 1^\circ$. Результаты сравнения этой погрешности с данными, приведенными в табл. 6.8, показывают, что результирующая максимальная погрешность визуального определения азимута цели лежит в пределах $\pm 1^\circ$.

По приведенным техническим характеристикам судовых РЛС разных видов погрешность измерения азимута оценивается приведенной величиной $\pm 1^\circ$.

6.8. Погрешность измерения координат цели

Обозначим суммарную среднеквадратическую погрешность измерения дистанции σ_D , а суммарную

среднеквадратическую погрешность измерения азимута на цель σ_a .

С учетом соотношений (6.1), получим среднеквадратическую погрешность измерения координат цели в виде

$$\begin{aligned}\sigma_x &= \sqrt{\sigma_D^2 \sin^2 \alpha + D^2 \sigma_a^2 \cos^2 \alpha}; \\ \sigma_y &= \sqrt{\sigma_D^2 \cos^2 \alpha + D^2 \sigma_a^2 \sin^2 \alpha}.\end{aligned}\quad (6.7)$$

Погрешности измерения координат X , Y коррелированы. Функция взаимной корреляции погрешностей

$$K_{XY} = (\sigma_D^2 - D^2 \sigma_a^2) \sin \alpha \cos \alpha. \quad (6.8)$$

В приведенных выше соотношениях σ_a (рад).

Контрольные вопросы

1. Назовите преимущества РЛС с размещением приемопередатчика в сканирующем устройстве.
2. Чем отличается «сырое» изображение от синтезированного изображения?
3. Назовите преимущества многоуровневых квантователей перед бинарными квантователями в устройствах обнаружения целей.
4. Какие функции выполняют регистр дальности, регистр промежуточного результата и регистр результата?
5. От каких факторов зависит суммарная погрешность измерения дистанции и азимута в РЛС?
6. Чему равна суммарная погрешность измерения дистанции и азимута в современных судовых РЛС?

ГЛАВА VII. СРЕДСТВА АВТОМАТИЧЕСКОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ПРОКЛАДКИ

7.1. Основные функции средств автоматической радиолокационной прокладки (САРП)

Функции современных судовых РЛС не ограничиваются отображением на экране индикатора кругового обзора (ИКО) видимых целей.

Все суда, оборудованные РЛС, должны обеспечивать радиолокационную прокладку на экране РЛС.

В зависимости от степени автоматизации, средства радиолокационной прокладки подразделяются на электронные средства прокладки (ЭСР), средства автосопровождения (САС), средства автоматической радиолокационной прокладки (САРП). САРП является наиболее автоматизированным средством. Минимальный эффективный диаметр экрана для САРП должен быть 250 мм.

САРП совместно с РЛС предназначены для повышения безопасности плавания судов в районах интенсивного судоходства, вблизи берегов, в зонах разделения движения, в узкостях и по фарватерам в любых гидрометеорологических условиях.

САРП – датчик информации, необходимый судоводителю для правильной оценки ситуации встречи с другими судами и принятия обоснованного решения для успешного расхождения с ними.

САРП выполняет обработку радиолокационной информации и позволяет производить:

- ручной и автоматический захват целей и их сопровождение;
- отображение на экране индикатора векторов относительного или истинного перемещения целей;
- выделение опасно сближающихся целей по установленным критериям: расстоянию кратчайшего сближения $D_{кр}$ и времени кратчайшего сближения $t_{кр}$;
- индикацию на буквенно-цифровом табло основных параметров движения и элементов сближения целей;

- проигрывание маневра курсом и скоростью для безопасного расхождения;
- автоматизированное решение навигационных задач: счисление пути судна, определение суммарного сноса;
- отображение элементов содержания навигационных карт;
- определение обсервованных координат местоположения судна на основе радиолокационных измерений.

Несмотря на большое разнообразие технической реализации САРП, многие устройства выполняют общие функции. Это позволяет с помощью приведенной обобщенной структурной схемы (рис. 7.1) рассмотреть устройство и принцип работы САРП.

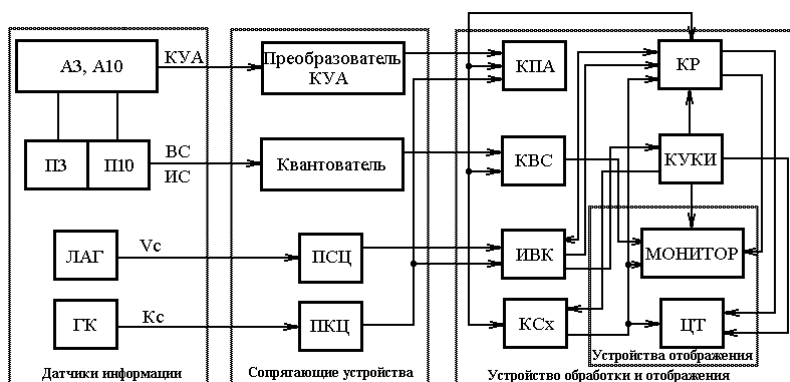


Рис. 7.1

Большинство САРП состоит из датчиков информации, сопрягающих устройств и устройства обработки и отображения, являющегося индикатором ситуаций.

В качестве датчиков информации в САРП применяются одно- или двухдиапазонные судовые РЛС, лаг и гироскопас. Приведенная на рис. 7.1 двухдиапазонная РЛС состоит из антенны 3- и 10-сантиметрового диапазонов (ПЗ, П10). От РЛС поступают следующие данные: текущее значение курсового угла антенны (КУА), видеосигналы (ВС) об окружающей обстановке и импульсы синхронизации (ИС). От лага (ЛГ) и

гироскопа (ГК) поступает соответственно информация о скорости V_c и курсе K_c собственного судна.

В режиме автоматической радиолокационной прокладки (АРП) РЛС, выполняя обычные функции, является одновременно основным датчиком информации о наблюдаемой обстановке.

Импульсы синхронизации (ИС) в дальнейшем используются для синхронизации канала синхронизатора. Информация о курсовом угле антенны (КУА) после преобразования и кодирования используется в ряде трактов САРП.

Данные лага (ЛГ) о скорости и гироскопа (ГК) о курсе судна после преобразований используются для формирования вектора скорости собственного судна, для вычисления навигационных параметров наблюдаемых целей. В некоторых типах САРП, кроме АРП, предусмотрена возможность ручного ввода данных о скорости судна (в случае отсутствия лага или выходе его из строя).

Если информация от датчиков поступает в аналоговой форме, то для ввода ее в цифровой процессор или вычислительную машину используются сопрягающие устройства, обеспечивающие преобразование данных в дискретную форму для ее дальнейшего кодирования, преобразования и ввода в цифровой процессор и другие тракты САРП.

Рассмотрим кратко назначение отдельных сопрягающих устройств. Преобразователь курсового угла антенны (КУА) предназначен для преобразования углового положения антенны в последовательность импульсов или кодовую последовательность. Квантователь предназначен для квантования видеосигналов (ВС) по амплитуде и по времени (дальности). Квантование по амплитуде может быть двухуровневое (бинарное) или многоуровневое.

Интервал квантования по дальности выбирают таким образом, чтобы не загружать разрешающую способность РЛС по дальности и в то же время обеспечивать надежное автосопровождение целей при различных метеоусловиях и заданную точность измерения навигационных параметров целей.

Преобразователи скорость-цифра (ПСЦ) и курс-цифра (ПКЦ) служат для преобразования аналоговых значений скорости и курса собственного судна в цифровую форму.

Если на судне применяются цифровые датчики курса и скорости судна, то предусмотрена возможность ввода информации от них непосредственно в устройство обработки и отображения.

Рассмотрим назначение отдельных трактов и каналов устройства обработки и отображения информации.

Информационно-вычислительный канал (ИВК) предназначен для приема, обработки, вычисления и хранения информации и выдачи ее в устройства отображения. Канал включает в себя специализированную ЭВМ или цифровой процессор, устройства связи с другими каналами и трактами, устройство кодирования, имитации и др.

Канал синхронизации (КСх) предназначен для синхронизации работы всех каналов системы. Сигналы синхронизатора обеспечивают согласование во времени работу процессоров, обработку и отображение информации. Тактовые и управляющие импульсы канала синхронизации управляют работой информационно-вычислительного канала и других каналов.

В канале видеосигналов (КВС) формируется видеосигнал, который смешивается с дополнительными импульсами и служебными метками и подается для отображения на монитор.

В канале пеленга антенны (КПА) формируется последовательность импульсов или кодовая последовательность, соответствующая текущему значению пеленга антенны.

Устройство отображения первичной и вторичной информации состоит из канала разверток (КР), канала управления, контроля и индикации (КУКИ), монитора и цифровых табло (ЦТ).

В большинстве САРП на мониторе устройства отображения совмещается отображение первичной информации об окружающей обстановке и вторичной – графической и цифровой.

На цифровых табло (ЦТ), как правило, отображается цифровая информация. Канал разверток (КР) формирует напряжения для отображения первичной информации, а также

напряжения для отображения вторичной графической и цифровой информации.

Канал управления, контроля и индикации (КУКИ) предназначен для формирования сигналов управления работой системы и индикации положения органов управления, сигналов контроля, формирования команд управления и др.

КУКИ позволяет вести обмен информацией между оператором и САРП. С помощью органов управления и меню можно запросить нужную информацию: цифровой процессор выдает запрашиваемую информацию на экран монитора и цифровое табло.

Структурные схемы конкретных САРП могут отличаться от приведенной обобщенной схемы как по способу построения различных трактов, так и по их технической реализации.

7.2. Перечень навигационных параметров цели

С помощью РЛС и средств автоматической радиолокационной прокладки (САРП) можно получить следующие параметры цели, представляющие важность для судоводителя:

- дистанцию до цели $D_{ц}$;
- азимут на цель $\alpha_{ц}$;
- координаты цели $\varphi_{ц}$, $\alpha_{ц}$;
- скорость движения цели $v_{ц}$;
- курс цели $\beta_{ц}$;
- ракурс цели $\gamma_{ц}$;
- дистанцию кратчайшего сближения с целью $D_{кр}$;
- время кратчайшего сближения с целью $t_{кр}$.

Все параметры могут быть как относительными, так и истинными. Параметры являются относительным и если определяются относительно местоположения собственного судна, на борту которого размещена РЛС.

При работе РЛС дистанция до цели $D_{ц}$ и азимут цели $\alpha_{ц}$ определяются относительно координат собственного судна, точнее, относительно координат антенны РЛС.

Если начало координат совместить с местоположением судна, ось X ориентировать на N (север), а ось Y – на E (вос-

ток), то можно получить относительные прямоугольные координаты цели из соотношения:

$$\begin{aligned} X_u &= D_u \sin \alpha_u, \\ Y_u &= D_u \cos \alpha_u. \end{aligned}$$

Прямоугольные координаты могут быть преобразованы в геодезические координаты $\varphi_{u,отн}, \lambda_{u,отн}$.

Для определения истинных навигационных параметров цели должны быть известны параметры движения собственного судна: скорость и курс. Если геодезические координаты собственного судна φ_c, λ_c известны, то могут быть вычислены геодезические координаты цели:

$$\begin{aligned} \varphi_u &= \varphi_c + \varphi_{u,отн}, \\ \lambda_u &= \lambda_c + \lambda_{u,отн}. \end{aligned}$$

Геодезические координаты собственного судна могут быть получены, в частности, путем радионавигационного определения координат места по сигналам ГЛОНАСС, GPS.

На рис. 7.2 представлены как относительные, так и истинные навигационные параметры цели, расположенной в точке М.

Здесь X_u, Y_u – относительные координаты цели; \bar{v}_{cc} – вектор истинного движения собственного судна; β_{cc} – курс собственного судна; $\bar{v}_{u,од}$ – вектор относительного движения цели; $\beta_{u,од}$ – относительный курс движения цели; β_u – истинный курс движения цели; γ_u – ракурс цели; $D_{кр}$ – дистанция кратчайшего сближения; ЛОД – линия относительного движения цели; ЛИД – линия истинного движения цели.

Для определения истинных параметров движения цели относительный вектор движения цели $v_{u,од}$ суммируется с

истинным вектором движения собственного судна v_{cc} . Получаем истинную скорость цели $v_{ц}$ и истинный курс цели $\beta_{ц}$.

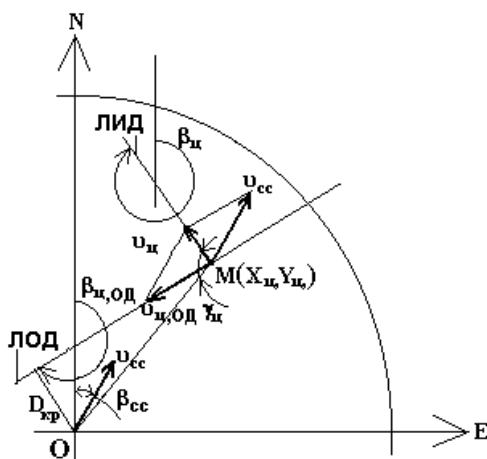


Рис. 7.2

Ракурс цели $\gamma_{ц}$ всегда определяется между вектором истинного движения цели и направлением на цель.

Дистанция кратчайшего сближения $D_{кр}$ и время кратчайшего сближения $t_{кр}$ определяют степень предстоящей опасной ситуации с сближающейся встречной целью.

7.3. Ручной и автоматический режимы захвата цели

В САРП существуют два способа отбора целей. В режиме автоматического захвата в процессор поступают данные в зоне поиска, устанавливаемой оператором на экране индикатора САРП, в результате чего цели в зоне поиска отбираются для автосопровождения без участия судоводителя.

В режиме ручного захвата производится ручной отбор целей для автосопровождения как в зоне поиска, так и вне ее.

Независимо от выбранного режима захвата (автоматического или ручного), автосопровождение целей будет

продолжаться до тех пор, пока судоводитель не снимет цель с сопровождения или она не будет потеряна системой.

Хотя автоматический захват и снимает часть нагрузки с судоводителя, он может привести к избытку векторной информации на экране индикатора при большом количестве автосопровождаемых целей. В условиях интенсивного движения это затрудняет определение приоритетных параметров.

В режиме ручного захвата, несмотря на потерю времени, необходимого для захвата целей и сброса целей с сопровождения, будут отобраны именно те цели, которые действительно представляют интерес для судоводителя.

Именно наличие ручного захвата в САРП требует ИМО, хотя и допускает использование автоматического захвата, реализация которого в современных системах не представляет технических трудностей.

Ручной захват целей выполняется в пределах от 0,5 до 24 миль.

Автоматический захват производится в зоне поиска, параметры которой задаются оператором.

Количество сопровождаемых целей зависит от типа САРП и примерно составляет

- в режиме ручного захвата – 20;
- в режиме автозахвата > 50.

При наличии значительных помех от волн и гидрометеоров либо при плавании вблизи берегов ручной захват предпочтительнее автоматического и его следует считать основным режимом захвата целей.

Автоматический захват применяется в открытом море при отсутствии гидрометеоров, а также при плавании вблизи берегов при условии введения линий запрета захвата. При использовании автоматического захвата следует учитывать возможность наличия потенциально опасных целей за пределами линий запрета захвата. Поэтому в дополнение к автоматическому режиму захвата целесообразно одновременно пользоваться и ручным захватом целей, находящихся за пределами линий запрета захвата.

7.4. Виды информации, представляемой на экране индикатора, звуковая и световая сигнализация

Вся информация, представляемая на экране индикатора, делится на буквенно-цифровую и символьно-графическую.

Буквенно-цифровая информация высвечивается на буквенно-цифровом табло (БЦТ) на периферии индикатора, символьно-графическая – на рабочем поле индикатора САРП в пределах его эффективного диаметра.

Символьно-графическая информация отображается на экране ЭЛТ автоматически или по вызову оператора.

В качестве примера ниже приводятся возможные виды символьно-графической информации, которые отображаются автоматически или вручную.

Информация, отображаемая автоматически, может иметь вид

- - символ координатного маркера (кольцо диаметром 4мм);
- - символ автосопровождаемых целей (кольцо диаметром 1 мм);
- - символ опасно сближающейся с судном цели;
- △ - символ опасно сближающейся с судном цели при проигрывании маневра;
- ◇ - символ новой цели при работе в режиме автозахвата;
- × - символ захвата цели на обработку;
- ⊥ - символ неподвижной цели (скорость менее 1 узла);
- +++ - вектор перемещения с 3-х минутной разбивкой.

Возможные виды информации, отображаемой по вызову оператора:

- S** - символ цели, отображение вектора которой не производится;
- N** - символ автосопровождаемой цели, находящейся в зоне поиска режима автозахвата, но не вошедшей в зону отображения целей с векторами;
- - предыдущие местоположения автосопровождаемой цели и своего судна.

Символы, присваиваемые оператором автосопровождаемым объектам, могут иметь такой вид:

- F** - символ неподвижного точечного ориентира, которой может быть использован для вычисления параметров суммарного сноса, параметров движения и координат своего судна. Координаты судна определяются при вводе широты и долготы неподвижного ориентира;
- RT**- символ опорной цели точки, относительно которой будут вычисляться параметры сближения с любой другой целью, обозначенной координатным маркером;
- RP**- символ опорной точки, относительно которой будут вычисляться дальность и пеленг координатного маркера и его географические координаты (если введена широта и долгота опорной точки);
- \bar{X} - символ опорной точки, которая используется для привязки электронной карты.

На экране, кроме приведенной выше символично-графической информации о целях, воспроизводится радиолокационное изображение береговой черты.

В системе отображения предусмотрена возможность отображения прошлой траектории движения цели и своего судна (четыре равноразнесенные во времени прошлые местоположения, отмечаемые на экране кружочками). Временной интервал между кружочками задается в пределах от 10 до 180 с.

В САРП предусмотрена световая и звуковая сигнализации:

- об опасно сближающихся целях в случае, когда значения $D_{кр}$ и $t_{кр}$ какой-либо сопровождаемой цели становится меньше допустимых величин, выбранных оператором;
- о сбросе цели с автосопровождения. Критерием сброса цели с автосопровождения является необнаружение эхосигнала от цели в течение нескольких (например, семи) последовательных оборотов антенны;
 - о появлении новой цели при автозахвате;
 - о выходе своего судна за пределы обозначенного на экране индикатора фарватера;
 - о неисправностях работы РЛС.

7.5. Отображение навигационной обстановки на экране индикатора в режимах относительного и истинного движений

Современные судовые РЛС могут работать в режимах как относительного, так и истинного движений. Представление об относительном и истинном перемещениях цели можно получить, производя запись позиций отметки от цели через равные промежутки времени.

Примерно после каждых 10 оборотов (около 30 с) с помощью РЛС в первичном процессоре САРП накапливается достаточное количество данных о сопровождаемой цели, чтобы определить параметры ее движения. У каждой сопровождаемой цели появляется вектор, длина которого соответствует скорости ее движения. С помощью линии относительного движения (ЛОД), которая является продолжением вектора относительной скорости, можно определить положение цели через x минут.

В режиме индикации относительного движения возможность изменения длины линии относительного движения может быть использована для непосредственного определения дистанции кратчайшего сближения и времени кратчайшего сближения со встречным судном ($D_{кр}$, $t_{кр}$). Длина векторов всех сопровождаемых целей может быть увеличена оператором, чтобы можно было определить их предполагаемое положение в любой момент времени в будущем.

При этом считается, что курс и скорость целей неизменны.

В режиме «относительное движение» отметка собственного судна неподвижна и размещается в центре экрана, а вектор относительного перемещения цели есть результат вычитания из вектора истинного перемещения цели вектора истинного перемещения собственного судна.

Если собственное судно и цель следуют одним курсом и с одинаковой скоростью, то в режиме относительного движения цель будет отображаться в виде неподвижной цели. Напротив, если курсы противоположны, а скорости одинаковы, то в режиме относительного движения цель будет перемещаться по

экрану с удвоенной скоростью. Справедливо $\bar{v}_ц - \bar{v}_{cc} = \bar{v}_{ц,од}$.

Здесь $v_ц, v_{cc}$ – истинные скорости цели и собственного судна, соответственно.

Всегда можно вычислить истинный курс и истинную скорость цели. Для этого необходимо сложить истинный вектор движения собственного судна с относительным вектором движения $\bar{v}_{од}$ цели: $\bar{v}_{ц,од} + \bar{v}_{cc} = \bar{v}_ц$.

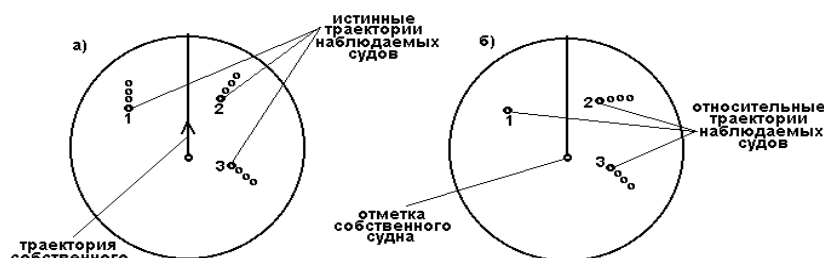


Рис. 7.3

На рис. 7.3а приведены отображения истинных и на рис. 7.3б – относительных траекторий движения целей в процессе воспроизведения прошедшей обстановки.

Как видим, траектория относительного движения цели 1 на рис. 7.3б превращается в неподвижную точку, т. к. истинные векторы движения собственного судна и цели 1 одинаковы по величине и по направлению. Направления относительных траекторий движения целей 2 и 3 на рис. 7.3б изменились и соответствуют величине и направлению вектора $\bar{v}_ц - \bar{v}_{cc}$.

В режиме «истинное движение» начало развертки (отметка собственного судна) перемещается по экрану индикатора по истинному курсу и с истинной скоростью, пропорционально выбранной шкале дальности. Все цели, находящиеся в зоне обзора РЛС, также перемещаются по истинным направлениям и с истинной скоростью. Начало развертки возможно перемещать в любую нужную точку в пределах 70% выбранной шкалы дальности.

Как отмечалось выше, графическое отображение параметров движения сопровождаемых целей зависит от режима работы САРП и осуществляется вектором относительного либо истинного перемещения, которые определяют прогнозируемое положение объектов на относительных либо истинных линиях движения.

На рис. 7.4 приведен пример построения векторного треугольника для определения истинной траектории цели, когда САРП работает в режиме относительного движения.

В рассматриваемом случае собственное судно 1 следует курсом 0° с истинной скоростью v_{cc} . Цель 2 движется с относительной скоростью $v_{ц,ОД}$. Путем векторного сложения $\bar{v}_{cc} + \bar{v}_{ц,ОД}$ получим истинный вектор движения цели $v_{ц}$. Продолжение вектора относительного перемещения цели позволяет определить дистанцию кратчайшего сближения $D_{кр}$ и время кратчайшего сближения $t_{кр}$. Величина $t_{кр}$ вычисляется путем деления дистанции до цели на относительную скорость перемещения цели. С помощью линии истинного движения (ЛИД) цели можно получить истинный курс цели α_k и ракурс цели α_p .

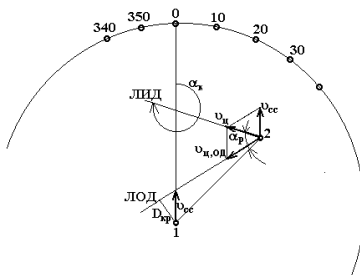


Рис. 7.4

Ниже приводятся усредненные технические характеристики САРП:

- Максимальное количество отображаемых на экране ЭЛТ векторов перемещения сопровождающихся целей в режиме ручного захвата – 20. Длина вектора, конец которого указывает экстраполированное положение цели или своего судна на фиксированный момент времени, может быть измене-

на оператором в пределах от 3 до 30 минут дискретно с интервалом в 3 минуты.

- Затрачиваемое время для выдачи на экран вектора перемещения цели с момента ее захвата – 45 с (15 оборотов антенны при скорости вращения 20 оборотов в минуту).

- Предельная погрешность в определении параметров сближения и движения целей за 3 минуты с начала их автосопровождения составляет для:

- истинного курса – $\pm 2,5 \dots 4,5^\circ$;
- скорости – $\pm 0,8 \dots 1,2$ узла;
- расстояния кратчайшего сближения $\Delta D_{кр}$ – ± 2 кб;
- времени кратчайшего сближения $\Delta t_{кр}$ – ± 1 мин.

7.6. Режимы ориентации изображения

В современных САРП предусмотрены три разных ориентации изображения:

«Курс» (HEAD UP – КУРС НАВЕРХУ, на отсчете 0 азимутального круга);

«Курс стабилизированный» (COURSE UP – КУРС СТАБИЛИЗИРОВАННЫЙ НАВЕРХУ);

«Север» (NORTH UP – СЕВЕР НАВЕРХУ).

В режимах «Курс стабилизированный» и «Север» для ориентации изображения используется связь с гирокомпасом.

При ориентации изображения «Курс» изображение окружающей обстановки ориентировано относительно диаметральной плоскости судна, и поэтому отметка курса на экране всегда направлена на нуль азимутальной шкалы (рис. 7.5). Изображение разворачивается по ходу движения судна так же, как его видит наблюдатель с мостика. Это очень удобно при визуальной проводке с использованием крупномасштабных шкал дальности. Недостатком режима является смазывание изображения при рыскании и поворотах судна, что затрудняет наблюдение за вновь появившимися отметками цели.



Рис. 7.5

При ориентации изображения «Курс стабилизированный» не происходит смещения отметок цели при рыскании и поворотах судна, так как в этих случаях изображение окружающей обстановки остается неподвижным, а курсовая отметка отклоняется на угол, равный углу отклонения судна от курса (рис. 7.6).

Ориентацию изображения «Курс стабилизированный» рекомендуется использовать в качестве основной при плавании в районах лоцманской проводки и во всех других случаях визуальной проводки судов в узкостях.



Рис. 7.6

Ориентация изображения «Север» (рис. 7.7) рекомендуется в качестве основной при плавании в открытом море, а также при прибрежном плавании, когда главной задачей является

опознавание берега и определение места судна, т. к. ориентированное относительно меридиана мелкомасштабное изображение берега легко распознается и отождествляется с изображением берега на морской карте.

Измерение пеленгов и дальностей до целей во всех трех режимах ориентации изображения осуществляется с помощью электронного визира направлений и маркера дальности, перемещающегося по этому визиру. Электронная шкала пеленгов отображается на периферии экрана.

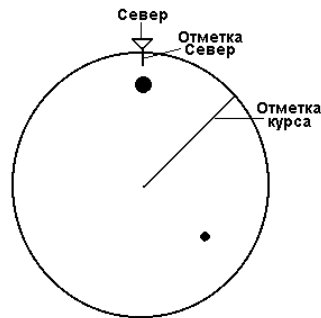


Рис. 7.7

7.7. Проигрывание маневра собственным судном

Проигрывание маневра собственным судном осуществляется курсом (в пределах до 90° в обе стороны) и (или) скоростью (до максимальной и наоборот).

Предусмотрено проигрывание одного или последовательно двух маневров с вводом времени задержки их начала, угловой скорости поворота, линейного ускорения своего судна и задержки ввода текущего курса на обработку, позволяющих более точно имитировать маневр. В процессе проигрывания предполагается, что все цели будут продолжать двигаться с постоянными скоростями и без изменения курсов.

Выбор маневра для безопасного расхождения с судами надлежит осуществлять заблаговременно в строгом соответствии с требованиями МПСС-72, соотносясь с конкретными обстоятельствами сближения судов и условиями плавания.

Задача выбора маневра состоит в том, чтобы найти новые значения курса и (или) скорости, в результате использования которых ЛОД опасно сближающихся судов вышли бы за пределы установленной для данных конкретных условий зоны опасности радиусом $D_{кр}$, а соответствующая сигнализация о наличии опасности прекратила бы свое действие.

Проигрывание маневра курсом и (или) скоростью производится в режиме «Истинное движение» с периодическим вызовом на отображение относительных векторов целей для оценки складывающейся ситуации.

Признаками выбора нужного маневра в режиме «Истинное движение» будут служить исчезновение символа опасно сближающейся с судном цели – мигающего треугольника или квадрата и прекращение световой или звуковой сигнализации.

Кратковременный вызов на экран относительных векторов позволяет в дополнение к указанной индикации наглядно представить развороты ЛОД и их выход за пределы зоны опасности радиусом $D_{кр}$, оцениваемой визуально. При проигрывании маневра курсом и (или) скоростью САП учитывает динамические характеристики своего судна (системные параметры TURN RATE, SPEED RATE, COURSE DELAY), а курсы и скорости всех наблюдаемых целей во время проигрывания считаются постоянными. Обработка данных по реальной обстановке не прерывается.

При проигрывании маневра отметки собственного судна и сопровождаемых целей перемещаются по экрану со скоростями в 30 раз большими, чем их фактические скорости.

В начале проигрывания устанавливается время до начала маневра. В зависимости от конкретной ситуации сближения судов и особенно от значений $t_{кр}$ время до начала маневра целесообразно устанавливать равным 1 или 2 минутам.

После начала маневра следует наблюдать за исчезновением символа опасной цели – мигающего треугольника или квадрата и разворотом ЛОД за пределы опасной зоны.

Когда время до начала маневра истечет, и если проигранный маневр целесообразен, следует выполнять фактически выбранный маневр.

Если при проигрывании маневра курсом или скоростью не достигнут желаемый результат, то САРП позволяет провести проигрывание двух последующих маневров.

В районах открытого моря при проигрывании маневра рекомендуется устанавливать $D_{кр} = 2$ милям, а $t_{кр} = 15$ минутам. В районах интенсивного судоходства следует уменьшить значение $D_{кр}$ до 1 или 0,5 мили, а $t_{кр}$ увеличить до 20 или 24 минут.

7.8. Отображение картографической информации на экране дисплея

Отображение картографической информации может производиться на индикаторе информационной системы отображения электронных карт или на индикаторе САРП. Радиолокационное изображение в обоих случаях накладывается на электронное изображение электронной карты.

Должно быть произведено согласование электронной карты с радиолокационным изображением. Стабилизация картографической информации при маневрировании своего судна обеспечивается, если известны точные координаты судна. Эта задача решается, в частности, путем определения координат судна по сигналам радионавигационных систем ГЛОНАСС или GPS.

7.9. Органы управления и индикации САРП

Органы управления САРП располагаются на периферии вокруг индикатора кругового обзора и группируются в секциях в зависимости от их функционального назначения.

Возможные виды секций:

- оперативное управление;
- обнаружение и захват целей;
- регулировка видеосигнала;
- управление режимами представления радиолокационной информации;
- цели;
- пределы изменения величин $D_{кр}$, $t_{кр}$;
- маркеры;

- линия запрета захвата;
- проигрывание маневра;
- навигация.

Органы «оперативного управления» обеспечивают включение и выключение САРП, регулировку яркости и контрастности изображений, установку неподвижных и подвижных колец дальности, проверку уровня излучения передатчика и чувствительности приемника и т. д.

Органы «обнаружение и захват целей» предназначены для включения режима ручного или автоматического захвата, определения границ зоны захвата.

Органы «регулировка видеосигнала» предназначены для подавления помех переотражений от морской поверхности и гидрометеоров.

Органы «управления режимами представления радиолокационной информации» служат для выбора ориентации изображения на экране, режимов «относительного» или «истинного» движения, размеров шкалы дальности, возврата центра развертки в начальное положение, изменения длины векторов, которые указывают экстраполированное положение целей и своего судна на фиксированный момент времени.

Органы «цели» используются для вывода на отображение символов всех сопровождаемых целей, отображения на экране ЭЛТ прошлых положений сопровождаемых целей.

Органы «пределы изменения величин $D_{кр}$ и $t_{кр}$ » служат для изменения этих величин.

Органы «маркеры» позволяют вывести на экран маркер дальности, электронный визир, электронную шкалу пеленгов.

Органы «линии запрета захвата» предназначены для построения линий запрета захвата.

Органы «проигрывание маневра» используются для проигрывания маневра курсом и скоростью собственного судна, для ввода времени задержки начала маневра.

Органы «навигация» используются при работе с электронной картой, для отображения данных о цели: дистанции, пеленга, $D_{кр}$, $t_{кр}$, для регистрации навигационных параметров движения собственного судна.

Компоновка органов управления и индикации может быть разной в зависимости от вида САП. На рис. 7.8 приведен внешний вид компьютерного радиолокационного индикатора BRIDGE MASTER-E.

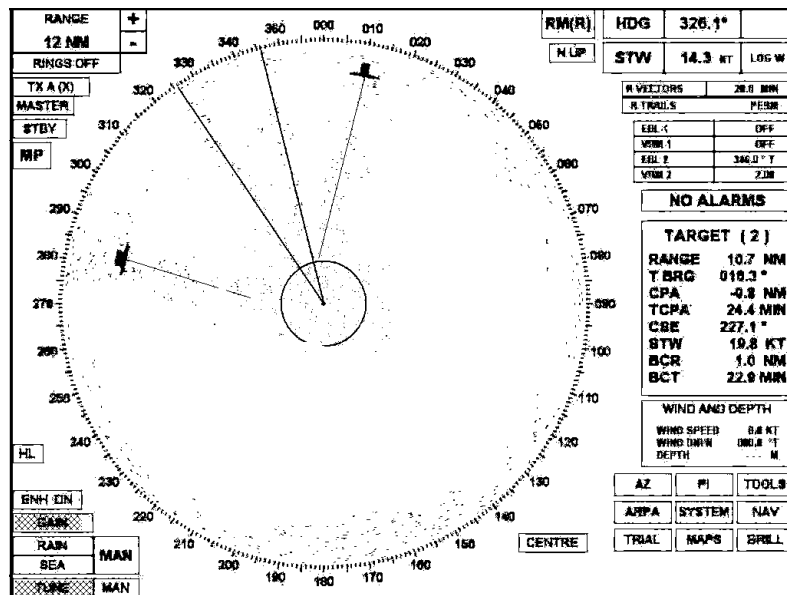


Рис. 7.8

В данной модели органы управления реализованы в виде сенсорных клавиш, индицируемых непосредственно на поле дисплея.

Контрольные вопросы

1. На какие три вида подразделяются средства радиолокационной прокладки?
2. Какой вид средств радиолокационной прокладки является наиболее автоматизированным?
3. Назовите навигационные параметры целей, которые определяются с помощью САП.
4. Как определить истинные параметры движения цели: скорость, путевой угол, ракурс по вектору относи-

тельного движения цели и известному вектору истинного движения собственного судна?

5. Почему режим ручного захвата целей является обязательным в САРП?
6. Каким образом по линии относительного движения цели определяются дистанция кратчайшего сближения и время кратчайшего сближения с целью?
7. В каких пределах предусмотрено перемещение отметки собственного судна в режиме истинного движения?
8. Назовите три режима ориентации изображения в САРП.
9. В каких режимах ориентации используются данные от лага и гирокомпаса?
10. В каком режиме ориентации при рыскании и поворотах судна происходит смазывание изображения на экране ЭЛТ?
11. Какой режим ориентации рекомендуется использовать при плавании в открытом море?
12. Какой режим ориентации рекомендуется использовать при плавании в узкостях, при лоцманской проводке?
13. В каких пределах рекомендуется выбирать время до начала маневра при проигрывании маневра?
14. В режиме относительного или истинного движения производится проигрывание маневра?
15. Необходимо ли переходить в режим относительного движения для проверки правильности маневра?

ГЛАВА VIII. СОВРЕМЕННЫЕ ЦИФРОВЫЕ СУДОВЫЕ РЛС И АВТОМАТИЗИРОВАННЫЕ СРЕДСТВА СУДОВОЖДЕНИЯ

8.1. Сводный перечень основных требований ИМО на судовые РЛС

В соответствии с резолюцией ИМО А.477 (XII) предъявляются следующие основные эксплуатационные требования на судовое радиолокационное оборудование.

Дальности обнаружения

При нормальных условиях распространения радиоволн, высоте установки РЛС 15 м над уровнем моря и при отсутствии помех РЛС должна обеспечивать четкую индикацию:

1. Береговой черты
 - при высоте берега 60 м – на расстоянии 20 морских миль;
 - при высоте берега 6 м – на расстоянии 7 морских миль;
2. Надводных объектов
 - судов валовой вместимостью 5000 р.т – на расстоянии 7 морских миль независимо от ракурса;
 - судов валовой вместимостью 20 р.т – на расстоянии 2 морские мили;
 - объектов, аналогичных навигационному бую, имеющих эффективную поверхность рассеяния приблизительно 10 м² – на расстоянии 2 морские мили.

Минимальная дальность обнаружения

Надводные объекты должны четко индицироваться, начиная с минимального расстояния 50 м (по горизонтали) до расстояния в 1 милю, при неизменном положении органов управления, кроме переключателя шкал дальности.

Отображение информации

В условиях дневного освещения без применения внешних увеличительных устройств индикатор должен обеспечивать

отображение радиолокационной информации на экране с минимальным эффективным диаметром (в пределах азимутальной шкалы) не менее, чем:

1. 180 мм для судов валовой вместимостью 300 и более, но менее 1000 ;
2. 250 мм для судов валовой вместимостью 1000 и более, но менее 10000;
3. 340 мм для судов валовой вместимостью 10000 и более.

Набор шкал дальности индикатора

Индикатор должен обеспечивать следующий набор шкал дальности: 0,25; 0,5; 0,75; 1,5; 3; 6; 12 и 24 мили. Могут быть предусмотрены более крупные и более мелкие шкалы дальности.

Индикация шкал дальности

В течение всего времени работы РЛС должна обеспечиваться четкая индикация выбранной шкалы дальности и интервал между кольцами дальности.

Вид информации, высвечиваемой на эффективной площади радиолокационного изображения

В пределах эффективной площади радиолокационного изображения должна отображаться только та информация, которая относится к судовождению и которая должна быть отображена здесь, поскольку связана непосредственно с изображением целей (идентификаторы, векторы) или имеет другое прямое отношение к изображению.

Воспроизведение шкалы дальности

Шкала дальности (радиолокационное изображение) должна начинаться от своего судна, быть линейной и воспроизводиться без задержки.

Многоцветность изображения на экране

Разрешается применение многоцветных экранов, отвечающих следующим требованиям:

1. Эхо-сигналы целей должны отображаться посредством одного и того же базисного цвета, независимо от их интенсивности;
2. Дополнительная информация может отображаться различными цветами.

Восприимчивость информации при изменении освещенности

Радиолокационное изображение и информация должны легко восприниматься при любой освещенности. Если для облегчения работы с индикатором при высокой освещенности необходим защитный экран (тубус), то должны предусмотрены средства для его быстрой установки и снятия.

Изображение системной электронной карты

Избранные части информации системной электронной навигационной карты (СЭНК) могут отображаться на экране, но таким образом, чтобы обеспечить отсутствие маскировки, затенения и ухудшения основной информации. Если информация СЭНК выводится на экран индикатора, она должна, по крайней мере, содержать береговую черту, контур безопасности своего судна, навигационные опасности, а также стационарные и плавучие средства навигационного ограждения. Мореплаватель должен иметь возможность выбора тех возможных частей СЭНК, которые ему необходимы.

Представление отображаемой информации должно быть выполнено в общей опорной и координатной системе. Имеющаяся радиолокационная и картографическая информация СЭНК должна отображаться в пределах всей эффективной площади радиолокационного изображения.

Измерение дальности

Должны отображаться электронные неподвижные кольца дальности. На шкалах дальности 0,25; 0,5; 0,75 миль должны обеспечиваться, по крайней мере, два кольца дальности (но не

более шести колец), а на каждой из остальных обязательных шкал дальности – до шести колец.

Подвижный электронный маркер дальности в форме кольца должен иметь цифровой отсчет дальности.

Отметка курса

Курс судна должен отображаться на экране непрерывной линией с максимальной погрешностью не более $\pm 1^\circ$.

Измерение направлений

Электронный визир направлений (ЭВН) должен обеспечивать измерение направления на цель с максимальной погрешностью $\pm 1^\circ$.

Должна обеспечиваться возможность измерения направления относительно линии отметки курса – курсовой угол и относительно направления истинного меридиана (СЕВЕР) – истинный пеленг.

Разрешающая способность по дальности

РЛС должна обеспечивать на шкале 1,5 мили раздельное отображение на экране двух одинаковых небольших целей, расположенных на одном пеленге, на дальности 50...100 % от номинала шкалы при расстоянии между целями не более 40 м.

Разрешающая способность по пеленгу

РЛС должна обеспечивать на шкале дальности 1,5 мили раздельное отображение на экране двух одинаковых небольших целей, расположенных на одинаковой дальности, в пределах 50...100% от номинала шкалы и различающихся по угловому положению не более, чем $2,5^\circ$.

Влияние качки

Параметры РЛС должны быть такими, чтобы при качке (бортовой или килевой) до $\pm 10^\circ$ включительно, эксплуатационные требования по дальности обнаружения удовлетворяли п. 8.1.1 и п. 8.1.2.

Скорость вращения антенны.

Скорость вращения антенны должна быть не менее 20 об/мин.

Поляризация радиоволн

Все РЛС, работающие в диапазоне 9 ГГц, должны работать с горизонтальной поляризацией радиоволн.

Режимы работы

РЛС должна обеспечивать работу в режиме относительно-го и истинного движения.

Интерфейс

РЛС должна обеспечивать прием информации от такого оборудования как гироскоп, оборудования для измерения скорости и пройденного расстояния и электронных систем местоопределения в соответствии с международными требованиями (МЭК 1162).

Радиолокационная прокладка

Суда, оборудованные РЛС, должны обеспечиваться средствами радиолокационной прокладки следующим образом:

1. Суда, оборудованные электронными средствами прокладки (ЭСР), должны иметь «электронное средство прокладки» для ведения ручной прямой прокладки.

2. Суда, оборудованные средством автосопровождения (САС), должны иметь средство автосопровождения.

3. Суда, оборудованные средством автоматической радиолокационной прокладки (САРП), должны иметь минимальный эффективный диаметр экрана 250 мм.

Суда валовой вместимостью 10000 и более должны иметь САРП с минимальным эффективным диаметром экрана 340 мм.

Должна обеспечиваться возможность воспроизведения на экране индикатора следов радиолокационных эхосигналов це-

лей (прошлые положения целей в виде синтезированного послесвечения). Эти следы могут отображать истинное или относительное перемещение целей. При этом истинные следы могут быть стабилизированы относительно воды или грунта.

Следы целей должны отличаться от действительных эхосигналов целей.

Эргономические характеристики

Должен обеспечиваться непосредственный доступ и возможность немедленного выполнения следующих функций :

- включение и выключение;
- яркость изображения;
- подстройка частоты (если есть ручная подстройка частоты);
- выбор шкалы дальности;
- ослабление помех от дождя;
- электронный визир направлений;
- яркость панели управления;
- усиление (приемника);
- режимы отображения (ориентация, истинное или относительное движение, стабилизация);
- ослабление помех от моря;
- подвижный маркер дальности;
- отметка курса.

Эксплуатационные требования к средствам автосопровождения

В целях улучшения возможности предупреждения столкновения судов в море средства «автосопровождения» должны:

1. Уменьшать рабочую нагрузку наблюдателей, предоставив им возможность получения информации об автоматически сопровождаемых целях также эффективно, как при ручной прокладке одной цели;

2. Обеспечивать непрерывную, точную и быструю оценку ситуации.

Захват цели средствами автосопровождения

Должно предусматриваться устройство, обеспечивающее ручной захват и отмену захвата целей при их относительной скорости до 100 узлов включительно.

Сопровождение цели средствами автосопровождения

САС должно обеспечивать автоматическое сопровождение, обработку, одновременное отображение и непрерывное обновление информации не менее, чем по 10 целям.

Деление аппаратуры

Устройство отображения может быть либо автономным, либо входить в состав судовой РЛС.

8.2. Обоснование выбора основных параметров судовых РЛС

Выбор несущей частоты

При выборе несущей частоты РЛС следует учитывать:

- соответствие несущей частоты выделенному для РЛС диапазону частот;
- возможность размещения антенной системы;
- допустимое затухание радиоволн в атмосфере с учетом возможного наличия гидрометеоров (дождь, снег, град).

Напомним, что длины волн, выделенные для радиолокации, следующие: 0,9...0,8; 1,7...1,97; 2,14...2,23; 2,8...3,5; 5,1...5,7; 8,3...10 см.

Размеры антенной системы, обеспечивающие заданную ширину луча в горизонтальной и вертикальной плоскостях, возрастают пропорционально квадрату с увеличением длины волны. Телесный угол луча (в радианах), формируемого антенной, определяется величиной ab/λ^2 , где a, b , соответственно, размеры раскрыва антенны по горизонтали и вертикали. Для получения телесного угла одной и той же величины при изме-

нении длины волны с 3 см на 10 см площадь раскрытия антенны должна возрасти почти на порядок.

Зависимость затухания радиоволн в дБ/км в атмосфере, насыщенной кислородом и парами воды, в зависимости от длины волны приведена на рис. 8.1.

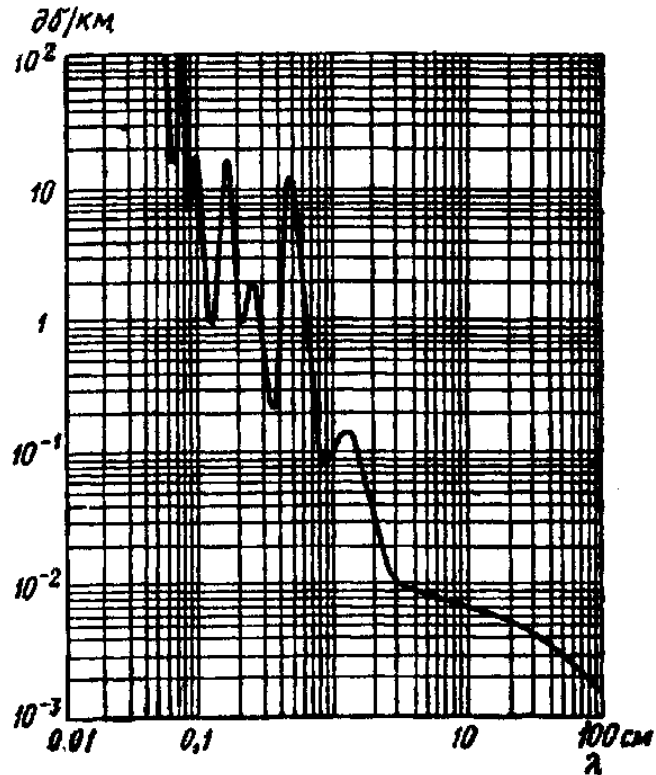


Рис. 8.1

Земная атмосфера для длин волн 0,9; 3; 10 см имеет «окна прозрачности». Именно поэтому судовые РЛС в 3-см диапазоне работают на несущей частоте 9410 ± 30 МГц, в 10-см диапазоне – на частоте 3050 ± 30 МГц.

В миллиметровом диапазоне используют длину волны 0,9 см (частота 33200 МГц).

Выбор излучаемой мощности

Мощность зондирующих импульсов, излучаемых передатчиком РЛС, можно рассматривать как мгновенную, пиковую, импульсную и среднюю.

Мгновенная мощность $p(t)$ – это текущая мощность излучаемых колебаний, усредненная за период высокой частоты.

Пиковая мощность $P_{\text{пик}}$ – это наибольшая мгновенная мощность.

Импульсная мощность – мощность, усредненная за время длительности импульса τ_u

$$P_u = \frac{1}{\tau_u} \int_0^{\tau_u} p(t) dt \leq P_{\text{пик}} . \quad (8.1).$$

Для импульсов прямоугольной формы значения импульсной и пиковой мощности совпадают.

На выходе согласованного фильтра в приемнике максимальная амплитуда сигнала равна энергии импульса

$$\mathcal{E}_u = \int_0^{\tau_u} p(t) dt = P_u \tau_u . \quad (8.2).$$

Средняя мощность, усредненная за период следования импульсов T , запишется в виде

$$P_{\text{cp}} = \frac{\mathcal{E}_u}{T} = \frac{P_u}{Q}, \quad (8.3)$$

где $Q = \frac{T}{\tau_u}$ – скважность импульсов.

Скважность излучаемых импульсов в судовых РЛС велика, поэтому средняя мощность в тысячи раз меньше импульсной.

Максимальная дальность обнаружения цели непосредственно связана с энергией импульса и может быть определена из основного уравнения радиолокации.

Из уравнения следует, что дальность действия возрастает пропорционально

$$\sqrt[4]{\mathcal{E}_u} = \sqrt[4]{P_u \tau_u} .$$

Увеличивать дальность лишь за счет увеличения импульсной мощности P_u невозможно, так как может произойти пробой волновода. Поэтому при заданной длине волны для увеличения дальности действия радиолокатора прибегают к увеличению длительности импульса τ_u , увеличению коэффициента усиления антенны и уменьшению коэффициента шума в приемнике.

Длительность импульса τ_u в судовых РЛС на больших дальностях выбирается в пределах 1...1,2 мкс.

Выбор длительности зондирующего импульса

Длительность зондирующего импульса при его постоянной энергии целесообразно выбирать как можно меньше, т. к. среднеквадратическая погрешность измерения дистанции обратно пропорциональна длительности импульса.

Однако при уменьшении длительности должна возрасти пиковая мощность передатчика. Возможен пробой волновода или антенной системы. Поэтому на максимальных шкалах дальности длительность импульса выбирается около 1 мкс.

На малых дальностях на выбор длительности импульса накладываются дополнительные требования по величине минимальной дальности, на которой прием отраженных сигналов невозможен и, следовательно, невозможно обнаружение целей.

Минимальная дальность в судовых РЛС составляет около 25 м.

Если минимальную дальность D_{\min} принять равной 25 м, то длительность зондирующего импульса можно получить с помощью выражения

$$\tau_u = \frac{D_{\min}}{300} \approx 0,08 \text{ мкс} , \quad (8.4)$$

где τ_u (мкс); D_{\min} (м) – минимальная дальность обнаружения цели.

Поэтому на малых шкалах дальности в судовых РЛС длительность зондирующего импульса выбирается около 0,08 мкс.

Выбор частоты следования зондирующих импульсов

Частоту следования импульсов F целесообразно выбирать как можно больше, т.к. при заданной пиковой мощности передатчика с увеличением частоты возрастает энергопотенциал РЛС и, следовательно, улучшаются характеристики обнаружения целей и определения навигационных параметров целей.

Для однозначного измерения дистанции до целей D период следования зондирующих импульсов выбирается из соотношения

$$T = \frac{D}{150},$$

где T (мкс); D (м).

$$\text{Максимальная частота следования } F_{\max} = \frac{150 \cdot 10^6}{D}. \quad (8.5a)$$

$$\text{Минимальная частота следования } F_{\min} = \frac{N \cdot \Omega}{\alpha_r}. \quad (8.5b)$$

На дальностях 80...120 м частота следования зондирующих импульсов в судовых РЛС лежит в пределах 400...500 Гц.

Для меньших дальностей частота следования зондирующих импульсов выбирается больше и достигает до 2400 Гц.

Выбор диаграммы направленности антенны

Ширина диаграммы направленности антенны судовой РЛС в горизонтальной и вертикальной плоскостях должна обеспе-

чивать требования ИМО по разрешающей способности целей по азимуту и обнаружению целей при качке судна.

По требованиям ИМО разрешающая способность целей по угловому положению в пределах 50...100% от номинала шкалы на дальности 1,5 мили должна быть не более, чем $2,5^\circ$. Отсюда следует, что ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости не может превышать $2,5^\circ$. Как правило, ширина диаграммы направленности на уровне половинной мощности судовых антенн по азимуту не превышает 2° . Дальнейшее сужение диаграммы направленности нецелесообразно, т. к. число отраженных импульсов от цели за время одного оборота антенны уменьшится. Уменьшение числа импульсов приведет к ухудшению характеристик обнаружения цели.

Характеристики обнаружения целей не должны ухудшаться при бортовой или килевой качке судна до $\pm 10^\circ$. На рис. 8.2 приведены предельные положения оси (пунктирные линии) диаграммы направленности в вертикальной плоскости (у основания луча) при килевой качке. При килевой качке будет меняться ширина «мертвой» зоны.

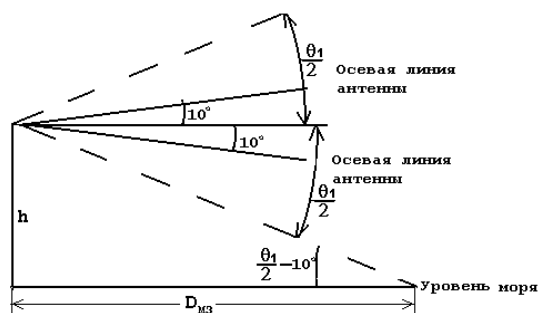


Рис. 8.2

Из рис. 8.2 следует, что при определении «мертвой» зоны ширина диаграммы θ_1 у основания луча должна определяться из наихудшего случая, когда осевая линия антенны вследствие килевой качки отклоняется вверх.

Если h – высота антенны над уровнем моря, $D_{мз}$ – допустимая дистанция «мертвой» зоны, то ширина диаграммы

антенны в вертикальной плоскости у основания луча может быть определена из соотношения:

$$\operatorname{tg}(\theta_1 / 2 - 10^\circ) = h / D_{м.з}. \quad (8.6).$$

По требованию ИМО при высоте установки антенны $h = 15$ м дистанция «мертвой» зоны не должна превышать 50 м.

Для этих величин из выражения (8.6) получим минимально допустимое значение $\theta_{1,\min} = 54^\circ$.

Все судовые антенны имеют ширину диаграммы направленности в вертикальной плоскости на уровне половинной мощности около $20^\circ \dots 30^\circ$. В разделе 1.3 показано, что ширина диаграммы направленности у основания луча $\theta_1 \geq 3\theta = 75^\circ \dots 90^\circ$. Таким образом, реальная величина θ_1 значительно превышает $\theta_{1,\min}$.

Практика эксплуатации судовых РЛС показала, что ширина «мертвой» зоны не превышает 25 м.

Выбор скорости вращения антенны

Для повышения надежности обнаружения целей и для уменьшения среднеквадратических погрешностей измерения навигационных параметров целей целесообразно уменьшать скорость вращения антенны.

Но при этом теряется динамичность обзора окружающего пространства, возрастает вероятность столкновения со встречными судами из-за возможной задержки в получении навигационной информации.

По требованию ИМО скорость вращения судовой антенны РЛС должна быть не менее 20 об/мин.

В судовых РЛС скорость вращения антенны обычно равна 20...25 об/мин.

Выбор поляризации сигналов

Любая антенна излучает (или принимает) сигналы с линейной (горизонтальной или вертикальной), круговой либо, в общем случае, с эллиптической поляризацией.

При изменении вида поляризации величина эффективной поверхности рассеяния целей меняется, особенно если размеры целей соизмеримы с длиной волны.

При облучении целей имеет место деполяризация, в результате которого поляризация отраженного от цели сигнала отличается от поляризации зондирующих сигналов.

Если отражающая поверхность велика и представляет собой большую идеально проводящую пластину, то деполяризация отсутствует, но фаза электрической компоненты поля как при горизонтальной, так и при вертикальной поляризации меняется на противоположную. Таким образом, если зондирующий сигнал имел вертикальную или горизонтальную поляризацию, то и отраженный сигнал будет иметь ту же поляризацию. Аналогом такой проводящей пластины является морская поверхность.

При круговой поляризации картина меняется. При круговой поляризации волны ее ортогональные компоненты в виде линейно поляризованных колебаний, как отмечалось выше, отразятся без деполяризации, однако, т. к. фазы изменятся на противоположные, поле отраженной круговой поляризованной волны изменит направление вращения, если смотреть вдоль распространения волны.

Малые цели деполяризуют проходящую волну с линейной поляризацией. На рис. 8.3 представлен полуволновый вибратор.

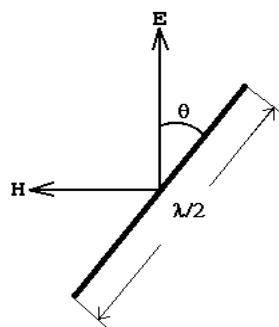


Рис. 8.3

Если вектор электрического поля E составляет с осью вибратора угол θ , то отраженная волна будет содержать не только вертикальную, но и горизонтальную составляющую поляризации. Это приводит к тому, что при отражении от малых целей поле в точке приема эллиптически поляризовано независимо от поляризации первичной волны. Так при облучении цели горизонтально поляризованной волной примерно 10% энергии отраженного сигнала приходит с вертикальной поляризацией.

Деполяризация может быть вызвана не только целью, но и средой распространения. Сигналы, отраженные от гидрометеоров (дождь, снег, град), имеют круговую поляризацию.

Поляризационные эффекты могут быть использованы для повышения качества обнаружения целей. Поляризацию антенны следует устанавливать ортогонально по отношению к поляризации помехи.

Если помеха имеет горизонтальную поляризацию, то антенна должна иметь вертикальную поляризацию, если помеха имеет вертикальную поляризацию, то антенна настраивается на горизонтальную поляризацию.

Если помеха имеет круговую поляризацию с вращением по часовой стрелке, то антенна должна настраиваться на круговую поляризацию с вращением против часовой стрелки.

Если помеха представляет собой эллиптически поляризованное колебание, то приемная антенна должна быть настроена на эллиптическую поляризацию, но со сдвигом на 90° положения большой оси эллипса поляризации.

В случае дождевых капель лучше всего использовать антенну с круговой поляризацией, т. к. отраженные от дождя сигналы будут иметь круговую поляризацию, но с противоположным направлением вращения. Условие ортогональности поляризации помехи по отношению к поляризации антенны будет выполнено и, следовательно, эффект мешающего действия помехи будет наименьшим.

Антенна РЛС с круговой поляризацией должна состоять из двух антенн, одна из которых имеет горизонтальную, а другая вертикальную поляризацию радиоволн. Фаза высокой частоты сигнала одной из антенн сдвинута на 90° . Результирующее по-

ле такой комбинированной антенны будет иметь круговую поляризацию.

Антенны РЛС по требованию ИМО в 3-сантиметровом диапазоне волн настроены на горизонтальную поляризацию.

Казалось бы, использование для судовых РЛС антенн с разными видами поляризаций позволило бы уменьшить уровень взаимных помех, однако, так как все береговые и судовые маяки-ответчики (см. главу X) излучают сигналы с горизонтальной поляризацией радиоволн, требование ИМО о едином виде поляризаций для всех судовых РЛС является обоснованным.

Все приводимые данные об эффективной поверхности рассеяния целей приводятся для случая горизонтальной поляризации зондирующих сигналов.

8.3. Характеристика отечественных судовых РЛС

Поколение ранее разработанных судовых РЛС: НАЯДА-5, ОКЕАН-М, ДОН, ПЕЧОРА, – не отвечает современным требованиям по безопасности судовождения из-за низкой надежности РЛС и использования устаревших средств отображения на экране ЭЛТ с радиально-круговой разверткой.

В последние годы появилось новое поколение РЛС: ГАЛС, ЛИМАН-Т, ЛИМАН-МТ2, ЛИМАН-МТ3, НАЯДА-25М₁, НАЯДА-34М₁ и др., которые построены на современной элементной базе.

В этих РЛС вся обработка информации производится цифровыми методами на базе высокопроизводительных процессоров. Навигационная информация высвечивается на дисплеях с растровой разверткой изображения.

Внешние виды визуальных индикаторов РЛС нового поколения представлены на рис. 8.4 ...8.7.

В табл.8.1 приведены основные характеристики отечественных РЛС последнего поколения.

В таблицах основных характеристик судовых РЛС (радаров) (табл. 8.1, 8.3 и 8.6) используются обозначения: Щ – щелевая антенна; МП – микрополосковая антенна; а – длина антенны; α_r – ширина луча в горизонтальной плоскости; θ –

ширина луча в вертикальной плоскости; Ω – скорость вращения антенны; f_0 – несущая частота сигнала; τ_n – длительность импульса; $f_{\text{упч}}$ – промежуточная частота; $\Delta f_{\text{упч}}$ – ширина полосы пропускания частот УПЧ; $N_{\text{ш}}$ – коэффициент шума; P_n – выходная импульсная мощность; D_{max} – максимальная дальность; D_{min} – минимальная дальность; ΔD – разрешающая способность по дальности; $\Delta \alpha$ – разрешающая способность по азимуту; σ_D/D – относительная погрешность измерения дальности; σ_α – погрешность измерения азимута; L_d – размер экрана ЭЛТ по диагонали; $D_{\text{эф}}$ – эффективный диаметр экрана ЭЛТ; N_r/N_b – число пикселей по горизонтали и вертикали; цвет – цветность изображения; U_+ – первичная сеть питания по постоянному току; U_- – первичная сеть питания по переменному току; P_+ – потребляемая мощность по постоянному току; P_- – потребляемая мощность по переменному току.

РЛС ГАЛС используется на судах валовой вместимостью менее 150 т; РЛС ЛИМАН (в зависимости от модификации имеет эффективные диаметры ЭЛТ 215; 270; 250 мм) – на судах валовой вместимостью от 150 до 1000 т и от 1000 до 10000 т; РЛС НАЯДА–25М₁ – на судах валовой вместимостью 1000 т и более, но менее 10000 т; РЛС НАЯДА–34М₁ – на судах валовой вместимостью 10000 т и более.

На рис. 8.4...8.6 приведены передние панели визуальных индикаторов отечественных РЛС соответственно ГАЛС, ЛИМАН, НАЯДА–25М₁.

Эти РЛС (в зависимости от вида) обеспечивают навигацию судов любой валовой вместимости.

Все указанные РЛС работают в 3-сантиметровом диапазоне, РЛС ЛИМАН и НАЯДА–25М₁ комплектуются антеннами разных размеров. Приемопередатчики РЛС размещены в поворотных устройствах вблизи антенн.

Дальности действия РЛС в зависимости от выходной импульсной мощности и коэффициента усиления антенн лежат в пределах 32...96 морских миль.

РЛС ГАЛС обеспечивает автообнаружение и сигнализацию о нахождении целей в охранной зоне, сопряжение с приемоиндикатором GPS.

РЛС ЛИМАН, кроме вышеуказанных функций, выполняет полуавтоматическое сопровождение 10...20 целей.

Визуальный индикатор РЛС НАЯДА-34М₁ – отвечает всем требованиям ИМО к САРП и обеспечивает:

- отображение следов прошлого положения целей с регулированием времени их длительности;
- автообнаружение и сигнализацию до 50 целей с индикацией параметров движения и параметров сближения с предупреждением об опасности и имитацией маневров на расстоянии;
- вывод данных САРП в систему отображения морских электронных карт.



Рис. 8.4



Рис. 8.5

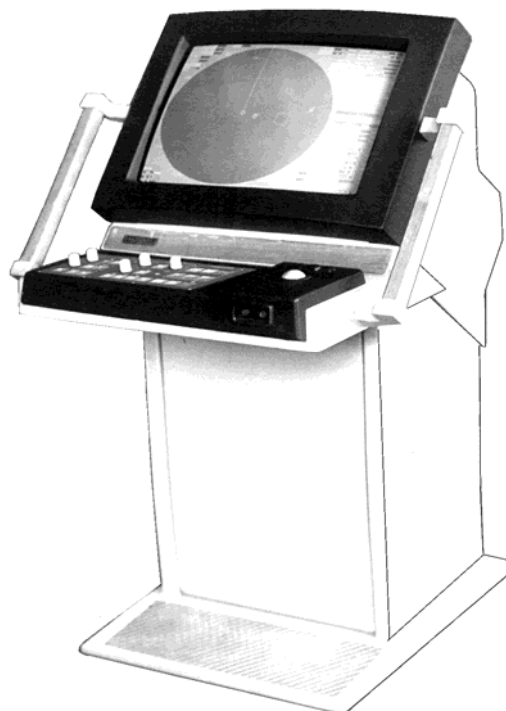


Рис. 8.6

Таблица 8.1

Вид РЛС	ГАЛС	ЛИМАН-Т ЛИМАН-М2 ЛИМАН-М3	НАЯДА-25М1	НАЯДА-34М1
Тип антенны	Щ	Щ	Щ	Щ
а, м	0,63	1,56 2,52 3,50	2,5; 3,5	3,5
α_r , град	4	1,6 1,0 0,7	1; 0,7	0,7
θ , град	26	27 30,5 32	20	20
Ω , об/мин	24	25±2,5	24±2,5	24±2,5
f_0 , МГц	9410±30	9410±30	9410±45	9410±45
$\tau_{ш}$, мкс	0,08; 0,25; 0,8	0,06; 0,35; 0,8	0,06; 0,35; 0,8	0,06; 0,35; 0,8
$f_{УПЧ}$, МГц	60	60	60	60
$\Delta f_{УПЧ}$, МГц	12; 4	20; 6; 4	20; 4	20; 4
$N_{ш}$, дБ	6	-	-	-
$P_{ш}$, кВт	4	3 - 10	10	10
D_{max} , м. м	32	64 - 96	96	96
D_{min} , м	25	30 - 25	-	-
ΔD , м	8	25 - 20	-	-
$\Delta\alpha$, град	1	1	1	1
$D_{эф}$, мм	120	215 270 250	250	340
N_r/N_b , пикс	640/480	512/640 1024/1280 1024/1280	1280/1024	1280/1024
Цвет дисплея	Монохромный, зеленый	Монохромный, зеленый	Цветной	Цветной
U_{-} , В	12/24	24	-	-
U_{+} , В	-	220	220	220
P_{-} , Вт	70	230	-	-
P_{+} , ВА	-	450	500	600

8.4. Терминология и обозначения, используемые в иностранной документации

Радиолокационную станцию (РЛС) за рубежом называют радар (radar – radio detection and ranging – радиообнаружение и определение расстояния), поэтому при описании зарубежных РЛС в дальнейшем будет использоваться этот термин.

Участки диапазонов частот, выделенных для радиолокации и космической радионавигации, за рубежом принято обозначать буквами Р, L, S, С, Х, К_ц, К, К_а (см. табл. 8.2).

Таблица 8.2

Обозначение участка частотного диапазона	Частоты, МГц	Длины волн, см
Р	230...1000	130...30
L	1000...2000	30...15
S	2000...4000	15...7,5
С	4000...8000	7,5...3,85
Х	8000...12500	3,85...2,4
К _ц	12500...18000	2,4...1,66
К	18000...26500	1,66...1,13
К _а	26500...40000	1,13...0,75

Именно поэтому 10-сантиметровые радары, работающие на несущей частоте 3050 МГц, принято называть S- радары; 3-сантиметровые радары, несущая частота которых равна 9410 МГц, называют X-радары; миллиметровые радары, работающие на несущей частоте 33200 МГц, следует называть К – радары.

В спецификации на аппаратуру частот используются указания размеров в дюймах и футах.

Напомним, что 1 дюйм = 2,54 см; 1 фут = 30,48 см.

8.5. Характеристика судовых цифровых радаров иностранных фирм

Судовые радары выпускаются рядом зарубежных фирм, среди которых наиболее известными являются: FURUNO (Япония), SIMRAD/ANRITSU (Норвегия), JRC (Япония), SPERRY (Англия), RACAL-DECCA (Англия), KODEN (Япония), SI-TEX (Япония). Основные технические

характеристики зарубежных судовых радаров приведены в табл. 8.3.

Все радары являются цифровыми, т.е. обработка информации производится в цифровой форме после преобразователя аналог – код. Число дискретов преобразования у разных видов радаров разное. Радары в зависимости от используемого диапазона частот и принятой в иностранных фирмах терминологии делятся на два класса: X-радары и S-радары. X-радары – это 3-сантиметровые радары (средняя длина волны – 3,18 см), S-радары – 10-сантиметровые радары (средняя длина волны – 9,8 см). В каждом из классов условно можно выделить четыре группы радаров:

1 группа – радары для судов валовой вместимостью менее 150 т (с эффективным диаметром экрана дисплея менее 180 см).

2 группа – радары для судов валовой вместимостью 150 т и более, но менее 1000 т (с эффективным диаметром экрана 180 см).

3 группа – радары для судов валовой вместимостью 1000 т и более, но менее 10000 т (с эффективным диаметром экрана 250 см).

4 группа – радары для судов валовой вместимостью 10000 т и более (с эффективным диаметром экрана 340 см).

Число видов радаров, представленных в табл. 8.3, более 50. Эти радары выпускаются восемью крупнейшими зарубежными фирмами. Общее число видов радаров, выпускаемых в настоящее время, более 100.

Радары, как правило, выпускаются сериями, виды радаров в каждой из серий отличаются размерами антенн, величиной импульсной выходной мощности и пр. Из табл. 8.3 следует, что технические характеристики радаров одной и той же группы примерно одинаковы. Это позволяет прогнозировать характеристики новых модификаций радаров, которые могут быть выпущены в ближайшие годы.

Большинство радаров предназначено для работы в X-диапазоне, незначительное число – в S-диапазоне. Выпускаются также двухчастотные радары, когда в комплект поставки входят радары X- и S-диапазонов.

Фирмы SIMRAD, KODEN и SI-TEX выпускают радары для судов валовой вместимостью менее 150 т. Радары фирмы RAYTHEON устанавливаются на суда валовой вместимостью до 1000т.

Фирма SPERRY кроме морских радаров выпускает радары для судов река – море. Эти радары обеспечивают навигацию на реках, каналах, при входе и выходе из гаваней.

Наибольшее число видов радаров выпускает фирма FURUNO. Радары этой фирмы выпускаются для судов разной валовой вместимостью.

Фирма FURUNO выпускает радары серий 1600, 1700, 1800/1900, FR-7000D, FR-1500D, FR-2000, FCR-1000, FCR-1400. В каждой из серий, как отмечалось выше, выпускается несколько видов радаров. Например, в серии 1700 выпускаются радары моделей 1721, 1731, 1751, 1761, которые отличаются друг от друга размерами антенн, дальностью действия и пр.

Радары фирмы JRC выпускаются для судов валовой вместимостью 1000...10000 т. Радары выполняют все функции САРП в соответствии с требованиями ИМО.

Фирма RACAL-DECCA выпускает двухдиапазонные радары. Радары предназначены для судов валовой вместимостью 10000 т и более.

В табл. 8.3 представлен двухдиапазонный радар серии Bridge Master 340. В комплект поставки входят либо два 3-сантиметровых радара, либо 3-х и 10-сантиметровый радары. Передатчики комплектуются антеннами разной длины (1,2; 1,8; 2,4; 3,6 м).

Таблица 8.3

Фирма	1	SIMRAD/ANRITSU				
Вид РЛС	2	RA722UA RA723UA	RA713CA RA714CUA	RA720UA RA721UA	RA725UA RA726UA	RA770UA RA771UA
Тип антенны	3	Щ	Щ	Щ	Щ	Щ
а, м	4	0,6 0,9 1,2	1,2 1,8	1,2 1,8	1,2 1,8	1,2 1,8
α_r , град	5	3,5 2,4 1,8	1,8 1,2	1,8 1,2	1,8 1,2	1,8 1,2
θ , град	6	25 22 22	22	22	22	22
Ω , об/мин	7	24	24	24	24	24
f_0 , МГц	8	9410±30	9410±30	9410±30	9410±30	9410±30
$\tau_{и}$, мкс	9	0,08	0,03; 0,06; 0,08; 1,2	0,03; 0,06; 0,08; 1,2	0,03; 0,06; 0,08; 1,2	0,03; 0,06; 0,08; 1,2
$f_{упч}$, МГц	10	60	60	60	60	60
$\Delta f_{упч}$, МГц	11	15; 5	15; 5	15; 5	15; 5	15; 5
$N_{ш}$, дБ	12	-	5,5	5,5	5,5	5,5
$P_{и}$, кВт	13	4	5 10	5 10	10 25	10 25
D_{max} , м. м	14	36 48 48	60 96	60 96	96 120	96 120
D_{min} , м	15	20	20	20	20	20
ΔD , м	16	20	20	20	20	20
$\Delta\alpha$, град	17	3 2,5 1,8	2,5 1,8	2,5 1,8	2,5 1,8	2,5 1,8
σ_D/D , %	18	1,5	1,0	1,0	1,0	1,0
σ_α , град	19	±1	±1	±1	±1	±1
L_d , мм	20	254	305	305	381	381
$D_{об}$, мм	21	140	180	180	205	205
N_r/N_b , пикс	22	Высокое разрешение	Высокое разрешение	Высокое разрешение	Высокое разрешение	Высокое разрешение
Цвет	23	Монохр., янтарный	Монохр., янтарный	Монохр., янтарный	Цветной	Монохр., янтарный
U_{-} , В	24	10,2...41,6	10,2...41,6	10,2...41,6	10,2...41,6	10,2...41,6
U_{+} , В	25	-	-	-	-	-
P_{-} , Вт	26	80	120	120	210	210
P_{+} , ВА	27	-	-	-	-	-

Продолжение таблицы 8.3

1	KODEN					
	MD-3220МК2	MD-3210МК2	MD-3050МК2	MD-3000/3030	MD-3020МК2	MD-3010МК2
3	Щ	Щ	Щ	Щ	Щ	Щ
4	1,2 1,8	1,8	1,8	0,9 1,2	1,8	1,2
5	1,8 1,2	1,2	1,2	2,4 1,8	1,2	1,8
6	22	22	22	25	22	22
7	24	24	24	24	24	24
8	9410±30	9410±30	9410±30	9410±30	9410±30	9410±30
9	0,08 0,3 0,6 1,2	0,08 0,3 0,6 1,2	0,08 0,3 0,6 1,2	0,08 0,5	0,08 0,3 0,6 1,2	0,08 0,3 0,6 1,2
10	60	60	60	60	60	60
11	15 5	15 5	15 5	15 5	15 5	15 5
12	6	6	6	5,5	6	6
13	25	10	25	3	10	5
14	92	72	96	48	72	64
15	23	23	23	30	23	23
16	20	20	20	23	20	20
17	1,8	1,8	1,8	2,4 1,8	1,8	1,2
18	0,8	0,8	0,8	1,5	0,8	0,8
19	±1	±1	±1	±1	±1	±1
20	600	600	450	230	450	450
21	255	255	205	127	205	205
22	1024/1200	1024/1200	1024/1200	Высокое разрешение	1024/1200	1024/1200
23	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый
24	12/24/32	12/24/32	11...40	11...40	11...40	11...40
25	-	-	-	-	-	-
26	-	-	-	45	-	-
27	-	-	-	-	-	-

Продолжение таблицы 8.3

1	SI-TEX	SPERRY	RACAL-DECCA
2	T-270 T-170	MK4217R/4219R	Bridge Master 340 Series
3	Щ	Щ	Щ
4	0,9	2,1	1,8
	1,2	2,7	2,4
5	4,7	1	1,3
	2,4	0,9	1
6			2
	25	20	24
7	24	32	25
8	9410±30	9410±30	9410±30
9	0,08	0,05	0,05
	0,25	0,25	0,25
	0,5		1,0
	1,0		
10	60	60	60
11	-	25	18
		5	3
12	-	10	5,5
			7
13	3	10	10
			25
			30
14	24	24	96
	48		
15	30	15	25
16	20	10	25
17	4,7	0,1	2,5
	2,4		
18	1,0	0,5	1,0
19	±1	±0,5	±1
20	178	480	609/660
21	-	280	348/350
22	640/480	1024/1280	Высокое разрешение
23	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Цветной или зеленый
24	11...40	24	-
25	-	300	-
26	40	-	115/230
27	-	-	300/350

Продолжение таблицы 8.3

1	RAYTHEON							
2	R72	R70/ R70A	R41X	R40X	R21X	R20X	R11X	R10X
3	Щ	Щ	Щ	Щ	Щ	Щ	Щ	Щ
4	1,17	0,9	1,17	0,6	1,17	0,61	0,75	0,44
5	2,2	2,8	2,2	4	2,2	4	3,3	6
6	30	25	25	25	25	25	25	25
7	24	24	24	24	24	24	24	24
8	9410±30	9410±30	9410±30	9410±30	9410±30	9410±30	9445±30	9445±30
9	0,08	0,08	0,08	0,08	0,08	0,08	0,08	0,08
	0,25	0,25	0,25	0,25	0,25	0,25	0,7	0,5
10	0,7	0,7	0,5	0,5	0,5	0,5	-	-
	-	-	-	-	-	-	-	-
11	-	-	-	-	-	-	-	-
12	6	6	6	6	6	6	6	6
13	10	4	4	4	4	4	1,5	1,5
14	72	48	48	32	32	24	24	16
15	-	-	-	-	-	-	-	-
16	-	-	-	-	-	-	-	-
17	-	-	2,2	2,8	2,2	4	3,3	6
18	-	-	-	-	-	-	-	-
19	-	-	-	-	-	-	-	-
20	305	305	254	254	178	178	178	178
21	180	180	140	140	100	100	100	100
22	610/496	610/496	610/496	610/496	610/496	610/496	610/496	610/496
23	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый
24	11...42	11...42	11...42	11...42	11...42	11...42	11...42	11...42
25	-	-	-	-	-	-	-	-
26	-	-	-	-	-	-	-	-
27	-	-	-	-	-	-	-	-

Продолжение таблицы 8.3

RAYTHEON				
1				
2	R82X	R81X	R74	R73
3	Щ	Щ	Щ	Щ
4	1,2	1,2	3,0	1,2
	1,8	1,8		1,8
5	1,9	1,9	2,4	1,9
	1,2	1,2		1,2
6	25	25	30	25
7	20	24	24	24
8	9410±30	9410±30	3050±25	9410±30
9	0,08	0,08	0,08	0,08
	0,25	0,4	0,4	0,4
	0,75	0,8	0,8	0,8
	1,0	1,2	1,2	1,2
10	-	-	-	-
11	-	-	-	-
12	6	6	6	6
13	25	10	10	10
14	96	96	72	72
15	-	-	-	-
16	-	-	-	-
17	1,9	1,9	2,4	1,9
	1,2	1,2		1,2
18	-	-	-	-
19	-	-	-	-
20	356	356	305	305
21	190	190	180	180
22	610/496	610/496	610/496	610/496
23	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый
24	21...42	21...42	11...42	11...42
25	-	-	-	-
26	-	-	-	-
27	-	-	-	-

Продолжение таблицы 8.3

1	JRC					
	JMA-6303	JMA-6503	JMA-6253	JMA-6252	JMA-8313/8613	JMA-8263/8513
3	Щ	Щ	Щ	Щ	Щ	Щ
4	3,6	2,1 2,7	2,1 2,7	1,8 2,7	3,6	2,1 2,7
5	1,9	1,0 0,8	1,0 0,8	1,2 0,8	1,9	1,0 0,8
6	30	20	20	25	30	20
7	22	22	22	22	22	22
8	3050±10	9375±30	9375±30	9410±30	3050±10 3050±25	9410±30 9375±30
9	0,08 0,25 0,75 1,0	0,08 0,25 0,75 1,0	0,08 0,25 0,75 1,0	0,08 0,25 0,75 1,0	0,08 0,25 0,75 1,0	0,08 0,25 0,75 1,0
10	-	-	-	-	-	-
11	20 3	20 3	20 3	20 3	20 3	20 3
12	-	-	-	-	-	-
13	30	50	25	25	30 60	25 50
14	110	120	100	100	110 120	100 120
15	20	20	20	20	20	20
16	-	-	-	-	-	-
17	-	-	-	-	-	-
18	-	-	-	-	-	-
19	±1,9	±1,0 ±0,8	±1,0 ±0,8	±1,2 ±0,8	±1,9	±1,0 ±0,8
20	533	533	533	533	711	711
21	250	250	250	250	340	340
22	Высокое разрешение	Высокое разрешение	Высокое разрешение	Высокое разрешение	Высокое разрешение	Высокое разрешение
23	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый
24	-	-	-	-	-	-
25	100/110/ 115/200/ 220/230	100/110/ 115/200/ 220/230	100/110/ 115/200/ 220/230	100/110/ 115/200/ 220/230	200/ 220/230	100/110/ 115/200/ 220/230
26	-	-	-	-	-	-
27	950	950	950	950	1300 1500	1300

Продолжение таблицы 8.3

1	FURUNO						
2	Model 1931	Model 1831	Model 1761	Model 1751	Model 1731	Model 1721	Model 1621
3	Щ	Щ	Щ	Щ	Щ	МП	МП
4	1,05	0,54	1,05	0,6	0,54	0,4	0,3
5	2,4	4	2,4	3,5	4	5,7	6,2
6	27	25	25	30	25	30	30
7	24	24	24	24	24	24	24
8	9410±30	9410±30	9410±30	9410±30	9410±30	9410±30	9410±30
9	0,08; 0,3; 0,8	0,08; 0,3; 0,8	0,12; 0,3; 0,8	0,12; 0,3; 0,8	0,12; 0,3; 0,8	0,12; 0,3; 0,8	0,12; 0,3; 0,8
10	60	60	60	60	60	60	60
11	25; 5	25; 5	7	7	7	7	7
12	6	9	6	9	9	9	10
13	4	3	3	1,5	3	1,5	1,5
14	36	24	36	24	24	16	8
15	25	25	25	35	25	35	20
16	20	20	20	30	25	25	20
17	-	-	-	-	-	-	-
18	0,9	0,9	0,9	0,5	0,9	0,9	0,9
19	±1	±1	±1	±1	±1	±1	±1
20	300	300	210	210	210	180	180
21	140	140	100	100	100	100	100
22	481/640	481/640	481/640	481/640	481/640	481/640	240/320
23	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый
24	10,2... 40	10,2... 40	10,2... 40	10,2... 40	10,2... 40	10,2... 40	12/24
25	110/ 220	110/ 220	110/ 220	110/ 220	110/ 220	110/ 220	110/ 220
26	52	50	25	47	47	33	30
27	-	-	-	-	-	-	-

Продолжение таблицы 8.3

1	FURUNO						
	Compact Model FCR 1010/1030/1040/1100	Model FR2020X FR2050X	Model FR2110 FR2120	Model FR1500	Model FR8050D FR8100D FR8250D	Model 7010D 7040D 7100D	Model 1941
2	III	III	III	III	III	III	III
3	0,54 1,05 1,2 1,8	1,95 2,4 3,0	1,2 1,95 2,4	1,2 1,95 2,4	1,2 1,95 2,4	0,54 1,2 1,8	1,2
4	4 2,4 1,9 1,35	1,23 0,95 0,75	1,8 1,23 0,95	1,8 1,23 0,95	1,8 1,23 0,95	4 1,9 1,35	1,9
5	25 25 22 22	25 25 20	25 25 20	25 25 20	25 25 20	25 22 22	22
6	24	24	24	24	24	24	24
7	9410±30	9410±30	9410±30	9410±30	9410±30	9410±30	9410±30
8	0,08; 0,3; 0,8	0,08; 0,3; 0,6; 1,2	0,08; 0,2 0,7; 1,2	0,08; 0,3 0,6; 1,2	0,08; 0,3 0,6; 1,2	0,08; 0,3; 0,8	0,08; 0,3; 0,8
9	60	60	60	60	60	60	60
10	7; 3	28; 3	27; 4,5; 3	13; 3	13; 3	7; 3	25; 5
11	6	6	6	6	6	9	6
12	3/3/4/10	25/20	10/20/25	5/10/25	5/10/25	3/4/10	4
13	24/24/36/72	96 120	72 96 96	48 72 96	48 72 96	24 48 72	48
14	25	25	25	25	25	25	25
15	20	20	20	20	20	20	20
16	4 2,4 1,9 1,35	1,23 0,95 0,75	1,8 1,23 0,95	1,8 1,23 0,95	-	-	-
17	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9
18	±1	±1	±1	±1	±1	±1	±1
19	305	708	708	3810	360	360	300
20	140	255	255	205	180	180	140
21	432/575	Высокое разрешение	800/1024	Высокое разрешение	Высокое разрешение	640/480	481/640
22	Цветной	Цветной	Цветной	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый	Монохр., зеленый
23	10,2...40	-	24/32	12/24/32	12/24/32	10,2...40	10,2...40
24	110/ 220	110/ 220	110/220	-	110/ 220	110/ 220	110/ 220
25	65; 80; 75; 90	-	220	-	60; 80; 140	50; 55; 80	52
26	-	380	-	-	-	-	-
27	-	-	-	-	-	-	-

Окончание таблицы 8.3

1	FURUNO					
2	Model FR2800	Model FR2060S	Model FR2030S FR2032S	Model FR8100DS FR8300DS	Model FR1510DS FR1530DS	Model FCR1401/ 1411/1421
3	Щ	Щ	Щ	Щ	Щ	Щ
4	1,95 2,4 3,0 3,6	2,7 3,6	2,7 3,6	2,4 2,7	2,4 2,7	1,2 1,95 2,4
5	1,23 0,95 0,75 0,63	2,3 1,9	2,3 1,9	2,6 2,3	2,6 2,3	1,8 1,23 0,95
6	25 20 20 25	25 25	25 25	25 25	25 25	25 25 20
7	26	21	21	24	24	24
8	9410±30	3050±30	3050±30	3050±30	3050±30	9410±30
9	0,08; 0,3; 0,6; 1,2	0,08; 0,3; 0,6; 1,2	0,08; 0,3; 0,6; 1,2	0,08; 0,3 0,6; 1,2	0,08; 0,3 0,6; 1,2	0,08; 0,3; 0,6; 1,2
10	60	60	60	60	60	60
11	28; 3	28; 3	28; 3	28; 3	28; 3	28; 3
12	6; 4; 4,5	-	-	3	3	6
13	25/50/30/60	60	30	10/30	10/30	5/10/25
14	96/120/100/120	120	100	72/100	72/100	48/72/96
15	25	25	25	25	25	25
16	25	25	20	20	20	25
17	1,23 0,95 0,75 0,63	2,3 1,9	2,3 1,9	2,6 2,3	2,6 2,3	1,8 1,23 0,95
18	0,85	0,8	0,8	0,9	1,0	1,0
19	±1	±1	±1	±1	±1	±0,5
20	711	508	508	305	381	355
21	340	250	180	205	190	190
22	Высокое разрешение	Высокое разрешение	-	Высокое разрешение	640/481	640/481
23	Цветной	Цветной	Цветной	Монохр., зеленый	Цветной	Цветной
24	-	-	-	24	24	12/24/32
25	110/ 220/380/440	110	110	110/220	-	-
26	-	-	-	100; 150	120; 200	160; 170; 200
27	-	500	380	170; 250	-	-

Схема деления комплекта радаров серии BRIDGE MASTER - 340 приведена на рис. 8.8. Приемопередающие устройства радаров размещены в устройствах сканирования.

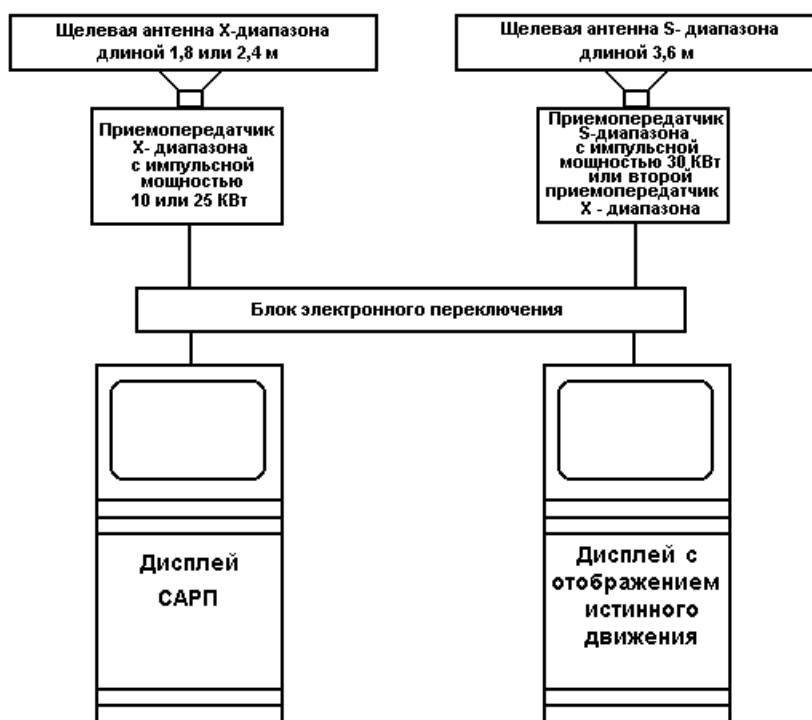


Рис. 8.8

Две индикаторные стойки с цветными или монохроматическими дисплеями и САРП отвечают требованиям ИМО. Эффективные диаметры экранов дисплеев равны 250 или 340 мм. Радары (в зависимости от размеров экрана) предназначены для судов валовой вместимостью до 10000 т и более 10000 т. Как видно из табл. 8.1, питание радаров обеспечивается от первичной сети постоянного или однофазной сети переменного токов.

Допустимые пределы изменения напряжения в судовой сети постоянного тока составляют 10,2...41,6 В.

Мощные радары (с выходной импульсной мощностью более 60 кВт) питаются лишь от сети переменного тока. Как правило, мощные радары работают в S-диапазоне, т. к. в этом диапазоне возможно обнаруживать цели с повышенной надежностью при любых погодных условиях.

На рис. 8.9 приведен график зависимости максимальной дальности D_{max} от импульсной выходной мощности $P_{имп}$ передатчика для X-диапазона. График построен по результатам аппроксимации $D_{max} = f(P_{имп})$ для различных видов радаров.

Если $P_{имп} = 10 \text{ кВт}$, то $D_{max} \approx 70 \text{ м. м.}$ Из графика следует, что при необходимости увеличения дальности свыше 70 м. м. величина пиковой мощности должна резко возрастать. Для радаров дальнего обнаружения целей (100...120 м. м.) излучаемая импульсная мощность должна быть в пределах 25...60 кВт.

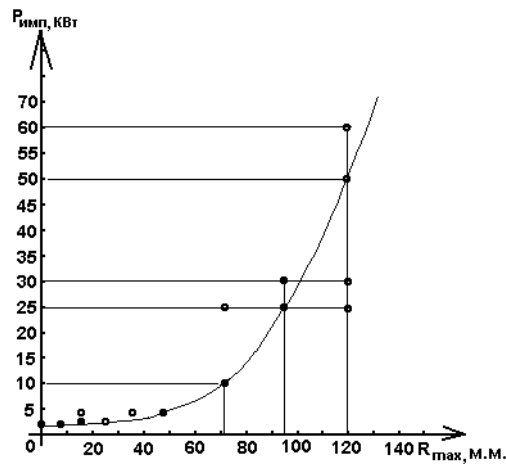


Рис. 8.9

Возможность использования радаров с разной выходной мощностью для получения одной и той же дальности объясняется тем, что максимальная дальность зависит не только от выходной мощности, но и от коэффициента усиления антенны, чувствительности приемников, используемых алгоритмов обработки сигналов для обнаружения целей и пр.

Большинство радаров имеют минимальную дальность обнаружения целей 25 м и лишь немногие из них 20 или 30 м. Разрешающая способность по дальности на шкале 0,25...1,5 м. м. не хуже 20...25 м.

Соотношения между дальностями действия, длительностями импульсов и частотами следования импульсов, которые используются в радарх, приведены в таблице 8.4.

Таблица 8.4

Дальность м. м.	Длительность зондирующих импульсов, мкс	Частота следования зондирующих импульсов, Гц
0,25...1,5	0,08...0,12	1800...2200
2,0...3	0,3	1200...1300
4...48	0,8	600
72...120	1,2	450...500

Все радары работают с щелевыми антеннами с горизонтальной поляризацией радиоволн. Щелевые антенны по сравнению с другими видами антенн обеспечивают при минимальных массах и габаритах наилучшие характеристики по пространственной направленности (при передаче) и пространственной избирательности (при приеме сигналов).

Большинство антенн не имеют обтекателей, некоторые антенны выполнены с обтекателями. Штатное крепление антенны выдерживает ветровую нагрузку при скорости ветра 100 узлов (51,5 м/с).

Один и то же радар может комплектоваться антеннами разного размера.

В зависимости от размеров антенны и длины волны меняется ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости.

Для антенн X-диапазона ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости не выходит за пределы 0,75...3,5°, а для S-диапазона – 1,9...2,6°.

Для всех антенн ширина диаграммы направленности в вертикальной плоскости не выходит за пределы 20...30°.

Боковые лепестки диаграммы направленности в пределах $\pm 10^\circ$ от оси главного лепестка не превышают минус 25 дБ, на больших углах – минус 30 дБ.

Размеры антенн для X-радаров всех видов лежат в пределах от 2 до 10 футов (0,6...3 м), для S-радаров – от 8 до 12 футов (2,4...3,6 м).

Скорость вращения антенн выбирается в пределах 21...25 об/мин.

Почти у всех видов радаров в непосредственной близости от антенны (снизу от нее) размещается приемопередатчик в герметизированном корпусе.

Конструктивный узел, включающий в себя приемопередатчик и вращающуюся антенну, принято называть устройством сканирования. Электрическая связь устройства сканирования, размещаемого на площадке мачты, с устройством индикации, размещаемом в штурманской рубке, обеспечивается с помощью кабеля. Номинальная величина выходной импульсной мощности в зависимости от вида РЛС и заданной дальности обнаружения целей меняется в пределах от 1,5 до 60 кВт. Пределы возможного изменения выходной мощности составляют $\pm 50\%$ от номинальной величины.

Антенные переключатели построены на базе ферритовых циркуляторов с ограничительными диодами.

Несущие частоты высокочастотного заполнения зондирующих импульсов X-радаров равны 9410 ± 30 МГц, для S-радаров – 3050 ± 30 МГц.

Приемные устройства всех видов радаров – супергетеродинного типа, средняя частота настройки усилителей промежуточной частоты (УПЧ) равна 60 МГц.

Ширина полосы пропускания УПЧ зависит от используемой длительности зондирующих импульсов и соответствует величинам, приведенным в табл. 8.5.

Таблица 8.5

Длительность импульсов $\tau_{и}$, мкс	0,08	0,8	1,2
Полоса пропускания $\Delta f_{пр}$, МГц	15...28	5...7	3

Из табл. 8.5 следует, что ширина полосы пропускания $\Delta f_{упч}$ превышает величину $1/\tau_u$. При широких полосах удается получить лучшую разрешающую способность по дальности, т. к. передний и задний фронты импульсов проходят без искажений. Потеря помехозащищенности из-за неоптимальности выбора полосы пропускания частот в УПЧ компенсируется используемыми методами черезпериодной обработки сигналов на выходе приемника, которая выполняется во всех радарх в цифровом виде.

Коэффициент шума радиоприемных устройств за счет применения малошумящих усилителей для X-радаров равен 6...9 дБ, для S-радаров – 3 дБ. Уменьшение коэффициента шума в последнем случае объясняется применением малошумящих усилителей на входе приемника.

Дисплеи индикаторов почти для всех радаров выполняются на растровых ЭЛТ. Лишь немногие виды радаров используют жидкокристаллические дисплеи. Однако, разрешающая способность современных жидкокристаллических дисплеев более чем в 2 раза уступает разрешающей способности дисплеев на ЭЛТ с размером экрана по диагонали 6 дюймов (15 см). Для ЭЛТ с большими размерами экрана выигрыш по разрешающей способности еще больше.

Кроме того, дисплеи на ЭЛТ формируют хорошо видимое изображение при дневном свете без использования специальных насадок – тубусов. Жидкокристаллические дисплеи такой яркостью свечения не обладают, однако следует ожидать в будущем замену на жидкокристаллические дисплеи.

Размеры экранов по диагонали дисплеев на ЭЛТ в зависимости от вида радаров составляют 6; 7; 10; 12; 14; 15; 20; 28 дюймов (15; 18; 25; 30,5; 35,5; 38; 51; 71 см). Большинство дисплеев монохроматические: зеленого, янтарного или желтого цвета.

Изображение на дисплеях радаров 3 и 4 групп может быть цветным, состоящим из трех цветов: красный, желтый, зеленый или монохроматическим – одним из 7 цветов, выбираемых оператором. При монохроматическом изображении сигналы представляются в нескольких уровнях яркости, зависящих от интенсивности сигнала. Цвета монохроматического изображе-

ния: красный, желтый, зеленый, бледно-голубой, голубой, пурпурный, белый.

Число уровней яркости свечения отдельных пикселей колеблется от 4 до 16.

Разрешающая способность растровых дисплеев зависит от числа пикселей по вертикали V и горизонтали H . Для дисплеев с размерами экрана 6; 7; 10 дюймов число пикселей по вертикали и по горизонтали – около 500.

Трубки с большим диаметром экрана имеют высокую разрешающую способность (число пикселей по вертикали и по горизонтали более 1000). Это так называемые трубки с высоким разрешением.

Инструментальная погрешность измерения дистанции не превышает величин 0,9...1% от дальности, азимута – $\pm 1^\circ$.

Устройства индикации разных видов радаров имеют связь с другими навигационными средствами: радионавигационными приемоиндикаторами, гирокомпасами, лагами, магнитными компасами, а также с выносными мониторами: дисплеями, плоттерами. Связь осуществляется с помощью унифицированного формата NMEA (МЭК 61162).

Расположение органов управления и индикации для радаров разных фирм отличаются друг от друга. Однако эти отличия незначительны. Освоив работу с органами управления и индикации одного из современных радаров, достаточно просто в ограниченное время освоить работу с любым радаром другой фирмы.

На рис. 8.10 приведен внешний вид радиолокационного индикатора радара FMD-8000 фирмы FURUNO. На рис. 8.11 приведен внешний вид компьютерного индикатора радара JMA серии 8000 фирмы JRC.

В табл. 8.6 приведены основные характеристики современных цифровых радаров ведущих иностранных фирм, разбитых на 4 группы.

Радары IV группы от радаров III группы отличаются большим эффективным диаметром экрана ЭЛТ и большими размерами антенн. Радары I и II групп имеют меньшие размеры экрана ЭЛТ, меньшие величины выходных импульсных мощностей, меньшие размеры антенн и меньшие дальности

действия. Радары I группы могут использоваться в качестве вторых радаров на судах вместимостью более 150 т.

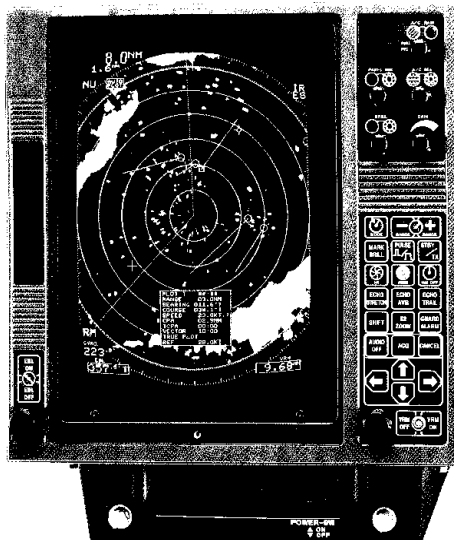


Рис. 8.10



Рис. 8.11

Как правило, первичное питание радаров первой группы обеспечивается лишь от сети постоянного тока.

Таблица 8.6

Группа	I	II	III	IV
Тип антенны	МП; Щ	Щ	Щ	Щ
a, м	0,6...1,2	1,2...2,7	1,2...3,6	1,95...3,6
α_r , град	3,5...1,9	1,9...0,95	0,95...0,8	0,95...0,8
θ , град	30...22	30...22	20...30	20...30
Ω , об/мин	24	24	22...24	22
f_o , МГц	9410±30	9410±30 3050±10	9410±30 3050±10	9410±30 3050±10
$\tau_{и}$, мкс	0,08; 0,3; 0,8	0,08; 0,3; 0,6; 1,2	0,08; 0,25; 0,75; 1,2	0,08; 0,3; 0,6; 1,2
$f_{упч}$, МГц	60	60	60	60
$\Delta f_{упч}$, МГц	25; 7	28; 3	28; 20; 3	28; 20; 3
$N_{щ}$, дБ	6...9	3...9	6	4...6
$P_{и}$, кВт	1,5...3	3...30	25...60	25...60
$D_{макс}$, м.м.	24; 36; 48	96	72...120	72...120
$D_{мин}$, м	25	25	25	25
ΔD , м	20	20	20	20
$\Delta \alpha$, град	2,5	1...2	1	1
σ_D/D , %	0,9	1,0	0,9	0,9
σ_α , град	±2	±1	±1	±1
L_d , мм	150...250	300...375	500...525	700
$D_{эф}$, мм	100...140	180...205	250	340
N_r/N_v , пикс	481/640	1024/1200	1024/1200	1024/1200
Цвет	Янтарный, зеленый	Зеленый, цветной	Зеленый, цветной	Зеленый, цветной
$U_{=}$, В	10,2...40	12/24/32	24/32	-
U_{\approx} , В	110/220	110/220	110/220	110/115/120/200/220/230
$P_{=}$, Вт	30...50	50...120	220	-
P_{\approx} , ВА	100	100...300	380...950	1300...1500

Радары I-ой группы имеют максимальную дальность до 48 м, II – группы – до 96 м, III – группы – до 120 м.

Выходные импульсные мощности, соответственно, составляют для радаров I группы – 3 кВт, II группы – 30 кВт, III группы – 60 кВт.

Размеры антенн у радаров I группы лежат в пределах 0,6...1,2 м, II группы – 1,2...2,7 м, III и IV групп – до 3,6 м.

Радары I группы работают лишь в X-диапазоне, некоторые виды радаров II...IV групп работают в S-диапазоне, однако большинство видов радаров этих групп работают в X-диапазоне.

Стоимости радаров I...IV групп разных фирм лежат в пределах от 2000 до 15000 долларов США.

В последнее время появились радары, предназначенные для интегрированных систем навигации (автоматизированных комплексов навигации).

Примером такого радара является радар X-диапазона FRS-1000/A/B/C (см. табл. 8.7) фирмы Фуруно.

Таблица 8.7

Вид радара	Выходная импульсная мощность, кВт	Длина антенны, м	Максимальная шкала дальности, м.м.	Эффективный диаметр экрана, мм
FRS-1000 A	4	0,61	36	264
FRS-1000B	4	1,04	48	264
FRS-1000C	6	1,24	64	264

Дисплей радара – цветной, жидкокристаллический.

В состав радара входит центральный процессор, дисплей, приемник DGPS, двухчастотный (50/200 кГц) эхолот и пульт дистанционного управления на инфракрасных лучах. На рис. 8.12 показан внешний вид дисплея. Схема соединения интегрированной системы приведена на рис. 8.13.



Рис. 8.12

В состав поставки могут дополнительно входить два выносных дисплея, датчики температуры и скорости, преобразователь данных курса в цифровую форму (гироконвертор) датчик курса.

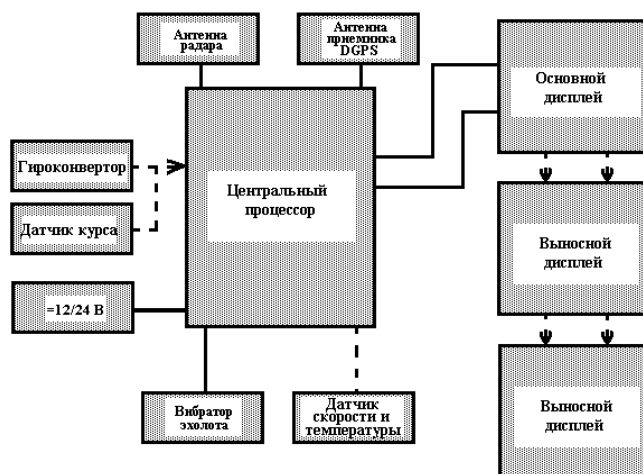


Рис. 8.13

8.6. Практическая работа с цифровым радаром KODEN MD 3030

Состав радара

Радары фирмы KODEN серии MD 3000 включают в себя две различные модификации: MD 3000 (с закрытой в купол антенной) и MD 3030 (с открытой антенной) с одним и тем же дисплеем. Схема деления радаров состоит из сканирующего устройства и дисплея, таким образом, исключается необходимость применения волноводных линий.

В состав сканирующего устройства (рис. 8.14) входят антенна и приемопередатчик. В MD 3000 антенна и приемопередатчик размещены в герметизированном пластмассовом кожухе. В радаре MD3030 щелевой излучатель антенны длиной 3 или 4 фута (90...120 см) помещен в водозащищенный рупор, а блок приемопередатчика с приводом поворота антен-

ны находится в нижней неподвижной части сканирующего устройства.

Пунктирными линиями показаны связи с приборами, не входящими в основной комплект радара.

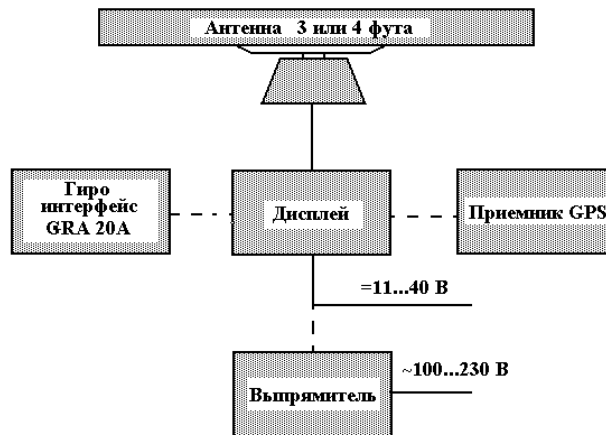


Рис. 8.14

Дисплей (рис. 8.15) монохромный, имеет ЭЛТ с диагональю 9 дюймов (230 мм). На передней панели дисплея находятся все органы управления радара.

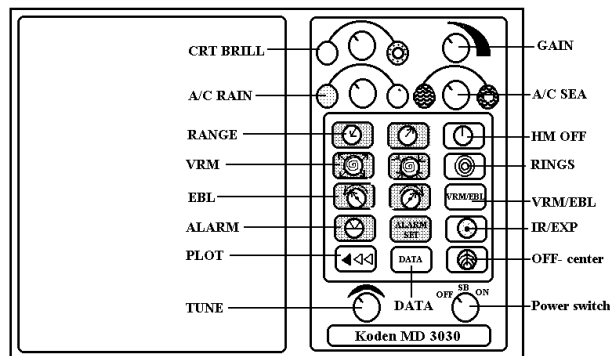


Рис. 8.15

Технические характеристики устройства сканирования радара MD 3030

1. Размеры излучателя 3 фута; 4 фута;
2. Скорость вращения антенны 24 об/мин;
3. Ширина диаграммы направленности антенны
в горизонтальной плоскости 2,4° 1,8° ;
в вертикальной плоскости 25° 25°;
4. Уровень боковых лепестков не более, чем – 20 дБ – 23 дБ;
5. Несущая частота передатчика 9410+/-30 МГц;
6. Мощность излучения в импульсе 3 кВт;
7. Тип излучения - некогерентная периодическая последовательность импульсов
8. Уровень побочных излучений относительно основной частоты лучше, чем минус 40 дБ;
9. Занимаемая полоса частота в пределах 110 МГц;
10. Длительность и частота повторения импульсов (τ; F);

ШКАЛА ДАЛЬНОСТИ (МИЛИ)	1/4	1/2	1	2	4	8	16	32	48
τ, мкс	0,08				0,5				
F, Гц	820								

11. Приемник линейный, малозумящий;
12. Промежуточная частота 60 МГц;
13. Ширина полосы частот УПЧ 6 МГц;
14. Защита приемника полупроводниковый ограничитель;
15. Марка магнетрона MSF-1421B;
16. Антенный переключатель - ферритовый циркулятор;
17. Климатические условия эксплуатации:
температура –25° С ... +55° С;
влажность 95% при 35° С;
скорость ветра 100 узлов 80 узлов;
18. Размеры и масса:
диаметр описываемого антенной круга 1022 мм 1360 мм;
высота 396 мм 396 мм;
масса 20,5 кГ 21,0 кГ.

Технические характеристики индикатора

1. Экран 9 футов по диагонали,

зелено-фосфорисцентный,
эффективный диаметр 127 мм;

2. Тип развертки - растровая;
3. Съём данных дистанции и пеленга - автосопровождение;
4. Минимальная дальность - лучше, чем 30 м;
5. Разрешающая способность по дальности лучше, чем 23 м;
6. Точность установки подвижного кольца лучше, чем $\pm 1,5\%$ дальности (НКД) от используемой шкалы или 70 м, что больше;
7. Точность снятия пеленга лучше, чем $\pm 1^\circ$;
8. Характеристика шкал дальности

Шкалы дальности, мили	Количество НКД	Интервал между НКД, мили
1/4	4	1/16
1/2	4	1/8
1	4	1/4
2	4	1/2
4	4	1
8	4	2
16	4	4
32	4	8
48	4	12

9. Режимы ориентации отображения по курсу; по северу; по стабилизированному курсу (в последних двух случаях требуется интерфейс согласования с гирокомпасом GRA-20A);
10. Питание - 11... 40 В; 45 Вт (при = 24 В).
11. Климатические условия:
 - температура $-15,5^\circ\text{C} \dots + 55,5^\circ\text{C}$;
 - влажность 95% при $35,5^\circ\text{C}$;
12. Размеры и масса - 344,0x337,5x240; 8 кг;

Расположение органов управления на лицевой панели индикатора

(OFF-SB-ON) – переключатель (**Выкл. – Готовность – Работа**). **OFF** – выключено основное питание радара. **SB** – в течение 180 секунд выполняется прогрев магнетрона. **ON** – включение излучения с вращением антенны.

RANGE – выбор шкалы дальности. Шкала дальности и интервал НКД индицируются в левом верхнем углу экрана.

TUNE – настройка приемника по наилучшему отображению целей на фоне помех.

GAIN – управление усилением приемника. Полный поворот по часовой стрелке обеспечивает максимальное усиление приемника.

A/C (Anti-Clutter) SEA CONTROL STC (Sensitivity Time Control). Выполняет функцию **ВАРУ** (временная автоматическая регулировка усиления), обеспечивает подавления помех от моря, которые маскируют цели в центральной части экрана (в ближней зоне). Поворот по часовой стрелке приводит к понижению усиления сигналов в центральной части экрана. Максимальный эффект достигается, когда ручка полностью повернута по часовой стрелке. Максимальная эффективная дальность действия – около 6 миль.

A/C (Anti Clutter) Rain Control FTC (Fast Time Constant). Выполняет функцию МПВ (малая постоянная времени) обеспечивает улучшение наблюдения целей при дожде и снеге. На ручке имеется встроенный выключатель, который отключает цепь в крайнем левом положении.

CRT BRILL CONTROL – управляет яркостью дисплея.

HM OFF KEY – HM (HEAD MARKER). Выполняет функцию выключения **ОТМЕТКИ КУРСА**. При нажатии выключается для возможности обнаружения малых целей под отметкой.

RINGS KEY – изменяет яркость кругов дальности на экране. Яркость имеет 3 ступени **Яркая – Средняя – Низкая**.

VRM/EBL KEY – ПКД/ЭВН. Эта кнопка включает четыре различных режима. На экран могут быть выведены: только подвижный круг дальности (ПКД), только электронный визир направления (ЭВН), ПКД и ЭВН совместно, а также выключены оба.

EBL – ЭВН. Эта кнопка управляет перемещением ЭВН по часовой стрелке и против часовой стрелки.

VRM – ПКД. Обеспечивает управление перемещением ПКД.

ALARM MODE. Обеспечивает выбор одной из трех типов зон тревоги с центральными углами: 90°; 180°; 360° и выключение режима.

ALARM SET. Обеспечивает установку центральной части зоны тревоги (аларма) в пересечении ПКД и ЭВН. Эта кнопка должна быть нажата после того, как установлена и выбрана зона аларма.

PLOT. Активирует функцию прокладки. Когда эта кнопка нажата, эхо-сигнал цели будет оставлять траекторию через промежутки времени 5; 15; 30 секунд или 1; 3 минуты. Конкретное значение выбирается оператором.

OFF CENTERING. Смещает центр изображения радара вниз, увеличивая дальность обзора впереди судна в 1,5 раза. Эта функция не обеспечивается на максимальной шкале дальности.

IR/EXP. Выбирает один или оба режима: **IR (Interfiriense Reduction** – подавление помех от соседних РЛС) и **EXP (Enhancement target** – расширение целей). Каждое нажатие этой кнопки обеспечивает последовательное выполнение следующих функций: IR; EXP; IR+EXP; выключено.

DATA. Обеспечивает индикацию навигационных данных: позицию судна в виде геодезической широты и долготы; гиперболических линий положения; скорости и курса судна. Каждое нажатие этой кнопки последовательно выбирает эти данные. Для реализации этой функции необходимо подсоединить к радару радионавигационное или навигационное оборудование с форматами данных **NMEA-0182; NMEA-0183** или **KODEN-717**.

В исходном состоянии все органы управления должны быть повернуты против часовой стрелки.

Последовательность операций при подготовке и включении радара

Подготовка к включению.

Произвести внешний осмотр приборов РЛС. Крышки приборов должны быть закрытыми. Включить в сеть блок питания и установить тумблер на панели блока питания в положение ON.

Включение режима подготовки

а) Повернуть переключатель питания в положение SB. После этого включается таймер, отсчитывающий время прогрева магнетрона в течение 180 секунд.

Время, оставшееся до окончания прогрева, индицируется на экране под словом WAIT.

б) После окончания прогрева на экране появится слово STANDBY, информирующее о том, что радар готов для дальнейших операций.

После включения питания начальные параметры радара с помощью органов управления устанавливаются в виде следующих значений:

Шкала дальности	1/4 мили
ПКД	Вкл. (значение «00.00»)
ЭВН	Вкл. (значение «000.0°»)
Аларм	Выкл.
Смещение центра	Выкл.
Помехи от РЛС	Выкл.
Расширение целей	Выкл.

Последовательность выполнения операций при включении

Установить переключатель питания в положение ON
Выбрать шкалу 4 мили, используя правую кнопку выбора шкал
Повернуть регулировку яркости ЭЛТ по часовой стрелке
Повернуть ручку усиления по часовой стрелке до появления слабой шумовой дорожки
Настроить приемник ручкой TUNE до максимальной засветки на экране индикатора настройки
Добиться понижения помех от дождя и волнения моря, поворачивая ручки A/C SEA, A/C RAIN

Последовательность операций при измерении пеленгов и дистанций до целей

Для измерения пеленга на цель необходимо нажать кнопку EBL/VRM до появления в нижней правой части экрана надписи EBL. Кнопками EBL перемещать визир направления до момента пересечения цели и считать информацию с экрана.

Для измерения расстояния до цели необходимо нажать кнопку EBL/VRM до появления в нижней правой части экрана надписи VRM. Кнопками VRM перемещать окружность визира

дальности до момента пересечения переднего фронта цели. В этот момент остановить визир и считать информацию с экрана.

Для измерения пеленга и дистанции до выбранной цели нажать кнопку EBL/VRM до появления в нижней правой части экрана надписи EBL и VRM. Кнопками EBL и VRM совместить до пересечения с выбранной целью оба визира и считать информацию с экрана.

Последовательность операций при установке зоны аларма

Зона аларма выставляется для подачи звукового сигнала при попадании целей в указанную зону: судов, буев или береговой черты. Для включения звукового сигнала аларма цель должна быть зафиксирована в зоне аларма на трех оборотах антенны.

Звуковой сигнал не подается если:

- а) сигнал от цели, находящейся в зоне аларма, очень слабый;
- б) включен режим смещения центра;
- в) установленная внешняя зона аларма находится за пределами выбранной шкалы дальности.

Глубина зоны аларма возрастает с увеличением шкалы дальности

Шкала, мили	1/4	1/2	1	2	4	8	16	32	48
Глубина зоны, мили	0,02	0,04	0,08	0,16	0,32	0,64	1,28	2,56	3,84

Центр зоны аларма устанавливается с помощью кнопок EBL и VRM. EBL определяет биссектрису зоны, а VRM внешнюю границу зоны. Кнопка EBL не используется, если выставляется круговая зона.

При последовательном нажатии кнопки ALARM MODE выбирается необходимая форма зоны.

При нажатии кнопки ALARM SET устанавливается выбранная форма зоны.

Выключение режима аларма производится нажатием клавиши ALARM MODE до исчезновения зоны аларма с экрана.

Последовательность операций в режиме плоттирования

Интервалы между маркерами положения целей 5; 15; 30 с; 1; 3 мин устанавливаются последовательным нажатием кнопки PLOT. Каждое нажатие соответствует значениям:

Выключено; 5 с; 15 с; 30 с; 1 мин; 3 мин; выключено.

Интервал плоттирования отображается в нижнем левом углу экрана.

Когда переключается шкала или включается режим смещения центра, то траектории целей с экрана исчезают.

Последовательность операций для подавления несинхронных помех IR (Interfirience Reduction) и включения режима расширения отметок целей EXP (Expantion)

При последовательном нажатии кнопки IR/EXP функции IR и EXP меняются альтернативно.

Функция IR используется для подавления помех от других РЛС, а функция EXP используется для увеличения размеров отображения на экране радара небольших целей, таких как небольшие суда, буи и т. д.

На периферии экрана отображается дополнительная навигационная информация. В частности, при подключении радионавигационного приемоиндикатора отображаются навигационные данные собственного судна в правом верхнем углу экрана путем нажатия кнопки DATA на панели управления.

При временном выключении радара установить переключатель питания в положение SB. Из этого положения станция готова к работе без трехминутного ожидания.

При полном выключении установить переключатель питания в положение OFF.

8.7. Автоматизированные комплексы навигации и управления судном

Автоматизированные комплексы предназначены для автоматизации управления движением судна с помощью авторулевого на основе данных о навигационных параметрах

движения собственного судна, а также заданных маршрутов, которые прокладываются на экране индикатора.

Автоматизированный комплекс объединяет разрозненные, не связанные между собой средства навигации и управления движением судна, такие как радиолокатор, гирокомпас, лаг, приемоиндикатор радионавигационной системы, авторулевой, электронная картографическая система и пр.

Комплексы различаются по степени автоматизации процессов судовождения применительно к конкретным типам морских судов. Так, автоматизированные комплексы морских судов отличаются от комплексов речных или рыбопромысловых судов.

Все комплексы построены на основе набора датчиков навигационной информации.

Преимущества автоматизированных комплексов в следующем:

- обеспечивается информационное объединение средств навигации, позволяющее выработать оптимальное решение при управлении движением судна;

- существенно уменьшается роль субъективного фактора при выработке решения;

- уменьшается степень риска при управлении судном; число навигационных аварий.

Следует помнить, что при использовании автоматизированных (не автоматических) комплексов судоводитель не исключается из процесса управления судном. С него лишь снимается значительная часть нагрузки по приему и анализу навигационных данных различных средств и по выработке оптимальных управляющих решений. Вся ответственность за принятое окончательное решение ложится на судоводителя.

Типовой объем средств автоматизации судовождения, используемых в автоматизированных комплексах:

- средства автономной навигации судна, обеспечивающие счисление пути: гирокомпас, лаг;

- средства определения собственных координат судна: приемоиндикаторы радионавигационных систем ЛОРАН-С, ДЕКА, ГЛОНАСС, GPS и пр.;

радиолокационные станции;
средства автоматизированной радиолокационной прокладки;
авторулевой;
плоттеры; электронные картографические системы с отображением навигационных карт, навигационной обстановки, данных о маршрутизации судна.

В зависимости от условий плавания судна: в открытом море или в прибрежных районах, узкостях, по разделенным маршрутам количество отображаемой информации разное.

Контроль за движением судна в открытом море может осуществляться путем эпизодического высвечивания информации. В сложных условиях плавания информация по данным высокоточных средств навигации должна высвечиваться непрерывно.

В зависимости от степени автоматизации управление судном может осуществляться рулевым приводом (авторулевым) по данным автономных средств навигации (гироскопа и лага), по данным радионавигационных приёмников либо по данным комплексной обработки как радиотехнических, так и автономных средств навигации.

Следует учитывать, что данные о координатах места, путевой скорости и путевого угла собственного судна, полученные по сигналам радионавигационных систем ГЛОНАСС и GPS, не только не уступают, но превосходят по точностным характеристикам аналогичные данные, полученные от автономных средств.

В ближайшее время следует ожидать, что функции судовых приёмников ГЛОНАСС и GPS будут расширены: приёмники будут определять не только путевой угол, но и истинный курс судна.

Современные радиолокационные индикаторы САРП отображают на круговом поле индикатора и на периферии электронно-лучевой трубки всю информацию, необходимую для принятия судоводителем правильного решения.

Состав и схема соединения отечественного навигационного комплекса ГОРИЗОНТ приведена на рис. 8.16. Комплекс состоит

Информационная система отображения электронных карт и автоматизированного решения навигационных задач МК-54ИС обеспечивает:

- цветное отображение цифровой морской карты на экране дисплея;
- непрерывное отображение текущего места судна по данным, поступающим от радионавигационных систем (GPS и др), лага, гирокомпаса, а также отображение линии курса и пройденного пути;
- режим предварительной прокладки маршрута;
- управление пользовательской базой данных – ввод корректуры картографической информации, ведение каталогов маршрутов и т. д.;
- контроль за прохождением маршрута: вычисление пеленга, дистанции, времени подхода к точке поворота, ожидаемое время прибытия в нее, рекомендуемой скорости движения, величины отклонения от линии заданного пути;
- слежение за ближайшими навигационными опасностями и вычисление времени хода и дистанции до них;
- выдачу предупреждений в виде сообщений или звуковых сигналов;
- регистрацию (ведение) электронного судового журнала и текущего маршрута плавания;
- воспроизведение зарегистрированной навигационной информации;
- выдачу справочных данных о районе плавания;
- ввод информации от РЛС о параметрах движения сопровождаемых целей и их отображение в векторной и цифровой форме; проигрывание маневра на уклонение от опасности.

МК-54ИС может использовать следующие типы карт: TRANSAS (векторные); DX-90 (векторные); ARCS (векторные); BSB (растровые).

Эффективный размер отображаемой электронной карты не менее 350×270 мм.

Масштаб шкал – от 1 : 1000 до 1 : 12000000.

Система координат – WGS-84.

Время смены карты – не более 5 с.

Погрешность определения пеленга – не более $0,3^\circ$.

Погрешность определения дальности – не более 25 м.

Размер дисплея по диагонали – 54 см.

Число пикселей по горизонтали и вертикали – 1280×1024 .

Технические характеристики РЛС НАЯДА – 25М₁ приведены в табл. 8.1, навигационная стойка обеспечивает высокоточное определение навигационных параметров собственного судна по сигналам GPS.

РЛС НАЯДА – 25М₁ имеет информационную связь с гирокомпасом и лагом.

Полученные данные позволяют отображать на экране дисплея РЛС истинные параметры движения целей в различных режимах ориентации изображения.

Навигационная стойка совместно с данными САРП позволяет отображать на электронной карте информационной стойки в реальном масштабе времени местоположения как собственного судна, так и целей, поставленных на авторуководение САРП.

Данные от эхолота и термодатчика позволяют получить текущие значения глубин и температуры воды.

Сигналы рассогласования между заданным на электронной карте маршрутом и текущим положением собственного судна подаются на авторулевую.

Радиолокационный индикатор совместно с индикатором картографического изображения позволяют штурману получить максимум информации об окружающей судно обстановке, оперативно оценивать маршрут как своего судна, так и встречных судов, обеспечивать с помощью авторулевого автоматическое вождение судна по заданному маршруту.

Структура, состав аппаратуры и информационные связи навигационных комплексов могут быть разными. В частности, картографическая информация может отображаться не на дисплее информационной системы, а на экране ЭЛТ радара. По желанию оператора на ЭЛТ может отображаться радиолокационная обстановка или электронная карта с проложенными маршрутами собственного судна.

В этом случае информационную систему отображения электронной карты в комплексе заменяет плоттер (рис. 8.18) и дисплей радара.

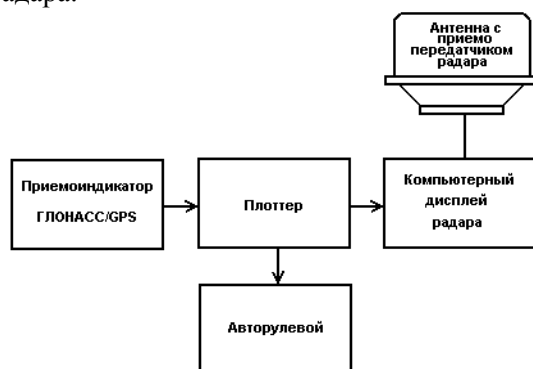


Рис. 8.18

С помощью переключателя на плоттере КАРТА – РАДАР на дисплее радара воспроизводится электронная карта или радиолокационное изображение. Электронная карта хранится в памяти плоттера. С помощью сменной дискеты, вставляемой в гнездо плоттера, электронная карта может меняться.

По данным приемоиндикатора ГЛОНАСС/GPS на электронной карте отмечается текущее местоположение собственного судна и маршрут, пройденный судном.

Линия пройденного маршрута может отображаться разным цветом в зависимости от температуры воды.

Наборное поле переключателей на плоттере позволяет набрать намечаемые маршруты собственного судна.

С выхода плоттера сигнал рассогласования между заданным маршрутом и местоположением собственного судна подаются на авторулевой, чем обеспечивается автоматизация судовождения.

Навигационная информация от приемника GPS о параметрах собственного судна высвечивается на экране ЭЛТ радара.

Автоматизированные комплексы имеют три режима работы:

1. Вождение судна по заданному курсу;

2. Вождение судна по заданному маршруту (по прямой линии);
3. Вождение судна по заданной траектории (по отрезкам прямых линий с поворотами на контрольных точках).

При вождении судна по заданному курсу на вход авторулевого поступает информация лишь от гирокомпаса. Это простейший режим автоматизированного судовождения.

Под воздействием ветра, течений судно отклоняется от заданного маршрута на пункт назначения (рис. 8.19), поэтому требуется эпизодическая коррекция курса с помощью ручного управления.

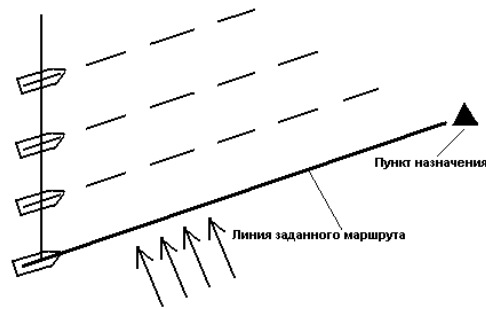


Рис. 8.19

Автоматизированное вождение судна по заданному маршруту обеспечивается с помощью всех датчиков информации навигационного комплекса (рис. 8.16).

На электронную карту наносится заданная линия маршрута. Текущее местоположение судна отображается на электронной карте по данным радионавигационного приемника ГЛОНАСС/GPS и др.

Координаты пункта назначения заносятся в память процессора системы отображения электронной карты или в память процессора плоттера (рис. 8.18).

Для повышения надежности работы комплекса используется комплексная обработка данных радиотехнических и автономных средств навигации.

При работе комплекса в режиме вождения судна по заданному маршруту на авторулевой непрерывно поступают

данные о боковом смещении судна от линии маршрута. Коррекция курса судна производится автоматически также непрерывно (рис. 8.20).



Рис. 8.20

Комплекс выдает текущие значения бокового смещения $D_{см}$ (для контроля работы комплекса), а также текущую дистанцию до пункта назначения $D_{назн}$.

В режиме работы по заданной траектории состав аппаратуры автоматизированного комплекса также полный. Отличие заключается в алгоритме работы комплекса. В память процессора вносятся координаты контрольных точек (пунктов поворота), а также координаты пункта назначения.

Траектория судна может быть также отображена на электронной карте отрезками прямых линий. При работе комплекса в контрольных точках на авторулевой поступает информация об изменении курса судна. После изменения курса судно идет по новому отрезку прямой линии, при этом выдаются текущие значения бокового смещения и дистанция до следующей контрольной точки КТ (рис. 8.21).

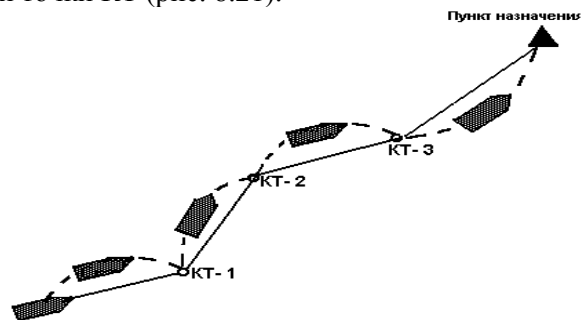


Рис. 8.21

При подходе к следующей контрольной точке подается звуковой сигнал предупреждения о скором изменении курса судна.

Контрольные вопросы

1. При какой высоте установки антенны над уровнем моря определяются дальности обнаружения целей в соответствии с требованиями ИМО?
2. Каковы гарантированные дальности обнаружения различных видов морских целей в соответствии с требованиями ИМО?
3. Какова минимальная дальность обнаружения целей в соответствии с требованиями ИМО?
4. Как определяется эффективный диаметр экрана ЭЛТ?
5. Каковы минимальные значения эффективных диаметров экрана ЭЛТ для судов разной валовой вместимости в соответствии с требованиями ИМО?
6. Назовите обязательный набор шкал дальностей РЛС в соответствии с требованиями ИМО.
7. Какая информация на экране ЭЛТ может отображаться разными цветами, одним цветом?
8. Возможно ли изображать на экране индикатора РЛС совместно с радиолокационной информацией избранные части электронной навигационной карты?
9. Сколько допускается колец дальности на различных шкалах дальности?
10. Какова допустимая погрешность отображения курса судна на экране ЭЛТ?
11. Какова допустимая погрешность измерения направления с помощью электронного визира направлений?
12. Какова допустимая разрешающая способность по дальности, по пеленгу в соответствии с требованиями ИМО?
13. Допустимо ли изменение гарантированной дальности обнаружения целей и минимальной дальности при бортовой и килевой качке до $\pm 10^\circ$?
14. Какова минимальная скорость вращения антенны РЛС?
15. Назовите вид поляризации сигналов для судовых РЛС.

16. Должна ли быть предусмотрена работа судовых РЛС в режимах относительного и истинного движений?
17. Должен ли быть предусмотрен в РЛС прием информации от гирокомпаса, лага, радионавигационных приемоиндикаторов?
18. Суда какой валовой вместимости должны иметь САРП?
19. Назовите длительности импульсов, частоты следования импульсов, излучаемые мощности, скорости вращения антенны, используемые в судовых РЛС.
20. Назовите виды ортогонально поляризованных сигналов.
21. В чем основное отличие судовых РЛС нового поколения?
22. Назовите виды отечественных судовых РЛС нового поколения.
23. Каким длинам волн соответствуют X, S, K-диапазоны?
24. Назовите основные зарубежные фирмы, выпускающие судовые РЛС.
25. Назовите основные характеристики судовой РЛС.
26. Какой набор цветов могут иметь монохроматические дисплеи судовых РЛС?
27. Назовите состав автоматизированного судового навигационного комплекса ГОРИЗОНТ.
28. Назовите состав автоматизированного судового навигационного комплекса с попеременным отображением на экране дисплея РЛС радиолокационной обстановки и цифровой морской электронной карты.
29. Назовите три режима работы автоматизированной системы судовождения.

ГЛАВА IX. РЛС С КОГЕРЕНТНЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ СИГНАЛОВ

9.1. Сравнение РЛС с некогерентным и когерентным излучением сигналов

Все современные судовые РЛС являются РЛС с некогерентным излучением сигналов. Некогерентность означает, что начальная фаза и частота высокочастотного заполнения импульсов для каждого последующего импульса отличаются друг от друга. Это вызвано тем, что несущая частота передатчика РЛС генерируется магнетроном, относительная стабильность частоты которого невелика, около 10^{-4} . Указанный недостаток магнетронного генератора окупается тем, что на выходе магнетрона не требуется ставить мощные усилители. РЛС с некогерентным излучением импульсов обеспечивают высокие точности измерения дистанции и пеленга, удовлетворяющую требованиям ИМО. Важным преимуществом РЛС с некогерентным излучением импульсов является также возможность использования одной антенны как для передачи, так и для приема сигналов.

Основными недостатками РЛС с некогерентным излучением являются высокая пиковая излучаемая мощность (до 80 кВт) и невозможность измерения скорости цели за время обработки одного импульса. Сквозность излучаемых сигналов в некогерентных РЛС на малых дальностях составляет величину около 7000, на больших дальностях – около 1000. Текущая скорость цели определяется за время 0,5...1 мин с помощью следящих систем и лишь в том случае, если цель взята на сопровождение САРП. РЛС с некогерентным излучением неспособны за малое время наблюдения отличить неподвижные цели от подвижных. Навигационные параметры цели в РЛС с некогерентным излучением импульсов измеряются путем обработки огибающей высокочастотного заполнения импульсов на выходе амплитудного детектора, т. е. в нелинейном тракте приема. Фаза высокочастотного заполнения импульсов не используется при производстве измерений.

Альтернативой РЛС с некогерентным излучением являются РЛС с когерентным излучением сигналов (КИС).

В РЛС с КИС задающий генератор должен иметь относительную долговременную стабильность частоты не хуже 10^{-7} , а кратковременную стабильность не хуже 10^{-9} (за время, равное распространению сигналов до цели и обратно).

Если зондирующий сигнал в РЛС с КИС непрерывен, то импульсная излучаемая мощность может быть уменьшена в тысячи раз, и составлять лишь единицы, десятки ватт.

Однако, как правило, в РЛС с КИС должны использоваться две антенны: одна на передачу, другая – на прием сигналов. Это объясняется тем, что длительность излучаемых сигналов превосходит время задержки сигналов, отраженных от цели.

Функция неопределенности сигналов РЛС с КИС в зависимости от формата сигналов может быть ножевидной (лезвие ножа направлено по оси τ), кнопочной или многопиковой.

Наименьшей погрешностью измерения скорости обладают сигналы с ножевидной формой функции неопределенности, однако погрешность измерения дистанции становится большой.

Сигналы с кнопочной функцией неопределенности позволяют с приемлемой точностью одновременно измерять дистанцию и скорость, сигналы с многопиковой функцией неопределенности обеспечивают лучшую точность измерения дистанции и скорости (по сравнению с сигналами с кнопочной функцией неопределенности), но обладают существенным недостатком: возможностью многозначности измеряемых параметров.

Обработка сигналов в РЛС с КИС зачастую выполняется в линейном тракте приемника. Для увеличения точности возможно измерение фазы несущей частоты сигнала.

9.2. Доплеровская РЛС с когерентным излучением

Само название «доплеровская РЛС» свидетельствует о том, что система предназначена для определения скорости цели путем измерения доплеровской частоты.

Доплеровская РЛС излучает непрерывный высокочастотный сигнал с передающей антенны и принимает отраженный от цели сигнал на другую, приемную антенну.

Структурная схема доплеровской РЛС приведена на рис.9.1.

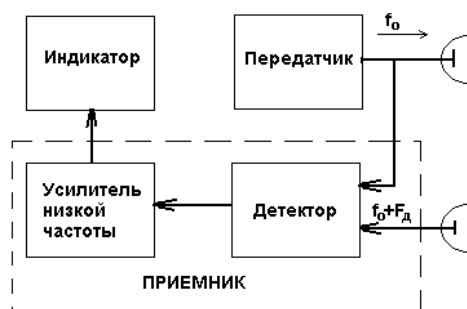


Рис. 9.1

Передачик излучает непрерывный сигнал

$$u(t) = U_{m,1} \cos 2\pi f_0 t.$$

Если цель движется равномерно и прямолинейно, то отраженный от цели сигнал на входе детектора приемника имеет вид

$$u_{np}(t) = U_{m,np} \cos[2\pi(f_0 + F_d)t + \varphi_0] = U_{m,np} \cos[2\pi f_0 t + \Phi(t)]$$

где $\Phi(t) = 2\pi F_d(t) + \varphi_0$; φ_0 – фаза отраженного от цели сигнала;

ла; $F_d = \frac{2f_0 v_p}{C}$ – доплеровская частота; v_p – радиальная

скорость движения цели; C – скорость распространения радиоволн. Коэффициент 2 при определении доплеровской частоты появляется вследствие того, что сигнал сначала встречается с целью, а затем отражается от движущейся цели, поэтому величина доплеровской частоты удваивается.

На вход приемника также поступает сигнал с выхода передатчика. Амплитуда результирующего сигнала на входе детектора приемника

$$u_{m,p}(t) = \sqrt{U_{m,1}^2 + U_{m,np}^2 + 2U_{m,1}U_{m,np} \cos \Phi(t)}.$$

Так как $U_{m,1} \gg U_{m,np}$, то

$$u_{m,p}(t) \approx U_{m,1} \sqrt{1 + 2 \frac{U_{m,np}}{U_{m,1}} \cos \Phi(t)} \approx U_{m,1} + U_{m,np} \cos \Phi(t).$$

На выходе амплитудного детектора получим:

$$U_{\delta}(t) = U_{m,np} \cos \Phi(t) = U_{m,np} \cos(2\pi F_{\delta} t + \varphi_0). \quad (9.1)$$

Не представляет сложности измерить значение частоты F_{δ} и рассчитать относительную радиальную скорость цели.

Рассмотренная схема обработки не позволяет определить знак доплеровской частоты, т. е. направление движения цели, а также измерить дистанцию до цели.

9.3. РЛС с частотной модуляцией несущей частоты

Несущая частота излучаемых колебаний модулируется по одному из законов, приведенных на рис. 9.2.

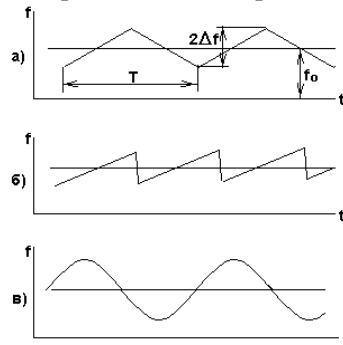


Рис. 9.2

На рис. 9.2а представлена так называемая V-образная модуляция частоты, на рис. 9.2б – ЛЧМ модуляция (линейная частотная модуляция), на рис 9.2в – синусоидальная модуляция несущей частоты.

Структурная схема РЛС с частотной V-образной модуляцией частоты приведена на рис. 9.3.

Рассмотрим работу РЛС с V-образной модуляцией несущей частоты.

Разница частот на выходе смесителя зависит от двух параметров: времени задержки отраженного сигнала от цели τ_3 и радиальной скорости движения цели v_p .

Частоты, обусловленные этими двумя составляющими, на участке измерения несущей частоты с положительной крутизной ее изменения суммируются, а на участке с отрицательной крутизной – вычитаются. Таким образом, для участка с положительной крутизной получим $F_{см,1} = F_\tau + F_\delta$, где F_τ – составляющая частоты вследствие наличия задержки, F_δ – составляющая частоты вследствие наличия скорости цели.

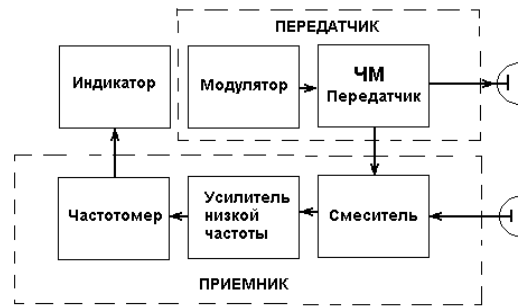


Рис. 9.3

Для участка с отрицательной крутизной изменения частоты $F_{см,2} = F_\tau - F_\delta$.

Из двух уравнений следует:

$$F_\tau = \frac{F_{см,1} + F_{см,2}}{2}; F_\delta = \frac{F_{см,1} - F_{см,2}}{2}. \quad (9.2)$$

Если скорость изменения частоты в результате девиации частоты $\gamma = \frac{2\Delta f}{T} = 2\Delta f F$ (см. рис. 9.2а), где $F = \frac{1}{T}$, тогда изменение частоты за время задержки сигнала $\tau_3 = \frac{2D}{C}$, где D – дистанция до цели, составит $F_\tau = \tau_3 \gamma = \frac{4\Delta f F D}{C}$.

С помощью последнего уравнения по измеренной величине F_τ (9.2) могут быть вычислены τ_3 или D .

Поскольку девиация частоты Δf значительно меньше несущей частоты f_0 , то при расчете радиальной скорости цели можно пренебречь изменением частоты за период модуляции.

С учетом (9.2) получим

$$v_p = \frac{F_0 \cdot C}{2f_0}. \quad (9.3)$$

Таким образом, за период излучения сигнала определяется как дистанция до цели, так и скорость движения цели. Функция неопределенности такого сигнала имеет кнопочную форму (рис. 9.4).

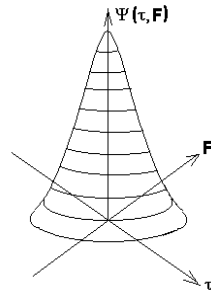


Рис 9.4.

Системы, сигналы которых имеют кнопочную характеристику функции неопределенности, не позволяют с высокой точностью измерять один из параметров цели: время задержки или скорость.

Такие системы не могут конкурировать с импульсными системами, широко используемыми в настоящее время в судовой радиолокации.

У импульсных РЛС функция неопределенности имеет ножевидную форму, лезвие ножа направлено по оси F .

9.4. РЛС со сжатием сигналов

Новые возможности для РЛС с двумя антеннами открываются при использовании шумоподобных сигналов.

Создание шумоподобного сигнала возможно путем манипуляции фазы несущей частоты посылок псевдослучайными кодовыми последовательностями, в частности, M -последовательностями (последовательностями максимальной длины).

Непрерывный синусоидальный сигнал разбивается на N посылок, фаза каждой манипулируется по закону M -кода. Таким образом, излучается так называемая периодическая кодовая последовательность с периодом $T = N\tau$, где τ – длительность одиночной посылки. Число одиночных посылок в одном периоде M -последовательности (база сигнала) $N = 2^m - 1$, где m – целое число. Выбирая величину m , можно получить разную величину N .

Автокорреляционная функция периодической M -последовательности относится к классу хороших. Максимальное значение функции равно N , побочные пики автокорреляционной функции одинаковы и равны $-\frac{1}{N}$. Эти побочные пики приводят к появлению ложных пиков функции неопределенности, которые, как отмечалось выше, могут привести к многозначности измерений. Ложные пики могут быть убраны, если манипуляция по фазе будет производиться не на $0, \pi$, а на $0, \varphi$ (φ – несколько отличающееся от π значение фазы). Дальность до цели определяется путем измерения времени задержки зондирующей последовательности. Погрешность измерения времени задержки линейно связана с длительностью одиночной посылки τ .

После демодуляции в месте приема псевдослучайная кодовая последовательность преобразуется в непрерывное синусоидальное колебание. Измерение несущей частоты синусоиды по отношению к излучаемой частоте позволяет определить скорость движения цели.

РЛС с псевдослучайными сигналами, одна из разновидностей которых рассмотрена выше, позволяет одновременно получать измерения дистанции до цели и скорости движения цели с приемлемыми точностными характеристиками.

Известны модификации сигналов с использованием шумоподобных последовательностей, позволяющие работать с одной антенной. Недостаток этих систем заключается в появлении множества ложных пиков функции неопределенности, которые невозможно устранить. Однако, если примерное положение цели известно, многозначность измерения параметров исключается.

При обработке фазоманипулированных посылок удается сжать сигнал длительностью $N\tau$ в N раз. Отношение сигнал – шум (по мощности) на выходе демодулятора также возрастает в N раз.

На рис. 9.5 представлена структурная схема согласованного фильтра для сжатия во времени фазоманипулированной кодовой последовательности вида «- + - - + + +».

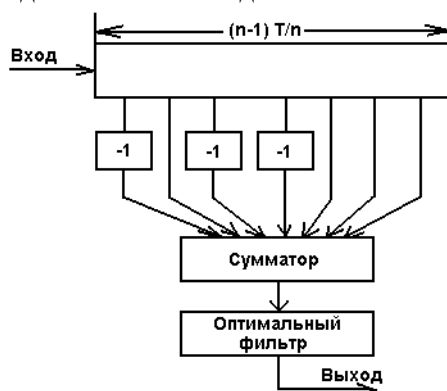


Рис. 9.5

Импульсная характеристика согласованного фильтра, соответствующая этому сигналу, имеет зеркальное отображение и представляется в виде «+ + + - - + - ». Оптимальный фильтр с такой характеристикой синтезируется с помощью линии задержки с отводами, инверторами и сумматором. На выходе сумматора ставится согласованный фильтр для элементарной кодовой посылки длительностью τ .

Сигналы, поступающие на сумматор с отводов линии задержки (см. структурную схему рис. 9.5), показаны на рис. 9.6а. На рис. 9.6б показан сигнал на выходе сумматора, на рис. 9.6в – на выходе оптимального фильтра.

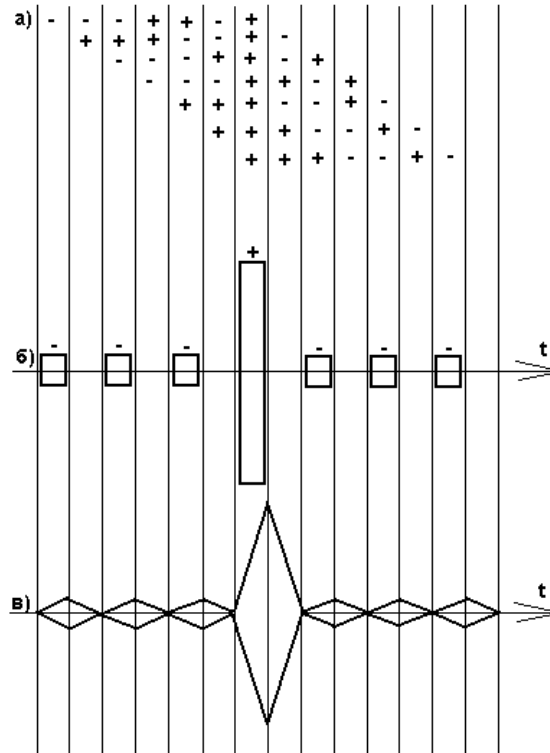


Рис. 9.6

Фазоманипулированный сигнал можно также сжать по частоте в N раз.

На рис. 9.7 представлена структурная схема сжатия по частоте фазоманипулированного сигнала

$$AG(t) \sin \omega t,$$

где A – амплитуда сигнала, $G(t)$ – квазислучайная кодовая последовательность.



Рис. 9.7

$$\text{Отношение полос} - \frac{\Delta f_{шп}}{\Delta f_{уп}} = N.$$

В рассматриваемом случае прием сигнала возможен, когда генерируемая в месте приема кодовая последовательность $G(t)$ совпадает во времени с кодовой последовательностью принимаемого сигнала.

Сигнал после декодера на выходе узкополосного фильтра представляет собой синусоидальную посылку длительностью $N\tau$.

В соответствии с общей теорией функций неопределенности (см. главу IV) продолжительные посылки позволяют измерять с высокой точностью значение доплеровской частоты (скорости цели).

Таким образом, фазоманипулированные последовательности (сложные сигналы) позволяют обеспечивать высокоточное измерение как дистанции, так и скорости движения цели.

Возможностью сжатия во времени обладают также частотно - модулированные импульсные посылки. Излучение периодической последовательности частотно-модулированных импульсов позволяет применять в РЛС лишь одну антенну, т.

к. временное разделение зондирующих и отраженных от цели эхо-сигналов при импульсном излучении легко выполнимо.

Если несущая частота прямоугольного радиоимпульса длительностью T_u меняется по линейному закону (рис. 9.8а), то частотный спектр такого радиоимпульса равномерен в пределах Π_u (рис. 9.8б).

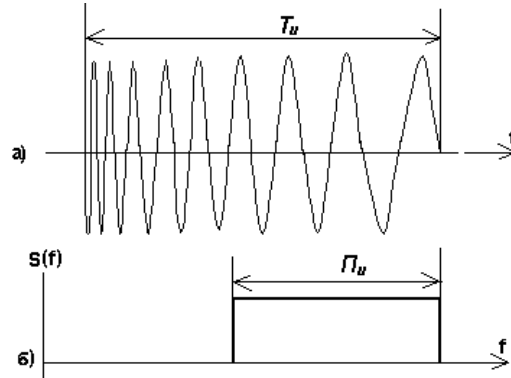


Рис. 9.8

Скорость изменения частоты определим в виде:

$$\gamma = \frac{\pi \Pi_u}{T_u}.$$

На выходе согласованного фильтра получим радиоимпульс

$$U(t) = \frac{\sin \pi \Pi_u t}{\pi \Pi_u t} \quad (\text{рис. 9.9}).$$

Длительность импульса на нулевом уровне равна $\frac{2}{\Pi_u}$, на

уровне 0,64 – $\frac{1}{\Pi_u}$.

Отношение длительности входного импульса к выходному (на уровне 0.64) определится величиной:

$$B = \frac{T_u}{\frac{1}{\Pi_u}} = T_u \Pi_u. \quad (9.4)$$

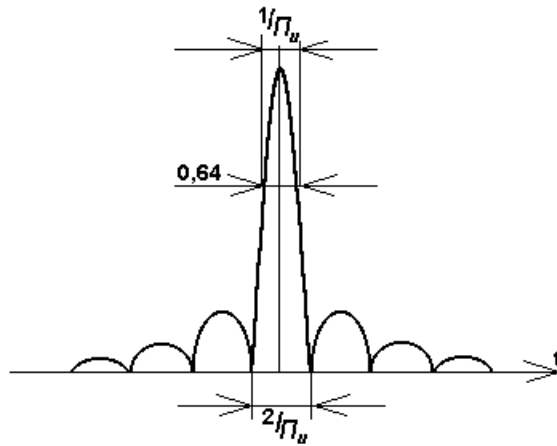


Рис. 9.9

Как видим, отношение длительностей численно равно базе сигнала. В B раз возрастает отношение сигнал – шум (по мощности) на выходе согласованного фильтра.

Оптимальный фильтр можно построить на основе дисперсионных линий задержки на ПАВ-ах.

Дисперсионными линиями называют линии задержки с переменным временем группового запаздывания для различных спектральных составляющих сигнала. Высокие частоты, соответствующие началу сигнала, в дисперсионной линии задерживаются больше, а низкие частоты сигнала действуют позже, но задерживаются меньше. Благодаря этому образуется сжатый импульс на выходе дисперсионной линии.

Контрольные вопросы

1. Назовите основные преимущества и недостатки РЛС с некогерентным и когерентным излучением несущей частоты сигналов.
2. Назовите виды функций неопределенности.
3. Какие преимущества и недостатки доплеровской РЛС?
4. Какую функцию неопределенности имеют сигналы с V-образной частотной модуляцией?
5. Назовите форматы сигналов, обеспечивающие сжатие сигналов на выходе согласованного фильтра.
6. Обеспечивают ли сигналы, построенные на основе кодовых последовательностей, высокоточное измерение дистанции до цели и скорость движения цели?
7. Какой характеристикой обладает дисперсионная линия задержки?

ГЛАВА X. НАВИГАЦИОННЫЕ РЛС С АКТИВНЫМ ОТВЕТОМ

10.1. Назначение и классификация РЛС с активным ответом

РЛС с активным ответом представляет собой приемопередающее устройство, которое работает не самостоятельно и не непрерывно, а посылает ответные сигналы только после приема зондирующих сигналов от судовой (авиационной) РЛС.

РЛС с активным ответом предназначены для надежного обнаружения целей, на которых устанавливается ответчик.

РЛС с активным ответом разделяются на радиолокационные маяки-ответчики (РМО), или РАКОНЫ (RADAR BEACON), и судовые радиолокационные ответчики (РЛО), или транспондеры.

РМО устанавливаются на маяках, светящих знаках, буйх или условенных местах, координаты которых известны. РМО излучают ответные сигналы на запросы судовых РЛС.

РЛО устанавливаются на судах, спасательных шлюпках и плотках и используются для обнаружения судна или спасательного средства, а также могут использоваться для автоматической передачи информации о параметрах движения судна. РЛО излучают сигналы на запросы судовых или авиационных РЛС.

РМО разделяются на три класса: большой дальности (до 26 миль), средней дальности (8...15 миль) и малой дальности (до 6 миль).

10.2. Принцип действия и технические характеристики РМО

РМО большой дальности устанавливаются на береговых навигационных знаках на высоте более 30 м над уровнем моря.

РМО средней дальности устанавливаются на навигационных знаках (плавающие маяки, большие буй), а также на береговых знаках на высоте менее 30 м над уровнем моря.

РМО малой дальности действия предназначены для установки на буйях или знаках, ограждающих входы в порты (гавани) и др.

Технические характеристики разных классов РМО приведены в табл. 10.1.

Таблица 10.1

Наименование Характеристик	Класс РМО		
	Большой дальности	Средней дальности	Малой дальности
Диапазон частот, МГц	9300...9500	9300...9500	9300...9500
Дальность действия, м. м.	26	8...15	6
Чувствительность приемника, Вт	$10^{-8} \dots 10^{-10}$	10^{-7}	10^{-7}
Кодирование сигнала	Импульс заданной длительности или код Морзе	Импульс заданной длительности или код Морзе	Импульс заданной длительности или код Морзе
Время перестройки частоты, с	90...120	60...90	60
Ширина диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости, град	10	26	26
Вид диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости	Круговая или секторная	Круговая или секторная	Круговая или секторная
Поляризация	Горизонтальная	Горизонтальная	Горизонтальная

РМО, как отмечалось ранее, излучают сигналы только после приема зондирующих сигналов проходящих судов.

Принятые ответчиком сигналы усиливаются и после соответствующего преобразования излучаются передатчиком ответчика.

Время задержки ответных сигналов для каждого РМО различно и может находиться в пределах 0,46...13 мкс.

Для опознавания РМО излучаемые сигналы представляют собой последовательность кода МОРЗЕ. Каждому РМО присвоен свой опознавательный сигнал, например, X; Д; А; Р.

По сигналам РМО можно определить пеленг на РМО и расстояние до него. Расстояние от судна до РМО соответствует расстоянию от центра индикатора РЛС до начала ответного

сигнала, но полученное значение будет несколько больше из-за задержки ответного сигнала в аппаратуре РМО.

Почти все РМО работают на длине волны $\lambda = 3$ см и лишь некоторые из них на длине волны $\lambda = 10$ см.

Ряд маяков работают одновременно в обоих диапазонах.

В качестве генераторов частот в ответчиках используются диоды Ганна. Возможная расстройка несущей частоты относительно номинала может достигать до 200 МГц.

Так как судовые РЛС могут иметь различные рабочие частоты, то для обеспечения использования РМО необходимо, чтобы частоты излучения (и приема) РЛС и РМО совпадали. Это достигается путем автоматического измерения в РМО частоты сигнала РЛС с последующей настройкой передатчика РМО на измеренную частоту или путем использования метода «качания» частоты. В последнем случае частота излучения РЛС не измеряется, но частота, на которой излучаются ответные сигналы РМО, плавно меняется в пределах диапазона частот судовых РЛС.

В первом случае ответные сигналы РМО передаются с определенным фиксированным периодом. Во втором случае период появления на экране РЛС ответных сигналов равен периоду изменения рабочей частоты передатчика РМО. Период изменения рабочей частоты лежит в пределах 1...2 мин.

На рис. 10.1 представлена структурная схема РМО с пилообразным изменением несущей частоты.



Рис. 10.1

На рис. 10.2 показан вид сигнала от РМО на экране ЭЛТ судовой РЛС. Сигнал опознавания «К».

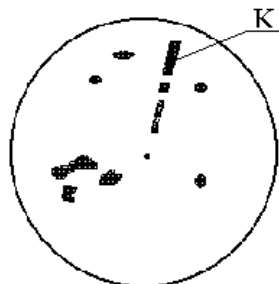


Рис. 10.2

10.3. Принцип действия и технические характеристики РЛО

Судовые радиолокационные ответчики (РЛО) или транспондеры, как отмечалось выше, предназначены для определения места судна или спасательных средств при бедствии с помощью спасательных судов (самолетов).

По требованию ИМО РЛО должен правильно работать при запросе его судовой РЛС с расстояния не менее 5 м. м. при высоте установки антенны судовой РЛС – 15 м. Он также должен правильно работать при запросе с расстояния не менее 30 м.м. авиационным радиолокатором при импульсной мощности 10 кВт с высоты 3000 футов (около 900 м).

Внешний вид РЛО приведен на рис. 10.3.

На наружной стороне имеется краткая инструкция по эксплуатации и дата истечения срока службы батарей. Корпус РЛО окрашен в хорошо видимый желтый или оранжевый цвет.

РЛО выдерживает сбрасывание в воду с 20 м, водонепроницаем на глубине 10 м, имеет положительную плавучесть и оборудован плавучим фалинем (если не является частью конструкции спасательного плота или шлюпки).

РЛО начинают излучать сигналы в 3-сантиметровом диапазоне после запроса от любых судовых или авиационных РЛС, работающих на частотах 9200...9500 МГц.

РЛО приводятся в рабочее состояние вручную при аварийной ситуации.



Рис. 10.3

РЛО при приеме зондирующих импульсов судовых или авиационных РЛС автоматически излучает ответные сигналы. Имеется индикация во включенном состоянии и в режиме излучения. На каждый зондирующий импульс от РЛС излучается ответный сигнал длительностью 100 мкс.

Несущая частота ответного сигнала меняется по пилообразному закону. В отличие от РМО несущая частота в РЛО меняется быстро, за время около 8 мкс.

Ответный сигнал с быстро меняющейся несущей частотой отображается на экране судовых и авиационных РЛС в виде серии из 12 меток, соответствующих дистанции до 8 м. м. от положения РЛО вдоль линии его пеленга. Этот ответный сигнал легко распознается среди других целей и спасательное судно (самолет) могут определить координаты РЛО.

В табл. 10.2 приведены основные технические характеристики РЛО.

Таблица 10.2

Полоса частот, МГц	9200...9500
Дальность действия при запросе судна, м. м.	Не менее 5
Дальность действия при запросе самолета, м. м.	Не менее 30
Поляризация	Горизонтальная
Форма качания частоты	Пилообразная
Диапазон изменения частоты, МГц	± 150
Время изменения частоты, мкс	$7,5 \pm 1$
Время возврата частоты, мкс	$0,4 \pm 0,1$
Число качаний частоты	12
Ширина диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости относительно линии горизонта, град	$\pm 12,5$
Ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости, град	360
Излучаемая мощность, мВт	Не менее 400
Чувствительность приемника, Вт/эквивалентная напряженность поля, Вт/м ²	Не менее $10^{-8}/10^{-4}$
Время восстановления после ответа, мкс	Не более 10
Время задержки, мкс	0,5
Длительность работы в дежурном режиме, ч	96
Длительность работы в режиме передачи ответа при запросе с частотой зондирующих импульсов 1000 Гц, ч	8
Температурный диапазон при хранениипри работе
	От -30°C до $+65^{\circ}$ От -20°C до $+55^{\circ}$

Структурная схема РЛО представлена на рис. 10.4.

При приеме зондирующих сигналов от РЛС, поступающих на вход приемной антенны, передатчик РЛО излучает ответные импульсы в течение 100 мкс. Приемное устройство РЛС запирается с помощью устройства блокирования примерно на 107,5 мкс (на время излучения импульсов и время восстановления).

Вследствие сканирования несущей частоты излучения передатчика РЛО ответные сигналы принимаются на спасательном судне (самолете) лишь в интервале времени, когда несущая частота попадает в полосу пропускания приемника РЛС. Напомним, что полосы пропускания УПЧ приемников РЛС для малых дистанций лежат в пределах 15...30 МГц.

На рис. 10.5 представлены временные диаграммы зондирующих импульсов РЛС, ответных сигналов РЛО и вид отметок, отображаемых на экране РЛС.

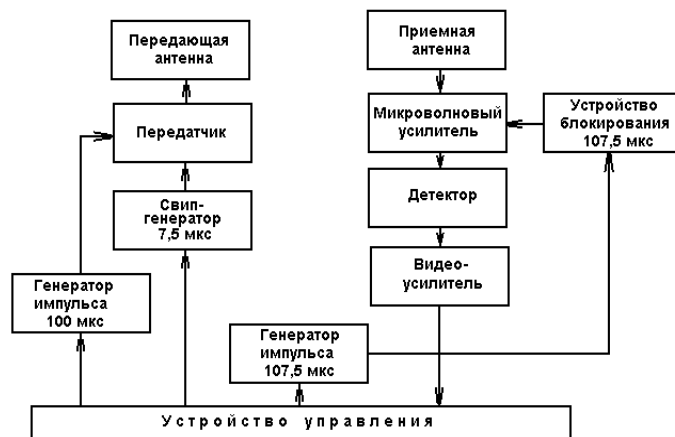


Рис. 10.4

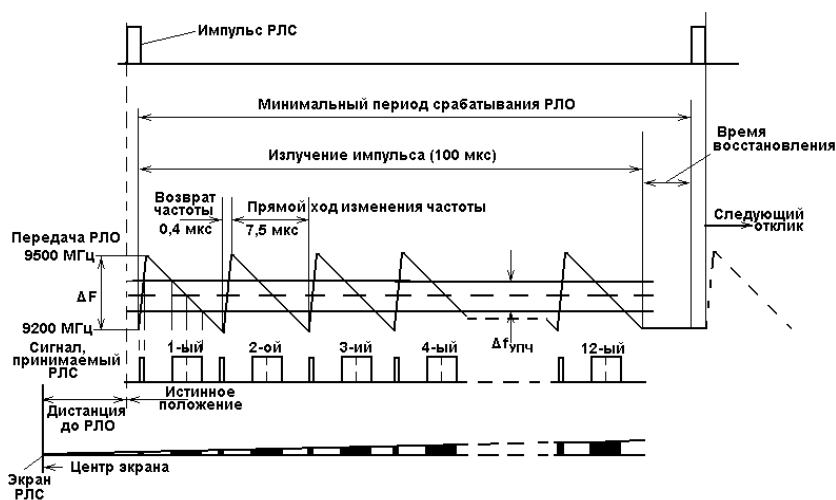


Рис. 10.5

На экране индикатора РЛС спасательного судна (или самолета), как отмечалось выше, индицируется характерная последовательность из 12 отметок (рис. 10.6), начало первой

метки с учетом известного времени задержки ответного сигнала определяет положение РЛО.

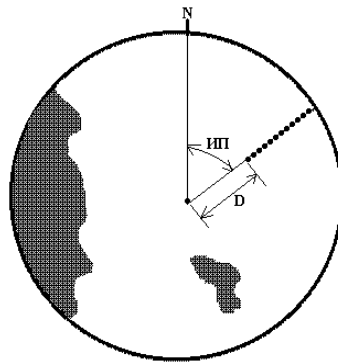


Рис. 10.6

Следует отметить, что на удалении от РЛО около 1 м. м. каждая из 12 отметок может отображаться на экране РЛС в виде 12 концентрических окружностей (рис. 10.7), что объясняется регистрацией мощного сигнала от РЛО не только в направлении главного лепестка, но и в направлениях боковых лепестков антенны судовой РЛС.

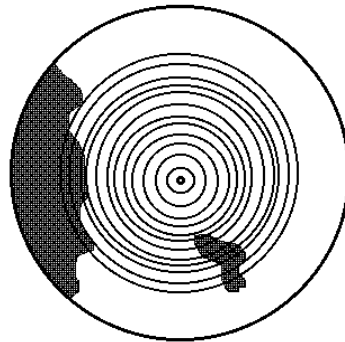


Рис. 10.7

РЛО может быть обнаружен при совместном выполнении трех условий:

- РЛО должен находиться в зоне, ограниченной предельной дальностью распространения радиоволн над земной поверхностью с учетом рефракции;
- аппаратура регистрации на РЛО должна обнаружить зондирующие сигналы РЛС;
- судовая РЛС должна обнаружить ответные сигналы от РЛО.

Совместно эти условия выполняются, если за величину дальности обнаружения РЛО будет принята минимальная дальность, определенная для каждого из приведенных условий. Предельная дальность $D_{пр}$ распространения радиоволн над поверхностью Земли с учетом рефракции определяется выражением (1.9).

Высота установки антенны РЛС H_1 на судне, как правило, равна 15 м, высота установки H_2 антенны РЛО в зависимости от высоты подъема может быть 0,5; 1,0; 2,0 м. Если $H_1 = 15$ м, а $H_2 = 0,5$; 1; 2 м, то, соответственно, получим величины предельных дальностей $D_{пр} = 10,15$; 10,8; 11,72 м. м.

Дальность обнаружения D_1 аппаратурой РЛО зондирующих сигналов судовой РЛС определяется из соотношения

$$P_1 = \frac{P_u G_A}{4\pi D_1^2} W(\alpha_s, D_1), \quad (10.1)$$

где P_u – импульсная мощность передатчика РЛС; G_A – коэффициент направленного действия антенны РЛС; P_1 – пороговая величина напряженности поля в месте нахождения РЛО, при превышении которой РЛО излучает ответные сигналы; $W(\alpha_s, D_1)$ – функция ослабления сигналов в атмосфере Земли, где α_s – удельное затухание.

По данным табл. 10.2 пороговая величина $P_1 = 10^{-4}$ Вт/м², что соответствует чувствительности приемного устройства РЛО $E = 10^{-8}$ Вт.

Импульсная мощность передатчиков РЛС в зависимости от вида РЛС лежит в пределах от 1,5 до 60 кВт, коэффициент на-

правленного действия антенны G_A и эффективная площадь раскрыва антенны S_A зависят от заданной мощности передатчика и соответствуют значениям, приведенным в табл. 10.3.

Таблица 10.3

P_u , кВт	G_A	S_A , м ²
1,5...3	800	0,057
3...25	1000	0,071
25...60	2000	0,14

Без учета влияния атмосферы ($W(\alpha_3, D_1) = 1$) при худших условиях $P_u = 1,5$ кВт; $G_A = 800$) с помощью выражения (10.1) расчетная дальность обнаружения определится величиной $D_1 = 16,5$ м. м., т. е. превышает предельную дальность распротранения радиоволн.

Затухание сигналов существенно зависит от наличия и интенсивности гидрометеоров в атмосфере Земли.

Функция ослабления представляется в виде

$$W(\alpha_3, D_1) = 10^{-\alpha_3 \cdot 10^{-4} D_1}, \quad (10.2)$$

где α_3 (дБ/км), D_1 (м).

Значения α_3 (дБ/км), приведены для различных погодных условий на графиках рис. 2.2

Из графиков следует, что при $\lambda = 3$ см и при сильном дожде $\alpha_3 = 0,3$ дБ/км.

Получим

$$W(\alpha_3, D_1) = 10^{-0,3 \cdot 10^{-4} D_1}, \quad (10.3)$$

Расчетная дальность обнаружения при сильном дожде, полученная с помощью выражений (10.1), (10.3), будет $D_1 = 9$ м. м., т. е. несколько меньше дистанции прямой видимости.

Рассмотрим третий случай, когда требуется обнаружить аппаратурой РЛС сигнал РЛО при сильном дожде.

Дальность обнаружения D_2 определится из выражения

$$P_2 = P_{РЛО} \frac{S_A}{4\pi D_2^2} 10^{-0,3 \cdot 10^{-4} D_2}, \quad (10.4)$$

где $P_{РЛО}$ – импульсная мощность передатчика РЛО; S_A – эффективная площадь раскрытия антенны РЛС (см. табл. 10.3); $P_2 = 0,4 \cdot 10^{-12}$ Вт – типовая величина чувствительности приемного тракта РЛС; $P_{РЛО} = 0,4$ Вт (см. табл. 10.2).

Для наихудшего случая, когда $S_A = 0,057$ м², без учета затухания в атмосфере получим $D_2 = 36$ м. м. При сильном дожде $D_2 = 14$ м. м.

В обоих случаях расчетные дальности в направлении РЛО – СУДОВАЯ РЛС превышают предельные дальности распространения радиоволн.

Таким образом, по результатам трех расчетов наименьшая дальность определяется направлением СУДОВАЯ РЛС – РЛО.

Испытания в реальных условиях показали, что при сильном волнении моря, если высота антенны РЛО около 1 м, дальность обнаружения РЛО не бывает менее 5 м. м. Высота подъема антенны РЛО над уровнем моря от 0,5 до 1,5 м позволяет увеличить дальность обнаружения РЛО, однако дальность обнаружения не превышает 10 м. м.

Контрольные вопросы

1. Могут ли РМО или РЛО излучать сигналы лишь в определенном азимутальном секторе?
2. Какова дальность действия РМО и РЛО?
3. Могут ли РМО или РЛО работать в диапазонах волн 3 и 10 см?
4. Какова задержка ответных сигналов в РМО и РЛО?
5. На основе какого признака опознаются РМО?
6. Сколько суток непрерывно может работать РЛО в дежурном режиме?
7. Сколько меток на экране РЛС индицируется при ответном сигнале от РЛО?

ГЛАВА XI. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ СУДОВ И БЕРЕГОВЫЕ РЛС

11.1. Состав и назначение системы управления движением судов (УДС)

Состав системы УДС

Система УДС – это комплекс радиолокационных и связанных средств, обеспечивающих повышение точности и оперативности судовождения в узкостях и на подходах к портам.

К настоящему времени во многих странах мира созданы и действуют сотни систем УДС.

Экономическая эффективность от внедрения УДС обусловлена следующими факторами:

- увеличением проходной способности судов вследствие сокращения простоев из-за плохой видимости;
- снижение аварийности в результате упорядочения движения судов и контроля за действием судоводителей;
- повышением ритмичности работы порта, портовых сооружений;
- сохранением экологической среды.

Системы УДС в нашей стране начали развиваться на базе специализированных береговых радиолокационных систем (БРЛС) РАСКАТ, затем начали создаваться системы УДС на базе судовых РЛС. Так была создана РЛС ОКЕАН – СП берегового варианта с двумя дополнительными индикаторами.

В последние годы в УДС широко применяются 3-сантиметровая РЛС НАЯДА–5ПВ и 9-миллиметровая РЛС БАЛТИКА–Б, отличающаяся повышенной разрешающей способностью и точностью.

УДС в зависимости от сложности подразделяются на системы высшей, первой и второй категорий.

В состав каждой системы УДС входят посты управления движением судов (ПУД), которые относятся к системам третьей категории.

ПУД состоит из БРЛС с повышенной разрешающей способностью и точностью с системой обработки, отображения, записи и хранения радиолокационной информации.

Посты управления движением судов могут быть как необслуживаемыми, так и обслуживаемыми.

В обслуживаемом ПУД находится лоцман-оператор. В большинстве случаев ПУД-ы – это телеуправляемые посты, радиолокационная информация от которых передается в центр управления движением судов (ЦУДС) систем высшей, первой и второй категорий.

На необслуживаемых постах используется аппаратура сжатия радиолокационной информации и аппаратура передачи сигналов управления РЛС с помощью радиорелейных линий связи.

Как отмечалось выше, в состав систем УДС высшей (первой и второй) категории входит несколько ПУД. Центр управления движением судов получает информацию от телеуправляемых ПУД и от БРЛС, находящейся непосредственно в здании, где расположен ЦУДС. Весь перечисленный комплекс аппаратуры обеспечивает контроль и управление движением судов в зоне заданной ответственности ЦУДС.

Наиболее сложными являются региональные ЦУДС (РЦУДС), которые получают информацию от нескольких систем УДС, в каждую из которых входит несколько ПУД.

Задача РЦУДС заключается в контроле безопасности судоходства в регионе, представлении информации о нахождении судов заинтересованным службам и лицам.

В качестве примера на рис. 11.1 представлена структурная схема региональной системы управления движением судов в заливе Петра Великого.

РЦУДС залива Петра Великого создан на основе трех центров управления движения судов, расположенных в заливе Находка: на мысе Каменского, в порту Владивосток на мысе Нахимова, в заливе Посыет на полуострове Зарубино.

Каждый из центров имеет в своем составе от трех до девяти радиолокационных постов (ПУД-ов).

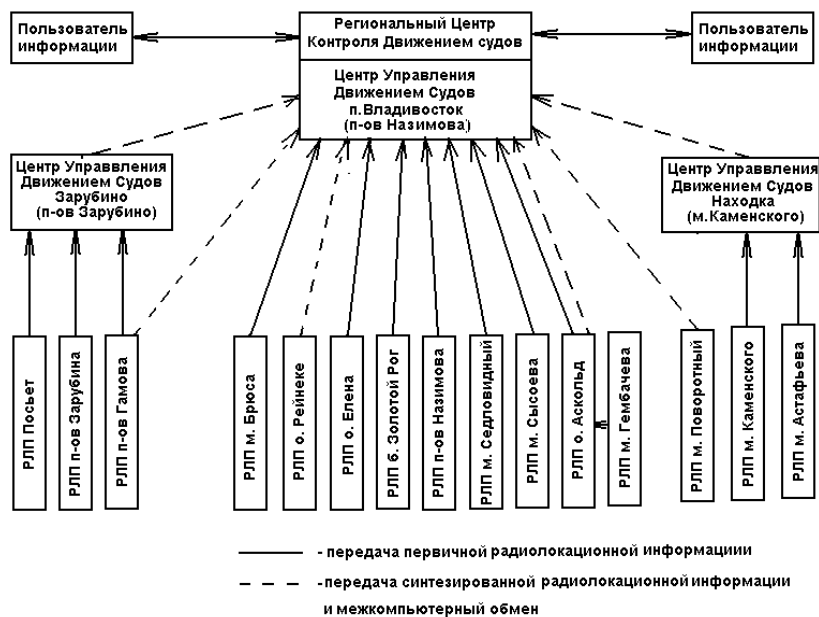


Рис. 11.1

Следует отметить, что обустройство порта или конкретного морского района связано со значительными денежными затратами. Поэтому тщательному анализу подвергаются порты и узкости с целью определения рентабельности установки систем УДС, дается обоснование необходимого числа береговых РЛС, мест их установки, выбора вида РЛС и систем радиорелейной связи.

Особенности работы систем УДС

Береговые автоматизированные системы УДС имеют свои особенности в сравнении с судовыми САРП. К береговым системам УДС предъявляются повышенные требования по объему и точности решаемых задач. Если судовые САРП оценивают степень опасности столкновения одного (собственного) судна с некоторым числом целей, находящихся в зоне обработки, то

береговые системы решают такие задачи для каждого судна, находящегося в зоне.

При наличии в зоне n – судов автоматизированная система УДС должна получить $\frac{1}{2} n (n-1)$ решений. Так, например, если в зоне находится 100 целей, то необходимо выполнить 4950 решений задач без задержки во времени.

На дисплее непрерывно индицируется заданная траектория движения судна и фактически пройденный путь на фоне электронной карты. На электронной карте изображаются причалы, береговая линия, рекомендуемый фарватер, изобаты, буи, навигационные знаки, а также навигационная обстановка и траектория движения судна.

Береговая система УДС выдает рекомендации конкретному судну – участнику «конфликтной ситуации» с учетом установленных правил движения и общей ситуации как в данный момент, так и в перспективе.

В зоне действия береговых систем в отличие от районов свободного плавания, установлена определенная схема движения судов и пределы допустимых скоростей. Большинство «конфликтных ситуаций» возникает в четко ограниченных зонах, в основном в местах схождения и пересечения рекомендованных курсов, фарватеров и каналов.

При движении судна по каналам в каждый момент времени должна производиться оценка бокового уклонения судна от осевой линии канала. Особое внимание уделяется точному определению координат места.

На обслуживаемых системами УДС акваториях суда вынуждены сближаться на расстояния значительно меньшие, чем в условиях свободного плавания. При этом не всегда имеется возможность прекратить движение и резко изменить курс. В таких условиях расстояние кратчайшего сближения и время кратчайшего сближения могут быть в несколько раз меньше, чем в открытом море.

Допустимые дистанции сближения в системах УДС неодинаковы для различных участков пересечения и схождения потоков движения судов. Кроме того, эти дистанции зависят от размеров и типов судов. На встречных и поперечных курсах в полосах движения ограниченной ширины суда могут сбли-

жаться на дистанции, соизмеримые с их размерами. Поэтому руководствоваться критерием кратчайшего сближения $D_{кр}$ в качестве основного критерия опасности столкновения в автоматизированных системах УДС нерационально.

Для повышения эффективности навигационного использования УДС необходимо применять другие критерии оценки и разрабатывать специальные алгоритмы.

В последнее время введено понятие зоны навигационной безопасности (ЗНБ). Считается, что безопасность плавания обеспечивается, если ЗНБ судов не перекрывают друг друга. Размеры ЗНБ не постоянны и зависят в основном от маневренных характеристик судна, определяемых его инерцией, зависящей от скорости и массы. Разработчиками математического обеспечения предлагаются для использования различные размеры и конфигурация ЗНБ, иногда значительно отличающиеся друг от друга.

Решаемые задачи

Обработку радиолокационной информации в системах УДС принято подразделять на первичную, вторичную и третичную.

К задачам первичной обработки относятся задачи преобразования информации из аналоговой в цифровую форму, фильтрация и измерение навигационных параметров сигналов, определение положения эхо-сигналов в системе полярных координат, цифровое преобразование развертки для получения яркостного изображения. Задачи первичной обработки решаются в реальном масштабе времени.

К задачам вторичной обработки относятся задачи преобразования полярных координат в прямоугольные, задачи определения параметров движения цели (в частности, сближения цели), оценка опасной ситуации по предложенным критериям, формирование синтезированного изображения на экране монитора, а также изображение электронных карт районов.

К задачам третичной обработки относятся задачи, решение которых позволяет обобщить информацию, поступающую от

нескольких БРЛС, с целью получения целостного синтезированного изображения в зоне, охватываемой всеми БРЛС.

11.2. Береговая радиолокационная станция контроля надводной обстановки НАЯДА – 5ПВ

БРЛС НАЯДА – 5ПВ может использоваться в качестве автономного радиолокационного поста и в составе автоматизированной береговой системы контроля надводной обстановки.

БРЛС НАЯДА – 5ПВ рекомендуется устанавливать друг от друга на удалении до 20 миль для обеспечения надежного перекрытия зон ответственности.

БРЛС НАЯДА – 5ПВ сопрягается каналами передачи данных с Центральным постом управления. Центральный пост управления обеспечивает вывод координатных отметок всех сопровождаемых автономными постами целей и их формуляров на систему отображения электронных карт.

БРЛС НАЯДА – 5ПВ может комплектоваться целевыми антеннами трех разных размеров: 690; 360; 350 см.

Номинальное значение частоты – 9430 МГц. Разрешающая способность по углу – $0,5 \pm 1^\circ$ (в зависимости от типа антенны), дальность обнаружения надводных целей – 0,8 радиуса горизонта, разрешающая способность по дальности – 10...100 м в зависимости от установленной шкалы дальности.

Погрешность определения дистанции – 10 м, азимута – $0,3^\circ$.

БРЛС имеет многофункциональную защиту от непреднамеренных помех, в том числе поляризационных.

Эффективный диаметр экрана ЭЛТ – 250 мм, изображение – цветное. Число пикселей по горизонтали – 1280, по вертикали – 1024.

Шкалы дальности: 0,25...64 мили.

Имеется возможность установки охранной зоны, обеспечивается сопряжение с системой отображения электронной карты, автоматическое сопровождение до 50 целей с определе-

нием координат и параметров движения целей в относительных и геодезических координатах.

Электропитание БРЛС осуществляется от сети 380 В, 3Ф, 50 Гц. Потребляемая мощность 1...2 кВА.

Приёмопередатчик БРЛС размещён в поворотном устройстве вблизи от антенны.

11.3. Береговая радиолокационная станция БАЛТИКА – Б

Назначение и состав аппаратуры

Береговая РЛС БАЛТИКА – Б работает в диапазоне крайне высоких частот (миллиметровые волны) на длине волны 0,9 см (несущая частота 33,2 (+0,2; –0,5) ГГц) и предназначена для высокоточного управления движением судов на малых акваториях, преимущественно на акваториях порта, подходных каналах и фарватерах.

БРЛС может также размещаться на судах.

В состав БРЛС входят:

- антенно-приемопередающее устройство (АППУ);
- блок сопряжения и коммутации (БСК);
- технологический компьютерный радиолокационный индикатор (КРИ – Т)
- НЕВА – БТ;
- радиорелейная линия – радиомост AIRONET BR 2040;
- операторный компьютерный радиолокационный индикатор (КРИ– О) НЕВА-Б;
- источник бесперебойного питания UPS.

БРЛС БАЛТИКА – Б может поставляться в двух комплектациях.

Если АППУ размещается на необслуживаемом радиолокационном посту, то используется полный состав аппаратуры, приведенный выше. Структурная схема полного комплекта БРЛС БАЛТИКА – Б приведена на рис. 11.2.

К локальной вычислительной сети может быть подключено несколько операторных компьютерных радиолокационных индикаторов.

Управление БРЛС осуществляется дистанционно с центра управления движением судов.

Если БРЛС располагается в центре управления движением судов, то из состава изделия исключаются аппаратура КРИ – Т НЕВА – БТ и радиомост AIRONET BR 2040, так как центр управления и АППУ находятся на небольшом расстоянии друг от друга (до 200 м).

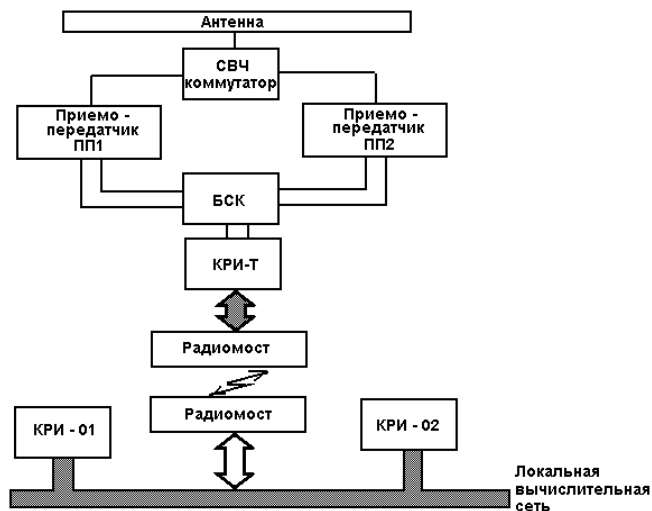


Рис. 11.2

Антенно-приемопередающее устройство со сдвоенным приемопередатчиком.

АППУ может комплектоваться двумя типами антенн:

- антенной с горизонтальным раскрытием 2,5 м;
- антенной с горизонтальным раскрытием 1,5 м.

Обе антенны – рупорно-щелевые с круговой поляризацией электромагнитных волн. Круговая поляризация выбрана с целью борьбы с отражениями от микрометеоров: дождя, тумана, снега, града.

Ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости на уровне половинной мощности для антенны с большим раскрытием составляет $0,23^\circ$, в вертикальной плоскости – 7° .

Для антенны с раскрытием 1,5 м ширина диаграммы направленности в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно составляет $0,45^\circ$ и 20° . Коэффициенты направленного действия равны 7000 и 1850. Скорость вращения антенны регулируется и составляет 10...20 об/мин. Угловое положение антенны относительно направления на север или диаметральной плоскости судна (при установке БРЛС на судне) фиксируется с помощью 9 – разрядного преобразователя угол – код с максимальной погрешностью измерения $0,7^\circ$.

Передатчики построены на основе импульсных магнетронов.

АППУ излучает периодическую последовательность импульсов с частотами 3500 и 3000 Гц и двумя длительностями импульсов 0,05 и 0,2 мкс.

Излучаемая импульсная мощность составляет 8...10 кВт.

Малая длительность зондирующих импульсов и почти игольчатая диаграмма направленности антенны позволяют получить высокоинформативное радиолокационное изображение целей с возможностью наблюдения ракурса судов и линейных размеров судов.

Разрешение по дальности при разных длительностях импульсов составляет 7 и 30 м.

Минимальная дальность действия – 25 м.

Максимальная дальность действия БРЛС существенно зависит от состояния атмосферы и вида цели так, например, дальность обнаружения крупнотоннажного судна составляет:

21...24 морских мили при ясной погоде;

19...20 морских миль при тумане, сухом снеге;

6...10 морских миль при наличии дождя, мокрого снега, града.

Приёмное устройство супергетеродинного типа, высокочастотный тракт выполнен на бескорпусных микросборках с использованием гибридной технологии, микрополосковой техники и фильтров на поверхностных акустических волнах

(ПАВ). Резонансная частота УПЧ равна 80 МГц, полоса пропускания УПЧ составляет 33 и 7 МГц. Гетеродин выполнен на диоде Ганна.

Приёмник имеет автоматическую подстройку частоты гетеродина, АРУ и ВАРУ (временную АРУ).

Внутриимпульсная обработка сигналов производится в тракте ПЧ приёмника путём выбора оптимальной полосы пропускания, которая равна 36 МГц.

Чувствительность приёмника – 10^{-13} Вт. Коэффициент шума приемника – 8,5 дБ.

Внешний вид АППУ со сдвоенным приёмопередатчиком представлен на рисунке 11.3.

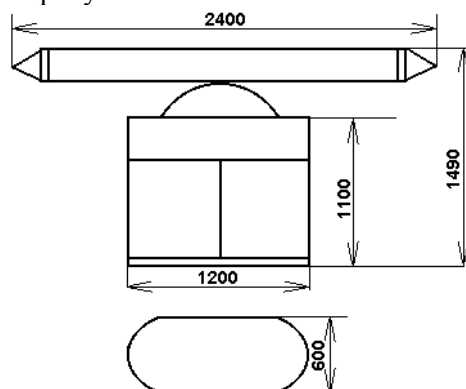


Рис. 11.3

Применение двух приёмопередатчиков позволяет получить 100% резервирование (горячий резерв) и обеспечивать высокую надежность.

Масса контейнера с двумя блоками приёмопередатчиков 8 кг. АППУ имеет водозащитное исполнение, тепловыделение блоков не превышает 200 Вт (принудительная вентиляция не требуется).

АППУ размещается на антенной стойке или специальной площадке с обеспечением максимально свободного кругового обзора для антенны.

Размещение приёмопередатчиков в непосредственной близости от антенны позволяет исключить потери электромагнитной

энергии сигналов в волновом тракте, которые обычно составляют 50%.

В случае размещения АППУ на судне высота установки антенны над ватерлинией должна быть максимальной и составлять не менее 7...15 м. При размещении АППУ на берегу высота установки антенны над уровнем моря должна быть не менее 15 м.

Блок сопряжения и коммутации (БСК)

БСК обеспечивает подачу питания на один из двояных комплектов АППУ, формирование сигналов управления из компьютерного радиолокационного индикатора, передачу сигналов контроля исправности блоков АППУ в индикатор.

Компьютерные радиолокационные индикаторы НЕВА-БТ и НЕВА-Б

Технологический компьютерный радиолокационный индикатор НЕВА–БТ обеспечивает первичную и вторичную обработку информации, получаемую с выхода АППУ.

В состав первичной обработки входят задачи:

- квантование сигналов по амплитуде с помощью 8-разрядного преобразователя напряжение – код;
- квантование дистанции (выраженной во времени) с дискретом 0,05 мкс;
- съем углового положения антенны относительно заданного направления;
- обнаружение целей со стабилизацией уровня ложных тревог по дальности путем изменения уровня порога обнаружения;
- сжатие информации для передачи в центр управления движением судов (в случае размещения аппаратуры на выносном посту).

Задачами вторичной обработки являются:

- хранение радиолокационной информации в виде форм-муляров обнаруженных целей за несколько обзоров;

- межобзорная обработка с накоплением и подавлением дискретных помех, в том числе и несинхронных, а также разделение неподвижных целей от подвижных;
- вычисление координат и других навигационных параметров целей, слежение за целями в соответствии с требованиями на средства автоматической радиолокационной прокладки;
- формирование синтезированного изображения и отображение видеокарт на мониторе согласно технико-эксплуатационным требованиям Росморфлота;
- формирование синтезированного изображения электронной карты и отображение карты на мониторе;
- управление режимами работы и контроль работоспособности АППУ при проведении ремонтных и профилактических работ;
- выполнение функций временного поста управления движением судов в случае выхода из строя центрального монитора или канала линии связи.

Технологический радиолокационный индикатор выполнен на базе персонального компьютера с цветным монитором высокого разрешения.

Управление, контроль, обмен информацией между оператором и КРИ–Т осуществляется с помощью трекбола.

Компьютерный радиолокационный индикатор оператора НЕВА – Б выполнен на базе персонального компьютера с цветным монитором ультра-высокого разрешения.

Все функции, выполняемые КРИ–О НЕВА–Б, аналогичны функциям КРИ–Т НЕВА–БТ.

С помощью меню – пользователя и трекбола дистанционно осуществляются следующие функции управления:

- включение и выключение питания выбранного подкомплекта АППУ;
- включение и выключение подогрева;
- включение и выключение излучения;
- включение и выключение режима «контроль»;
- включение и выключение режима «вобуляция», при котором меняется частота следования зондирующих импульсов;

- автоматическое переключение полукомплекта с рабочего на резервный;
- переключение режимов работы с автоматической подстройки частоты гетеродина на ручную подстройку;
- переключение длительности зондирующих импульсов;
- регулировка усиления приемника;
- регулировка амплитуды ВАРУ;
- регулировка длительности ВАРУ;
- ручная настройка частоты гетеродина.

Источник бесперебойного питания UPS

Электропитание аппаратуры осуществляется от источника бесперебойного питания UPS однофазной системы электропитания с выходными параметрами 220 В±3%, 50 Гц ±3 Гц.

Размещение аппаратуры

Вся аппаратура (АППУ) размещается в закрытом, отапливаемом помещении.

11.4. Автоматическая информационная система (АИС)

Назначение и сроки установки автоматической информационной системы

Автоматическая информационная система (АИС) предназначена:

- для обмена навигационными данными между судами при их расхождении в море;
- для передачи данных о судне и его грузе в береговые службы при плавании в районах с обязательными сообщениями;
- для передачи с судна навигационных данных в береговую систему УДС и обеспечения более точной и надежной его проводки в зоне действия системы.

Эксплуатационные требования к судовым транспондерам комитет по безопасности на море определил в рекомендации MCS – 74 (69), а в рекомендации МСЭ – Р ИТУ – R М.1371 оп-

ределены основные принципы построения АИС и стандарт на АИС № 61993 – 2, в котором содержатся технические параметры универсальных транспондеров и методы их испытания. Всемирная радиоконференция выделила для работы АИС две частоты: 161,975 МГц (AIS – I) и 162,025 МГц (AIS – II).

В соответствии с правилом 19 главы 5 Конвенции СОЛАС-74 универсальная АИС является обязательной для установки на морских судах валовой вместимостью 300 рег. т. и более, начиная с 01.07.2002 г. (новые суда) и до 01.07.2008 г. (эксплуатируемые суда).

В декабре 2002 г. на конференции договаривающихся правительств стран-участниц Конвенции СОЛАС-74 в ИМО было принято решение о сокращении сроков оснащения до 01.07.2004 г. или до первого освидетельствования после этого срока, но не позднее 31.12.2004 г.

Состав универсального транспондера судовой АИС

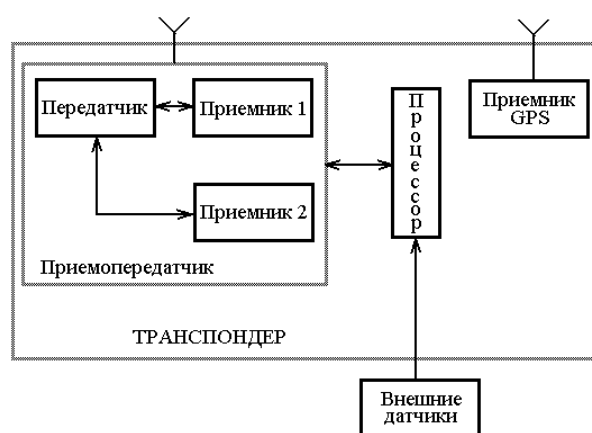


Рис. 11.5

Типовой универсальный транспондер состоит из УКВ приемопередатчика (один передатчик и два приемника), процессора, приемника GPS и через интерфейсы обеспечивает возможность подключения внешних датчиков и устройств вывода информации.

УКВ приемопередатчик использует FM GMSK метод модуляции, скорость передачи данных – 9600 бит/с. Передатчик может переключаться на частоты работающих приемников и может менять частоту в течение одного временного слота.

Процессор взаимодействует с УКВ приемопередатчиком, с приемником GPS и обеспечивает интерфейс для подключения внешних датчиков. Процессор использует сигнал синхронизации, формируемый дифференциальным DGPS приемником транспондера, для осуществления общей синхронизации передачи собственных данных другим транспондерам по алгоритму SOTDMA (самоорганизующийся многостанционный доступ к радиоканалам с разделением во времени).

Кроме встроенного GPS приемника, как источника информации о координатах и параметрах движения судна, может использоваться внешний GPS приемник путем подключения через соответствующий порт. Могут использоваться другие датчики навигационной информации: текущая позиция, скорость, курс, угол поворота.

Транспондер передает через УКВ антенну следующие виды информации:

- статическую информацию (MMSI, позывной сигнал, название судна, статус системы: DGPS, GPS);
- динамические данные о судне (текущее местоположение, путевой угол, скорость и пр);
- рейсовую информацию (осадка судна, тип судна, порт назначения, время прибытия в порт назначения).

Кроме того, транспондер АИС может принимать и передавать короткие адресные сообщения.

Транспондер синхронизируется с другими транспондерами по сигналам времени, принятыми от GPS приемника.

Передача информации в эфир ведется циклически с различными периодами, зависящими от типа информации, скорости судна, маневра. Транспондер принимает аналогичную информацию от других судов с транспондерами, находящимися в зоне УКВ радиовидимости.

Принятая информация о всех судах может отображаться на экране персонального компьютера.

Применение АИС в системах УДС имеет ряд достоинств:

- высокая точность автосопровождения, так как используются данные о местоположении судна, полученные с помощью дифференциальной системы GPS (DGPS);
- непрерывное автоматическое опознавание судна в зоне действия системы УДС;
- возможность обнаружения маневра судна в реальном масштабе времени за счет контроля изменения текущего путевого курса или судна;
- расширение зоны обслуживания системы УДС за счет большей дальности действия АИС по сравнению с дальностью радиолокационного обнаружения;
- контроль за судами с транспондерами, находящимися в теневых зонах (изгиб мыса, остров) за счет лучшего распространения радиоволн УКВ диапазона;
- автоматический ввод в базу данных системы УДС основных сведений о судне, которые используются в локальной сети морской администрации порта (МАП), для представления информации другим потребителям: таможне, системам мониторинга и др;
- высокая надежность автосопровождения судна, в том числе при близком расхождении судов в канале или проходе около знаков навигационного ограждения, так как исключается эффект переключения маркеров радиолокационного сопровождения на близко расположенные цели;
- возможность контроля за судоходством на речных участках плавания без установки дополнительных береговых РЛС;
- удобство регистрации информации АИС на электронных носителях и воспроизведение информации на экране ПЭВМ.

Вариант использования и представления информации АИС в системе УДС представлен на рисунке 11.6.

Информация от транспондера судна принимается базовым транспондером системы УДС и затем, после выделения необходимой части информации, подается на дисплей оператора системы УДС, где в соответствии с реальным положением отображается в виде ориентированного контура судна с необходимой графической информацией.

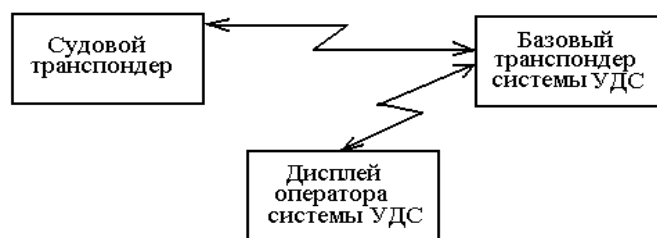


Рис. 11.6

К ограничениям использования АИС необходимо отнести следующие:

- эффективное использование АИС возможно только при полномасштабном оснащении всех судов транспондерами. До этого момента АИС остается средством, используемым на судах и в системе УДС в дополнение к радиолокационной информации;
- нельзя рассматривать вопрос о будущей замене радиолокационных средств на АИС, так как радиолокатор позволяет наблюдать отражение от любых объектов в зоне действия РЛС (знаки навигационного ограждения, суда, береговая черта и др).

Параметры АИС, формат излучения должны быть жестко регламентированы на международной основе, только в этом случае возможно глобальное применение АИС как инструмента для предупреждения столкновения судов.

Контрольные вопросы

1. Назовите основные преимущества и недостатки 9 м, 10-ти и 3-см БРЛС.
2. Назовите виды БРЛС, используемые в системах УДС.
3. Назовите состав регионального центра УДС.
4. В чем основное отличие решаемых задач в береговых системах УДС и в судовых САРП?
5. Когда намечается установка транспондеров АИС на суда?
6. Какая информация передается в АИС?

ГЛАВА XII. ТЕХНИКА БЕЗОПАСНОСТИ ПРИ ОБСЛУЖИВАНИИ РЛС

Соблюдение норм и правил по технике безопасности обязательно для всех. Перед выполнением наиболее опасных работ каждый раз должностными лицами должен производиться инструктаж по технике безопасности.

При работе с аппаратурой необходимо иметь четкое представление о знании конструкции и других особенностей приборов. Надо знать, как выдвигается тот или иной блок, узел из прибора, как его можно зафиксировать, чтобы он не сдвинулся во время качки туда, где находятся наиболее опасные узлы аппаратуры, грозящие поражением электрическим током или облучением высокочастотной энергией и т. п. При повседневной эксплуатации аппаратуры все блоки, дверцы, крышки, лючки, узлы и элементы приборов должны быть закреплены, закрыты. Во время ремонта, регулировок и настройки приборов возникает необходимость в открывании некоторых крышек, замыкании блокировочных контактов в выдвигаемых блоках. В этом случае элементы, находящиеся под напряжением, оказываются открытыми и представляют опасность для жизни. Поэтому при всех ремонтах радиолокационных станций должны строго соблюдаться правила техники безопасности, исключающие поражение электрическим током.

В судовых условиях напряжение свыше 24 В может оказаться опасным для жизни. В судовых радиолокационных станциях напряжения могут превышать 15000 В. Безопасной принято считать такую величину тока, при которой можно самостоятельно оторваться от токонесущих частей. Эта величина колеблется в пределах 0,02...0,06 А. Токи большей величины могут привести к летальному исходу. Чем больше сопротивление тела человека вместе с защитными приспособлениями, тем меньшей опасности он подвергается. При работе одной рукой и при наличии коврика из диэлектрика под ногами опасность поражения током значительно уменьшается, даже если коснуться токонесущих частей аппаратуры. Но если вторая рука или иные открытые части тела человека имеют соприкоснове-

ние с корпусом, опасность резко возрастает. Все защитные приспособления должны по отношению к источнику тока подключаться только последовательно с объемным сопротивлением тела человека. Для увеличения суммарного сопротивления и уменьшения тока, помимо диэлектрических ковриков, на практике широко применяются инструменты с изолированными ручками, диэлектрические перчатки, галоши, боты и другие изолирующие предметы, которые прошли предварительные испытания. Сопротивление тела определяется в основном сопротивлением кожного покрова, которое может меняться в больших пределах. При работе под током руки должны быть чистыми и сухими, ранки на руках изолированы.

Опасность и последствия поражения электрическим током зависят от продолжительности его воздействия. При несчастных случаях надо немедленно обесточить аппаратуру и освободить пострадавшего от токонесущих цепей. Работать под напряжением без напарника запрещается. Каждый из работающих должен хорошо знать, как обесточить аппаратуру и оказать первую помощь пострадавшему. Нельзя работать под напряжением в одежде, стесняющей движения и имеющей металлические детали. Для уверенной и безопасной работы необходимо хорошо знать все токонесущие узлы и элементы приборов, особенно находящиеся под высоким напряжением.

После выключения аппаратуры на некоторых приборах остается напряжение судовой сети или напряжение от сопрягаемых устройств. При производстве работ внутри этих приборов отключение указанных напряжений обязательно.

При замене электронно-лучевых трубок в приборах необходимо надевать защитные очки.

При работе с антеннами судовых РЛС требуется соблюдение всех судовых правил при работе на высоте (на антеннах РЛС обязательно использовать блокировочные выключатели, предотвращающие внезапное включение мотора вращения антенны).

В процессе работ необходимо вывешивать предупредительные надписи у тех приборов, с которых может быть подано питание на аппаратуру. По возможности место работы должно ограждаться.

При работе с радиолокационными станциями высокий уровень электромагнитного поля может вызвать изменения в нервной и сердечно – сосудистой системах организма, ухудшение зрения и другие нежелательные явления. Допустимая интенсивность электромагнитного поля СВЧ при непрерывном облучении в течение рабочего дня – не более 10 мкВт/см². Более высокие уровни поля допускаются только на короткое время. При повседневной эксплуатации и настройках радиолокационных станций уровень облучения не превышает допустимого, если соблюдаются санитарные правила. Вот некоторые из этих правил.

При полностью включенном передатчике РЛС нельзя соединять волноводный тракт и снимать внутреннюю экранирующую крышку передатчика. При открытой или снятой крышке передатчика резко возрастает излучение СВЧ энергии за счет накально-катодных выводов магнетрона. При напряжении около 16000 В может возникать мягкое рентгеновское излучение. Волноводный тракт РЛС должен быть исправен. Особое внимание надо обращать на места сочленения участков волновода, как на наиболее подверженные механическим повреждениям и опасные из-за просачивания СВЧ энергии. Согласно требованиям морского Регистра судоходства, предписывается устанавливать антенну РЛС на высоте не менее 6 м над палубой верхнего мостика, чтобы все открытые палубы судна, на которых могут находиться люди, не попадали в зону облучения.

Инструктаж, обучение безопасным приемам и методам работы, периодическая проверка знаний по технике безопасности согласно действующим положениям обязательны для всего личного состава судов морского флота. Выполнение этих положений является основой обеспечения безопасной работы с судовыми РЛС.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

За последнее десятилетие произошли существенные изменения в построении судовых РЛС и навигационных комплексов.

К этим изменениям относятся:

1. Включение средств электронной прокладки (ЭСП), средств автосопровождения (САС) и средств автоматической радиолокационной прокладки (САРП) в состав устройства индикации при незначительном увеличении массо-габаритных характеристик аппаратуры;

2. Размещение конструктивного модуля приемопередатчика в непосредственной близости от антенны РЛС, что позволяет более чем в два раза увеличить импульсную мощность передатчика и исключить из состава аппаратуры дорогостоящий и легко подвергающийся механическим повреждениям волноводный канал передачи и приема сигналов.

3. Замена аналоговых схем на цифровые. Цифровые схемы не нуждаются в индивидуальной настройке после сборки, уменьшают массу и увеличивают надежность аппаратуры за счет использования схем с высокой степенью интеграции.

4. Замена ЭЛТ с радиально-круговой разверткой на ЭЛТ с растровой разверткой. Растровая ЭЛТ с видеопроцессором позволяет отображать без искажений электронные карты и формировать синтезированное изображение, хорошо видимое при дневном освещении без тубуса.

5. Создание щелевых антенн с высокой пространственной избирательностью. Щелевые антенны выдерживают ветровую нагрузку более 50 м/с, имеют малую фронтальную площадь и высокую жесткость.

6. Внедрение картографической системы с электронными картами. Электронные карты автоматизируют прокладку маршрута судна и решают задачу судовождения по заданному маршруту.

7. Унификация электрических связей РЛС с навигационными средствами судна и датчиками информации. Единый унифицированный стандарт обмена информацией (МЭК 61162)

обеспечивает прием информации от гирокомпаса, оборудования для измерения скорости и пройденного расстояния, радионавигационных приемоиндикаторов и пр.

8. Включение радионавигационных приемоиндикаторов ГЛОНАСС/GPS в состав автоматизированного навигационного комплекса, что позволило глобально и независимо от времени суток и года обеспечивать высокоточное определение навигационных параметров собственного судна и решить задачу автоматизированного вождения судна по заданному маршруту.

9. Создание автоматизированных комплексов судовождения. Автоматизированные комплексы на основе комплексирования радионавигационных и автономных средств навигации и РЛС позволяют обеспечить автоматизированное вождение судна по заданному маршруту, отображать на экране индикатора одновременно или попеременно электронную карту с пройденным и заданным маршрутами судна, текущее местоположение судна и радиолокационное отображение окружающих судно целей.

10. Сосредоточение всей навигационной и радиолокационной информации на рабочем поле и на периферии экрана ЭЛТ. Совокупность навигационной информации как собственного судна, так и окружающих судно целей совместно с отображением электронной карты позволяет сократить время на принятие правильных решений при судовождении.

11. Использование на больших судах двухдиапазонных РЛС. Двухдиапазонные РЛС, работающие попеременно или одновременно на двух длинах волн (3 и 10 см), обеспечивают надежное определение целей в сложных метеорологических условиях.

12. Питание РЛС от судовой сети постоянного тока или однофазной сети переменного тока со стабилизацией напряжения в широких пределах во вторичных источниках питания, что позволило исключить из состава аппаратуры машинные преобразователи напряжения.

13. Разработка новых форматов сигналов для РЛС с когерентным излучением несущей частоты. Новые форматы сигналов позволят в дальнейшем улучшить точность измере-

ния навигационных параметров судна (в первую очередь, скорости) и уменьшить импульсную излучаемую мощность.

Все эти изменения нашли отражение в соответствующих главах учебника. Последующие поколения РЛС будут отличаться еще большей надежностью и меньшей стоимостью.

Для больших судов возможно использование трехдиапазонных РЛС, работающих на длинах волн 3; 10 и 0,9 см.

Ремонт аппаратуры, как и аппаратуры нынешнего поколения, будет производиться сменой узлов, блоков; поиск отказов – с помощью тестового контроля.

Будут продолжены работы по увеличению помехозащищенности РЛС, поиск эффективных методов борьбы с переотражениями от гидрометеоров и взволнованной морской поверхности.

Следует ожидать в дальнейшем интеграцию навигационных и связных средств в части создания единого индикатора с отображением навигационной и связной информации, что особенно важно при бедствии.

Последнее поколение отечественных РЛС по технико – эксплуатационным характеристикам ничем не уступают, кроме стоимости, зарубежным РЛС ведущих фирм.

Количество выпускаемых за рубежом видов РЛС – более 100. Системы автоматизированного проектирования (САПР) позволили уменьшить время на всех стадиях разработки конструкторской документации и производства аппаратуры. Серийное изготовление современной аппаратуры производится на автоматизированном технологическом оборудовании. Математическое обеспечение состоит из ряда готовых, хорошо отлаженных пакетов программ, что позволяет свести к минимуму число ошибок при отладке программ для новых видов РЛС.

Комплекс перечисленных мер позволяет снизить стоимость РЛС. В отечественных РЛС частично применяется зарубежная комплектация: процессоры, дисплеи и пр.; разработанное математическое обеспечение соответствует современным требованиям.

Большая стоимость отечественных РЛС обусловлена малым числом комплектов при серийном изготовлении аппаратуры. Это объясняется, в свою очередь, недостаточным спросом на отечественные РЛС, т. к. рынок насыщен большим числом видов зарубежных РЛС с меньшей стоимостью.

Указанная проблема является общей для всей отечественной электронной техники.

В учебнике приведен обзор большинства видов РЛС последнего поколения, как отечественных, так и зарубежных.

Проведено обоснование выбора основных технических характеристик РЛС, дано описание построения ряда узлов и устройств РЛС. Приводятся требования ИМО на судовые РЛС.

Все виды РЛС разбиты на четыре группы в зависимости от валовой вместимости судов, на которые они устанавливаются. РЛС отличаются размерами эффективного диаметра ЭЛТ индикатора, дальностью действия и рядом других параметров.

Для каждой из групп приводятся основные технические характеристики РЛС. Сводные таблицы характеристик разных видов РЛС позволяют сравнивать эти РЛС друг с другом и прогнозировать тенденцию изменения этих характеристик в следующих поколениях РЛС.

Авторы выражают уверенность, что учебник будет полезен не только для курсантов и студентов при изучении дисциплины. “Радиолокационные системы и САРП”, но и для инженеров, занимающихся эксплуатацией современных РЛС на судах, на берегу.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Байрашевский А. М., Ничипоренко Н. Т. Судовые радиолокационные системы: Учебник для морских вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Транспорт, 1982, – 317 с.
2. Судовая радиоэлектроника и радионавигационные приборы. Учебник для высших инженерных морских училищ / А. М. Байрашевский, А. В. Жерлаков, А. А. Ильин, Н. Т. Ничипоренко, В. Б. Сапегин. – М.: Транспорт, 1988. – 271 с.
3. Морская радиолокация / Под ред В. И. Винокурова. – Л.: Судостроение, 1986. – 256 с., ил.
4. Власов В. И., Берман Я. И. Проектирование высокочастотных устройств радионавигационных станций. Л.: Судостроение, 1972. – 274 с.
5. Богомолов А. Ф. Основы радиолокации. М.: Сов. Радио, 1954.
6. Теоретические основы радиолокации: Учебное пособие для вузов / Под ред Ширмана Я. Д. М.: Советское радио, 1970. – С. 560.
7. Пособие по использованию средств автоматической радиолокационной прокладки / А. Г. Боул, К. Д. Джоунз / Пер. с англ. – Л.: Судостроение, 1986. – 128 с, ил.
8. Рекомендации для судоводителей по практическому использованию САРП «ДАТА БРИДЖ – 7»: Методические рекомендации. – М.: В/О «Морсвязьинформреклама», 1986. – 48с.
9. Судовая радиолокация. Учебник для вузов. / Дуров А.А., Кан В.С., Ничипоренко Н.Т., Устинов Ю.М. Под общей редакцией докт. техн. наук, проф. Ю.М. Устинова. – Петропавловск-Камчатский: КГТУ, 2000. – 280 с.
10. Автоматизированные системы мониторинга судоходства /Маринич А.Н., Проценко И.Г., Резников В.Ю., Устинов Ю.М., Шигабутдинов А.Р. Под общей редакцией докт. техн. наук, проф. Ю.М. Устинова. – СПб.: Судостроение, 2003. – 248с.
11. Судовая автоматическая идентификационная система / Маринич А.Н., Проценко И.Г., Резников В.Ю., Устинов Ю.М., Черняев Р.Н., Шигабутдинов А.Р. Под общей редакцией докт. техн. наук, проф. Ю.М. Устинова. – СПб.: Судостроение, 2004. – 180 с.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Автоматизация судовождения 268
Автоматизированные комплексы навигации 262
Автоматическая информационная система 308
Автоматический режим захвата целей 192, 197
Азимутальное окно 175
АПЧ 113, 115
Бегущие волны 54, 64, 123
Блестящие точки 27
Боковые лепестки антенны 77, 155, 247
Взаимные помехи 15, 98, 151, 163, 227
Всепогодное техническое средство 24
Волновое сопротивление 53, 57, 64, 81
Вожделение судна по заданному курсу 267
Вожделение судна по заданному маршруту 4, 266, 317
Время кратчайшего сближения 146, 195, 203, 299
Вероятность ложной тревоги 124, 129, 132, 173
Вероятность правильного обнаружения цели 40, 129, 136, 173
ВАРУ 109, 257, 305
Горизонтальная поляризация 26, 30, 46, 78, 216
Двухдиапазонный радар 87, 192, 234, 317
Двухлучевая модель распространения радиоволн 16, 36, 45
Диаграмма направленности антенны
 - в вертикальной плоскости 76, 86, 130, 304
 - в горизонтальной плоскости 76, 86, 130, 304
Доплеровская РЛС 142, 145, 273
Дистанция кратчайшего сближения 146, 149, 195, 201
Дружная флюктуация 10, 29
Индикаторы кругового обзора 116, 191, 208
Источники вторичного электропитания 95, 118
ИМО 3, 7, 27, 33, 78, 82, 109, 117
Интерфейс 216, 256, 309
Коэффициент направленного действия антенны 37, 75, 81, 133
Критическая длина волны 59, 82
Коэффициент шума приемника 39, 44, 98
Круговая поляризация 33, 78, 224, 304
Ложные цели 21, 155, 173
Линия истинного движения 197
Неподвижные кольца дальности 209, 215
Оптимальный фильтр 124, 129, 137, 144, 161, 280
Относительная скорость цели 146, 149, 201, 218, 275
Относительный курсовой угол цели 146, 149, 196
Отбеливающий фильтр 162
Ориентация изображения 204, 209, 217, 256, 266

Отметка курса 204, 215, 257
Проигрывание маневра собственным судном 192, 206, 265
Протяженные дисперсные цели 10, 29, 135
Приводный волновод 16, 20, 156
Погрешность измерения координат цели 15, 137, 142, 171, 186
Поляризация антенны 216, 226, 286, 304
Радар
- S-радар 232
- X-радар 232
Радиолокационная прокладка 4, 118, 146, 181, 191, 258, 307
Радиолокационные маяки 7, 285
Радиолокационные маяки – ответчики 7, 227, 285
Разрешающая способность по азимуту 9, 13, 117, 215, 228, 301
Разрешающая способность по дальности 6, 12, 117, 193, 215
Разрешающая площадь 13, 30, 128, 173
Разрешающий объем 14, 34, 173
Ракурс цели 25, 44, 146, 195, 203, 304
Результирующая погрешность измерения
- азимута на цель 186
- дистанции до цели 181
Рефракция 16, 156, 293
РЛС миллиметровых волн 3, 104, 219, 232, 296
РЛС с когерентным излучением 6, 272, 317
Ручной режим захвата целей 191, 197, 203, 209, 218
САРП 4, 146, 181, 191, 208, 229, 263, 298
Системы автосопровождения 191, 197, 216, 316
Система управления движением судов 3, 261, 296
Скорость вращения антенны 10, 78, 130, 141, 164, 187, 204, 216
Согласованный фильтр 127, 143, 161, 220, 279
Стоячие волны 54, 81
Точечные цели 8, 14, 26, 128, 164
Устройство сканирования 69, 171, 244
Функция правдоподобия 131
Ферритовые циркуляторы 74, 247
Центр управления движением судов 297
Ширина полосы пропускания УПЧ 98, 108, 160, 247
Шкала дальности 173, 213, 222, 252
Шумоподобные сигналы 278
Электронный визир направления 189, 206, 215, 257
Электронная карта 4, 172, 208, 214, 262, 299, 316
Энергопотенциал РЛС 40, 222
Эффективная поверхность рассеяния 10, 25, 29, 109, 212, 227
Эффективный диаметр экрана 5, 117, 182, 199, 216, 233, 244

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
<i>Введение</i>	3
<i>Глава I. Особенности радиолокационного обнаружения морских целей</i>	8
1.1. Классификация целей	8
1.2. Характеристика отраженных сигналов	9
1.3. Максимальная и минимальная дальности обнаружения	10
1.4. Мертвая зона РЛС	11
1.5. Разрешающая способность РЛС	12
1.6. Погрешности измерения навигационных параметров	15
1.7. Двухлучевая модель распространения зондирующих сигналов над морской поверхностью	16
1.8. Потенциально достижимая дальность обнаружения целей с учетом рефракции и приводных волноводов	16
1.9. Характеристика погодных условий на море	21
1.10. Особенности радиолокационного обнаружения айсбергов	24
1.11. Эффективная поверхность рассеяния морских целей	25
1.12. Эффективная поверхность рассеяния взволнованной морской поверхности	29
1.13. Эффективная поверхность рассеяния гидрометеоров	32
Контрольные вопросы	34
<i>Глава II. Дальность радиолокационного наблюдения целей</i>	36
2.1. Расчетная дальность радиолокационного наблюдения в свободном пространстве	36
2.2. Расчетная дальность радиолокационного наблюдения с учетом влияния атмосферы и погодных условий	41
2.3. Расчетные выражения для дополнительной мощности шумов на входе приемника РЛС вследствие переотражений от взволнованной морской поверхности и гидрометеоров	43
2.4. Влияние двухлучевого распространения радиоволн на дальность радиолокационного наблюдения	45
2.5. Результирующая расчетная формула для дальности радиолокационного наблюдения	48
Контрольные вопросы	49
<i>Глава III. Основные узлы и устройства судовой РЛС</i>	50
3.1. Волноводно-антенный тракт	50
3.2. Антенны	75
3.3. Передающее устройство	89
3.4. Приемное устройство	96
3.5. Индикаторы кругового обзора	116
3.6. Источники питания	118
Контрольные вопросы	123

Глава IV. Оптимальные методы обнаружения целей и измерения навигационных параметров целей	124
4.1. Оптимальный фильтр для внутримпульсной обработки сигналов	124
4.2. Оптимальные алгоритмы обнаружения пачки отраженных импульсов на выходе амплитудного детектора приемника	128
4.3. Оптимальная оценка измерения дистанции при различных формах зондирующих импульсов	137
4.4. Оптимальная оценка измерения пеленга	140
4.5. Функция неопределенности – мера потенциальной возможности измерения дистанции до цели и скорости движения цели	141
4.6. Измерение навигационных параметров: дистанции и скорости при автоматическом сопровождении целей	146
Контрольные вопросы	150
Глава V. Специальные методы обработки сигналов для повышения помехозащищенности	151
5.1. Отображение целей на экране при мешающем действии помех	151
5.2. Метод повышения разрешающей способности по дальности	157
5.3. Метод оптимальной фильтрации сигнала на фоне небелого (коррелированного) стационарного шума и при воздействии помех с сосредоточенным спектром	161
5.4. Метод защиты от взаимных несинхронных помех других РЛС	163
5.5. Метод оптимальной обработки пачки видеоимпульсов с помощью линии задержки	164
5.6. Метод оптимальной обработки пачки видеоимпульсов с помощью рециркулятора	166
5.7. Метод цифрового бинарного накопления пачки видеоимпульсов	167
Контрольные вопросы	170
Глава VI. Обработка информации в цифровых судовых РЛС и оценка погрешностей измерения навигационных параметров цели	171
6.1. Общие принципы построения цифровых РЛС	171
6.2. Методы преобразования аналоговой информации в цифровую форму	173
6.3. Структурная схема бинарного обнаружителя целей в движущемся «окне» на одном дискрете дальности	175
6.4. Обобщенная структурная схема бинарного обнаружителя целей на всех дискретах дальности	176
6.5. Измерение текущих значений координат целей и скорости движения целей	181
6.6. Оценка результирующей погрешности измерения дистанции до цели	181

6.7. Оценка погрешности измерения азимута на цель	186
6.8. Погрешность измерения координат цели	189
Контрольные вопросы	190
Глава VII. Средства автоматической радиолокационной прокладки	191
7.1. Основные функции средств автоматической радиолокационной прокладки (САРП)	191
7.2. Перечень навигационных параметров цели	195
7.3. Ручной и автоматический режимы захвата целей	197
7.4. Виды информации, представляемой на экране индикатора, звуковая и световая сигнализация	199
7.5. Отображение навигационной обстановки на экране индикатора в режимах относительного и истинного движений	201
7.6. Режимы ориентации изображений	204
7.7. Проигрывание маневра собственным судном	206
7.8. Отображение картографической информации на экране дисплея	208
7.9. Органы управления и индикации САРП	208
Контрольные вопросы	210
Глава VIII. Цифровые судовые РЛС и автоматизированные средства судовождения	212
8.1. Сводный перечень основных требований ИМО на судовые РЛС	212
8.2. Обоснование выбора основных параметров судовых РЛС	218
8.3. Характеристики отечественных судовых РЛС	227
8.4. Терминология и обозначения, используемые в иностранной документации	232
8.5. Характеристики судовых цифровых радаров иностранных фирм	232
8.6. Практическая работа с цифровым радаром KODEN MD3030	253
8.7. Автоматизированные комплексы навигации и управления судном	261
Контрольные вопросы	270
Глава IX. РЛС с когерентным излучением сигналов	272
9.1. Сравнение РЛС с некогерентным и когерентным излучением сигналов	272
9.2. Доплеровская РЛС с когерентным излучением	273
9.3. РЛС с частотной модуляцией несущей частоты	275
9.4. РЛС со сжатием сигналов	278
Контрольные вопросы	284
Глава X. Навигационные РЛС с активным ответом	285
10.1. Назначение и классификация РЛС с активным ответом	285
10.2. Принцип действия и технические характеристики РМО	285
10.3. Принцип действия и технические характеристики РЛО	288
Контрольные вопросы	295

Глава XI. Системы управления движением судов и береговые РЛС	296
11.1. Состав и назначение системы управления движением судов (УДС)	296
11.2. Береговая радиолокационная станция контроля надводной обстановки НАЯДА-5ПВ	301
11.3. Береговая радиолокационная станция БАЛТИКА-Б	302
11.4. Автоматическая информационная система (АИС)	308
Контрольные вопросы	312
Глава XII. Техника безопасности при обслуживании РЛС	313
Заключение	316
Список литературы	320
Предметный указатель	321