

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
«Елецкий государственный университет имени И.А. Бунина»

И. В. Пешков

РАДИОЛОКАЦИЯ

(НАПРАВЛЕНИЕ «РАДИОТЕХНИКА»)

Учебное пособие

Елец – 2018

УДК 621.396.2

ББК 32.884.1

П 23

Печатается по решению редакционно-издательского совета
Елецкого государственного университета имени И.А. Бунина
от 29. 01. 2018 г., протокол № 1

Рецензенты:

Рощупкин С.А., к. ф.-м.н., доцент кафедры математического
моделирования и компьютерных технологий
Елецкого государственного университета им. И.А. Бунина

Нечаев Ю.Б., д-р ф.-м.н., проф. каф. информационных систем
Воронежского государственного университета

И.В. Пешков

П 23 Радиолокация (направление «Радиотехника»): учебное пособие. – Елец:
Елецкий государственный университет им. И.А. Бунина, 2018. – 44 с.

В методических указаниях представлены материалы лекций по дисциплине
«Радиолокация». По каждой теме даются основные теоретические положения.

Методические указания предназначены для студентов направлений
подготовки бакалавров: Радиотехника.

Предназначено для студентов вышеуказанных направлений подготовки и
специальности очной и заочной форм обучения.

УДК 621.396.2
ББК 32.884.1

© Елецкий государственный
университет им. И.А. Бунина, 2018

Оглавление

Модуль 1. Основы радиолокационных систем.....	4
Тема 1. Классификация РЛС.....	4
Тема 2. Определение дальности.....	8
Тема 2.1. Разрешающая способность при определении дальности	11
Тема 3. Допплеровская частота.....	13
Тема 4. Когерентные РЛС	17
Тема 5. Уравнение радиолокации.....	18
Тема 6. Прохождение сигнала через канал.....	20
Модуль 2.....	22
Тема 7. Определение эффективной площади рассеяния.....	22
Тема 8. Методы предсказания ЭПР	23
Тема 9. Зависимость от поляризации и угла ракурса	24
Тема 10. Площадь рассеяния различных объектов.....	26
Модуль 3.....	29
Тема 11. Детектирование в присутствии шума.....	29
Тема 12. Согласованная фильтрация.....	31
Тема 13. Сжатие импульсов	36
Модуль 4.....	39
Тема 14. Простейший пеленгатор.....	39
Тема 15. Повышение разрешения пеленгаторов.....	43
Основная литература.....	44

МОДУЛЬ 1. ОСНОВЫ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Тема 1. Классификация РЛС

Слово «радар» является аббревиатурой для RAdio Detection And Ranging, т.е. радио обнаружения и измерение координат и определения свойств различных объектов с помощью радиоволн. В общем случае, радиолокационные системы используют модулированные сигналы и направленные антенны для передачи электромагнитной энергии в определенную область в пространстве для поиска цели. Объекты (цели) в объеме поиска будут отражать части этой энергии (радарные эхо или просто эхо-сигналы) обратно в сторону радара. Эти эхо-сигналы затем обрабатываются приемником радиолокатора для получения целевой информации, такой как дальность, скорость, угловое положение и другие характеристики идентификации цели.

Радары могут быть классифицированы как наземного базирования, воздушного, космического или корабельного базирования радиолокационные системы. Их также можно разделить на многочисленные категории на основе конкретных характеристик радара, таких как полоса частот, тип антенны и используемых форм сигналов. Другая классификация касается миссии и / или функциональности радара, что включает в себя:

- РЛС обнаружения;
- РЛС управления и слежения;
- панорамные РЛС;
- РЛС бокового обзора;
- метеорологические РЛС;
- РЛС целеуказания;
- РЛС контрбатарейной борьбы;
- РЛС обзора обстановки.

Необходимо указать, что фазированные антенные решетки используются радарными и часто называются многофункциональными (многомодовыми) радарными. Фазированная решетка представляет собой составную антенну, образованную из двух или более элементарных излучателей. Такие антенны решетки синтезируют узкие направленные лучи, которые могут быть управляемыми, механическим или электронным способом. Электронное управление луча достигается путем изменения фазы электрического тока, питающей элементы решетки и, что и определяет название фазированных систем.

Радиолокаторы чаще всего классифицируются по типам излучаемых сигналов, которые они используют, или по их рабочей частоте. Рассмотрим сначала типы сигналов, среди которых радарными могут быть использованы непрерывного излучения (CW) или импульсные радары (PR). Радиолокаторы непрерывного излучения – это те, которые непрерывно излучают

электромагнитную энергию, и используют отдельные передающие и приемные антенны. Немодулированные радиолокаторы CW могут точно измерять радиальную скорость цели (через доплеровский сдвиг) и угловое положение. Информация о расстоянии до цели не может быть извлечена без использования какой-либо формы модуляции. Основное использование немодулированных радаров CW заключается в поиске и отслеживании скорости и в управлении ракетами.

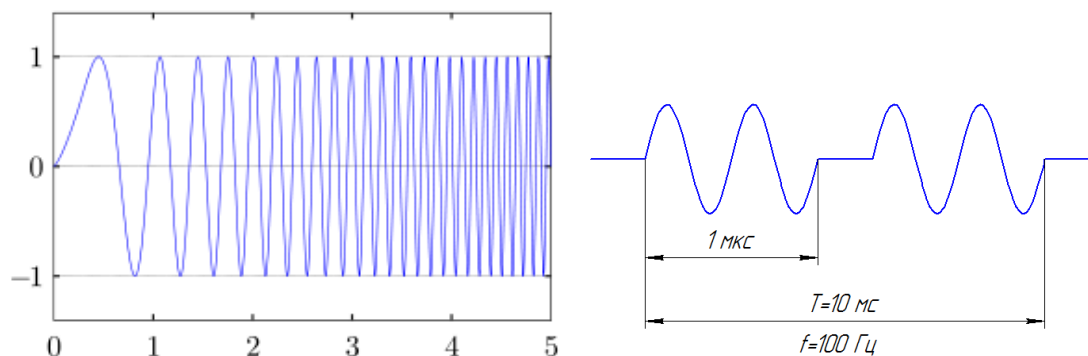


Рис. 1. а) непрерывная волна и б) импульсные излучения

Импульсные радиолокаторы используют последовательность импульсных сигналов (в основном с модуляцией). В этой категории радиолокационные системы могут быть классифицированы на основе частоты повторения импульсов (PRF), как низкочастотных PRF, средних PRF и высокочастотных радиолокационных станций. Радары с низкой частотой повторения импульсов в основном используются для определения расстояния до цели, при этом её скорость (доплеровский сдвиг) не представляет интереса. Радиолокаторы с высокой частотой PRF в основном используются для измерения скорости цели. Непрерывная волна, а также импульсные радары могут измерять как дальность цели, так и радиальную скорость, используя различные схемы модуляции.

Таблица 1.1 Классификация РЛС согласно рабочей частоте.

Обозначение IEEE / ITU	Частоты	Длина волны	Примечания
HF	3—30 МГц	10—100 м	Радары береговой охраны, «загоризонтные» РЛС
P	< 300 МГц	> 1 м	Использовался в первых радарх
VHF	50—330 МГц	0,9—6 м	Обнаружение на больших дальностях, исследования Земли
UHF	300—1000 МГц	0,3—1 м	Обнаружение на больших дальностях (например, артиллерийского обстрела), исследования лесов, поверхности Земли
L	1—2 ГГц	15—30 см	наблюдение и контроль над воздушным движением
S	2—4 ГГц	7,5—15 см	управление воздушным движением, метеорология, морские радары
C	4—8 ГГц	3,75—7,5 см	метеорология, спутниковое вещание, промежуточный диапазон между X и S

X	8—12 ГГц	2,5—3,75 см	управление оружием, наведение ракет, морские радары, погода, картографирование среднего разрешения; в США диапазон 10,525 ГГц ± 25 МГц используется в РЛС аэропортов
<u>K_u</u>	12—18 ГГц	1,67—2,5 см	картографирование высокого разрешения, спутниковая альтиметрия
K	18—27 ГГц	1,11—1,67 см	использование ограничено из-за сильного поглощения водяным паром, поэтому используются диапазоны K _u и K _a . Диапазон K используется для обнаружения облаков, в полицейских дорожных радарх (24,150 ± 0,100 ГГц).
K _a	27—40 ГГц	0,75—1,11 см	Картографирование, управление воздушным движением на коротких дистанциях, специальные радары, управляющие дорожными фотокамерами (34,300 ± 0,100 ГГц)
mm	40—300 ГГц	1—7,5 мм	миллиметровые волны, делятся на два следующих диапазона
V	40—75 ГГц	4,0—7,5 мм	медицинские аппараты КВЧ, применяемые для физиотерапии
W	75—110 ГГц	2,7—4,0 мм	сенсоры в экспериментальных автоматических транспортных средствах, высокоточные исследования погодных явлений

Высокочастотные (HF) радары используют отражение электромагнитных волн от ионосферы для обнаружения целей за горизонтом. Некоторые примеры включают Загоризонтная радиолокационная станция, осуществляющая наблюдение воздушного пространства на больших расстояниях, вплоть до тысяч км («за горизонтом»).



Рис. 2. Загоризонтная радиолокационная станция U.S. Navy Relocatable Over The Horizon Radar (ROTHR), работающая на частоте 5-28 МГц.

Полосы очень высокой частоты (УКВ) и сверхвысокой частоты (УВЧ) используется для радаров раннего предупреждения дальнего радиуса действия (EWR). Некоторые примеры включают в себя поиск раннего предупреждения о баллистических ракетах (BMEWS), и они работает на частоте 245 МГц (рис.3), периметр и радиолокационный приемник (PAR), который является очень многофункциональным фазированной антенной решеткой. Из-за очень большой длины волны и требований к чувствительности для измерений очень большого диапазона необходимы большие апертуры в таких радиолокационных систем.



Рис. 3. РЛС дальнего обнаружения.

Радиолокаторы в L-диапазоне представляют собой наземные и судовые системы, которые используются в операциях по наблюдению за военным и воздушным движением на большие расстояния. Наиболее наземные и корабельные радары среднего радиуса действия работают в S-диапазоне. Например, радиолокатор наблюдения за воздушным судном (ASR), используемый для управления воздушным движением, и основанная на корабле U.S. Navy AEGIS (рис. 4а), многофункциональная фазированная матрица – это S-диапазон радары. Бортовая система предупреждения и управления (АВАКС), показанная на рис. 4б и Национальный метеорологический прибор следующего поколения (NEXRAD) также являются радары S-диапазона. Однако большинство радиолокаторов обнаружения погоды являются радары С-диапазона. Средний дальний поиск и управление огнем радары и радары метрической аппаратуры также являются С-диапазоном.



а)



б)

Рис. 4. Радиолокаторы в L-диапазоне

X-диапазон используется для радиолокационных систем, где размер антенны составляет физическое ограничение; это включает в себя большинство военных многомодовых бортовых радары. Радарные системы, которые требуют прекрасных возможностей обнаружения цели и все же не могут переносить атмосферное затухание более высоких полос частот, также могут быть X-диапазона. Более высокие полосы частот (Ku, K и Ka) страдают от суровой погоды и атмосферное затухание. Поэтому радары, использующие эти полосы частот ограничены приложениями с малым радиусом действия, такими как радары полиции, короткие а также рельефа местности после радаров. Миллиметровая волна (MMW) в основном ограничены очень коротким диапазоном радиочастот (RF) ищущих убежище и экспериментальных радиолокационных систем.

Тема 2. Определение дальности

На рис. 5 показана упрощенная блок-схема импульсного лоатора. Блок синхронизации генерирует тактовые сигналы синхронизации, необходимые во всей системе. Модулированный сигнал генерируется и отправляется на антенну через передатчик. Переключение антенны между режимами передачи и приема осуществляется с помощью дуплексера. Дуплексер позволяет использовать одну антенну как для передачи, так и для приема. Во время передачи он направляет радиолокационную электромагнитную энергию в сторону антенны. И наоборот, при приеме он направляет полученные радиолокационные эхосигналы к приемнику. Приемник усиливает эхо-сигналы, отраженные от объектов и подготавливает их для обработки сигналов. Извлечение целевой информации выполняется процессорным блоком. Дальность до цели R вычисляется путем измерения временной задержки; он принимает импульс прошедший в двух направлениях путь между радаром и мишенью. Поскольку электромагнитные волны движутся скоростью света, т.е. $c = 3 * 10^8$ м/с, тогда

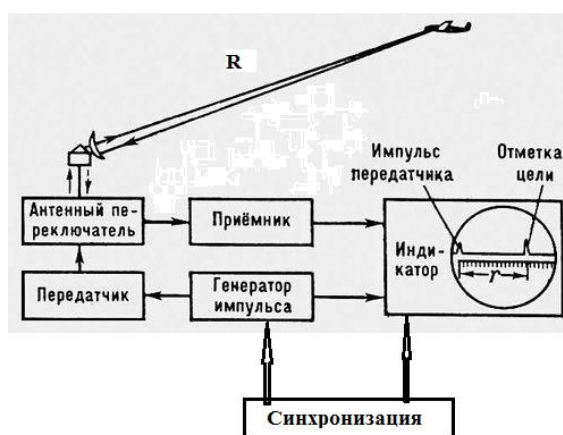


Рис. 5. Упрощенная схема импульсного радара

$$R = \frac{c\Delta t}{2}$$

где R – расстояние в метрах, Δt – задержка импульса в секундах. Коэффициент $\frac{1}{2}$ необходимо, чтобы принять во внимание прохождение импульса до цели и обратно к радару.

В общем, импульсный радиолокатор передает и получает последовательность импульсов, как показано на рисунке 3. Период повторения импульсов (IPP) обозначается как T и длительность импульса - τ . IPP часто связан с частотой повторения импульсов (PRI) f_r и обратно пропорционален ему, т.е. $PRI = 1 / PRF$, который обозначается,

$$f_r = \frac{1}{PRI} = \frac{1}{T}$$

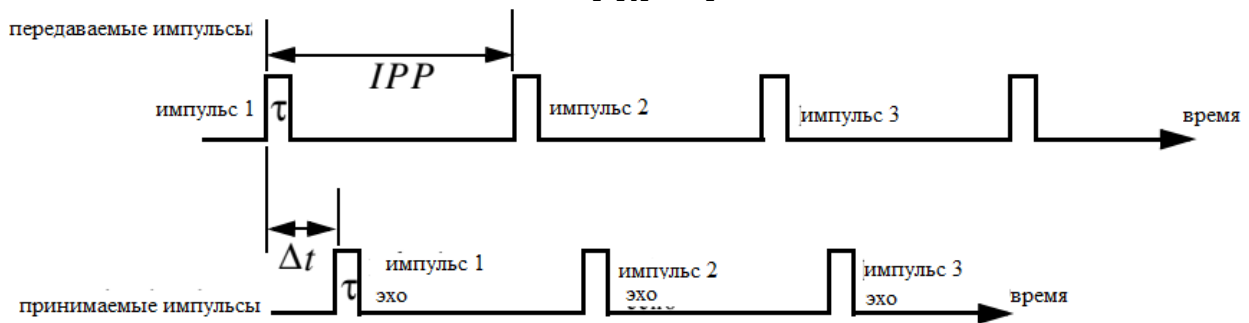


Рис. 6. Последовательность передаваемых и принимаемых импульсов

В течение каждого периода повторения импульса РЛС излучает энергию только τ секунд и «слушает» отраженные эхо в течение оставшегося время. Рабочий цикл РЛС в режиме излучения, обозначаемый как d_t , определяется как отношение $d_t = \tau/T$. Тогда средняя излучаемая энергия радара определяется как

$$P_{cp} = P_t * d_t$$

где P_t – пиковая излучаемая мощность. Тогда энергия импульса равна $E_p = P_t * \tau$

$$\tau = P_{cp} T = \frac{P_{cp}}{f_r}$$

Расстояние, соответствующее задержке прохождения импульса «туда-обратно» T , известно как однозначное расстояние R_u . Рассмотрим случай на рис. 7. Эхо 1 представляет собой отражение от цели, находящейся на расстоянии $R_1 = c\Delta t/2$, импульса 1. Эхо 2 может быть интерпретировано как отражение от той же цели, но импульсом 2, или же оно может быть отражением от более далекой цели на расстоянии R_2 импульса 1 снова. В этом случае

$$R_2 = \frac{c\Delta t}{2} \text{ или } R_2 = \frac{c(\Delta t + T)}{2}$$

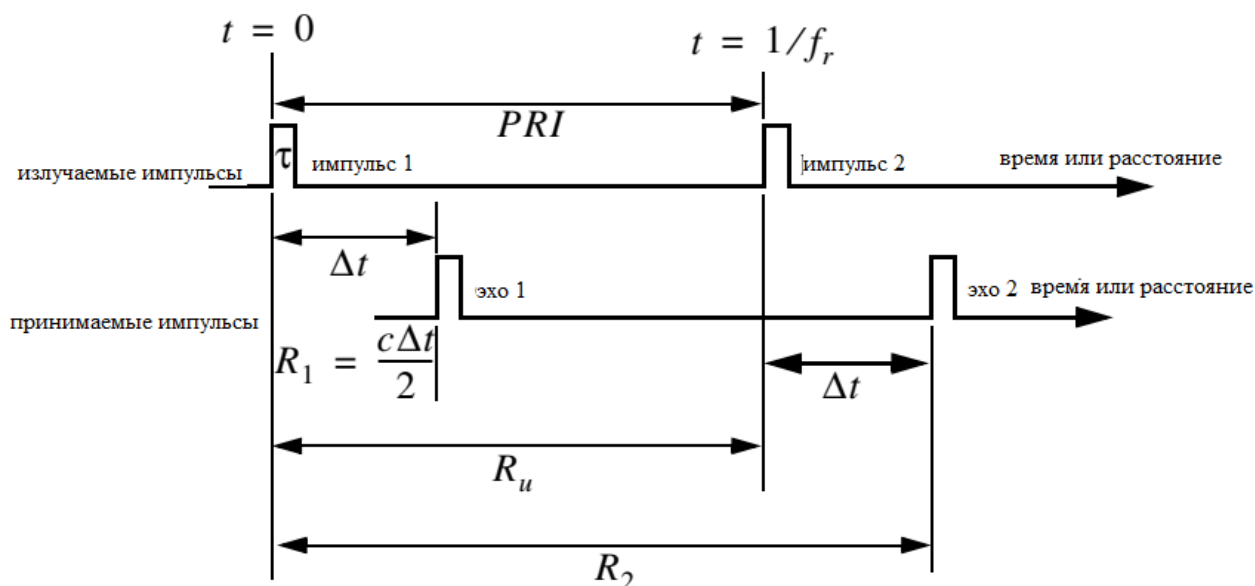


Рис. 7. Двусмысленность при определении расстояния до объекта

Очевидно, что двусмысленность связана с эхо 2. Поэтому, как только излучается какой-либо импульс, радар должен ожидать достаточное количество времени для того, чтобы все эхо-сигналы от всех целей, даже на максимальных расстояниях от РЛС, вернулись прежде чем следующий импульс не начал излучаться. Тогда следует, что максимальное однозначное расстояние должно соответствовать половине от периода повторения импульсов, т.е.

$$R_u = c \frac{T}{2} = \frac{c}{2f_r}$$

Пример 1. Пусть имеется какой-либо бортовой импульсный радар с пиковой излучаемой мощностью $P_t=10\text{KW}$ и использует два частоты следования импульсов $f_{r1}=10\text{кГц}$ и $f_{r2}=30\text{кГц}$. Какова требуемая длительность импульса для каждой частоты должна использоваться, чтобы средняя излучаемая мощность была постоянной и равнялась 1500 Вт ? Вычислить энергию импульса в каждом случае.

Решение: поскольку P_{cp} постоянна, тогда обе частоты имеют одинаковый рабочий цикл, т.е.

$$d_t = \frac{1500}{10 * 10^3} = 0.15$$

Тогда периоды следования импульсов

$$T_1 = \frac{1}{10 * 10^3} = 0.1\text{мс}$$

$$T_2 = \frac{1}{30 * 10^3} = 0.0333\text{мс}$$

Следовательно,

$$\tau_1 = 0.15 * T_1 = 15\text{мкс}$$

$$\tau_2 = 0.15 * T_2 = 5\text{мкс}$$

$$E_{p1} = P_t \tau_1 = 10 * 10^3 * 15 * 10^{-6} = 0.15\text{Дж}$$

$$E_{p2} = P_t \tau_2 = 10 * 10^3 * 5 * 10^{-6} = 0.05\text{Дж}$$

Тема 2.1. Разрешающая способность при определении дальности

Разрешающая способность, обозначаемая как ΔR , является параметром, который описывает способность детектировать цели, находящиеся близко друг к другу, как отдельные объекты. РЛС обычно проектируются для обработки целей между минимальным расстоянием R_{min} и максимальным R_{max} . Расстояние между R_{min} и R_{max} делится на M «секторов», каждый шириной ΔR ,

$$M = \frac{R_{max} - R_{min}}{\Delta R}$$

Цели, разнесенные по крайней мере на ΔR , будут полностью разрешены по дальности, как показано на рис. 8. Цели внутри одного и того же «окна» могут быть разрешены с помощью дополнительной сложной обработки.

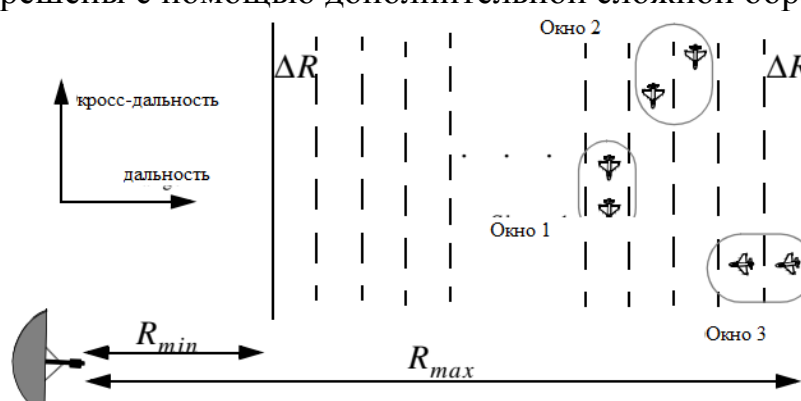


Рис. 8. Разрешение целей по дальности и кросс-дальности

Рассмотрим две цели, одна на расстоянии R_1 , другая – R_2 , соответствующие задержкам импульсов t_1 и t_2 соответственно. Обозначим разницу между ними ΔR :

$$\Delta R = R_1 - R_2 = c \frac{(t_2 - t_1)}{2} = c \frac{\delta t}{2}$$

Теперь постарайтесь ответить на следующий вопрос: каково минимальной δt такое что цель 1 на расстоянии R_1 и цель 2 на расстоянии R_2 будут полностью разрешены по дальности (разные ячейки диапазона)? Другими словами, каков минимальный ΔR ?

Во-первых, предположим, что две цели разнесены в пространстве на $c\tau/4$, где τ – длительность импульса. В этом случае, когда «хвост» импульса падает на цель 2, фронт импульса прошел бы обратно расстояние равное $c\tau$, и отраженный импульс будет состоять из отражений от обеих целей (т.е. неразрешенный эхо-сигналы), как показано на рис. 9а. Однако, если две цели находятся на расстоянии $c\tau/2$ и более, тогда в то время как «хвост» импульса будет отражаться от первой цели, фронт начнет отражаться цели 2, и образуются два отдельных эхо-сигнала, как показано на рис. 9б. Таким образом, ΔR должно быть больше или равно $c\tau/2$. А поскольку ширина частотного диапазона РЛС будет $B=1/\tau$, тогда

$$\Delta R = \frac{c\tau}{2} = \frac{c}{2B}$$

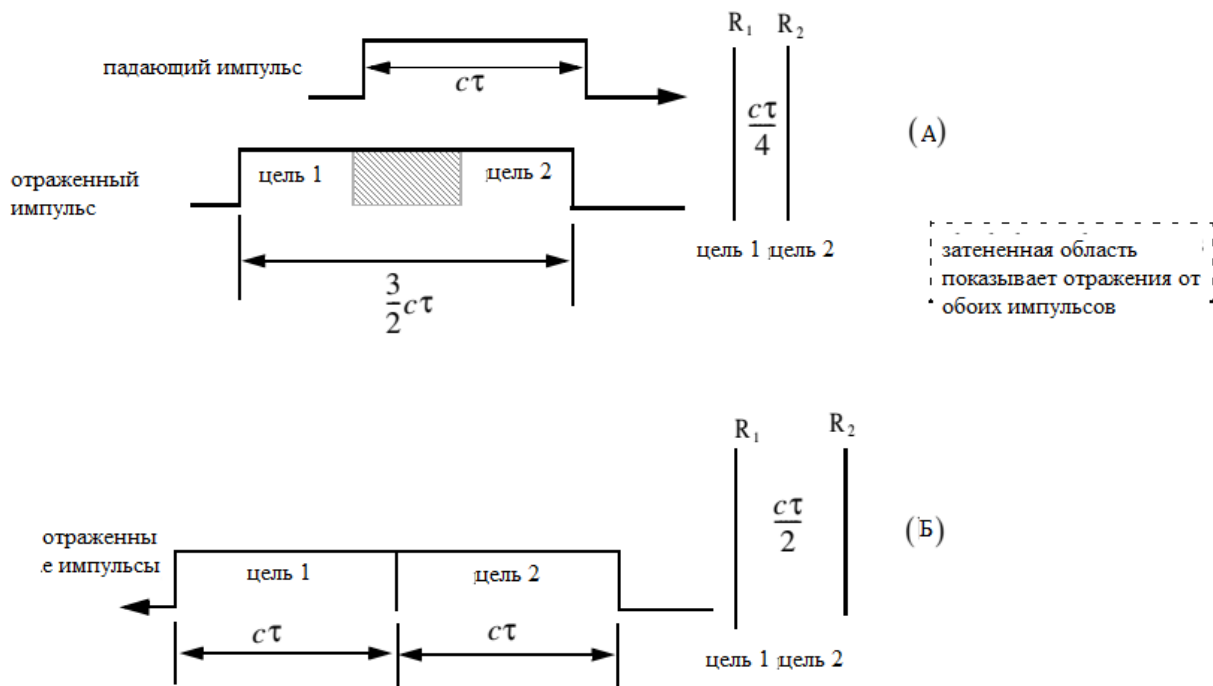


Рис. 9. А) неразрешенные цели, Б) разрешенные цели

В целом, операторы радаров и проектировщики стремятся свести к минимуму ΔR , чтобы повысить производительность радиолокатора. Как было предложено в последнем уравнении, чтобы достичь точного разрешения необходимо минимизировать ширину импульса. Однако это уменьшит среднюю переданную мощность и увеличит рабочую полосу частот. Достижение более маленького разрешения при сохранении достаточной средней передаваемой мощности может быть достигнуто с использованием методов импульсного сжатия.

Пример 2: РЛС имеет однозначную дальность 100 Км и диапазон 0,5 МГц. Вычислить требуемые период и частоту повторения импульсов, ΔR и τ .

Решение:

$$f_r = \frac{c}{2R_u} = \frac{3 * 10^8}{2 * 10^5} = 1500 \text{ Гц}$$

$$T = \frac{1}{f_r} = \frac{1}{1500} = 0.6667 \text{ мс}$$

Используем формулу для вычисления разрешающей способности

$$\Delta R = \frac{c}{2B} = \frac{3 * 10^8}{2 * 0,5 * 10^6} = 300 \text{ м}$$

$$\tau = \frac{2\Delta R}{c} = \frac{2 * 300}{3 * 10^8} = 2 \text{ мкс}$$

Тема 3. Допплеровская частота

Радиолокаторы используют доплеровскую частоту для получения целевой радиальной скорости, а также для различения движущихся и неподвижных целей или объектов, таких как препятствия. Эффект Доплера описывает смещение центральной частоты падающей волны сигнала из-за движения цели относительно источника излучения. В зависимости от направления движения цели этот сдвиг частоты может быть положительным или отрицательным. Волна, падающая на объект имеет равные по фазе волновые фронты, разделенные длиной волны λ . Приближающаяся цель заставит отраженные равнофазные волновые фронты приблизиться друг к другу (уменьшая длину волны). И наоборот, удаляющаяся или отступающая цель (отходит от радара) приведет к тому, что отраженные равнофазные волновые фронты будут расширяться (увеличивая длину волны), как показано на рисунке 10.

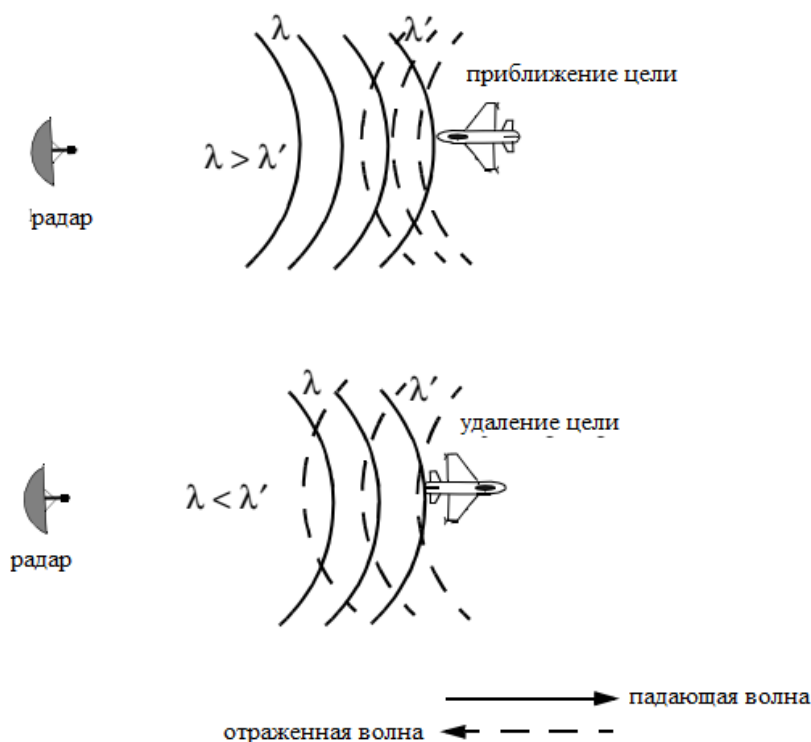


Рис. 10. Влияние направления движения цели на длину волны

Рассмотрим импульс ширины τ (секунды), падающий на цель, которая движется к радару со скоростью v , как показано на рисунке 11. Определим d как расстояние (в метрах), что цель перемещается в импульс в течение интервала Δt ,

$$d = v\Delta t$$

где Δt - равно временному интервалу между передним фронтом импульса, ударяющим по цели и задним краем, поражающим цель. Поскольку импульс

движется со скоростью света и задняя кромка сдвинулись на расстояние $c\tau - d$, тогда

$$\Delta t = \frac{c\tau - d}{c}$$

Объединяя последнее выражение с предпоследним, получим

$$d = \frac{vc}{v + c}\tau$$

Теперь, через Δt секунд, передний фронт импульса сдвигается в направлении радара на расстояние s :

$$s = c\Delta t$$

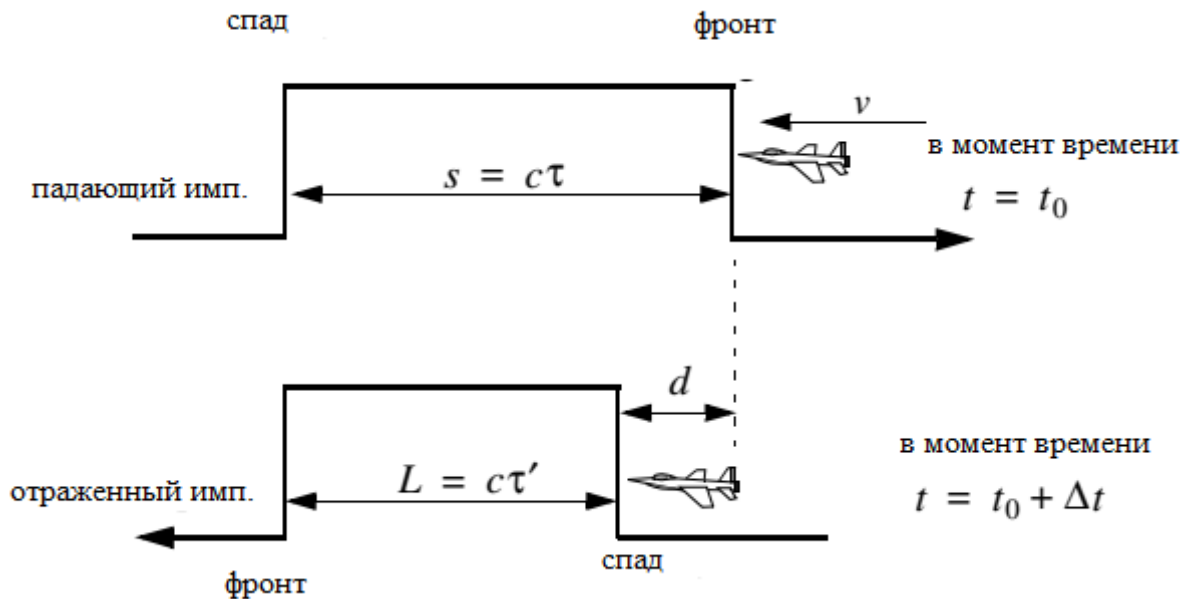


Рис. 11. Влияние скорости цели на импульс

Поэтому длительность отраженного импульса теперь будет τ' секунд или L метров

$$L = c\tau' = s - d$$

Подставляя выражение для d , s в последнее, то получим, что

$$c\tau' = c\Delta t - \frac{vc}{v + c}\tau$$

$$c\tau' = \frac{c^2}{v + c}\tau - \frac{vc}{v + c}\tau = \frac{c^2 - vc}{v + c}\tau$$

$$\tau' = \frac{c - v}{c + v}\tau$$

На практике коэффициент $(c - v)/(c + v)$ зачастую называют коэффициентом временного расширения. Отметим, что если $v=0$, тогда $\tau' = \tau$. В случае удаляющейся цели

$$\tau' = \frac{v + c}{c - v} \tau$$

Для вывода выражения для частоты Доплера, рассмотрим рис. 12. Как видно, фронту импульса требуется $2\Delta t$, чтобы пройти расстояние $c/f_r - d$ для попадания на цель. В течение того же интервала времени фронт импульса 1 проходит то же расстояние $c\Delta t$. Более точно

$$d = v\Delta t$$

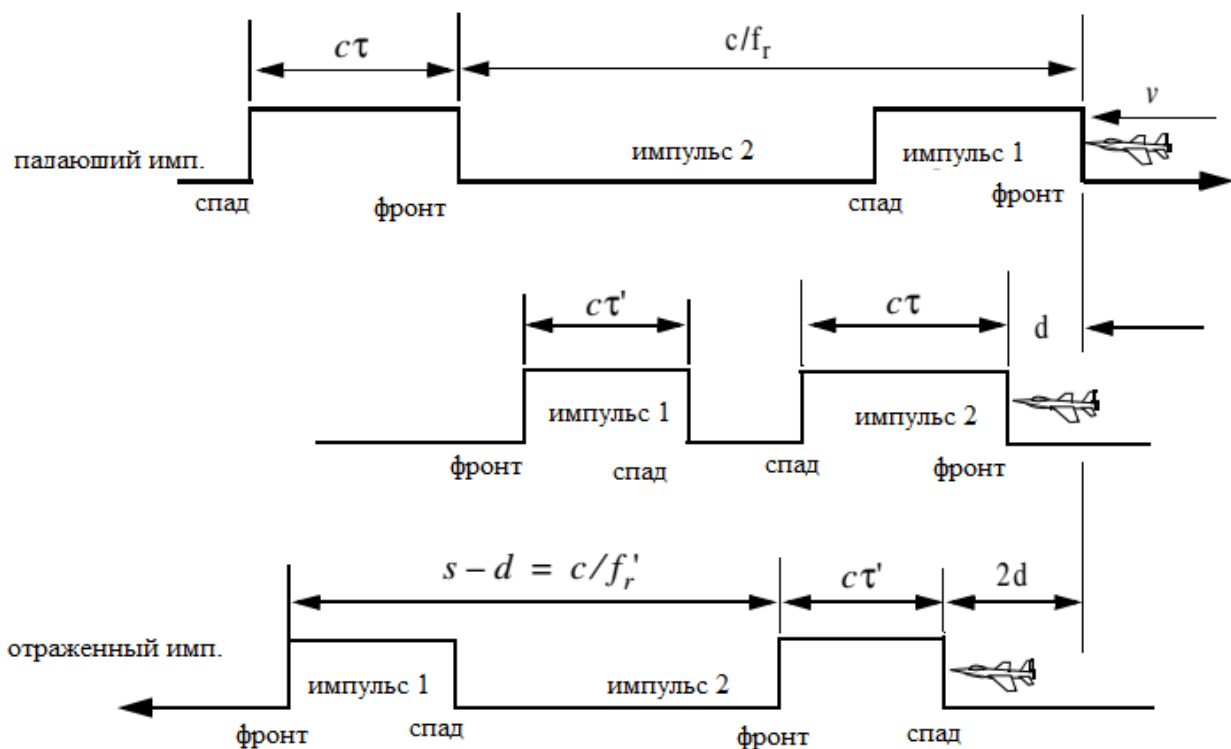


Рис. 12. Влияние движение цели на импульсы РЛС

$$\frac{c}{f_r} - d = c\Delta t$$

решая для Δt , получим

$$\Delta t = \frac{c/f_r}{c + v}$$

$$d = \frac{cv/f_r}{c + v}$$

Теперь расстояние между импульсами становится $s-d$ и получим новую частоту следования импульсов f_r' , где

$$s - d = \frac{c}{f_r'} = c\Delta t - \frac{cv/f_r}{c + v}$$

Следует, что новая частота следования импульсов зависит от изначальной

$$f_r' = \frac{c + v}{c - v} f_r$$

Однако, т.е. число циклов остается неизменным, частота отраженного сигнала увеличится во столько же раз. Обозначая новую частоту как f_0' , следует

$$f_0' = \frac{c + v}{c - v} f_0$$

где f_0 – несущая частота падающего сигнала. Частота Доплера f_d тогда определяется как разность $f_0' - f_0$ или

$$f_d = f_0' - f_0 = \frac{c + v}{c - v} f_0 - f_0 = \frac{2v}{c - v} f_0$$

однако т.к. $v \ll c$ и $c = \lambda f_0$ тогда

$$f_d \approx \frac{2v}{c} f_0 = \frac{2v}{\lambda}$$

Последнее выражение показывает, что сдвиг частоты пропорционален скорости цели и таким образом, можно получить f_d и наоборот.

Более общее выражение для f_d которое учитывает угол между РЛС и целью

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} \cos\theta$$

и для удаляющейся цели

$$f_d = \frac{-2v}{\lambda} \cos\theta$$

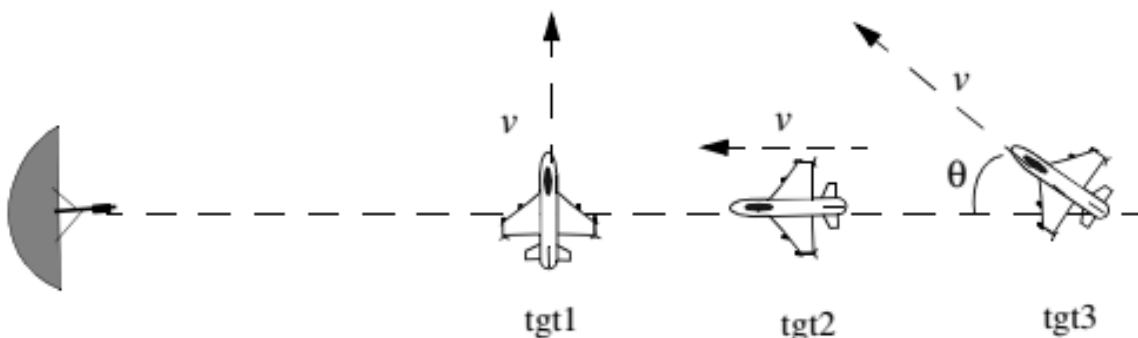
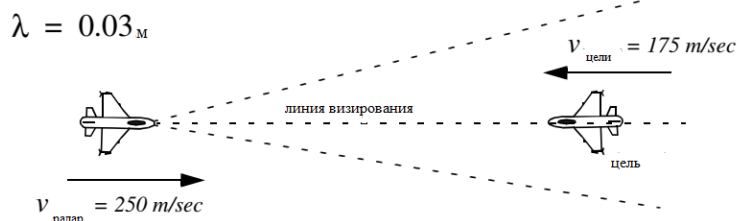


Рис. 13. Цель 1 даёт нулевую частоту Доплера, цель – максимальную, цель 3 – среднюю

Пример 3: Вычислить частоту Доплера для следующей ситуации



Решение: Относительная радиальная скорость между РЛС и целью $v_{\text{радар}} + v_{\text{цели}}$. Тогда

$$f_d = 2 \frac{(250 + 175)}{0.03} = 28.3 \text{ кГц}$$

И если цель приближается, тогда частота Доплера

$$f_d = 2 \frac{(250 - 175)}{0.03} = 5 \text{ кГц}$$

Тема 4. Когерентные РЛС

Радар называется когерентным, если фаза любых двух переданных импульсов равна согласованный, т.е. существует непрерывность в фазе сигнала от одного импульса до следом идущего, как показано на рисунке 14а. Можно видеть согласованность, как способность радара для сохранения целого кратного длин волн между эквифазным волновым фронтом от конца одного импульса до эквифазного волнового фронта в начале следующий импульс, как показано на рис. 14б. Когерентность может быть достигнута путем используя стабильного генератора. Радиолокатор считается когерентным-приемным или квазикогерентным, если он сохраняет в своей памяти запись фаз всех передаваемых импульсов. В этом случае ссылка на фазу приемника обычно равна фазы последнего прошедшего импульса.

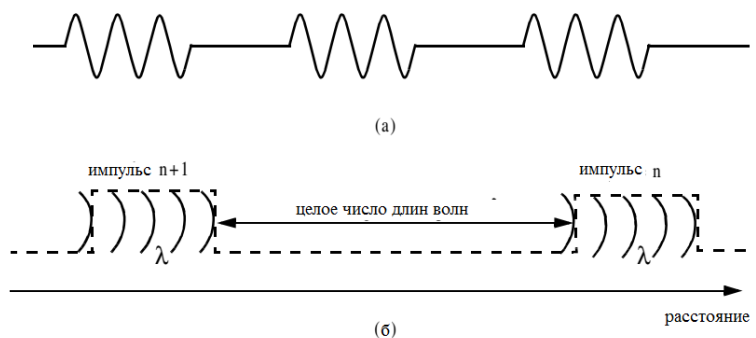


Рис. 14

Тема 5. Уравнение радиолокации

Рассмотрим радар со всенаправленной антенной (излучающей энергию одинаково во всех направлениях). Поскольку эти виды антенн имеют сферическую диаграмму направленности излучения, мы можем определить пиковую плотность мощности (мощность на единицу площади) на любой точке в пространстве на расстоянии R от РЛС как

$$P_D = \frac{P_t}{4\pi R^2}$$

где P_t – пиковая излучаемая мощность и $4\pi R^2$ – площадь сферы радиуса R . РЛС использует направленные антенны для того, чтобы увеличить плотность мощности в определенном направлении. Направленные антенны обычно характеризуются коэффициентом усиления G и эффективной апертурой A_e , и они связаны между собой

$$A_e = \frac{G\lambda^2}{4\pi}$$

где λ – длина волны.

Плотность мощности на расстоянии R от РЛС с направленной антенной с усилением G задается выражением

$$P_D = \frac{P_t G}{4\pi R^2}$$

Когда радар излучает энергию, падающую на какой-либо предмет, наведенные поверхностные токи на этом объекте излучают электромагнитную энергию во всех направлениях. Величина этой энергии пропорциональна размерам, ориентации в пространстве, форме и материалу изготовления предмета, которые все связаны в параметре называемом площадью рассеивания σ (измеряется в m^2).

Площадь рассеивания определяется как отношение мощности, отраженной обратно к РЛС к мощности, попавшей на объект

$$\sigma = \frac{P_r}{P_D}$$

где P_r – мощность, отраженная от цели. Тогда, полная мощность, достигшая процессора радара через антенну и др. элементы:

$$P_{Dr} = \frac{P_t G \sigma}{(4\pi R^2)^2} A_e$$

подставляя в последнее выражение A_e , получим

$$P_{Dr} = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4}$$

Обозначим через S_{min} минимально детектируемую мощность сигнала, и тогда максимальная дальность действия радар

$$R_{max} = \left(\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{min}} \right)^{1/4}$$

Из последнего выражения видно, что для увеличения дальности действия в 2 раза, необходимо увеличить пиковую мощность P_t в 16 раз или эффективную апертуру в 4 раза.

В практических ситуациях возвращенные сигналы, получаемые радиолокатором, будут искажены шумом, который вводит нежелательные напряжения на всех частотах радиолокатора. Шум является случайным по своей природе и может быть описан его спектральной плотностью мощности (PSD). Мощность шума зависит от полосы пропускания радиолокатора. Точнее

$$N = \text{Noise PSD} \times B$$

Мощность входного шума для антенны без потерь равна

$$N_i = kT_e B$$

где $k = 1.38 \times 10^{-23}$ - постоянная Больцмана, T_e – эффективная температура в К. Всегда желательно что минимальный детектируемый сигнал (S_{min}) будет больше, чем мощность шума. Точность приемника радиолокатора обычно описывается т.н. коэффициентом шума, который определяется как

$$F = \frac{(SNR)_i}{(SNR)_o} = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o}$$

где SNR_i и SNR_o – соответственно отношения сигнал-шум на входе и выходе приемника. S_i – входная мощность сигнала, N_i – входная мощность шума, S_o и N_o – соответственно выходные мощности сигнала и шума. Тогда

$$S_i = kT_e B F (SNR)_o$$

Тогда минимально детектируемая мощность сигнала

$$S_{min} = kT_e B F (SNR)_{o_{min}}$$

Порог детектирования РЛС устанавливается к минимальному выходному ОСШ, $(SNR)_{o_{min}}$. Тогда

$$R_{max} = \left(\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 kT_e B F (SNR)_{o_{min}}} \right)^{1/4}$$

Пример 4: Пусть имеется РЛС со следующими параметрами: пиковая мощность $P_t=1.5\text{МВт}$, рабочая частота $f_0=5.6\text{МГц}$, коэффициент усиления

антенны $G=45\text{дБ}$, эффективная температура $T_e=290\text{К}$, длительность импульса $\tau=0,2\text{мкс}$. Порог радар $(\text{SNR})_{\min}=20\text{дБ}$. Пусть площадь рассеивания $\sigma=0,1\text{м}^2$. Вычислить максимальную дальность действия РЛС.

Решение: Ширина частотного диапазона

$$B = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{0,2 * 10^{-6}} = 5\text{МГц}$$

длина волны

$$\lambda = \frac{c}{f_0} = \frac{3 * 10^8}{5,6 * 10^9} = 0,054\text{м}$$

Тогда

$$(R^4)_{\text{дБ}} = (P_t + G^2 + \lambda^2 + \sigma - (4\pi)^3 - kT_e B - F - (\text{SNR})_{\min})_{\text{дБ}}$$

где вычисления в дБ осуществляются для каждого параметра.

P_t	λ^2	G^2	$kT_e B$	$(4\pi)^3$	F	$(\text{SNR})_{\min}$	σ
61.761	-25.421	90дБ	-136.987	32.976	3дБ	20дБ	-10

Тогда

$$R^4 = 61,761 + 90 - 25,352 - 10 - 32,976 + 136,987 - 3 - 20 = 197,42\text{дБ}$$

$$R^4 = 10^{\frac{197,42}{10}} = 55 * 10^{18}\text{м}^4$$

$$R = \sqrt[4]{55,208 * 10^{18}} = 86,199\text{Км}$$

Тема 6. Прохождение сигнала через канал

1. Гауссовский канал – канал, в котором помеха имеет вид аддитивного нормального белого шума, а искажения полезного сигнала несущественны, так как могут быть скомпенсированы. Компенсация искажений возможна, если на приемной стороне дополнительные параметры полностью известны или могут быть измерены достаточно точно (т.е. известна или доступна для измерения импульсная характеристика канала h_c). Поэтому можно считать, что $S_p(t, \lambda_0) = S_p(t, \lambda)$, а выходной сигнал гауссовского канала:

$$Y_p(t) = S_p(t, \lambda_0) + n(t)$$

2. Гауссовский канал с неизвестной фазой сигнала определяется параметрами Ω , τ_s , $\alpha(t) = \alpha$, которые постоянны и известны. Начальная фаза неизвестна и обычно считается равномерно распределенной в интервале $[0, 2\pi)$. Такой сигнал хорошо описывает процессы в линии связи на расстоянии прямой видимости.

3. Канал с амплитудными замираниями является дальнейшим усложнением канала с неизвестной фазой в предположении, что $\alpha(t)$ – случайная функция времени. Его выходной полезный сигнал имеет вид

$$S_P(t, \lambda) = \alpha(t)g(t - \tau_3)\cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi(t) - \theta] \quad (1)$$

Случайная функция $\alpha(t)$ перемножается с сигналом и поэтому называется мультипликативной помехой. Мультипликативную помеху можно рассматривать как функцию, модулирующую амплитуду полезного сигнала. Модуляция приводит к расширению спектра принятого сигнала относительно спектра излученного сигнала. Вследствие этого модель канала (1) называют также каналом с рассеянием энергии по частоте.

Для задания канала с замираниями требуется описать мультипликативную помеху $\alpha(t)$. Считается достаточным, если указывается одномерная плотность вероятности $W(\alpha)$ и время корреляции τ_k . Если $W(\alpha)$ описывается рэлеевским законом распределения, то канал называется рэлеевским или каналом с рэлеевскими замираниями.

По времени корреляции мультипликативные помехи разделяются на медленные и быстрые. О медленных замираниях говорят в случае, если время корреляции процесса $\alpha(t)$ значительно превышает интервал наблюдения сигнала. Соответственно, быстрые замирания характеризуются временем корреляции меньшим, чем интервал наблюдения сигнала.

Причинами медленных замираний являются изменения свойств среды распространения радиоволн в зависимости от метеоусловий, времени суток, года, от солнечной активности и т.п. Причиной быстрых замираний может быть, например, наличие в канале нескольких путей распространения радиоволн.

Непрерывный канал считается заданным, если указаны мощность сигналов, полоса частот, дано описание моделей помех и искажений сигналов.

МОДУЛЬ 2

Тема 7. Определение эффективной площади рассеяния

Электромагнитные волны с любой заданной поляризацией обычно испытывают дифракцию или отражаются во всех направлениях при падении на мишень. Эти рассеянные волны разделяются на две части. Первая часть состоит из волн, которые имеют ту же поляризацию, что и приемная антенна. Другая часть рассеянных волн будут иметь отличную поляризацию, к которой приемная антенна не соответствует. Эти два типа поляризации ортогональны и называются главной поляризацией (РР) и ортогональной поляризацией (ОП), соответственно. Интенсивность излучения обратного рассеивания, которая имеет ту же поляризацию как приемная антенна радара, используется для определения эффективной площади рассеяния (ЭПР) цели. Когда цель подсвечивается радиочастотной энергией, она действует как антенна и будет иметь ближние и дальние поля. Волны, отраженные и измеренные в ближнем поле, в общем являются сферическими. Наоборот, в дальнем поле волновые фронты можно представить как сумма плоских волн.

Предположим, что плотность мощность падающей волны на цель на расстоянии R от РЛС обозначается как P_{Di} . Величина отраженной от цели мощности волны тогда

$$P_r = \sigma P_{Di}$$

где σ обозначает площадь рассеивания цели. Пусть P_{Dr} – плотность мощности, рассеиваемых волн на приемной антенне:

$$P_{Dr} = P_r / (4\pi R^2)$$

Тогда

$$\sigma = 4\pi R^2 \left(\frac{P_{Dr}}{P_{Di}} \right)$$

Количество волн обратного рассеяния от мишени пропорционально отношению длины (размера) цели к длине волны λ падающих волн. Фактически, радар не сможет обнаруживать цели, намного меньшие, чем его рабочая длина волны. Например, если метеорологические радары используют частоту L-диапазона, капли дождя становятся почти невидимыми для радара, поскольку они намного меньше длины волны. Измерения ЭПР в области частот, где размеры цели и длина волны сравнимы, называются областью Рэля. Наоборот, область частот, где размеры цели намного больше, чем рабочая длина волны радиолокатора, называется оптической областью. На практике большинство применений радиолокаторов попадают в оптическую область.

Тема 8. Методы предсказания ЭПР

Прежде чем представить различные методы расчета ЭПР, важно понять значение предсказания ЭПР. Большинство радиолокационных систем используют ЭПР как средство разделения целей. Поэтому точное прогнозирование ЭПР цели имеет решающее значение для проектирования и разработки надежных алгоритмов дискриминации. Кроме того, измерение и идентификация рассеивающих центров (источников) для данной цели помогает в разработке методов сокращения ЭПР. Еще одной причиной меньшей значимости является то, что расчеты ЭПР требуют обширных технических знаний, поэтому многие ученые находят предмет сложным и интеллектуально мотивирующим. Доступны две категории методов прогнозирования ЭПР: точные и приближительные.

Точные методы предсказания ЭПР очень сложны даже для простых форм объектов. Это связано с тем, что они требуют решения дифференциальных или интегральных уравнений, описывающих рассеянные волны от объекта при надлежащем множестве граничных условий. Такие граничные условия определяются уравнениями Максвелла. Даже когда точные решения достижимы, их часто трудно интерпретировать и программировать с использованием компьютеров.

Из-за трудностей, связанных с точным предсказанием ЭПР, приближительные методы становятся доступной альтернативой. Большинство приближенных методов действительно в оптической области, и каждый из них имеет свои сильные стороны и ограничения. Наиболее приближительные методы могут предсказать ЭПР в пределах нескольких дБ от истинных величин. В общем, такая вариация вполне приемлема для инженеров радаров и проектировщиков. Приближительные методы обычно являются основным источником для прогнозирования ЭПР сложных и протяженных целей, таких как самолеты, корабли и ракеты. Когда имеются экспериментальные результаты, их можно использовать для проверки приближений.

Некоторые из наиболее часто используемых аппроксимационных методов: геометрическая оптика (GO), физическая оптика (PO), геометрическая теория дифракции (GTD), физическая теория дифракции (PTD), и метод эквивалентных токов (MEC). Интересующиеся читатели могут обратиться к работам Кнотта и Рука для более детального изучения аппроксимационных методов.

Тема 9. Зависимость от поляризации и угла ракурса

ЭПР колеблется в зависимости от угла падения волны и частоты РЛС. Для иллюстрации рассмотрены изотропные точечные рассеиватели. Изотропный рассеиватель – это тот, который рассеивает падающие волны одинаково во всех направлениях. Рассмотрим геометрию, показанную на рис. 15. В этом случае два единичных (1м^2) изотропных рассеивателя выравниваются и помещаются вдоль лучевой линии обзора (нулевой угол обзора) в дальней зоне на расстоянии R . Расстояние между двумя рассеивателями составляет 1 метр. Затем угол ракурса радара изменяется от нуля до 180° , и вычисляется составной ЭПР двух рассеивателей, измеренных радаром.

Этот составной ЭПР состоит из наложения двух отдельных ЭПР. При нулевом угле ракурса, составной ЭПР равен 2м^2 . Принимая рассеиватель-1 в качестве опорной фазы, когда угол ракурса изменяется, составной ЭПР модифицируется фазами, что соответствует электрическому интервалу между этими двумя рассеивателями. Например, при угле обзора 10° , электрическое расстояние между двумя рассеивателями равно

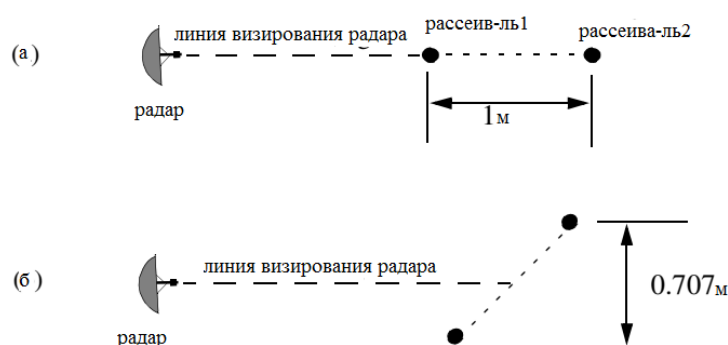


Рис. 15. Зависимость площади рассеивания от угла. а) нулевой угол, нулевое разнесение, б) 45° угол, 1.414λ разнесение

$$\text{разнесение} = \frac{2 * (1,0 * \cos 10)}{\lambda}$$

Рис. 16 показывает площадь рассеивания, соответствующий ситуации на рис. 15. Как показано на рис. 15, площадь рассеивания зависит от угла ракурса радара. Знание о такой конструктивной и деструктивной помехи между рассеивателями может быть критичным, когда радар пытается оценить площадь рассеивания сложных объектов. Это происходит по двум причинам. Во-первых, угол ракурса может непрерывно изменяться. Во-вторых, площадь рассеивания сложных объектов может быть рассмотрена как сумма простых объектов, распределенных по поверхности цели.

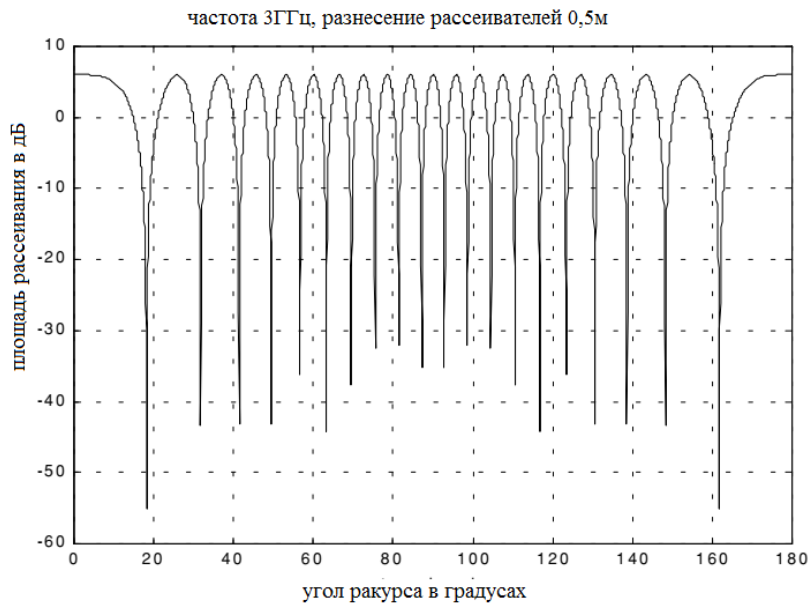


Рис. 16. Иллюстрация зависимости площади рассеивания от угла ракурса

Затем рассмотрим зависимость площади рассеивания от частоты и эксперимент на рис. 17. В этом случае имеются два единичных изотропных излучателя, расположенных на линии визирования радара. Суммарная площадь рассеивания измеряется радаром при изменении несущей частоты сигнала облучения от 8 ГГц до 12,5 ГГц.

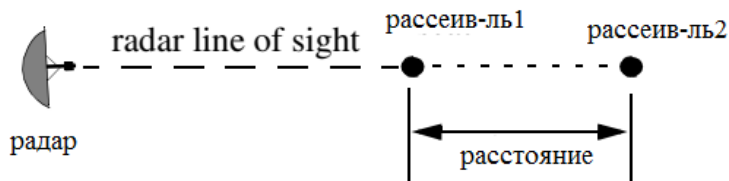


Рис. 17. Эксперимент по оценке зависимости площади рассеивания от частоты для расстояния 0,1 и 0,7 м.

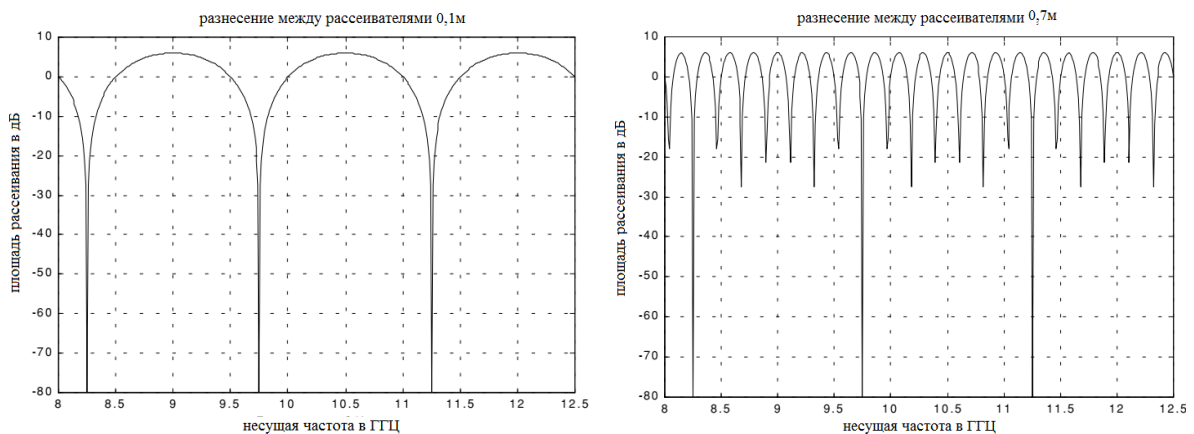


Рис. 18. Иллюстрация зависимости площади рассеивания от частоты

Из рис. 18 видна зависимость площади рассеивания от частоты. Небольшое изменение частоты может вызвать значительное колебание площади рассеивания, когда расстояние между объектами облучения большое. И наоборот, когда объекты облучения близко расположены друг к другу, то

требуется, чтобы изменения частоты были более значительные для получения больших флуктуаций площади рассеивания.

Тема 10. Площадь рассеивания различных объектов

Сфера

Из-за симметрии данного объекта волны, рассеянные от совершенно проводящей сферы, имеют одинаковую поляризацию с падающими волнами. Это означает, что кросс-поляризованные обратные волны практически равны нулю. Нормализованная площадь рассеивания идеальной сферы выражается

$$\frac{\sigma}{\pi r^2} = \left(\frac{j}{kr}\right) \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n (2n+1) \left[\frac{krJ_{n-1}(kr) - nJ_n(kr)}{krH_{n-1}^{(1)}(kr) - nH_n^{(1)}(kr)} - \frac{J_n(kr)}{H_n^{(1)}(kr)} \right]$$

где r – радиус сферы, $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число, J_n – сферическая функция Бесселя первого рода n -го порядка, H_n – функция Ханкеля n -го порядка.

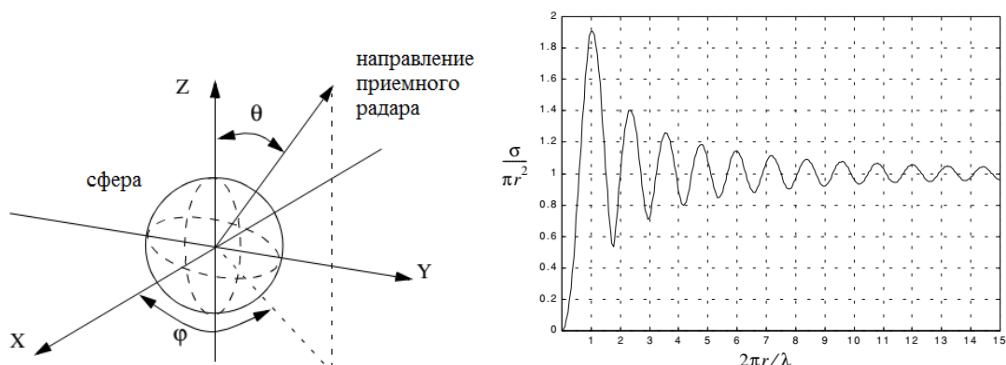


Рис. 19. Нормализованная площадь рассеивания идеальной сферы

Эллипсоид

Формула эллипсоида

$$\left(\frac{x}{a}\right)^2 + \left(\frac{y}{b}\right)^2 + \left(\frac{z}{c}\right)^2 = 1$$

Формула площади рассеивания эллипсоида

$$\sigma = \frac{\pi a^2 b^2 c^2}{(a^2 (\sin\theta)^2 (\cos\varphi)^2 + b^2 (\sin\theta)^2 (\sin\varphi)^2 + c^2 (\cos\theta)^2)^2}$$

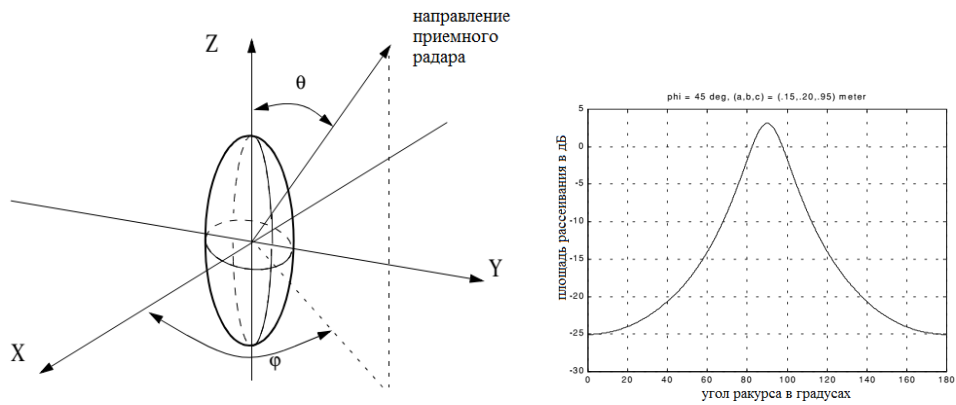


Рис. 20. Нормализованная площадь рассеивания эллипсоида

Плоский круг

Имеется плоский круг радиуса r . Поскольку имеется круговая симметрия, то площадь рассеивания не зависит от ϕ . Площадь рассеивания определяется только углом ракурса.

Если волна перпендикулярна плоскости объекта, то

$$\sigma = \frac{4\pi^3 r^4}{\lambda^2} \quad \theta = 0^\circ$$

Если волна падает под другим углом, то

$$\sigma = \frac{\lambda r}{8\pi \sin\theta (\tan(\theta))^2}$$

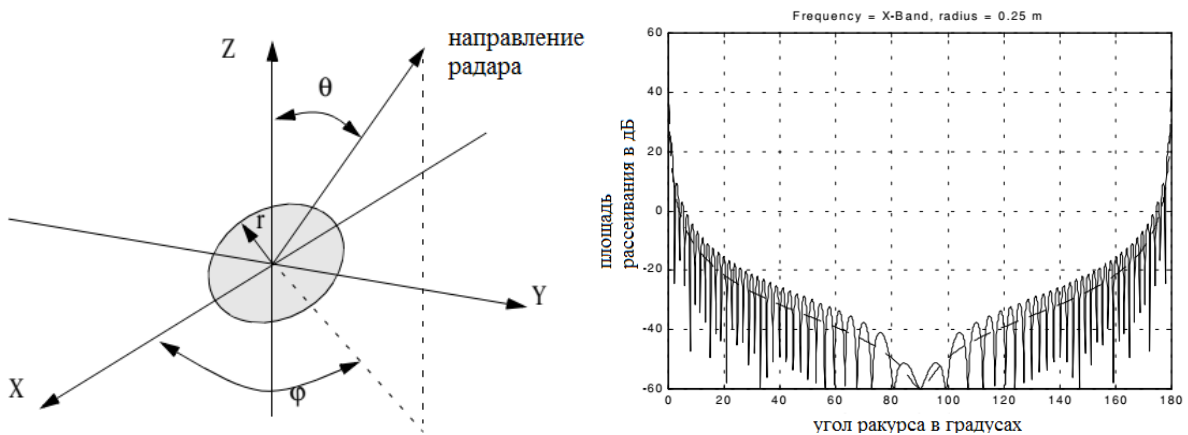


Рис. 21. Нормализованная площадь рассеивания

Цилиндр

$$\sigma = \frac{\lambda r \sin\theta}{8\pi (\cos\theta)^2}$$

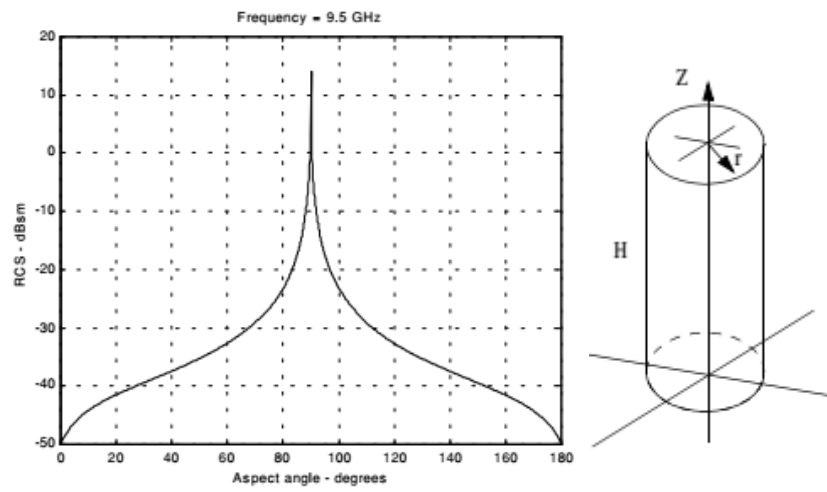


Рис. 22. Нормализованная площадь рассеивания цилиндра радиуса $r=0.125\text{м}$ и высотой $H=1\text{м}$

МОДУЛЬ 3

Тема 11. Детектирование в присутствии шума

Для характеристики обработки радиолокационной информации (РЛИ) вводят понятие трех этапов обработки.

Этап первичной обработки включает операции обнаружения и измерения (оценки) параметров сигналов. Первичная обработка проводится непосредственно на РЛС или на одной из позиций многопозиционной РЛС. Совокупность оценок параметров сигналов образует радиолокационную отметку от цели.

Вторичная обработка производится по совокупности радиолокационных отметок и обеспечивает формирование траекторной информации.

Третичная обработка состоит в объединении и отождествлении информации отдельных РЛС, входящих в радиолокационную систему, или информации отдельных радиолокационных систем.

В соответствии с выполняемыми функциями различают радиолокаторы обнаружения целей, точного измерения координат и параметров движения целей, распознавания и т. д. Если радиолокаторы обнаружения обычно являются многоцелевыми, то радиолокаторы точного измерения координат и параметров могут быть одноцелевыми или рассчитанными на малое число целей. Радиолокаторы, обеспечивающие выполнение ряда функций (обнаружения, распознавания, точного измерения координат и параметров движения целей), называют многофункциональными радиолокаторами.

По мере развития радиолокационной техники расширяется многообразие известных типов радиолокационных устройств. Современные радиолокаторы дальнего обнаружения космических объектов могут представлять собой гигантское сооружение с размерами антенн порядка десятков и сотен метров, со значениями средней мощности излучаемых колебаний порядка сотен и даже тысяч киловатт. Наряду с этим широко используются значительно меньшие по размеру подвижные наземные радиолокаторы обнаружения аэродинамических объектов, радиолокаторы наведения и т. д. Широкое применение находят бортовые радиолокационные устройства обнаружения и наведения, обзора и картографирования земной поверхности, определения путевой скорости и измерения угла сноса.

Таким образом, для решения задач радиолокации, основными из которых являются задачи обнаружения, измерения координат, разрешения и распознавания, создаются как отдельные РЛС, так и их системы, реализующие методы активной и пассивной радиолокации. Этапы обработки РЛИ в них традиционно делят на этапы первичной, вторичной и третичной

Под радиолокационным зондирующим сигналом (ЗС) понимают радиоволну, излученную передающей антенной РЛС в пространство. В активной радиолокации с пассивным ответом ЗС обеспечивают появление отраженных

от целей сигналов. В качестве ЗС в основном используются сверхвысокочастотные (СВЧ) колебания ($3 \cdot 10^8 \div 3 \cdot 10^{12}$ Гц). В общем случае ЗС может быть представлен в виде

$$x(t) = X(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t) + \varphi_0),$$

где $X(t)$, $\varphi(t)$ – законы амплитудной и фазовой модуляции;

Все радиолокационные ЗС можно разделить на *импульсные и непрерывные*. Импульсные ЗС могут быть *одиночными* или в виде *последовательности (пачки)* радиоимпульсов.

Импульсные ЗС делятся на радиоимпульсы без внутриимпульсной модуляции и радиоимпульсы с внутриимпульсной модуляцией (частотной или фазовой). Первые из указанных ЗС относят к простым сигналам, а вторые – к сложным, или энергоемким широкополосным сигналам (ШПС).

Простые сигналы имеют произведение ширины спектра Δf_c на длительность τ_n , называемое базой, порядка 1, т. е. $n = \Delta f_c \cdot \tau_n \approx 1$, а сложные сигналы за счет внутриимпульсной модуляции и независимого выбора длительности сигнала могут иметь базу $n = \Delta f_c \cdot \tau_n \gg 1$. Ввиду важности широкополосных сигналов рассмотрим их отдельно, а здесь приведем модели простых ЗС, наибольшее распространение среди которых в радиолокации нашли простые радиоимпульсы и пачки радиоимпульсов.

Простые радиоимпульсы представляют СВЧ-колебания, промодулированные только по амплитуде. Наиболее широко используются прямоугольные и гауссовы радиоимпульсы. Математически они записываются таким образом:

$$x(t) = X(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

где

$$X(t) = \begin{cases} X_0, & |t| \leq \tau_n/2 \\ 0, & |t| > \tau_n/2 \end{cases} \quad \text{– для прямоугольного}$$

$$\text{и } X(t) = X_0 e^{-\pi \left(\frac{t}{\tau_n}\right)^2} \quad \text{– для гауссовых радиоимпульсов.}$$

Графически законы модуляции и сами радиоимпульсы представлены на рис. 23.

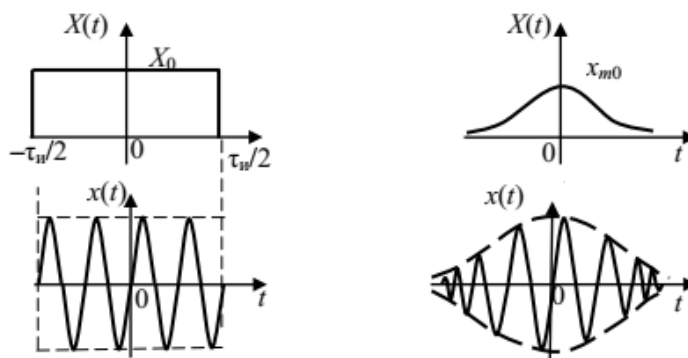


Рис. 23. Законы модуляции и вид прямоугольного и гауссова радиоимпульсов

В РЛС широко применяются ЗС в виде *пачки радиоимпульсов*:

$$x(t) = \sum_{k=1}^M X_k [t - (k-1)T] \cos \{ 2\pi f_0 t + \varphi_k [\cdot] \varphi_{0k} \},$$

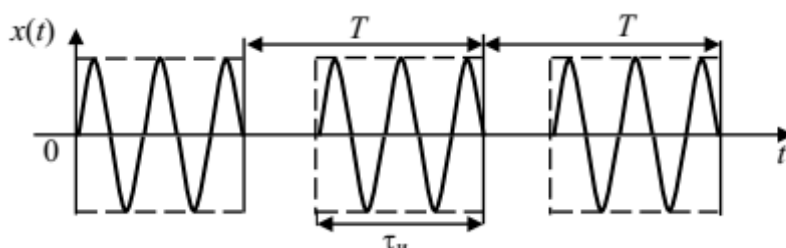


Рис. 24. Последовательность прямоугольных радиоимпульсов

Автокорреляционная функция (АКФ).

АКФ характеризует взаимосвязь между двумя значениями ЗС, разнесенными по времени на интервал τ . Она определяется выражением

$$r_x(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{x}(t) \dot{x}^*(t - \tau) dt.$$

АКФ сигнала имеет важное значение для определения возможности и качества разрешения (разделения) отраженных сигналов от целей, например, находящихся на близком расстоянии друг от друга по дальности, т. е. для разрешения сигналов по времени.

В качестве примера определим АКФ прямоугольного радиоимпульса при $\varphi_0 = 0$:

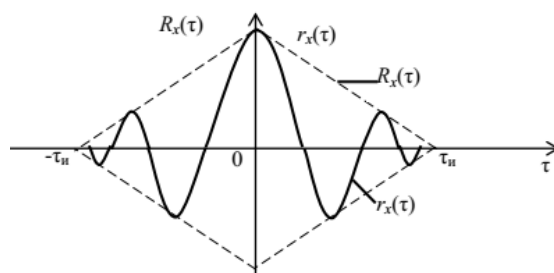


Рис. 25. АКФ прямоугольного радиоимпульса

Тема 12. Согласованная фильтрация

На основе коррелятора

В соответствии с алгоритмом оптимального обнаружения сигнала с полностью известными параметрами α (здесь α – полезные параметры сигнала), $x(t, \alpha)$ должен быть вычислен корреляционный интеграл $z[y(t)]$ и сравнен с порогом z_0 . Структурная схема простейшего корреляционного обнаружителя, реализующего указанный алгоритм, приведена на рис. 26.

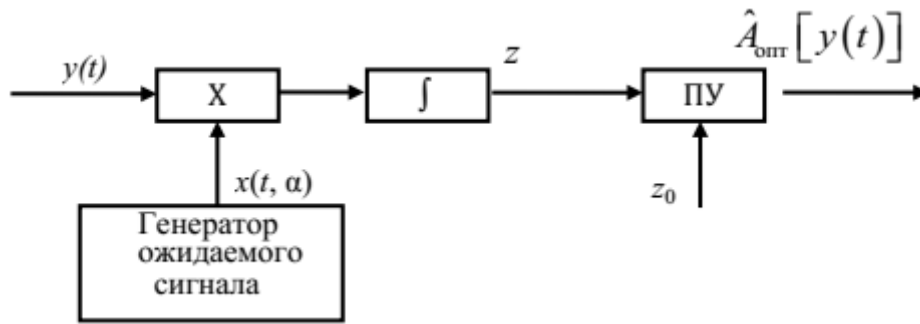


Рис. 26. Корреляционный обнаружитель

На умножитель в качестве опорного подается напряжение $x(t, \alpha)$, соответствующее ожидаемому полезному сигналу.

Непосредственное интегрирование произведения $x(t, \alpha)y(t)$ дает корреляционный интеграл, который сравнивается с порогом z_0 в пороговом устройстве. Уровень порога подбирается так, чтобы вероятность F ложного превышения порога была не больше допустимой.

Рассмотрим физические процессы, происходящие в корреляционном обнаружителе. Для этого воспользуемся рисунками, иллюстрирующими корреляционную обработку для двух случаев: приема только помехи $y(t) = n(t)$ и смеси сигнала с помехой $y(t) = x(t, \alpha) + n(t)$.

На рис. 27 отражены результаты перемножения функций $y(t)$, $x(t)$ и интегрирования за время существования опорного сигнала (для различных реализаций $y(t)$). Считается, что помеха имеет полосу, существенно большую, чем сигнал.

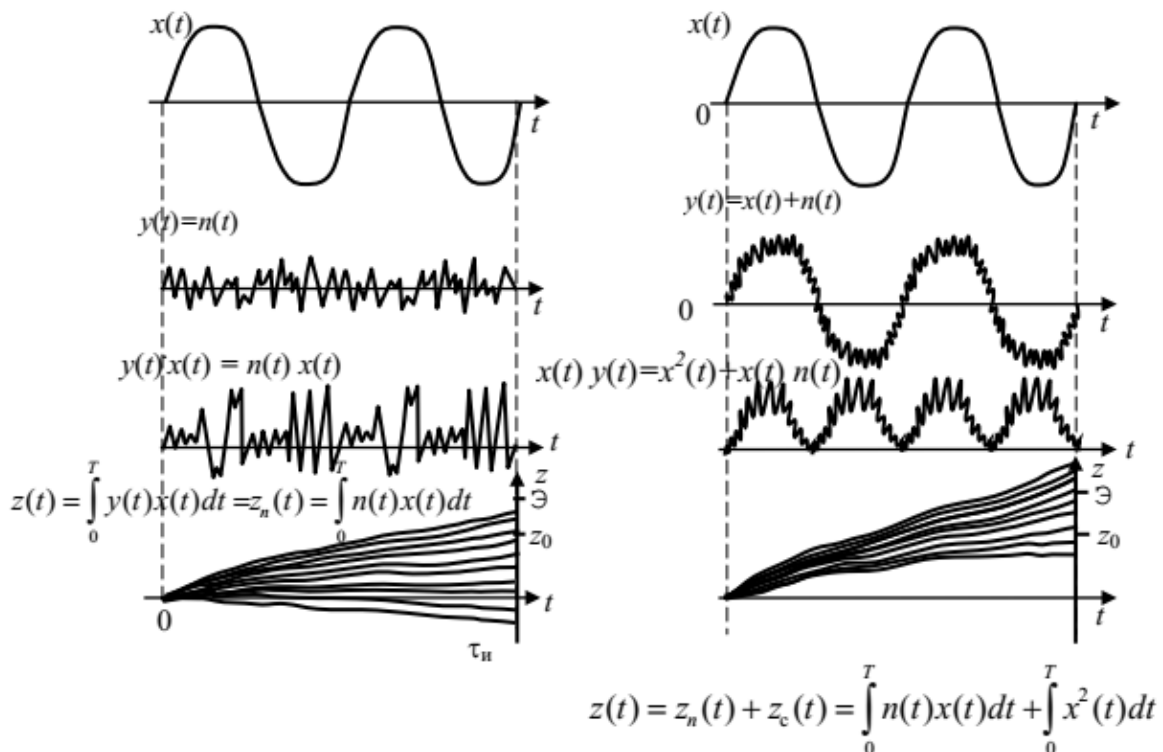


Рис. 27. Эпюры, поясняющие принцип работы корреляционного обнаружителя

При отсутствии сигнала произведение $x(t)y(t)$ соответствует знакопеременным колебаниям помехи, которые промодулированы опорным колебанием $x(t)$. При наличии сигнала наряду с шумовой составляющей $x(t)n(t)$ будет сигнальная составляющая $x_2(t)$, которая при интегрировании существенно увеличивает значение корреляционного интеграла z . Корреляционная обработка выявляет поэтому сходство (корреляцию) принимаемых колебаний с ожидаемыми.

На выходе корреляционной обработки радиосигнал превращается в видеосигнал. Его амплитуда и полярность зависят от сдвига фаз φ между сигналом и опорным напряжением. В случае подачи на вход коррелятора прямоугольного радиоимпульса длительность t_i сигнал на его выходе при $\varphi = 0$ нарастает в зависимости от текущего времени t по линейному закону. После окончания сигнала интегратор на своем выходе может неограниченно долго сохранять накопленный сигнал.

На практике корреляционная обработка принимаемых колебаний производится на промежуточной частоте. С этой целью в схеме рис. 26 принимаемое колебание частоты f_0 предварительно преобразуется с помощью колебаний гетеродина частоты f_1 в колебания промежуточной частоты f_2 . Соответственно опорное напряжение $x(t, \alpha)$ также формируется на промежуточной частоте. Операция умножения выполняется обычно с помощью фазового детектора.

Таким образом, простейший корреляционный обнаружитель должен содержать перемножитель, интегратор и пороговое устройство. К опорному колебанию обнаружителя предъявляются жесткие требования, в частности, оно должно: иметь тот же закон модуляции, что и в отраженном сигнале; иметь задержку во времени, равную времени запаздывания t_3 отраженного сигнала; быть смещено по частоте на величину, равную доплеровской добавке частоты F_d .

На основе согласованного фильтра

Основной операцией при оптимальном обнаружении является вычисление корреляционного интеграла $z[y(t)]$. Однако значение корреляционного интеграла, например, независимо от времени запаздывания t_3 сигнала, позволяет вычислить и одноканальные устройства – фильтры. Покажем это. Пусть ожидаемое время запаздывания полезного сигнала $\alpha = t_3$. Тогда он может быть представлен в виде

$$x(t, \alpha) = x(t - t_3),$$

а корреляционный интеграл

$$z(t_3) = z[y(t)/t_3] = \int_{-\infty}^{\infty} x(t - t_3)y(t) dt.$$

Из выражения видно, что корреляционный интеграл можно рассматривать как интеграл наложения или свертки, определяющий напряжение на выходе линейного фильтра с некоторой импульсной характеристикой. Остается лишь определить такую импульсную характеристику, которая обеспечит изменение выходного напряжения фильтра $W(t)$ в зависимости от времени так же, как и корреляционный интеграл (рис. 27).

Пусть $k(t)$ – импульсная характеристика фильтра. Величина $k(t)$ представляет отклик на дельтаобразное воздействие $\delta(t)$ в момент времени $t = 0$. Входной сигнал $y(s)$ вызывает следующую реакцию фильтра:

$$W(t) = \int_{-\infty}^{\infty} k(t-s)y(s)ds.$$

Результаты $W(t)$ воздействия $y(t)$ на линейный фильтр сводится к наложению откликов $k(t-s)$ на непрерывно действующие дельтаобразные воздействия $\delta(t-s)$.

Определим импульсную характеристику фильтра, который может быть использован в качестве устройства, вычисляющего значения корреляционного интеграла для различных запаздываний ожидаемого сигнала t_3 . Приравняем значение выходного напряжения фильтра в произвольный момент времени $t = t_0 + t_3$ к величине корреляционного интеграла

$$W(t_0 + t_3) = cz(t_3),$$

где c – постоянный множитель; t_0 – временная задержка фильтра. В результате получим

$$\int_{-\infty}^{\infty} k(t_0 + t_3 - s)y(s)ds = \int_{-\infty}^{\infty} x(s - t_3)y(s)ds.$$

Равенство (4.7) выполняется, если

$$k(t_0 + t_3 - s) = cx(s - t_3).$$

Обозначая $t_0 + t_3 - s = t$ и вычисля отсюда $s - t_3 = t_0 - t$, приходим к выражению импульсной характеристики фильтра:

$$k_{\text{согл}}(t) = cx(t_0 - t).$$

Следовательно, оптимизация возможна только при согласованном с ожидаемым сигналом выборе импульсной характеристике фильтра. Такие фильтры называются согласованными. Таким образом, импульсная характеристика согласованного фильтра является зеркальным отображением ожидаемого сигнала $x(t)$ (рис. 28).

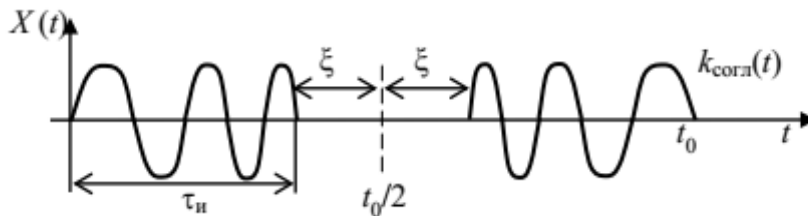


Рис. 28. Ожидаемый сигнал и его импульсная характеристика

Таким образом, частотная характеристика согласованного фильтра равна произведению комплексно-сопряженного значения спектральной плотности напряжения сигнала и множителя запаздывания сигнала при прохождении его через фильтр. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) согласованного фильтра $|k_{\text{сogл}}(f)| = c|g(f)|$ пропорциональна амплитудно-частотная спектр (АЧС) ожидаемого сигнала и в общем случае неравномерна. Согласованный фильтр искажает сигнал, обеспечивая наилучшее воспроизведение его пика на фоне помех, лучше воспроизводит наиболее интенсивные спектральные составляющие. Вместе со слабыми составляющими сигнала значительно уменьшаются интенсивные составляющие помехи (например, при $N(f) = N_0$ в полосе частот сигнала).

ФЧХ согласованного фильтра в момент времени $t_0 + t_3$ компенсирует взаимные фазовые сдвиги отдельных гармонических составляющих сигнала и обеспечивает их сложение в фазе. Следовательно, напряжение на выходе согласованного фильтра определяется АЧС сигнала и не зависит от ФЧС, так как последний компенсируется ФЧХ фильтра. Поэтому все гармонические составляющие одновременно достигают амплитудных значений в момент времени $t = t_3 + t_0$ и эти значения суммируются.

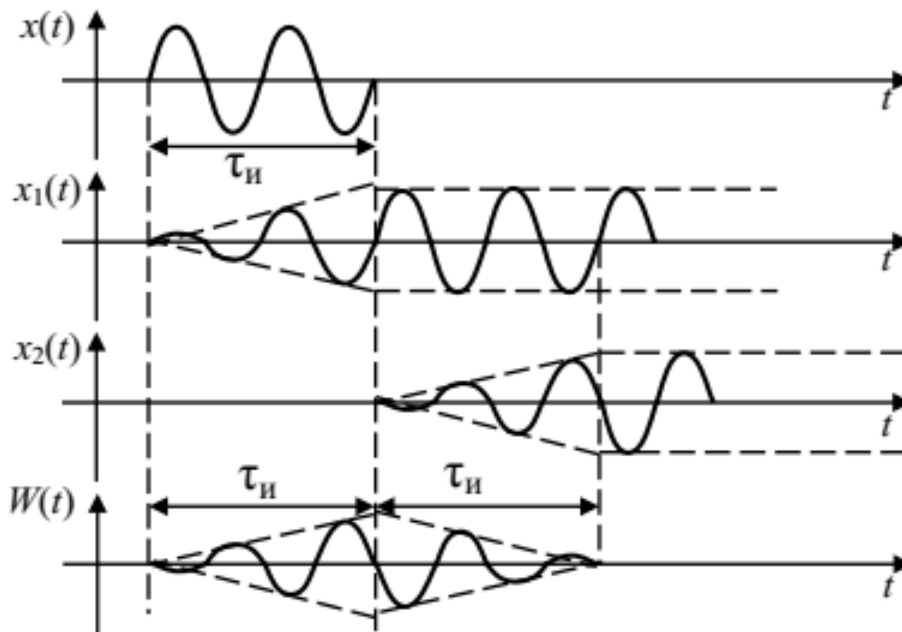


Рис. 29. Процесс формирования сигнала на выходе СФ

Тема 13. Сжатие импульсов

Особенностью сложных сигналов является возможность их «сжатия» по времени в специальных устройствах – фильтрах, согласованных с этими сигналами. В результате этого можно достичь и большой энергии излучения, свойственной длинному зондирующему импульсу, и высокого разрешения целей по дальности, свойственного короткому сжатому сигналу.

В настоящее время в радиолокации широко используются два вида сложных сигналов: линейно-частотно-модулированные (ЛЧМ-сигналы) и фазокодоманипулированные (ФКМ-сигналы).

В таких сигналах частота в пределах длительности импульса (рис. 30) изменяется по определенному закону: линейному (ЛЧМ), параболическому и т. д. Для ЛЧМ-радиоимпульсов закон частотной модуляции описывается выражением

$$f(t) = f_0 + \frac{\Delta f}{\tau_u} \cdot t; \quad t \geq 0, \\ t \leq \tau_u,$$

где Δf – девиация частоты. Ему соответствует квадратичный закон изменения фазы:

$$\varphi(t) = 2\pi f_0 t + bt^2 + \varphi_0,$$

где b – параметр фазовой модуляции; $b = \frac{\pi \nabla f}{\tau_u}$

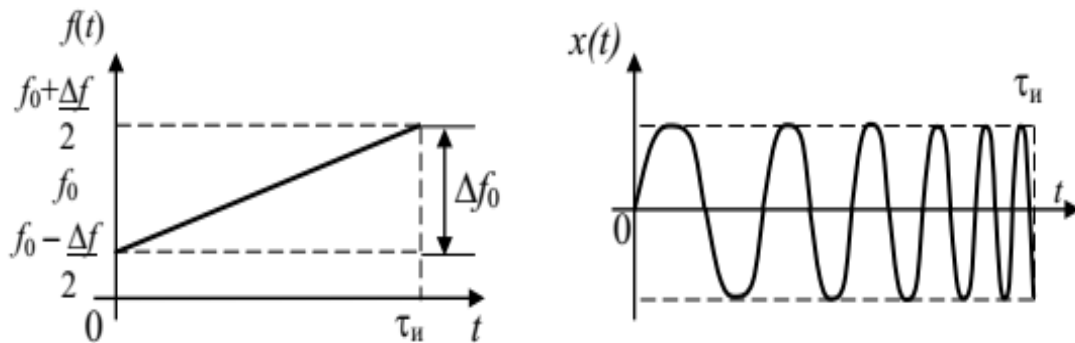


Рис. 30. Прямоугольный ЛЧМ-радиоимпульс

АЧС ЛЧМ-сигнала представлен на рис. 31.

Спектр (а) и автокорреляционная характеристика (б) формируемого ЛЧМ-сигнала при числе формируемых копий в БВОС $K=8$, количестве БВОС $N=12$, и длительности сигнала $\tau_{ЛЧМ}=9.25$ нс

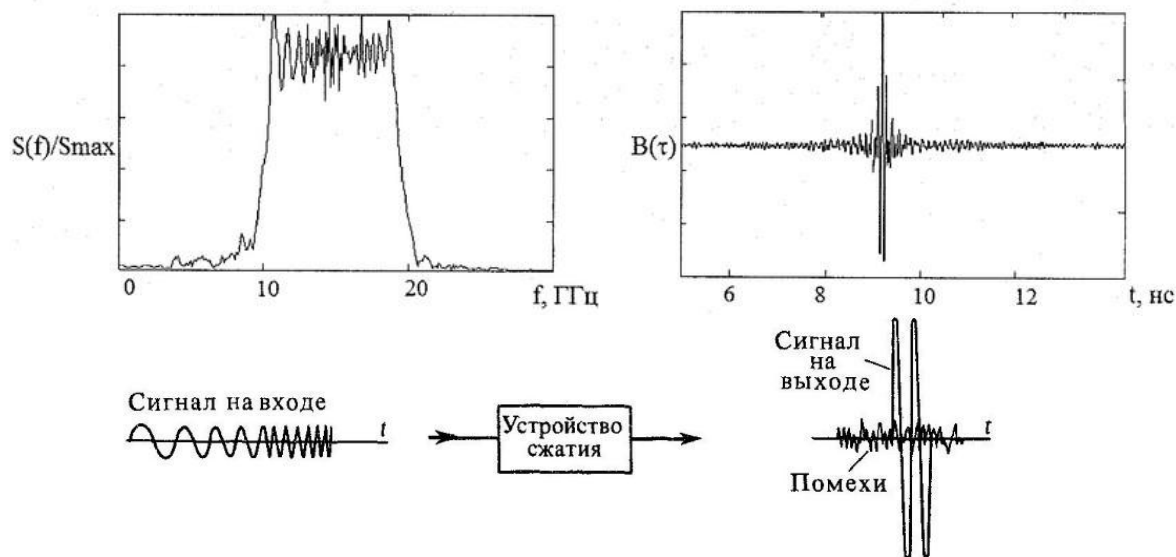


Рис. 31.

ФКМ-радиоимпульсы

ФКМ-радиоимпульс состоит из ряда примыкающих друг к другу прямоугольных парциальных радиоимпульсов, имеющих одинаковую длительность τ_0 и частоту f , а начальные фазы φ изменяются по определенному закону.

Наибольшее распространение получили ФКМ-сигналы, которые составлены на основе двоичных кодов Баркера, М-кодов и т. д. При этом начальные фазы парциальных импульсов выбираются равными 0 или π . Обозначим фазу $\varphi = 0$ знаком «+», а $\varphi = \pi$ знаком «-». Тогда ФКМ-радиоимпульс для семиразрядного кода Баркера будет иметь вид, показанный на рис. 32.

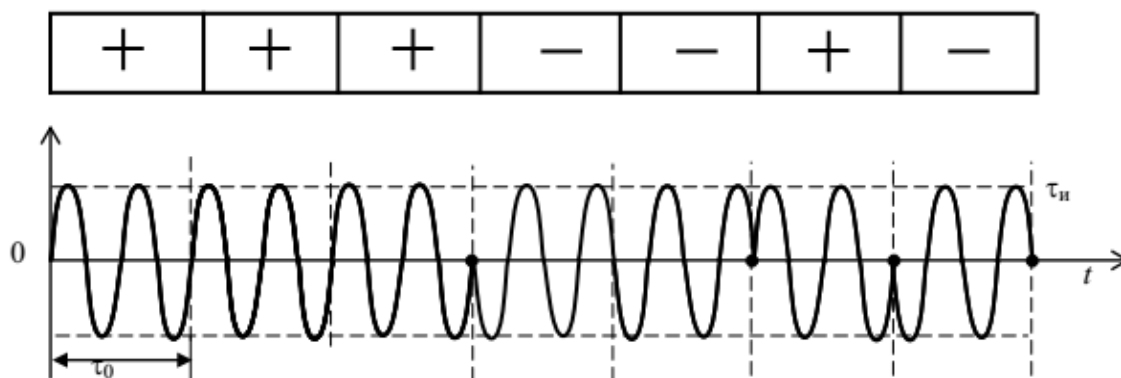


Рис. 32. ФКМ-радиоимпульс для 7-разрядного кода Баркера

Коды Баркера могут иметь 2, 3, 4, 5, 7, 11, 13 дискрет. АЧС ФКМ-сигнала имеет вид, представленный на рис. 33.

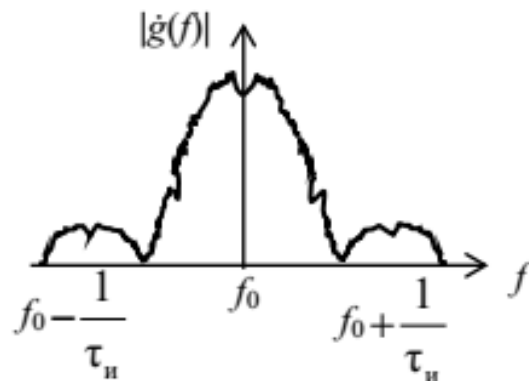


Рис. 33. АЧС ФКМ-сигнала

Таким образом, основными широкополосными сигналами, применяемыми в РЛС, являются ЛЧМ- и ФКМ-радиоимпульсы.

МОДУЛЬ 4

Тема 14. Простейший пеленгатор

Радиопеленгация – область радиотехники, предметом которой является обнаружение направления на различные объекты, определение их местоположения и параметров движения. Радиопеленгация основывается на приеме отраженных от различных объектов (целей) радиоволн или собственных излучений объектов. По характеру сигнала, который принимается, радиолокационные станции, делят на три вида: активные, с активным ответом и пассивные.

Радиопеленгатор измеряет угол прихода электромагнитной волны к приемнику, и позволяет определить направление на источник радиоизлучения.

Пеленг – угол между направлением на источник радиоизлучения из точки пеленгования и некоторым исходным направлением.

В активной радиолокационной станции принимается сигнал, образованный после отражения от цели излученного (зондирующего) сигнала.

В пассивной радиолокации зондирующий сигнал не излучается, а принимается лишь собственное излучение объекта радиолокационного излучения.

Амплитудный метод

Для него используется антенная система с одним или несколькими явно выраженными максимумами или минимумами диаграммы направленности. В настоящее время широко известны и используются следующие амплитудные методы: максимума, минимума и равносигнальный метод.

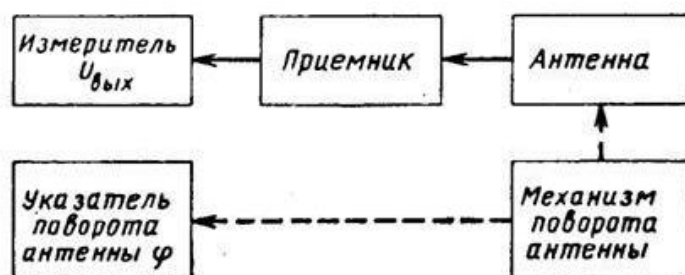


Рис. 34. Упрощенная блок-схема амплитудного пеленгатора.

При пеленгации по методу максимума происходит непрерывное изменение углового положения антенны, во время которого она принимает сигналы цели, определение направления на цель производится в тот момент, когда амплитуда сигналов на выходе приемника достигает максимального значения. Угол направления на цель совпадает с углом поворота антенны в момент, когда выходное напряжение приемника достигнет максимума.

Достоинства данного метода: Простота технической реализации; Относительно малое влияние собственных шумов на точность пеленгования.

Недостатки: Низкая точность измерения угловых координат; Низкая разрешающая способность.

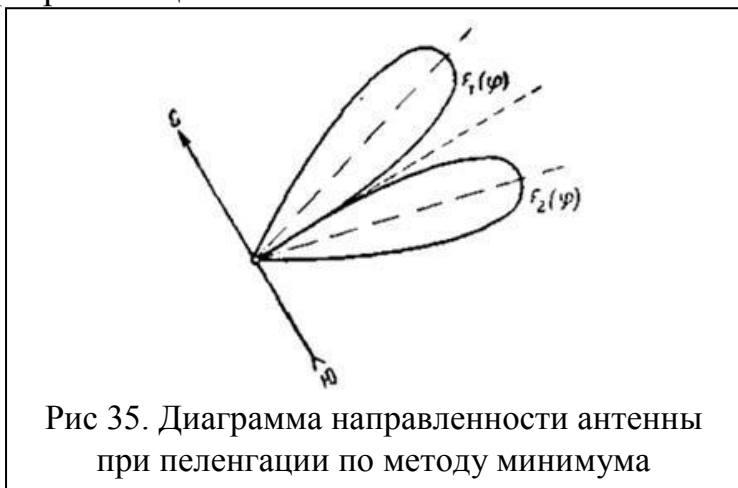


Рис 35. Диаграмма направленности антенны при пеленгации по методу минимума

При пеленгации по методу минимума используется диаграмма направленности с явно выраженным минимумом. Отсчет угловых координат происходит в момент уменьшения уровня выходного напряжения до минимума. Диаграмма направленности антенны пеленгатора должна иметь в средней части глубокий минимум (рис. 35).

При пеленгации по минимуму может быть получена относительно высокая точность измерения угловой координаты, но амплитуда сигнала вблизи направления пеленга становится очень малой.

Практически по методу минимума можно пеленговать только источники мощного собственного излучения. Поэтому метод пеленгации по минимуму, получил широкое применение в радионавигации.

Равносигнальный метод может быть реализован при использовании одной антенны, диаграмма направленности которой периодически изменяет своё положение в пространстве. В этом случае сравнению подлежат сигналы, принятые в различные моменты времени при разных положениях диаграммы направленности.

Фазовый метод

Метод основан на измерении разности фаз принятых электромагнитных колебаний. Для приема используются две разнесенные в пространстве антенны на расстояние b – называемое базой.

Разность фаз в антеннах равна $\Delta\varphi$:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} b \sin \alpha.$$

где α угол прихода электромагнитной волны, λ – длина волны.

Зависимость $\Delta\varphi$ (α) является в данном случае пеленгационной характеристикой, а её крутизна определяет точность метода.

Сдвиг фаз между напряжениями, наводимыми в антеннах, зависит от направления прихода электромагнитной волны. Разность фаз двух колебаний может рассматриваться как мера запаздывания одного колебания по отношению к другому, выраженная в долях периода колебаний.

Фазовые методы пеленгации обладают наибольшей точностью. Он может быть использован для автоматического слежения за целями по угловым координатам. Недостатком фазового метода являются отсутствие разрешающей

способности. Одной из разновидностей фазовой радиопеленгации является доплеровский метод, на котором остановимся подробнее.

Фазовый пеленгатор

Фазовыми называются радионавигационные системы, у которых навигационный параметр определяется путем измерения разности фаз сигналов, принимаемых на разнесенные антенны.

Пусть одна из антенн неподвижная (ненаправленная в горизонтальной плоскости), расположенная в начале координат, а вторая вращается с угловой частотой Ω по окружности радиуса R в поле, создаваемым удаленным передатчиком электромагнитных колебаний ω_0 . Тогда разность фаз принятых колебаний во вращающейся и неподвижной антенне будет равна

$$\varphi_A = \frac{2\pi R}{\lambda} \sin(\Omega t + \theta).$$

Таким образом, фаза сигнала, наводимого в антенне, будет модулирована по синусоидальному закону, а отклонение мгновенной частоты от номинального значения ω_0

$$\Delta\omega_A = \frac{d\varphi_A}{dt} = \frac{2\pi R\Omega}{\lambda} \cos(\Omega t + \theta)$$

также будет изменяться с частотой. Причем начальная фаза θ модулирующего колебания соответствует азимуту на пеленгуемую радиостанцию.

Упрощенная структурная схема фазового пеленгатора с циклическим изменением фазы по высокой частоте показана на рис. 36.



Рис. 36. Упрощенная блок – схема доплеровского пеленгатора.

Приемное устройство должно содержать антенную систему, линейный тракт, устройство понижения частоты, фазовый детектор, выделяющий низкочастотную составляющую сигнала, усилитель низкой частоты и фазовый индикатор, по которому отсчитывается фаза выходного напряжения, соответствующая пеленгу.

Для выделения начальной фазы α , следовательно, определение азимута на передатчик, сигнал с выхода подвижной антенны подается на фазовый детектор, где сравнивается по фазе с опорным напряжением, взятым с неподвижной антенны.

без неподвижной антенны.

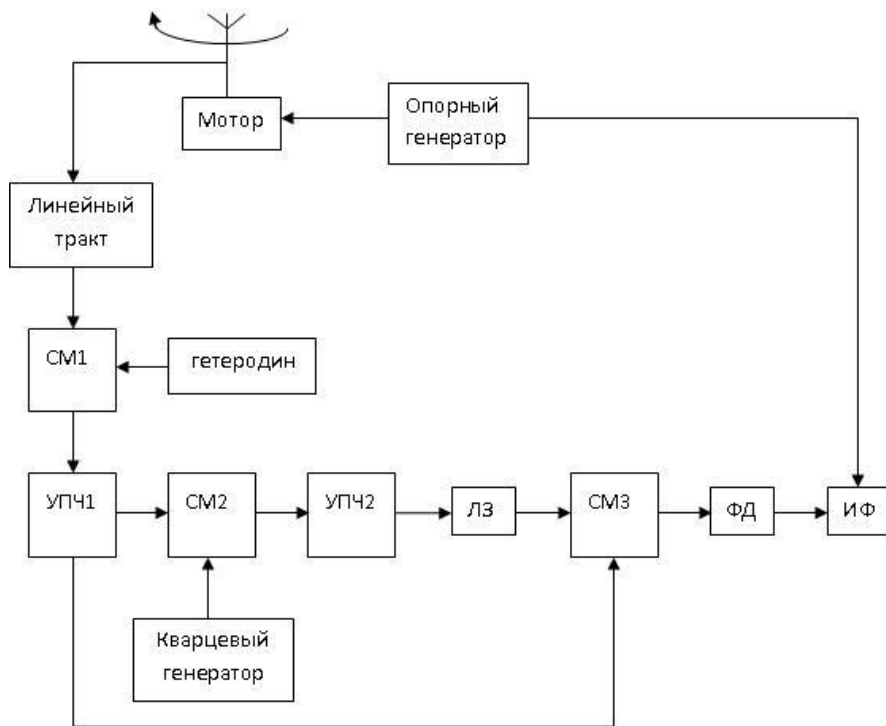


Рис. 4. Блок-схема доплеровского пеленгатора.

Принцип работы такого пеленгатора состоит в следующем.

Приемная антенна представляет собой ненаправленный в горизонтальной плоскости вибратор, который движется по окружности радиусом R , с угловой скоростью равной Ω .

При приеме сигналов во вращающейся антенне будет наводиться электродвижущая сила, модулированная по фазе с частотой Ω . При этом фаза огибающей модулированных колебаний окажется непрерывной функцией азимутального угла θ . После усиления принятых сигналов в радиоприемном тракте в результате детектирования может быть выделена огибающая. Путем сопоставления её фазы с фазой опорного напряжения, представляется возможным определить пеленг на источник радиоизлучения.

В качестве опорного напряжения используются колебания местного гетеродина с частотой Ω , согласованные с вращением антенны так, что нулевая фаза этих колебаний будет иметь место при прохождении антенны через северное направление меридиана.

Для выделения разности фаз, используется следующий прием. Путем смешивания принятого сигнала во втором преобразователе (СМ 2) с напряжением кварцевого генератора, получается напряжение второй промежуточной частоты с тем же законом фазовой модуляции, что и принятое колебание. Это напряжение задерживается в линии задержки (ЛЗ). После этого задержанный сигнал и сигнал первой промежуточной частоты подаются на третий преобразователь частоты, где выделяются колебания с законом изменения фазы, соответствующим закону изменения разности фаз огибающих прямого и задержанного сигналов. В детекторе выделяется значение третьей

промежуточной частоты, фаза которой, соответствует азимуту пеленгуемой радиостанции.

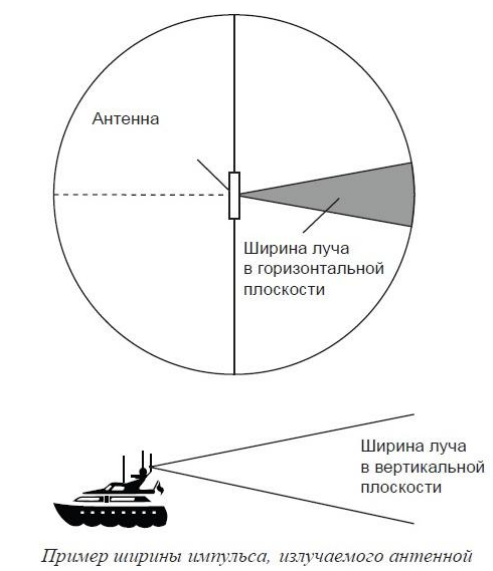
Напряжения с фазового детектора и опорного генератора подаются на индикатор фазы (ИФ), с которого считывается пеленг.

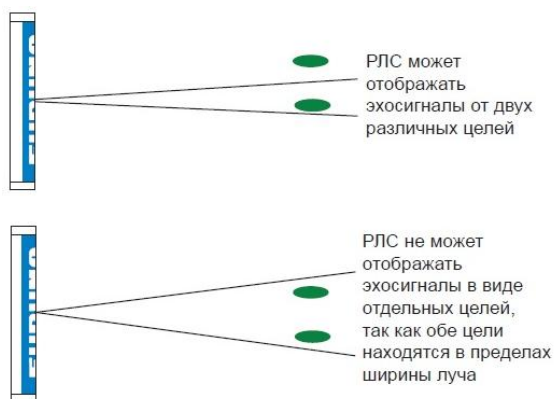
Тема 15. Повышение разрешения пеленгаторов

Разрешающая способность РЛС по дальности – это способность РЛС изображать на экране ИКО объекты, расположенные на различных расстояниях от судна, но находящиеся на одном пеленге. Она характеризуется минимальным расстоянием ΔD между объектами, при котором они изображаются на экране ЭЛТ отдельно. Чем меньше расстояние ΔD , тем лучше разрешающая способность РЛС.

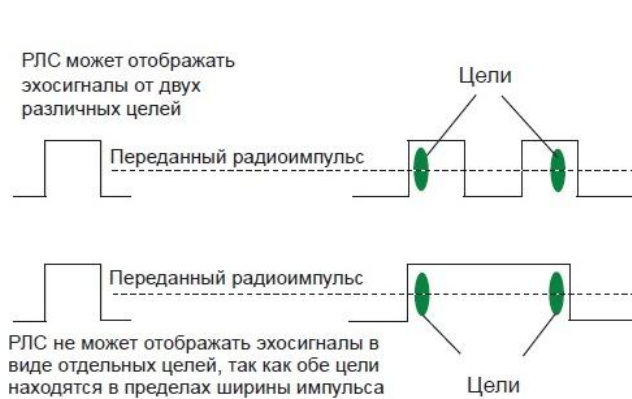
Разрешающая способность зависит от длительности зондирующего импульса t , диаметра электронного пятна на экране ЭЛТ, диаметра экрана ЭЛТ и просматриваемого диапазона.

Разрешающая способность РЛС по углу – это способность РЛС изображать на экране ЭЛТ отдельно объекты, расположенные на различных курсовых углах, но находящихся на одинаковом расстоянии от судна. Она характеризуется разрешающим углом – минимальным углом между объектами, при котором они отдельно изображаются на экране ЭЛТ. Этот угол зависит от ширины диаграммы направленности в горизонтальной плоскости α_g , диаметра электронного пятна, диаметра экрана и расстояния от центра экрана до отметки объекта.





Пример разрешающей способности по пеленгу



Пример разрешающей способности по расстоянию

Основная литература

1. Гошин, Г.Г. Устройства СВЧ и антенны: учебное пособие / Г.Г. Гошин. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. – Ч. 2. Антенны, 160 с.
2. Харкевич, А. Основы радиотехники / А.А. Харкевич. – М.: Физматлит, 2007. – 512 с.
3. Радиолокационные системы: учебник / В.П. Бердышев, Е.Н. Гарин, А.Н. Фомин и др.; под ред. В.П. Бердышев. – Красноярск: Сибирский федеральный университет, 2011. – 400 с.
4. Баланис, К. А. Введение в смарт-антенны / Баланис, К. А., П. И. Иоанидес. – М.: Техносфера РИЦ ЗАО, 2012. – 2012 с.

Учебное издание

Илья Владимирович Пешков

РАДИОЛОКАЦИЯ

(НАПРАВЛЕНИЕ «РАДИОТЕХНИКА»)

Учебное пособие

Технический редактор – О. А. Ядыкина

Техническое исполнение – В. М. Гришин

Формат 60 x 84 /16. Гарнитура Times. Печать трафаретная.

Печ.л. 2,8 Уч.-изд.л. 2,6

Тираж 300 экз. (1-й завод 1-10 экз.). Заказ 63

Отпечатано с готового оригинал-макета на участке оперативной полиграфии
Елецкого государственного университета им. И. А. Бунина

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

«Елецкий государственный университет им. И. А. Бунина»

399770, г. Елец, ул. Коммунаров, 28,1