

*Моей первой учительнице Анне Александровне Яковлевой
посвящается...*

«Век живи - век учись» // Народная пословица

Salus Patriae - suprema lex»

«Благо Отечества - высший закон» // Античное изречение

Уважаемый читатель, кем бы ты ни был, наверняка ты это и сам понимаешь, но все таки, бесспорно, что, будучи всю жизнь учеником каждый человек стремится быть лучше других, добрее для близких и родных, труднее для врагов. В этом вечном философском противостоянии Добра и Зла, Знания и Невежества каждый из нас достигает различных результатов и это естественно, так как все мы разные. Естественно, мы отличаемся: по Природе у нас разные родители, и, соответственно, разные гены, разные семьи и разное воспитание в них. Даже в одной стране могут быть разные расы, народы, нации, культура, религии, общества, партии, история..., да много чего разного. Возможно, мы жили в разных городах, деревнях и селах, ходили в разные детские сады, а это тоже образование, учились в разных школах и институтах, университетах и академиях, у каждого из нас в умах, фактически, разное остаточное, но сформированное образование и разное мировоззрение – порождение разных условий нашей с тобой социализации. Мы отличаемся: Мы разные и каждый из нас уникален от Природы. Но надо признать, что все Мы живем в одно и тоже время, на одной планете, являемся Гражданами одной страны и вносим разный вклад на Благо нашего Отечества...

«Сделал дело – гуляй смело»// Народная пословица

«Глаза боятся, а руки делают» // Народная пословица

Так и меня, будучи нормального ребенка в свое время учили мои родители «заставляя», как мне казалось, делать какой-либо «общественно-полезный труд» (и не только «общественно», но и «семейно» или даже «лично-полезный») когда не очень то хотелось его выполнять и тратить на это драгоценное время моего милого советского детства, любил с пацанами побегать по берегу Енисея, полазить по заборам, поесть горячего хлеба с соседнего хлебозавода..., поиграть в «войнушку», покидаться снежками, порой и камнями, строили домики и на земле и на деревьях, таскали карбид... перечислять можно до бесконечности, в общем, было веселое советское детство. Но эти две пословицы всегда до сих пор всплывают у меня на уме когда я стою на пороге каких либо трудных, тяжелых дел, особенно когда не видно «конца и края»... Но это чувство я уже проходил. Еще в базовой начальной школе №13 г. Енисейска на классной работе у моей первой учительницы делая по много раз задание и дома делая домашнюю работу, в спорте..., футбол..., баскетбол..., борьба..., турник..., брусья..., в семье на бесконечном огороде и даче..., картошка..., посадка..., прополка..., окучивание..., копка..., ухаживать за малиной..., смородиной..., огурцами..., помидорами..., грядки..., в тайге на рыбалке...,

охоте..., грибы..., ягоды..., везде нужно трудиться и преодолевать «не хочу» и «не могу». Себя узнали?

«Куда нам столько? Зима длинная!», - можно сказать про приготовления к ней. Но жизнь – не короче и в будущем потребуются не только вода и хлеб, нужны еще и знания, и умения. Именно это чувство страха перед неизвестностью и, наверное, природная любознательность, и побуждали меня к стремлениям и достижениям новых целей, в том числе и учебе, сделать первый шаг, а это не легко, продолжить еще шаги в направлении цели – единственный путь победить этот страх, ведь смелость и есть делать то, чего боишься. ...среднюю школу закончил без троек в соотношении примерно 50/50 хороших и отличных оценок, естественные науки любил. Военный университет закончил с красным дипломом, две четверки: «Общая тактика» и «Политология», принципиально не пошел пересдавать, естественные науки люблю...:))

*«Тяжело в учении - легко в бою»// А.В. Суворов
«Солдатами не рождаются» // К.М. Симонов
«Жизнь прожить – не поле перейти» // Народная пословица*

Военная наука – наука побеждать – не легкое дело. Она базируется на множестве других, на первый взгляд, казалось бы «гражданских» науках, как естественных, так и гуманитарных: математика, физика, география, история, физкультура, даже астрономия и пение... и др. Поэтому для военного человека – военного профессионала, оперативно адаптирующегося к изменениям условий обстановки, важно быть всесторонне развитым специалистом, инженером – человеком думающим по этимологии, ученым, если хотите – Вежливым Гражданином своей страны, на Благо которой он служит. Не мог не затронуть тему Вежливых людей в широком смысле, а не Невежд. Уж простите, курсанты-воспитанники, вы знаете, о чем я...:))

В сильном государстве должна работать система подготовки «вежественных», вежливых в широком смысле людей - Граждан своей страны, понимающих и уважающих Законы (считающихся с их последствиями) как неживой, так и живой природы, в том числе общественные, как писанные так и не писанные.

*«Невежество – корень всех зол»// Платон
«Есть только одно Благо –
Знание и одно Зло - Невежество»//Сократ
«Если во мне есть что-то, что можно назвать религиозным, то это,
несомненно, беспредельное восхищение строением Вселенной в той мере, в какой
наука раскрывает его» // Альбэрт Эйнштейн
«То, что принято без доказательств, может быть отвергнуто без
доказательств»// Евклид*

Девиз Московского Государственного Университета: «Наука есть ясное познание истины, просвещение разума». Математика – язык науки. Наука есть рациональная деятельность мозга человека, основанная на фактах. Факт (лат. Factum — свершившееся) — термин, в широком смысле выступает как синоним

истины; событие или результат; реальное, а не вымышленное; конкретное и единичное в противоположность общему и абстрактному.

Правда есть проекция истины в сознании человека под ракурсом его точки зрения. Истина же есть то, что фактически и независимо от точек зрения людей, как познающих исследователей, существует вне нас и нашего сознания в Природе (в Мире, во Вселенной). Проводя исследования опытом выборочная правда, получаемая в результате этого, приближает нас к истинному знанию о Вселенной в виде открываемых наукой объективных законов. Закон есть установившаяся и подтверждаемая опытом объективно существующая вне нас и нашего сознания причинно-следственная связь.

«Надеемся, что и просто читатель, которому не чуждо стремление к познанию, почерпнет для себя много нового и интересного, что поможет ему более эффективно осуществлять научное, а значит, наиболее приближенное к истинному познание Мира – Природы (Вселенной). Именно научная картина мира является той основой, на которой строится мощь любой современной державы».¹

Все эти вышеизложенные тезисы говорят о том, что в сильном государстве должна работать система подготовки, уж простите, грамотных Вежливых (прим. авт. «не Невежд») Граждан – профессионалов – патриотов своей страны, граждан с мировоззрением, базирующимся на научной картине мира. Задача высшего учебного заведения, да и не только высшего, в моем представлении, преподавать в первую очередь и обязательно именно науки (естественные и гуманитарные), а уж потом прикладные дисциплины сопутствующие высокой эффективности будущей профессии. А не выкидывать науки из курса дисциплин в угоду бытующим выражениям типа «зачем забивать голову ненужным?». А действительно, остается ли вопрос «А кому в стране или за рубежом не нужен грамотный Вежливый Гражданин с мировоззрением, базирующимся на научной картине мира?» актуальным? Для военного человека вопрос скорее риторический.

¹Основы военно-научных исследований : учебник / И.В. Лютиков, Е.Н. Гарин, С.В. Верховец [и др.] ; под ред. М.В. Гамова. – Красноярск : СФУ, 2017. - 322 с. ISBN 978-5-7638-3655-4

*«Повторение - мать учения» // Народная пословица
«Ученье и труд все перетрут» // Народная пословица
«Тяжелые задачи мы выполняем немедля,
а невозможные - чуть погодя» // Военная мудрость*

Одной из важных воспитательных целей на любом из видов занятий в нашем институте является:

«Воспитать у курсантов дисциплинированность, внимательность, аккуратность, упорство, ответственность и целеустремленность при решении ими поставленных задач (при подготовке к занятию, в т.ч. самостоятельной работе, при ответах на вопросы во время текущего контроля полученных знаний, ведении конспекта), а также привить им чувство патриотизма и причастности к общему делу поддержания высокой обороноспособности страны посредством личной и в составе взвода (учебной группы) высокой успеваемости».

Поэтому от этих вышеизложенных качеств обучаемых зависит результат их обучения: остаточные знания, умения и навыки в их умах, их оценки в дипломе, которых хоть и косвенно, по бытующему мнению, но с высокой вероятностью, по мнению науки, характеризуют степень эффективности учебного процесса в вузе, при условии принципиального отношения преподавателей к соблюдению критериев оценивания обучаемых. «Ничего нового», – скажете вы.

Вот коротко несколько моих советов на тему **«Как научиться учиться или как стать отличником?»**:

1. Не бойся трудностей в учебе. Не ты первый, не ты последний.
2. Появилось чувство тревоги, мания преследования от неуспеваемости? Правильным путем идешь, товарищ. Осталось избавиться от этого чувства – закрой долги по учебе! Как говорится и спи спокойно☺
3. Повторение – мать учения! Учи важное перед сном. Любой нейропсихолог подтвердит. Стихи особенно хорошо заучивать перед сном повторяя по несколько раз по четверостишьям. Не спеши выучить все 20 четверостиший сразу☺. Постепенно добавляй по новому четверостишию и повторяй с первого по то, которое выучил только что.
4. Уроки (домашнюю работу-сам.по) делай сразу как придешь с занятий. Можешь, конечно, покушать и сразу за дело. Не забывай «Сделал дело – гуляй смело!»☺.
5. Не запускай текущую успеваемость! Хорошо, конечно, когда тебя оценивают на каждом занятии (при условии, конечно, если ты готовишься☺) на хорошо и отлично, но так бывает не всегда. Руки не опускай, готовься не зависимо от того, оценят тебя или нет на следующем занятии. Тебе надо, себя не обманешь, от себя не убежишь. Впереди еще экзамен/зачет/контрольная. Воздастся, оценят. Знания не пропадут, неизвестно что в жизни может случиться, но, по вероятности, ты себе шансы своими знаниями точно (!) повысишь. И к бабке не ходи! ☺ Не хнычь и не плачь. «Все пройдет... И это пройдет»//Соломон. Двигайся упорно дальше. Курс за курсом. День за днем.
6. Стало совсем трудно? Позвони родителям. Ты сильный? Не хочешь жаловаться родителям? Поговори с другом-единомышленником, поддержите друг друга.

7. Не отворачивайся от единомышленников, которые тебя поддерживают. Им тоже может быть не просто. Вы – команда. Вы – коллектив.

8. Высокая текущая успеваемость и работа на оценку в журнале повысит твои шансы получить у преподавателя «Автомат» – освобождение от ряда зачетов/экзаменов. Это точно работает!

9. «Автомат» на сессии, тем более по ряду дисциплин, и это факт, увеличит ко всей прочей твоей радости, время на подготовку к другим зачетам и экзаменам от которых тебя не освободили или освободили с оценкой, которая тебя не устраивает. Теперь ты можешь использовать высвободившееся время на сессии более эффективно.

10. Не забывайте, что вы будущие родители. Будьте своим детям достойным примером по учёбе! С какими оценками в будущем вы бы хотели показать им свой диплом, настраивая их на высокую успеваемость? Главное не оценки, а знания? См. третий абзац раздела про «..мнение науки...» на этот счет ☺.

11. Оставляйте поля для пометок и пояснений, используйте при конспектировании различные цвета ручек, выделители, корректоры, линейку. Формулы, рисунки, графики, таблицы нумеруйте внутри лекции, конспект - это ваш маленький учебник, когда вы пишете его сами, то ваш мозг лучше запоминает материал, подключается не только слуховая, но и визуальная и моторная память. Как известно, тонкие движения рукой с ручкой и карандашом или кистью, особенно в детстве активно развивают мозг, помогают лучше запомнить то, что ты делаешь.

12. На занятиях не отвлекайся, «ворон не считай!», не выключайся из непрерывной работы с преподавателем, держи контакт. Паузу в процессе занятия он сделает сам, чтобы вы передохнули, процесс в вузе отлажен, преподаватели опытные, не беспокойся по этому поводу. Если нужно выйти по уважительной причине, подними руку как в школе и, при обращении преподавателя, встань, как требуют отцы-командиры, и попроси громко и внятно разрешение выйти из аудитории. Причину детально не формулируй, скажи общими словами, без подробностей. Уважай окружающих.

13. Раздаточный материал не теряй, вклей в конспект! Перед отработкой заданий по самоподготовке (сам.по) в домашних условиях сначала дисциплинированно подготовь рабочее место, вытри насухо со стола, подложи чистую газету, например. В правом дальнем углу сложи стопочкой в порядке приоритета выполнения сам.по: сверху конспект-тетрадь по дисциплине, под ним основной учебник по дисциплине и т.д. по всем завтрашним предметам. И по порядку выполняй домашнее задание. Не залей кофеем свою «красоту» на столе ☺. Дисциплина, когда тебя никто не контролирует – это путь к качеству и залог успеха!

14. Работай на лекции, ВЕДИ КОНСПЕКТ АККУРАТНО (!), небрежность не допускай, в трухлявый «папирус» его не превращай (!), не будь неряхой и в этом вопросе, не бездельничай, даже если по каким либо причинам тебе не удастся подготовиться к следующему занятию, то в этом случае, ты много запомнишь с лекции, что, в свою очередь, может помочь тебе при написании «летучки» или на экзамене/зачете/контрольной. Как говорится «не знал, да забыл»... – вот тут все тяжело, а так точно отложится в памяти. Делай пометки на полях, при необходимости. Естественно, поля должны быть в тетради, у нас в

институте установлены поля справа на каждой странице не менее 2 см. Даже если не получилось вчера дома подготовиться – держись! Списывать, конечно, можешь, но себя при этом не обманешь. Не трать время на «летучке», чистые листочки на проверку не сдавай! Ты же работал на лекции, вспомни свой конспект визуально, вспомни, что говорил преподаватель. Бывало, таким способом я за «летучки» получал и пятёрки, по памяти с лекции. Тренируй память и другими способами. НЕ ЗАБЫВАЙ ОТЧЕРЧИВАТЬ ТЕКСТ ОДНОЙ ЛЕКЦИИ ОТ ДРУГОЙ, чтобы видно было проверяющему конспекты командиру, а они периодически будут их проверять, будь уверен. Рекомендую новую лекцию конспектировать с новой страницы! Лекции нумеруй в соответствии с расписанием занятий (журналом успеваемости), ставь дату, напоминаю, тогда командиру будет легче проверить их наличие у вас в конспекте и будет меньше вопросов к вам! Все лекции заканчивать заданием на сам.по!

15. Не бойся отвечать у доски, проявляй активность на любых видах занятий, работай, а не отбивай номер. Даже на сам.по! Особенно на сам.по. Умей самостоятельно ставить перед собой задачи и также самостоятельно искать на них ответы – находить решения. Не забывай – «Сделал дело – гуляй смело!».

16. «Приходи на занятия раньше всех, а уходи позже!», – говорят бывалые студенты-отличники.

17. Не забывай работать над ошибками, ведь глупо совершать их снова и снова.

18. К моим советам, конечно, можно добавлять и добавлять еще факторы, влияющие на силу твоей мотивации в учебе. Но их можно вычленишь и самостоятельно, определить для себя систему жизненных ценностей, желательных Вежливых, которые толкают тебя на свершения, в том числе на учебу! То есть у каждого должна быть чёткая мотивация - то, для чего он хочет стать отличником. Ты должен ЧЁТКО для себя ОПРЕДЕЛИТЬ ЦЕЛЬ успешной учёбы (семья, карьера, деньги (!?), уважение и признание окружающих, формирование себя как Личности – Вежливого Гражданина – Защитника Отечества – Патриота и т.д.). Мотивация очень важна, ведь она очень сильно помогает и может даже вытянуть человека из депрессии. Чёткое представление причины получения статуса «отличника» даст более уверенный вектор к успешной учёбе. «Ничего нового», - скажете вы. «Повторение – мать учения», - повторюсь я.

19. Если уже самой мотивации не совсем достаточно, ее запасы кончаются или ну совсем тяжело стало, то держись, хотя бы и на время можешь разработать для себя «систему самоощущения», как называют её психологи ☺. То есть за каждое, «через силу» выполненное тобой дело и труд, приложив силу воли, перешагнув через свое «не хочу и не буду», сделай себе небольшую награду. Типа «вот сейчас сделаю контрольную/сдам экзамен, и сделаю себе за это подарок (куплю себе нужную вещь, схожу в кино, в театр, клуб с друзьями, поеду на выходные на рыбалку и т.д.). Но про здравый смысл финансовых затрат не забывай. В общем, снова «Сделал дело – гуляй смело». Хотя смысл этой пословицы, конечно, не буквальный, типа гуляй-прогуливай-кути, надеюсь, ты это понимаешь. Не подменяй понятия. Помни, что учеба – главное твое дело в университете!

20. Будь уверен: все твои затраты окупятся! Хорошим или даже отличным образованием, полученными знаниями умениями и навыками, дипломом об

окончании вуза, который не стыдно будет показать детям и будущему работодателю, новыми Вежливыми друзьями ☺. Говоря экономическим языком, ко всему прочему, ты повысишь свою личную конкурентоспособность на рынке труда. Не верь, что «проталкивают» по карьерной лестнице лишь «своих». Помогают «себеподобным», помогают единомышленникам, поэтому со своими высокими знаниями ты всегда найдешь себе работу в высокопрофессиональной среде, где ценят специалистов.

21. Супер решение, если хочешь еще в награду за отличную учебу досрочно уйти на каникулы:

- досрочная сессия, но тут надо постараться в текущей успеваемости.

Про повышенную гражданскую и военную стипендию для отличников я уже молчу, ты и без меня, наверняка, об этом знаешь. К тому же в нашем институте разработано и вступает в действие Положение о дополнительном поощрении отличников с активной жизненной позицией, участвующих в общественной, научной, спортивной и др. жизни института и университета специальным нагрудным знаком «Отличник», а также ежегодной (или 1 раз/полгода) премией имени [Героя Российской Федерации генерала Армии Виктора Петровича Дубынина](#), чье имя носит наш учебный военный центр, что, согласись, весомо и почетно. Естественно, при распределении первичных офицерских должностей перед выпуском Вас из института отцы-командиры учтут отличные успехи. + Перед тобой отрываются перспективы в науке во время учебы, может расти твой список научных трудов, если бодро постараться, что благоприятно скажется на твоей возможной научной карьере в будущем (аспирантура, докторантура). В дальнейшей службе в войсках перед тобой тоже открывается больше перспектив, если ты отличник. Так что, думай сам, решай сам. Я прошел этим путем.

22. Супер совет: начни учиться с высокой успеваемостью сразу с первого курса! С первого сентября. Главное закрыть первую сессию на отлично! Ну, или хотя бы на хорошо и отлично. Тебя заметят. Второй семестр и вторая сессия – не расслабляйся! И так 2-3 года. «Сначала ты работаешь на зачетку, потом зачетка работает на тебя»// старая студенческая мудрость☺. Но на самом деле, с высоты собственного опыта, если честно, не верь, так заманивают в отличники... Ты подсядешь на хорошую и отличную успеваемость..!:) Поэтому 10 раз подумай! ☺ Шутка.

23. Итак, как эффективно сдать экзамен/зачет по дисциплине? Ответ:

- слушай, что говорят и советуют по этому поводу старшие Вежливые люди ☺ в институте (университете), в который ты пришел учиться, у них есть знания, опыт и желание помочь, у большинства точно есть☺, докучай **конструктивными** (после того как сам разобрался, но в чем-то не смог) вопросами на консультациях по предмету и на занятиях, но про уважение не забывай. Пиши конспекты не формально, чтобы не придирались, а качественно, чтобы в памяти твоей больше осталось с лекции и проще было потом разобраться на сам.по и запомнить перед сном;

- тяни, как можешь, но выдай максимальную текущую успеваемость! Преподаватель тоже человек, он видит и оценит твое усердие, во всяком случае, не забудет точно☺;

- получай «Автомат» и будет счастье + дополнительное время высвободится для подготовки к другому экзамену/зачету;

- оптимизируй свое время по критерию максимума своей успеваемости!
Если в один день на подготовку к очередному экзамену/зачету ты тратишь примерно по 8 часов (8 = 4 часа до обеда + 4 часа после) и, зная сколько у тебя впереди есть дней на подготовку к экзамену/зачету, а также количество вопросов к экзамену/зачету всего, ты сможешь посчитать сколько времени в часах тебе нужно потратить на подготовку к одному вопросу по формуле:

$$T = \frac{8N_1}{N_2},$$

где T – время на подготовку к одному вопросу, час;

N_1 – количество дней на подготовку;

N_2 – количество вопросов для подготовки к экзамену (зачету).

Остается не выпасть из временного регламента. Делай, «что хочешь» на сам.по, но по данной методике в один день теперь ты должен выучить $\frac{N_2}{N_1}$ вопросов! Иначе нагрузка на другие дни подготовки пропорционально увеличится, а оно тебе надо? Ты же молодой Вежливый Человек! ☺ «Сделал дело – гуляй смело!». Кстати, формулу можно пересчитать и на текущую успеваемость. Попробуй.

24. На удачу особо не рассчитывай! Ты же отличник или хотя бы хорошист-ударник! ☺ Рассчитывай на успех! А он уже во многом от твоих усилий зависит!

25. И самое главное:

«Держай знать!»// лозунг Московского Физико-Технического Университета. "Осмелся быть мудрым!". "Тот уж полдела свершил, кто начал: осмелся быть мудрым и начинай!"...

Вот еще девизы ведущих вузов мира☺:

<http://atsinis.livejournal.com/27764.html>

- Приложения:
1. Как эффективнее воспринимать и использовать информацию полученную на лекции;
 2. Образец ведения конспекта лекций;
 3. Варианты оформления рабочего конспекта лекций курсантами-отличниками института.

*Искренне желаю учиться в удовольствие с
высокой успеваемостью, а также дальнейших творческих успехов и
научных побед!*

*С глубоким уважением к подрастающему поколению
Вежливых людей, советами поделился
заместитель директора по науке Военно-инженерного института СФУ,
кандидат технических наук, доцент, полковник Лютиков Игорь Витальевич*

Как эффективнее воспринимать и использовать информацию полученную на лекции:

В процессе восприятия текущей информации необходимо осознавать степень ее важности для понимания изучаемой темы.

Более важная информация требует большей концентрации внимания слушателя.

Не отвлекаться при восприятии наиболее важной информации и следить за логикой лектора.

Обязательно записывать информацию, которую акцентирует или диктует лектор.

В начале лекции преподаватель, как правило, сообщает о теме и ходе проведения занятия, что позволит слушателю правильно распределить концентрацию внимания в процессе занятия.

Особое внимание следует обращать на заключительные разделы и выводы по текущей тематике. Это улучшает взаимосвязь изучаемого материала. И помогает выявить упущения, возникающие при конспектировании материала.

Для повышения скорости записи можно использовать как общепринятые способы, так и свои значки и обозначения, заменяющие целые слова или фразы.

Оставлять достаточное свободное место в конспекте в месте сложной, малопонятной или пропущенной информации, чтобы впоследствии дописать или дополнить пояснениями.

Во время конспектирования или позже отмечать на полях важную и ключевую информацию.

Обрабатывать записанную информацию в конспекте, дописывая упущенное, делая пометки на полях и ссылки на дополнительную информацию по теме. Это позволит быстрее и эффективнее подготовиться к зачету или экзамену.

В случае непонимания каких-то моментов изучаемого материала, нужно определить, где или с какого момента возникло недопонимание, а также выявить объекты недопонимания (слова, термины, понятия, формулы и т. п.). После этого сформулировать конкретные вопросы и обратиться к лектору.

Восприятие и обработка информации – это интеллектуальная работа мозга, и если студент говорит, что ничего не понимает, то это означает, что человек просто не работает в этом направлении.

Используй основные принципы мышления:

- Никогда не принимать за истину ничего, что не познал с очевидностью, т. е. тщательно избегать опрометчивости и предвзятости.

- Делить каждое из исследуемых затруднений на столько частей на сколько это возможно и необходимо для лучшего их преодоления.

- Придерживаться определенного порядка мышления, начиная с предметов наиболее простых и наиболее познаваемых, восходить постепенно к познанию наиболее сложного, предполагая порядок даже и там, где объекты мышления вовсе не даны в их естественной связи.

- Составлять всегда перечни, столь полные, и обзоры, столь общие, чтобы была уверенность в отсутствии упущений.

**С уважением, советами поделился старший научный сотрудник
лаборатории радиолокации ВИИ Владимир Валерьевич Смолехо**

Образец ведения конспекта лекций³

(вклеивается всей площадью на оборотный лист обложки тетради!)

Тема №1 «Введение. Предмет и задачи артиллерийской разведки».

27 ноября 2018 г.

Лекция

Занятие №1 «Введение».

Преподаватель:
полковник Иванов
Иван Иванович

Учебные вопросы:

1. Цель, задачи, предмет изучения и основное содержание дисциплины, ее роль и место в системе подготовки офицера - артиллериста.

АР - артиллерийская
разведка

2. Задачи АР и требования, предъявляемые к ней. Виды артиллерийской разведки и их характеристики.

Учебник
«Артиллерийская
разведка», Москва,
ВИ, стр.24-32;
Руководство по
боевой работе
подразделений
оптической разведки
артиллерии, стр.4-7.

1-й вопрос.

АР является одной из основных тактических дисциплин, способствующей формированию грамотного офицера - артиллериста.

Основными требованиями, предъявляемыми к АР, являются:

- необходимый объем и полнота разведывательных данных;
- своевременность;
- оперативность;
- достоверность и точность определения координат целей (объектов).

Выполнение
требований к АР
достигается
соблюдением основных
принципов организации
и ведения разведки.

2-й вопрос.**ПОЯСНЕНИЯ ПО ВЕДЕНИЮ КОНСПЕКТА**

1. Оставляйте поля шириной не менее 2 сантиметров (или 4 клетки). Можно прочертить их с помощью линейки либо купить тетрадь с уже оформленными полями. На полях вы можете проставить дату, обозначать значками особо важные места лекции, приводить список условных сокращений, оформлять пункты плана.

2. Пишите через клетку! В таком случае вы всегда сможете дополнить ваш конспект новыми сведениями, либо исправить допущенные ошибки. Лекция, записанная через клетку, читается лучше, а глаза устают меньше.

3. Пишите средним или крупным разборчивым почерком, не мельчите!
Оставляйте в начале лекции немного строчек, чтобы записать план, учебные вопросы, которые помогут вам сориентироваться и выделить главное.

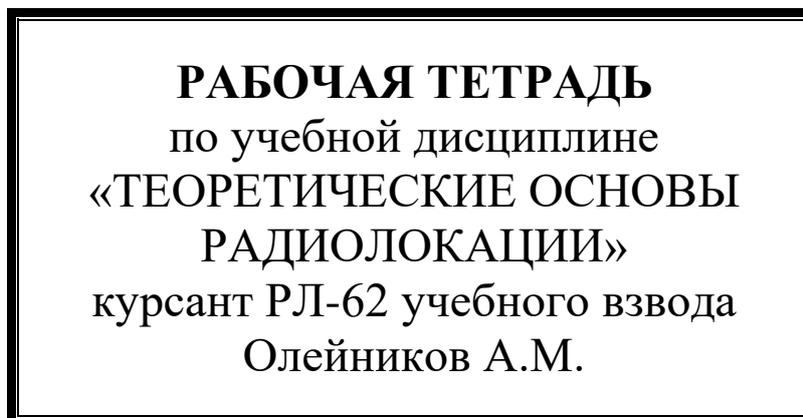
4. Ставьте на полях конспекта дату лекции и тип занятия. Можно указывать также преподавателя, если курс ведут, допустим, двое преподавателей.

5. Используйте разные цвета чернил и подчёркивания. Это поможет навести порядок в записи лекции и акцентировать внимание на определённых важных местах.

6. Используйте сокращения!

7. Дополняйте конспект на самостоятельной подготовке, при этом правая часть конспекта может использоваться не только для пометок, но и для дополнений к материалу лекции и для примечаний.

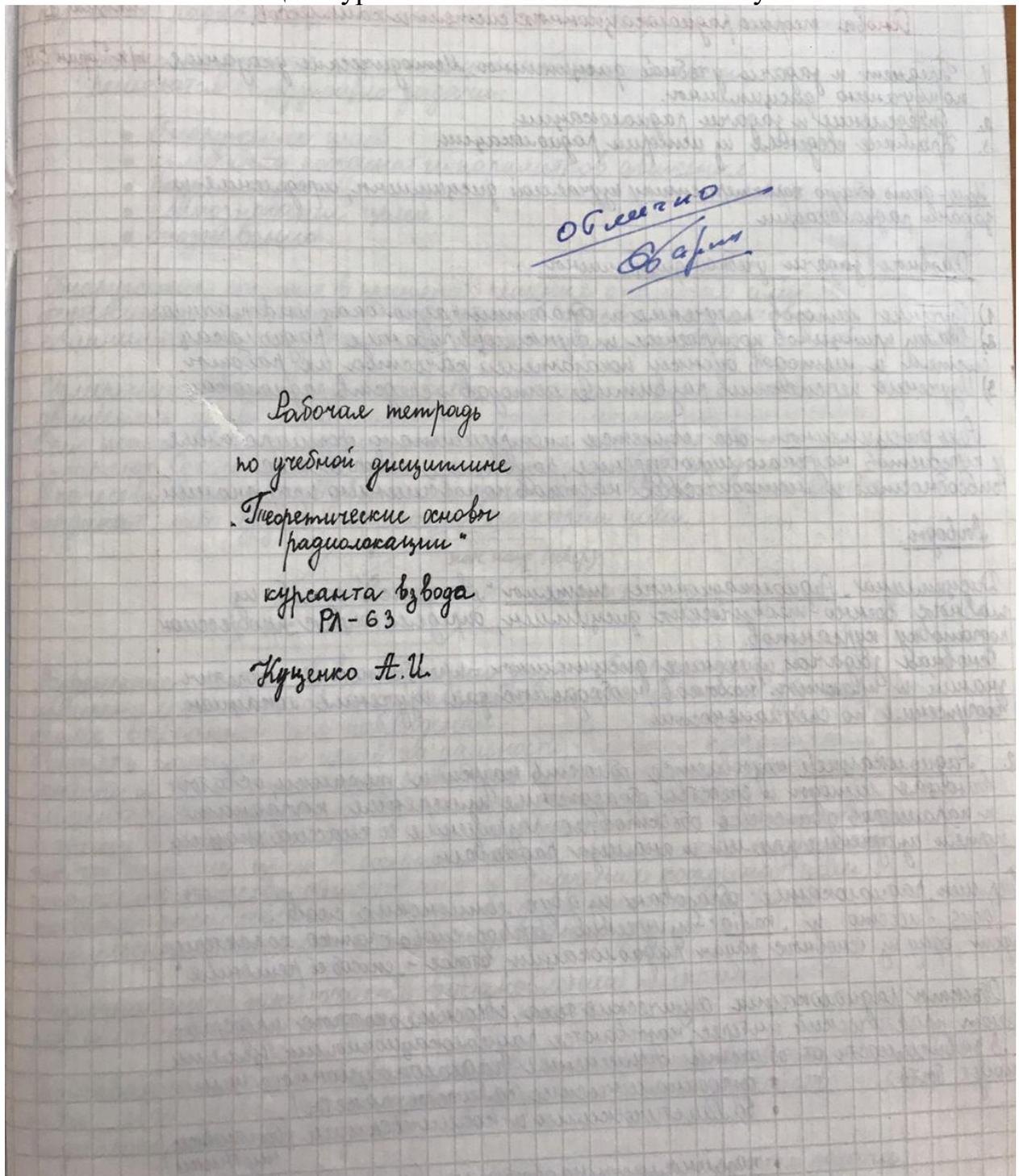
Титульный лист тетради для ведения конспекта лекций (рекомендуется и 1 страницу 1 листа тетради) обозначить распечатанной и приклеенной биркой, с указанием звания, номера учебного взвода, фамилии и инициалов курсанта **в именительном падеже**, для примера:



С уважением, советами поделился начальник учебной части отдела №3 учебного военного центра ВИИ СФУ подполковник Валерий Александрович Кнауб.

³При подготовке Приложения 2 частично использовались материалы с сайта: <https://www.kakprosto.ru/kak-256073-kak-pravilno-zapisat-konspekt-lekcii>

Варианты оформления рабочего конспекта
лекций курсантами-отличниками института



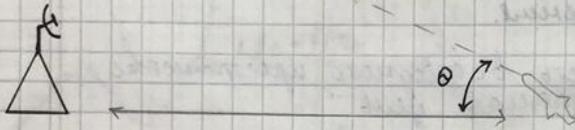
$$\sigma_y = 4\pi r^2 y \frac{E_{\text{ПР}}^2}{E_y^2} = 4\pi r^2 y \frac{H_{\text{ПР}}^2}{H^2 y}$$

Величина σ_y не зависит от дальности до цели r_y , т.к. величина ППР при заданной H_y обратно пропорциональна величине $(r_y)^2$.

ЭПР цели существенно зависит от ориентации цели относительно направления РЛС.

Зависимость величины ЭПР от угла поворота цели относительно направления на РЛС называется диаграммой обратного вторичного излучения, т.е. $\sigma_y = \sigma_y(\theta)$.

В общем случае $\sigma_{\text{в}} = \sigma_{\text{н}}(R, \theta)$, поскольку реальная цель может иметь свою ориентацию относительно РЛС в двух плоскостях.



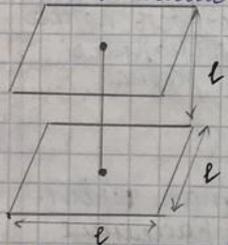
III Расчет ЭПР сосредоточенных вторичных излучателей сводится к решению 2х задач.

1. сест. в отскакии наведенных токов по заданному полю первичной волны
2. закончат-ся в насаждении поле вторичного излучения по найденному распределению наведенных токов.

Опран. свойства простого радиолокац. объектов:

а) ЭПР тел, малые по сравнению с длиной волны λ (рис. 3)

Для таких тел $\lambda \gg \ell$. Простейшей моделью является тонкий провод с пластинами на концах:



$$\sigma = \frac{4\pi^3 \ell^6}{\lambda^4}$$

ЭПР тел, малые по сравнению с длиной волны, не зависит от формы тела и пропорциональна квадрату его объема и обратно пропорц. 4 степени длины волны.

$$\sigma = k \cdot \left(\frac{\ell}{\lambda}\right)^4 \cdot \ell^3$$

k - коэффициент пропорцион.
т.е. $\sigma \ll \ell^2$.

б) ЭПР целей, сравнимые с длиной волны: $\ell/\lambda \approx 1$.

Основы теории радиолокационных систем и комплексов.

Лекция 1

п/к Тарин Е.Н.

1. Предмет и задачи учебной дисциплины. Методические указания по изучению дисциплины.
2. Определения и задачи радиолокации.
3. Краткие сведения из истории радиолокации.

Цель - дать общую характеристику изучаемой дисциплины, определения и задачи радиолокации.

Основные задачи учебной дисциплины:

- 1) Изучение методов получения и обработки радиолокационной информации
- 2) Анализ принципов построения и функционирования радиолокационных систем и методов оценки показателей качества их работы.
- 3) Изучение перспектив развития методов и средств радиолокации.

Роль дисциплины - она является инструментом формирования у курсантов научного мировоззрения, развития творческих способностей и методических навыков по повышению проф. знаний.

Вводный:

Дисциплина "Радиолокационные системы" является одной из главных военно-технических дисциплин, определяющих подготовку курсантов.

Основная задача изучения дисциплины - приобретение теоретических знаний и практических навыков, необходимых для изучения и эксплуатации по специальности.

2. Радиолокацией называется область науки и техники, охватывающая методы и средства обнаружения, измерения координат и параметров движения объектов, их различение и классификации путем измерения приема и анализа радиоволн.

Термин радиолокация образован из двух латинских слов: locus - место и radio - излучение. Первое слово кратко характеризует одну из основных задач радиолокации, второе - способ ее решения.

Объекты радиолокации физические тела, сведения о которых представляют практический интерес, называются радиолокационными целями.

В зависимости от области применения радиолокационные цели могут быть:

- аэродинамические (самолеты, ракеты)
- баллистическими и космическими (бомбовки, спутники)
- наземными и надводными (танки, корабли)
- воздушных цели природного происхождения (облака, планеты, ориентиры на местности)

Совокупность сведений о целях, получаемых средствами радиолокации называют радиолокационной информацией.

РАИ

Простые радиосигналы представляют собой колебание, промодулированное только по амплитуде. Колебание широко используется в прямоугольном и косоугольном (гауссовом) радиосигналы.

Математически они записываются таким образом:

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

$$\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

где

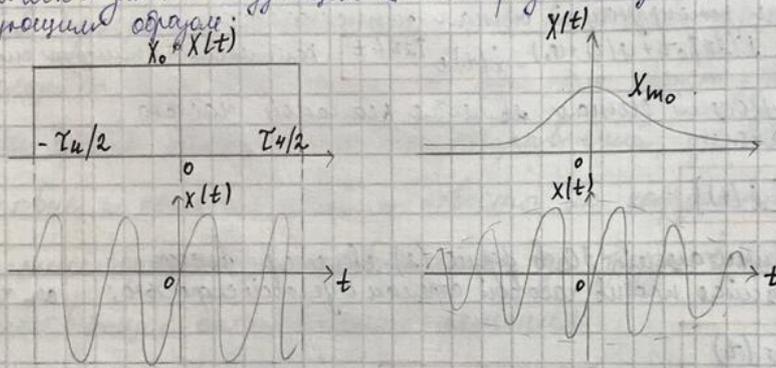
$$X(t) = \begin{cases} X_0, & |t| \leq \tau_n/2 \\ 0, & |t| \geq \tau_n/2 \end{cases}$$

- для прямоугольного

$$X(t) = X_0 e^{-\pi \left(\frac{t}{\tau_0}\right)^2}$$

- для гауссова радиосигнала

Графически закон модуляции и сами радиосигналы выглядят следующим образом:



В РЛС находят широкое применение ЗС в виде пакета радиосигн.:

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

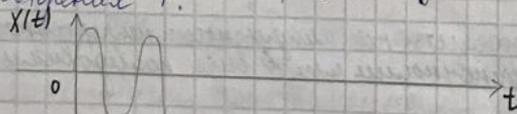
30 МГц - 300 МГц - метровые, до 10 м -

300 МГц - 3 ГГц - дециметровые, до 1 м -

3 ГГц - 30 ГГц - сантиметровые,

30 ГГц - 300 ГГц - миллиметровые

Последовательность прямоугольных радиосигналов, имеющих период повторения T:



Если начальные фазы радиосигналов φ_k в последов-ти постоянные или изменяются по известному закону, то такая последовательность когерентная.

ширина спектра сигнала на длительность импульса

$$\Delta f \cdot \tau_n \gg 1$$

≤ 1 - простой
 > 1 - сложный широкополосный

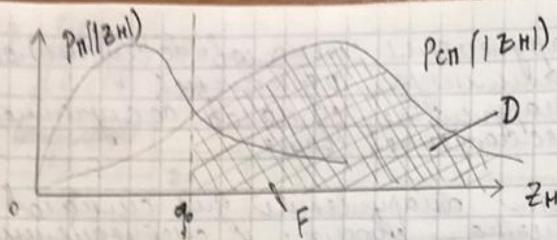
T - период повторения импульсов

M - число импульсов в последоват.

φ_k - начальная фаза k-го импульса

$$f_{\text{Доп}} = \frac{2k}{c} \cdot f_r$$

частота Доплера



Докажем как бы обнаружение определили по соотношениям:

$$D = \int_{-\infty}^{\infty} P_{cp}(|z_n|) d|z_n|;$$

$$F = \int_{q_0}^{\infty} P_n(|z_n|) d|z_n| = e^{-\frac{q_0^2}{2}}$$

$$q_0 = \sqrt{2q_n \frac{1}{F}}$$

Кривые обнаружение сигналов со случайной начальной фазой представлено на рис 3. и левост правые кривые обнаружения сигнала с известными параметрами, т.е. в этом случае требуется большая энергия для обеспечения требуемого показателя качества обнаружения.

Для сигнала со спец. начальной фазой и амплитудой, распределенным по релеевским законам, плотности вероятности $P_n(|z_n|)$ и $P_{cp}(|z_n|)$ поднимется простому релеевскому распределению.

$$P_n(|z_n|) = |z_n| e^{-\frac{|z_n|^2}{2}}$$

$$P_{cp}(|z_n|) = \frac{|z_n|}{1+q^2} e^{-\frac{|z_n|^2}{2+q^2}}$$

Соответственно:

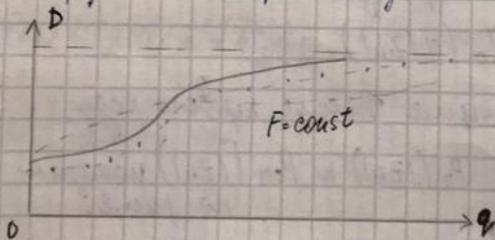
$$D = e^{-\frac{q_0^2}{2+q^2}}; F = e^{-\frac{q_0^2}{2}}$$

Построение кривые обнаружение при этом может осуществиться согласно выражению:

$$D = F^{\frac{1}{1+\frac{q^2}{2}}}$$

Кривые $D(q)$ в области больших q еще сильнее смещаются влево. Это связано с вероятностным затуханием при случайной амплитуде сигнала.

Наоборот, при малом q ($q \rightarrow 0$) фиксированной амплитуды обмелывают обнаружение и кривые обвиваются влево.



2. по той причине, когда обзор параметрируется в зависимости от этих результатов.

Антенны РЛС с послед. обзором могут иметь квадратичную форму антенных видов: шлемовые и веерообразные.

В зависимости от характера перемещений этих антенн в пространстве различают круговой, секторный, спиральный и координатный обзор.

Применение в РЛС ФАР позволяет кроме обзора по жесткой программе ограничить обзор по гибкой программе, зависящей от результатов локации. При этом можно уделить меньшее время обнаружению тех направлений, где вообще отсутствует и наличие целей и известно их координаты, а большее время — направлениям, где трудно внести соответствующее оптимальное решение.

В стационарных подвижных антеннах сканирование по одной из условий координат может быть механизмом, а второй — электронным (частотным или фазовым).

Системы с э. скан. обеспечивают:

- возможность формирования лучей, что позволяет обзор. осуществлять поиск, распознавание и сопровождение ряда целей.

- большее произведение мощности на площадь раскрыта антенны.

Вывод: обзор пространства зависит от требований к характеристикам РЛС и решаемых ею задач и может быть последовательным, одновременным и смешанным.

Применение в РЛС ФАР позволяет адаптировать характеристики обзора к условиям работы и решаемым задачам РЛС.

по законам оптики и отражении металлических жрнами.
Русский физик Александр Степанович Попов 7 мая 1895 г. на заседании Русского физико-химического сообщества продемонстрировал изобретенный им первый в мире приемник электромагнитных волн радиодиапазона. В след год Попов в интересах флота продемонстрировал несколько миль радиовещания и доказал их значимость, достигнув дальности связи в 1901 г. 150 км.

Большой вклад в развитие отечественной радиотехники внес М. В. Шумейкин, он первым получил ватсонские результаты по распространению радиоволн вдоль земной поверхности и в ионосфере.

Мандельштам и Ландау разработали общую теорию колебаний, это привело их к изобретению параметрических генераторов, усилителей, фильтров.

В 30-е годы возникает острый раздел радиотехники - радиолокация, обеспечивающая нахождение объектов путем приема и анализа радиоволн. Значит вклад в развитии радиолокации внесли академики Кобзарев, Теряев, Введенская, Деветков, Минь, Расметин, Шукин.

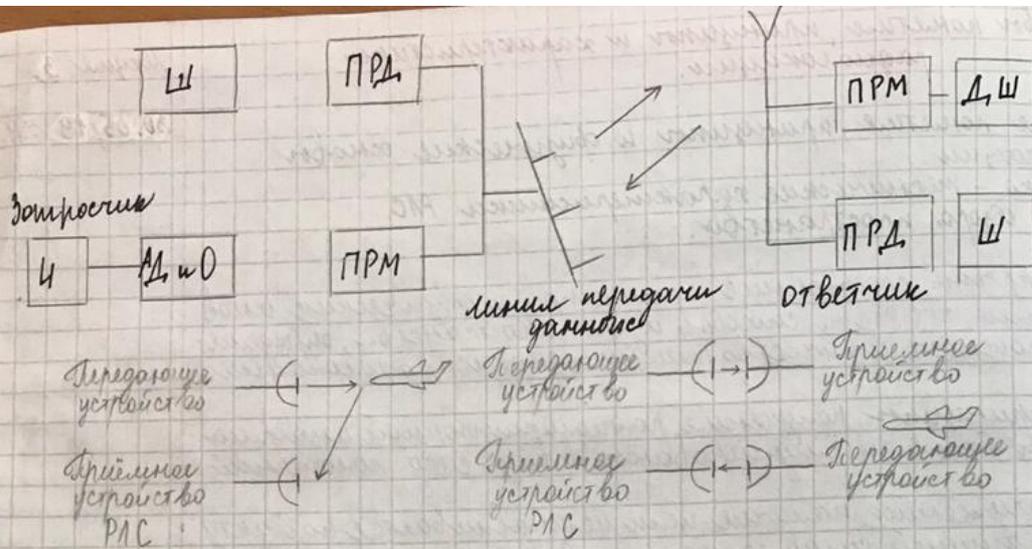
Важные импелеры Овечков, Лобанов выступили инициаторами в 1932-33 г. отечественных исследований. Группа Коровина провела в 34 г. первый опыт приема отраженного сигнала самолетом непрерывного излучения дециметрового диапазона на дальности 600-700 м.

Группа Шенбыля испробовала в 34 г. макет радиосъемного активного радиолокатора непрерывного излучения метрового диапазона на волне 50-70 км. В научно-исследовательской лаборатории ВВС США Фейлор, Лэн, Лейден завершили испытания 60-МГц импульсного радиолокатора с помощью которого удалось обнаружить самолет.

Радиолокация техника оказывает значительное влияние на др. разделы техники - наширину спутниковую связь в СВЧ диапазоне, навигацию, системы радиолокации, подводные, приборостроение для систем управления производством, процессами, радиоастрономия, СВЧ-спектроскопия. В настоящее время радиолокация системы совершенствуются в направлении повышения их информативности, помехозащищенности, надежности и живучести.

Расширение круга задач, решаемых современной радиотехникой, а также их усложнение стимулировало интенсивное развитие теории и техники антенн. В развитии новых направлений теории антенн внесли Заснак (многозеркальные антенны), Дерюшин и Воскресенский (разработка ФАР), Шифрин (основы статистической теории антенн).

Выводы: изобретение радиолокации явилось ответом на появление современной бабардировочной авиации. Основными этапами радиолокации являются следующие:
лучевые обнаружение объектов;
импульсный метод измерения дальности;
механическое сканирование;
внутримпульсное подмагничивание (манипуляция) сигнала;
электронное сканирование, ФАР;
автоматизация (компьютеризация);
цифровая обработка.



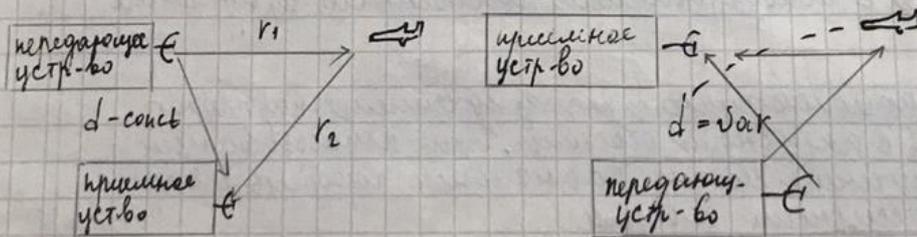
И - индикатор Д, Ш - дешифратор Ш - шифратор
 Д, Ш, О - аппаратура декодирования и обработки

Явление вторичного излучения позволяет обнаружить цели, не являющиеся источниками собственного радиолучения или переизлучения, принимаемой сигналы при этом называют отражёнными.

Активный ответ находит широкое применение при радиолокации и обозначении своих объектов: самолетов, ракет, противоракет и искусственных спутников Земли. На объекте в данном случае устанавливается приёмно-передатчик (ответчик), обеспечивающий достаточно большую интенсивность переизлучаемого сигнала.

Системы активной радиолокации могут быть совмещенными и разнесенными. В совмещенном радиолокаторе передающее и приёмное устройства располагаются совместно, возможно поочередное использование одной и той же антенны для передачи и приёма.

В разнесенной системе передающее и приёмное устройства располагают на удалении d друг от друга. Для наземной разнесенной системы характерно постоянное расстояние d между приёмными и передающими пунктами. При расположении передаточного пункта на Земле, а приёмного на самолетах или ракете, является переменным.



В случае пассивной радиолокации цель электромагнитными колебаниями не облучается. Электромагнитные колебания создаются элементарными цепями: её паразитными частями (тем более излучение в диапазоне инфракрасного или миллиметрового волн), радиотехническими устройствами связи, навигации, локации, радиоконтрдействия (обочное радиополучение), а также каледонами и ионами концентрированными участками атмосферы в окрестностях цели (при запуске ракеты или едущем врытве). Прием может осуществляться одним или несколькими различными приемными устройствами.

При определении координат цели в любой радиолокационной системе используются определенные закономерности распространения радиоволн. В случае распространения радиоволн в свободном пространстве, которое является однородным, изотропным и недиспергирующим, для всех точек этого пространства скорость распространения радиоволн одинакова, не зависит от polarization волн и частоты колебаний. При этом зондирующий и отраженный сигналы распространяются по прямолинейной траектории и без искажения своей формы. Время запаздывания отраженного сигнала относительно зондирующего для разнесенной системы определяется соотношением:

$$t_3 = \frac{2r}{c} \quad r = \frac{ct_3}{2}$$

$$t_3 = \frac{r_1 + r_2}{c}$$

r_1, r_2 - расст. от цели до передающего и приемного пунктов

Концентрация излучаемой энергии в каком-то одном направлении и направленной прием обеспечивают существенное увеличение дальности радиолокации.

Ширина диаграммы направленности антенны радиолокатора определяется соотношением ее геометрических размеров к длине волн. Тотальны высокие направленные свойства обеспечиваются за счет увеличения размеров антенны и использования диаметра, сантиметра, и миллиметрового диапазона волн.

В радиолокации используется также физическое свойство радиоволн, как изменение частоты принимаемого электромагнитного колебания, обусловленное движением цели (эффект Доплера).

Эффект Доплера проявляется в изменении частоты отраженного от движущейся цели сигнала f_c относительно частоты f_0 излучаемого сигнала РЛС на величину добавки F_d ,

$$f_c = f_0 + F_d \quad \text{или} \quad f_c = f_0 - F_d$$

Измерив величину F_d , можно определить радиальную скорость $V_r = \frac{\lambda}{2} F_d$.

Рассмотр. закономерн. распр радиоволн позволяет определить радиальную скорость

координаты цели
↑ радиальную скорость

Для характеристики обработки РЛН вводит понятие 3-х этапов обработки:

Этап первичной обработки включает операции обнаружение и измерение (оценки) параметров сигналов. Первичная обработка производится непосредственно на РЛС или на одной из позиций многопозиционной РЛС. Совокупность оценок параметров сигналов образует РЛ отметку от цели.

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

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

Локаторы различают: обнаружение целей
измерение координат и параметров (одноцелевой)
движения целей
распределение.

Радиолокаторы, обеспечивающие выполнение ряда функций, называют многофункциональными радиолокаторами.

II **Тактическими** называются характеристики РЛС определяющие возможности ее боевого использования. К числу основных тактических характеристик относятся:

- зона видимости (зона действия) РЛС;
- определяемые координаты и параметры движения целей;
- точность измерения координат и скорости целей;
- период обзора (время обзора)
- разрешающая способность
- помехозащищенность
- надежность.

Зоной видимости называют область пространства, в пределах которой РЛС выполняет функции, определяемые ее назначением. Границы зоны видимости РЛС определяются r_{min} и r_{max} дальностями действия и секторами обзора в азимутальной и угломерной плоскостях. Зона видимости разделяется на зону обнаружения и зону сопровождения целей. В зоне обнаружения РЛС производит обнаружение находящихся в зоне целей с заданными показателями качества.

Периодом обзора называют время, необходимое для однократного просмотра заданной области (зоны обзора).

Разрешающая способность - способность РЛС выполнять раздельное радиолокационное наблюдение целей (по дальности, азимуту, по углу места, по скорости)

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

В современных РЛС используется антенны направленного действия, что способствует увеличению дальности обнаружения и повышению точности измерения дальности и азимута.

Различают одновременный, последовательный и смешанный обзор.

При одновременном обзоре число каналов обработки РЛС РЛС, переключаются зону обзора, равно числу элементов разрешения, что требует большого объема аппаратуры.

Последовательный обзор производится с помощью одного канала, что упрощает конструкцию радиолокатора.

При смешанном обзоре РЛС имеет несколько каналов, причем обзор по одной координате производится одновременно, а по другой - последовательно.

Последовательный обзор может вестись: 1) по азимутальной программе, когда диаграмма направленности антенны РЛС перемещается независимо от результатов локации. 2) по азимутальной программе, обзор производится в зависимости от этих результатов.

В современных РЛС используют антенны направленного действия, что способствует увеличению дальности обнаружения и повышению точности измерения дальности и азимута.

Различают одновременный, последовательный и смешанный обзор.

При одновременном обзоре число каналов обработки РЛС РЛС, переключаются зону обзора, равно числу элементов разрешения, что требует большого объема аппаратуры.

Последовательный обзор производится с помощью одного канала, что упрощает конструкцию радиолокатора.

При смешанном обзоре РЛС имеет несколько каналов, причем обзор по одной координате производится одновременно, а по другой - последовательно.

Последовательный обзор может вестись: 1) по азимутальной программе, когда диаграмма направленности антенны РЛС перемещается независимо от результатов локации.

Зондирующий сигнал и его характеристики.

Лекция 3.

30.03.19.

1. Виды и математические модели зондирующих сигналов.
2. Основные характеристики зондирующих сигналов.
3. Системы эхерейские сигналов.

Под зондирующим радиолокац. сигналом понимают радиоволну, излучаемую передающей антенной РС в пространство. В активной радиолокации с пассивным ответом зондирующие сигналы соответствуют появлению отраженного от цели сигнала.

В общем случае ЗС может быть представлен в виде:

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

В комплексной форме зондирующий сигнал записывается:

$$\dot{x}(t) = X(t) e^{j(2\pi f_0 t + \varphi(t) + \varphi_0)} = \dot{x}(t) e^{j2\pi f_0 t}$$

комплексная амплитуда сигнала

Фигурно существующий сигнал является реальной частью комплексного сигнала:

$$x(t) = \operatorname{Re} \{ \dot{x}(t) \}$$

Геометрической интерпретацией ЗС в форме (2) является вектор длиной $X(t)$, вращающийся против часовой стрелки с угловой скоростью:

$$\omega_0 = 2\pi f_0$$

$$\% \{ \dot{x}(t) \} \quad \omega = \omega_0 + \Delta\omega(t)$$

$$\Delta\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt}$$

$\Delta\omega(t)$ - закон частотной модуляции

Проекция этого вектора на оси координат, явл-ся действительной и мнимой частями сигнала в форме (2), т.е.

$$\dot{x}(t) = \operatorname{Re} \{ \dot{x}(t) \} + j \operatorname{Im} \{ \dot{x}(t) \}$$

Данные составляющие ЗС называются также квадратурными. Комплексная амплитуда также может быть изображена вектором с соответствующими квадратурными составляющими:

$$\dot{X}(t) = \operatorname{Re} \{ \dot{x}(t) \} + j \operatorname{Im} \{ \dot{x}(t) \}$$

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

Импульсные ЗС также делятся на радиопulsesов без внутри-импульсной модуляции и радиопulsesов с внутриимпульсной модуляцией (частотной или фазовой).

Непрерывные ЗС делятся на:

1) монократические, т.е. сигналы без модуляции СВЧ колебаний.

$$x(t) = X_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

на
ность
а

2) сигналы с частотной модуляцией (манипуляцией)

3) сигналы с ФКМ

1

той
ной
нос-
той

Вывод: Таким образом, для решения задач РЛ применяются различные виды ЗС: импульсные, непрерывные, с внутренней импульсной модуляцией и без таковой, одиночные и пакетные.

Конкретный вид используемого сигнала определяется требованиями к качеству решения задач РЛ, соответств. требованиям к характерист. РЛС.

II. Характерист. служат для описания и сравнения сигналов.

Включают энергетические, временные, частотные и время-частотные.

Важнейшими параметрами зондирующ. импульсного сигнала являются $P_{\text{и}}$ - импульсн. мощность, $\tau_{\text{и}}$ - длительность импульса, f_0 - несущая частота колебаний, d - модуляция.

Импульсная мощность находится по формуле:

$$P_{\text{и}} = \frac{1}{\tau_{\text{и}}} \int_0^{\tau_{\text{и}}} P(t) dt$$

$$Q = \frac{T}{\tau_{\text{и}}} -$$

связанность

$Q_{\text{и}} = P_{\text{и}} \cdot \tau_{\text{и}}$ - характеризует энергию импульса. Чем больше эта величина, тем больше дальность действия РЛС. Создание ЗС с большой энергией возможно 2-мя путями: увеличением импульсной мощности передатчика $P_{\text{и}}$ и увелич. длительности ЗС $\tau_{\text{и}}$.

Последовательности радиопulses и непрерывные сигналы характеризуют средней мощностью:

$$P_{\text{ср}} = \frac{P_{\text{и}} \cdot \tau_{\text{и}}}{T} = \frac{P_{\text{и}}}{Q} \quad \text{- для последов. импульсов}$$

fr

$$P_{\text{ср}} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int P(t) dt \quad \text{- для непрерывно во времени сигнала.}$$

Несущая частота f_0 может быть различной в зависимости от рабочего диапазона волн РЛС. Все радиолокац. техника основана на использовании радиоволн ЧВ диапазона, имеющие длину меньше 10 метров.

Важной частотной характеристикой сигналов является их спектр

ЗС и его спектр связаны между собой парой преобразований Фурье: прямом, в соответствии с которым осуществляется переход от временно́го представления к частотному:

$$\dot{g}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{x}(t) e^{-j2\pi f t} dt,$$

$$\dot{x}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{g}(f) e^{j2\pi f t} df$$

Аналогичная связь существ. между законами модульщины и его спектра:

$$G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{x}(t) e^{-j2\pi f t} dt,$$

$$\dot{x}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} G(f) e^{j2\pi f t} df.$$

Спектр сигнала представляет в виде АЧС и ФЧС:

$$\dot{g}(f) = |g(f)| e^{j \arg g(f)}$$

$|g(f)|$ - АЧС сигнала;

$\arg g(f)$ - ФЧС сигнала.

Область частот, в пределах которой сосредоточена основн. часть всей энергии сигнала называется шириной спектра Δf_c .

Обычно ширина спектра определяется полосой частот, где сосредоточена ~90% энергии сигнала.

Ширина спектра сигнала при усил. радиоприемника и ис помех:

$$\Delta f_c = \frac{1}{T_k}$$

Автокорреляционная функция (АКФ)

АКФ характеризует взаимосвязь между 2ми значениями ЗС, разнесенными по времени на интервал τ .

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

АКФ закона модульщины ЗС может быть определена:

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

Энергетический спектр.

Энерг. спектр ЗС можно определить как распределение вдоль оси частот его энергии.

Энерг. спектр огранич.-го во времени ЗС выражается через его АКФ:

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} r_x(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau,$$

$$r_x(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) e^{j2\pi f \tau} df.$$

Из взаимосоветия энергетич. спектра с АКФ сигнала следует важный вывод, что чем шире энергетич. спектр, тем уже АКФ.

т.е. тем меньше время формирования ЗС.

Ввод: к основным характеристикам ЗС относятся: закон модуляции, длительность, мощность и энергия, АЧФ (время формирования, энергетич. спектр, ширина спектра), которые и определяют ТТХ РЛС.

III. В радиолокации широко используются 2 вида сложных сигналов: линейно-частотно-модулированное (ЛЧМ) и фазо-кодо-манипулированное (ФКМ).

Радиосигналы с внутримпульсной частотной модуляцией.

В таких сигналах частота в пределах длительности импульса изменяется по определенному закону: линейному (ЛЧМ), параболическому и т.д.

Для ЛЧМ радиосигналов закон ЧМ: $f(t) = f_0 + \frac{\Delta f}{\tau_u} \cdot t$; $t \geq 0$
 $f(t) = f_0 + \frac{\Delta f}{\tau_u} \cdot t$; $t \leq \tau_u$

$\frac{\Delta f}{\tau_u}$ -
девиация
частоты

Ему соответств. квадратичн. закон изменения фазы:

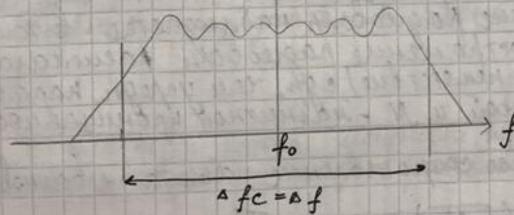
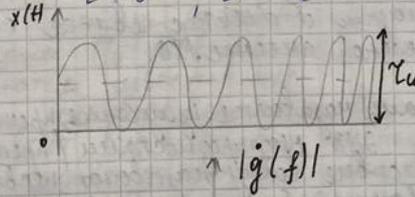
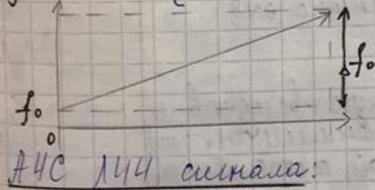
$$\varphi(t) = 2\pi f_0 t + b t^2 + \varphi_0$$

$$b = \frac{\Delta f}{\tau_u}$$

Комплексная амплитуда ЛЧМ радиосигнала:

$$X(t) = \begin{cases} X_0 \cdot e^{j(b t^2 + \varphi_0)} & 0 \leq t \leq \tau_u \\ 0 & t < 0, t > \tau_u \end{cases}$$

b - параметр
фазовой
модуляции



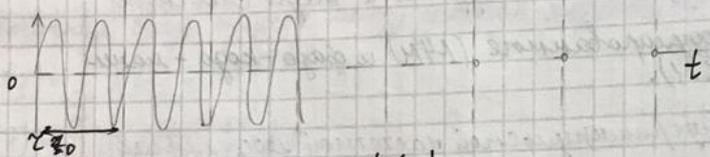
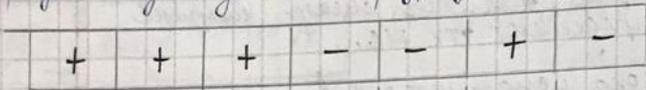
ФКМ радиосигналов.

ФКМ радиосигналы состоят из ряда примодулированных друг к другу импульсов, парциальных радиосигналов, имеющих фиксированную длительность (τ_0) и частоту, а начальный фазы φ изменяются по определённому закону.

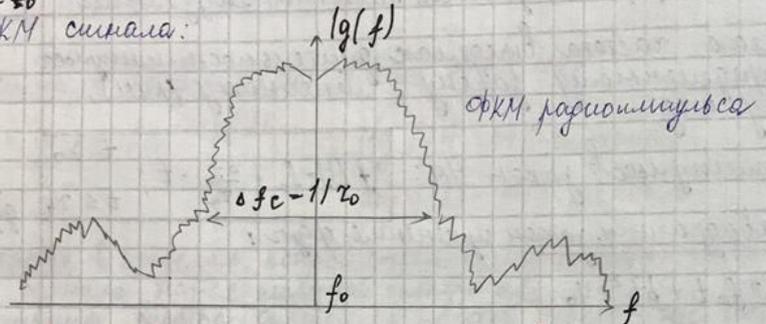
Наибольшее распространение получили ФКМ, которые составлены на основе двоичных кодов Баркера, M-кодов и пр.

При этом начальные фазы парциальных импульсов заданы $\varphi = 0$ или π . Обозначим фазу $\varphi = 0$ знаком '+', а $\varphi = \pi$ - знаком '-'.

ФКМ радиопulses для 7-м разрядного кода Баркера:



ЧС ФКМ сигнала:



Явление вторичного излучения радиоволн.

Лекция 4.

Отражение, рассеяние и переизлучение радиоволн объектами (целями).

И.Ф. Горик В.В.

1. Характеристики радиолокационных целей
2. Эффективная площадь рассеяния целей.
3. Эффективная площадь рассеяния различных объектов.

Источником информации об объектах является отражённое ЭМВ, присоединяемое к приёмной антенне РЛС.

Вторичным (пассивным) называется излучение, происходящее вследствие рассеяния энергии ЭМВ неоднородностями (препятствиями, объектами). Радиолокационно на препятствие волну называют первичной, а отражённую или рассеянную - вторичной.

Вторичное излучение радиоволн наблюдается в том случае, когда на пути распространения радиоволн располагается неоднородность (объект, препятствие) с др. чем усредн. параметрами: ϵ_0 - электрической и M - магнитной проницаемостью.

При этом волновое сопротивление объекта \neq волнов. в среде.

$$\left(\frac{M}{E} \right)_{\text{объекта}} \neq \left(\frac{M}{E} \right)_{\text{среды}} \quad \sqrt{\frac{M}{E}} = 120\pi = 377 \text{ Ом}$$

n_1, n_2 - коэффициенты преломления

Равенство этих величин означает помехение радиоволн.

отр. от плоск. поврхн.

$E_{пад}$

$E_{отр}$

n_1

n_2

$$n = \sqrt{\epsilon \mu}$$

$$\epsilon_r = \left| \frac{E_{отр}}{E_{пад}} \right|^2 = \frac{\left(\frac{n_2}{n_1} - 1 \right)^2}{\left(\frac{n_2}{n_1} + 1 \right)^2}$$

коэффициент отражения

При одинаковых коэффициентах преломления сред $n_1 = n_2$ коэф. отражения $\epsilon_r = 0$, т.е. ЭПР не отражает от границы 2х сред.

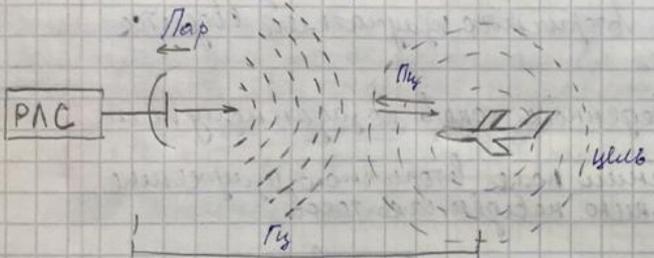
При $n_1 \gg n_2$ происходит почти полное отражение волны ($\epsilon_r \approx 1$).

Вывод: радиолокац. цепи являются вторичными излучателями, роль которых сводится как к параметрам первичной волны, так и к параметрам самой цели.

II. Для характеристик отражающих свойств целей вводится понятие **эффективная отражающая поверхность** или **эффективная площадь рассеяния**.

Физическая сущность ЭПР: пусть в свободном пространстве расположена РЛС и облучаемая цель

4.
6.6



Расстояние от РЛС до цели $r_{ц}$. Плотности потоков мощности первичной волны в точке цели $\Pi_{ц}$ и вторичной волны в точке приема $\Pi_{р}$ считаются известными.

Заменим цель воображаемым излучателем, который рассеивает всю падающую на него мощность равномерно и в точке приема создает такую же плотность потока мощности, что и реальная цель, т.е. ППР. Тогда суммарная мощность, рассеиваемая введенным излучателем равна:

$$P = 4\pi r_{ц}^2 \Pi_{р}$$

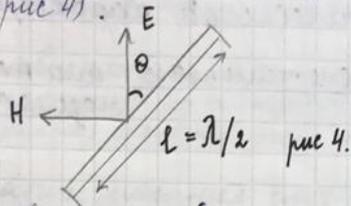
Отношение этой мощности к плотности потока мощности первичной волны у цели называется **эффективной площадью рассеяния**

$$\sigma_{ц} = \frac{P}{\Pi_{ц}} = 4\pi r_{ц}^2 \frac{\Pi_{р}}{\Pi_{ц}}$$

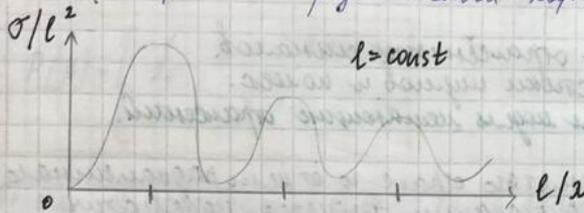
или

Под ЭПР понимают площадь воображаемого вторичного излучателя равномерно рассеивающего всю падающую на него мощность и создающего в точке приема такую же плотность потока мощности, что и реальная цель.

Простейшим примером такой цели является поперечный вибратор (рис 4).



При равенстве длины вибратора длине волны поперечный вибратор настроен на резонанс наведенного тока. Поэтому зависимость σ от величины l/λ носит резонансный характер.



Для резонансного случая, когда длина вибратора $l = \frac{\lambda}{2}$.

$$\sigma_{\text{в}} = 0,86 \lambda^2 = 0,86 (2l)^2$$

Соотношение (4) показывает, что ЭПР поперечного вибратора при резонансе значит-но превышает по геометр. площади поперечн. вибратор λ^2 амплитудой направленного действия с ДН:

$$F(\theta) = \frac{\cos(\frac{\lambda}{2} \sin \theta)}{\cos \theta} = \cos \theta$$

ЭПР реальное цели.

- Большинство реальных целей, в том числе аэродинамические (самолеты и т.д.) и космические (полеты баллистич. ракет, искусственные спутники), имеют размеры значит-но превышающие длину волны современ. РЧС.
- Внутренние и внешние участки, обочины проводящей, повер-ти цели созд. большое число рассеивающих точек, вторичн. излуч. которых взаимодейств. друг с другом.
- Поэтому диаграмма обратно вторичного излучения реальных сосредот-х целей, как и групповых целей, имеет многоэлементковой излучающей характер. (рис 11)

Заключение: • Отрасли способности РЧЦ цели определят-ся как параметры ЭМВ (длина, направление) так и характер-но цели (конфигур-ция, ориент-ция, размер, м. и магн. св-ва). • Для количеств. оценки этих св-в используют ЭПР цели. • Наиболее существенно на ЭПР цели влияют электр. и магнитн. св-ва цели, характер повер-ти цели и относит. размеры. Реальные цели можно представить в виде комбинации "рассеивающих точек", гладких и шероховатых повер-тей и большого числа элементарных отражателей.

ЭПР также цели имеет сложный характер, примен-се от ракурса цели и оценивается статистический характеристиками (средн. значениями).
 Измеряет ЭПР обычно в натурном эксперименте или на моделях.

Лекция 5

Модели и характеристики отражённых сигналов, шумов и помех.

1. Модели и характеристики отражённых сигналов.
2. Статистические характеристики шумов и помех.
3. Структура и математическая модель мешающих отражений.

Информация о ПЦ получают из принимаю отраж-ю от цели радиол. сигнала. При теоретич. решении задач радиолокации требуется математич. анализ реального сигнала. В этой связи в радиолокации рассматривают ряд моделей отраж-ю сигнала позволяющих в той или иной степени учитывать его параметры.

Математич. модели отражённого сигнала.

В зависимости от характера изм. параметров сигнала во времени различают:

а) сигнала с полностью известными параметрами

$$x(t) = X(t) \cos [\omega_0 t + \varphi(t)]$$

б) сигнала со случайной начальной фазой

$$x(t, \beta) = X(t) \cos [\omega_0 t + \varphi(t) + \beta]$$

в) сигнала со случ. амплитудой и начальной фазой:

$$x(t, \beta, b) = b \cdot X(t) \cos [\omega_0 t + \varphi(t) + \beta]$$

В общем случае амплитудой параметр является функцией времени, т. е. $b = b(t)$, и рассматривают комплексной модулирующей компонентой:

$$\tilde{b}(t) = b(t) e^{i\beta}$$

г) сигнала вида пакеты из M флукутирующих на амплитуде радиосигналов со случ. нач. или фазой:

$$x(t, \beta_1, \beta_2, \dots, \beta_M, b_1, b_2, \dots, b_M) = \sum_{k=1}^M b_k X_k(t) \cos [\omega_0 t + \varphi_k(t) + \beta_k]$$

По характеру временной структуры отражённых сигналов различают когерентные и некогерентные сигналы.

В **когерентном сигнале** относят колебание с известной заданной структурой (известно соотношение временных элементов).

Сигналы с независимыми амплитудно-фазовыми параметрами (колебания облучающие по амплитуде радиоприемников со случайными фазами) считают уже **некогерентными**.

Для математич. описание случайных параметров вводят **плотность вероятностей**.

Фаза β обычно распределена по равномерному закону в пределах $0, 2\pi$. Тогда

$$P(\beta) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi}, & 0 \leq \beta \leq 2\pi \\ 0, & \beta < 0, \beta > 2\pi \end{cases}$$

Амплитудные флуктуации носят более сложн. характер и для различных целей могут описываться различными законами распределения. Одним из них, охватывающим широкий класс РИЧ, является m -распределение. Покажем.

$$P(b) = \begin{cases} \frac{2m^m b^{2m-1} \exp(-mb^2)}{\Gamma(m)}, & b \geq 0 \\ 0, & b < 0 \end{cases}$$

$\Gamma(1) = 1$ получим распределение Релея:

$$P(b) = \begin{cases} 2b \exp(-b^2), & b \geq 0 \\ 0, & b < 0 \end{cases}$$

Этот закон хорошо описывает флуктуации амплитуды сигнала, отраженного от целей, имеющих большое число рассеивающих точек с примерно одинаковой интенсивностью.

Распределение b в активн. радиолокации связано с распределением ЭПР цели.

$$\sigma_{\text{ц}} = b^2 \bar{\sigma}_{\text{ц}}$$

Графики закон-в распределения $P(b)$ и $P(\sigma)$

Форм $m=1$ $P(\sigma_{12})$ имеет экспоненциальное распредел-е. Наряду к указ-ани зак-ни для описания, напр, распр-е в использует более или менее норм-е распредел-е Виссона.

Если цель облучается сравнительно длит-е время, то необходимо учитывать зависимость флуктуирующей принимаемой сигнала от времени. Для этого вводит АКФ и энергетич. спектр флуктуир. сигнала.

АКФ и энергетич. спектр флуктуирующей отражённого сигнала.

Эти характеристики показывают степень случайности флуктуирующей отражённо сигнала, т.е. модулирующей амплитуды (z) .

АКФ задается соотношением:

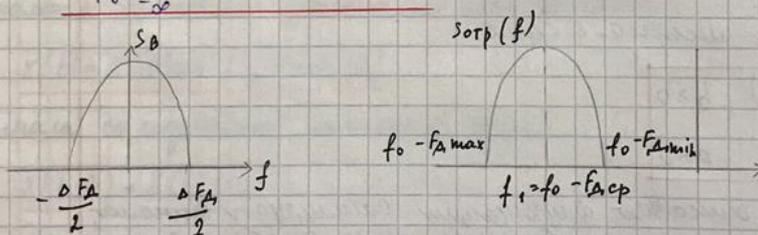
$$k_B(\tau) = M [B(t) \cdot B^*(t-\tau)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T B(t) \cdot B^*(t-\tau) dt,$$

Вещественная АКФ: $k_B(\tau) = \text{Re} \{ k_B(\tau) \}$.

Вводит также нормированную АКФ: $\rho_B(\tau) = \frac{k_B(\tau)}{k_B(0)}$

Энергетический спектр модулирующей амплитуды находится по $k_B(\tau)$:

$$S_B(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} k_B(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau$$

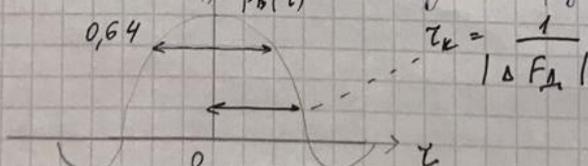


При отражении сигнала от движущейся цели наблюдается флуктуация амплитуды и фазы и в результате расширения спектра сигнала. Поясним это на примере облучения цели монохроматическим сигналом, имеющим одну спектр. составляющую.

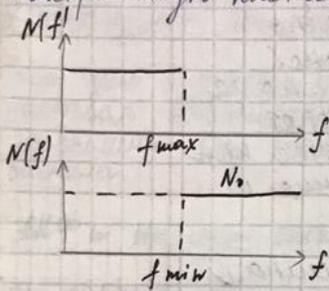
$$k_B(\tau) = k_B(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_B(f) e^{j2\pi f \tau} df = S_0 \int_{-\frac{\Delta FA}{2}}^{+\frac{\Delta FA}{2}} e^{j2\pi f \tau} df$$

$$k_B(0) = S_0 \Delta FA, \quad \text{а } |k_B(\tau)| = \rho_B(\tau) = \frac{\sin \pi \Delta FA \tau}{\pi \Delta FA \tau}$$

Кривая $\rho_B(\tau)$ для рассматриваемого случая представл. (рис 6)



квазидетерм. шум. Назовем шум, имеющий постоянную спектральную плотность мощности в широком диапазоне частот.



$$N(f) = N_0, \text{ при } 0 \leq f \leq f_{\max}$$

$$N(f) = N_0, f_{\min} \leq f \leq f_{\max}$$

Скорость изменения мгновенных значений помехи определяется корреляционной функцией

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T u(t) u(t-\tau) dt = R(0) \rho(\tau),$$

где $\rho(\tau)$ — нормированная корреляционная функция.

Или, учитывая связь $N(f)$ и $R(\tau)$ запишем

$$R(\tau) = \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} N(f) \cos 2\pi f \tau df$$

Подставим непосредственно в последнее выражение значение $N(f)$ из (2) и (3) получим соответственно

$$R(\tau) = \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} N_0 \cos 2\pi f \tau df = N_0 f_{\max} \frac{\sin 2\pi f_{\max} \tau}{2\pi f_{\max} \tau}$$

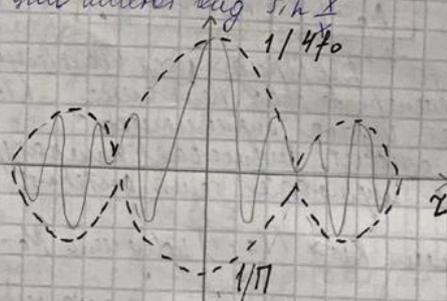
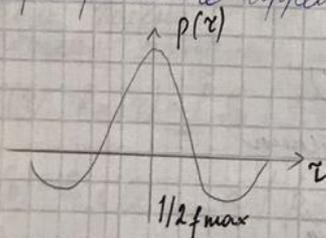
$$R(\tau) = N_0 \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} \cos 2\pi f \tau df = N_0 \pi \frac{\sin \pi \tau}{\pi \tau} \cos 2\pi f_0 \tau$$

Из анализа последних выражений следует, что

$$R(0) = \sigma_u^2 = N_0 f_{\max}$$

$$R(0) = \sigma_u^2 = N_0 \pi,$$

а нормированная корреляц. ф-ция имеет вид $\sin x / x$



Найдем время корреляции квазидетерм. шума. Для этого воспользуемся выражением (4). Очевидно, что $\rho(\tau) = 0$ тогда, когда $\sin k \cdot 2\pi f_{\max} \tau = 0$, т.е. $2\pi f_{\max} \tau = k\pi$, где $k = 1, 2, 2 f_{\max} \tau = 1$
 $\Rightarrow \tau = 1/2 f_{\max}$.

Таким образом, с увеличением значения f_{max} время коррелиции уменьшается, т.е. чем шире спектр помехи, тем больше скорость изменения её мгновенного значения.

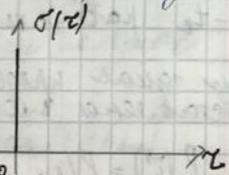
Белый шум. Такой шум называется моделью функции аддитивной помехи с постоянной спектральной плотностью N_0 на бесконечном интервале частот (т.е. $f_{max} \rightarrow \infty$). Для белого шума справедливы две модели спектр. плотности.

Заменяя $\cos 2\pi f \tau$ по формуле Эйлера, найдем корреляц. функцию белого шума

$$R(\tau) = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} (e^{j2\pi f \tau} + e^{-j2\pi f \tau}) df = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi f \tau} df = \frac{N_0}{2} G(\tau)$$

где $\int_{-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi f \tau} df = G(\tau)$ дельта-функция Дирака, обладающая свойствами

$$G(\tau) = \begin{cases} \infty & \text{при } \tau = 0 \\ 0 & \text{при } \tau \neq 0 \end{cases}$$



Белый шум является дельта-коррелированным. Это означает бесконечно высокую скорость изменения во мгновенных значениях и бесконечную непрерывность. Поэтому белый шум является абстракцией, удобной при анализе устройств обработки.

При синтезе систем алгоритмов обработки РЛ сигналов, кроме корреляц. и спектр. характеристики помехи, требуется знание плотности вероятности её распределения.

Многомерная плотность вероятности помехи.

Случ. реализацию $y(t) = n(t)$ можно совершенно задать некоторой совокупностью своих дискретных значений, в этом случае принимается реализация $n(t) = n(t_1, t_2, \dots, t_m)$.

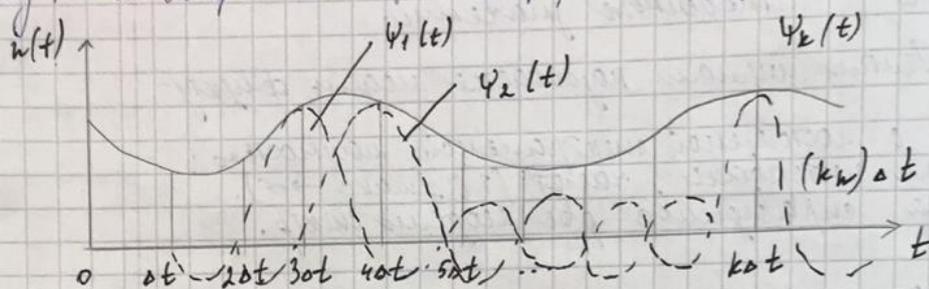
Такое задание возможно на основании теоремы Котельникова, согласно которой любая функция с ограниченным спектром полностью определяется отсчетами своих значений, взятых через интервал $\Delta t = 1/2 f_{max}$.

В соотв. с теоремой Котельникова

$$n(t) = \sum_k n_k \psi_k(t), \text{ где } n_k - \text{элемент выборки в момент времени } t_k, \text{ а}$$

$$\psi_k(t) = \frac{\sin 2\pi f_{max}(t-t_k)}{2\pi f_{max}(t-t_k)}$$

Вид такой аппроксимации непрерывной функции.



Замечая свойства такой аппроксимации, следует то, что коэффициенты разложения $\psi_k(t)$ - некоррелированы, а значит это есть χ_k независимые случайные величины.

Некоррелированность означает то, что интервал дискретизации $\Delta t = t_{k+1} - t_k$ равен интервалу корреляции помехи.

Поэтому при такой аппроксимации помеха её статистика может быть представлена множеством вероятностей

$$P(\vec{n}) = P(n_1, n_2, \dots)$$

С учетом теоремы Бетховинкова элементы вектора \vec{n} независимы, поэтому $P(\vec{n}) = \prod_k P(n_k)$,

где $P(n_k)$ - одномерная плотность.

Подставив в $P(n_k)$ значение помехи, например, для квазибелого шума, получим

$$P(n_k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{n_k^2}{2\sigma^2}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0 f_{max}}} e^{-\frac{n_k^2}{2N_0 f_{max}}} = \sqrt{\frac{\Delta t}{\pi N_0}} e^{-\frac{n_k^2 \Delta t}{N_0}}$$

В общем случае, используя векторно-матрично запись, плотность вероятностей m -элементной выборки нормально распределенного квазибелого шума можно представить в виде

$$P(\vec{n}) = (2\pi\sigma^2)^{-\frac{m}{2}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \vec{n}^T \vec{n}\right)$$

Вывод: Таким образом, важной статистической характеристикой колебаний помехи является плотность вероятности.

Колебание помехи описывают также с помощью корреляционной функции и спектральной плотности мощности.

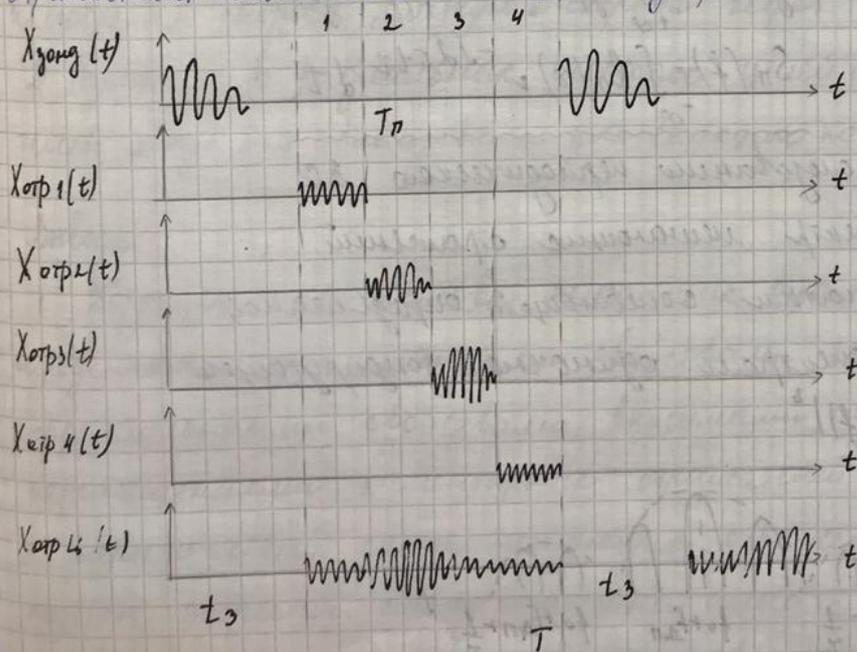
III. Мешающие отращения обусловлены вторичными процессами, вероятностно распределенные отращения, которые занимают достаточно большой объем пространства, приводящий к увеличению объема. Мешающие отращения представляют собой результат наложения случайных формализованных элементарных сигналов с фиксированной амплитудой и фазой и поэтому является случайным процессом с нормальным типом распределения вероятностей.

Общей особенностью мешающих отращающих является прямая связь с регистрируемым сигналом. Поэтому математическая модель мешающих отращающих почти не отличается от математической модели полезного отращающего сигнала.

$$N(t) = \sum_{k=1}^N b_k(t) X(t - t_k) e^{j[2\pi(f_0 + f_{d,k})t + \phi_k(t) + \psi_k]} ,$$

где N - количество элементарных участков пространства отращающих.

Процесс формирования отращающего сигнала от мешающих отращающих показан с помощью след. графиков.



Когда отражатели сосредоточены в отдаленном радиальном облаке, поле имеет носит имитирующий характер, когда они распределены и образуют несколько радиальных областей - расширяющийся.

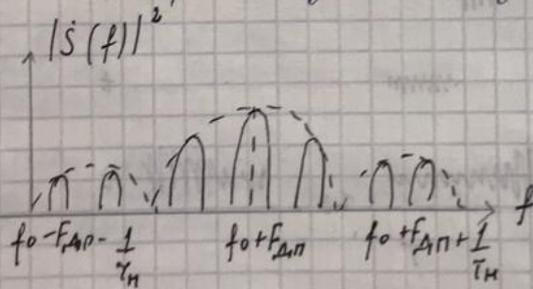
Внутри радиальной структура мезоантенны отражений подобна структуре шрифтового процесса, длительность которого соответствует реальной протяженности элементарных отражателей, появившихся в характеристике направленности антенны РС.

При отражении ЗС от радиальной части протяженного облака рассеивателей происходит "размывание" по закону модуляции. Это приводит к тому, что модель мезоантенны отражений нельзя представить в отличие от обычной сигнала произведением комплексной огибающей и комплексного закона модуляции ЗС ($t_{z1} \neq t_{z2} \neq \dots \neq t_{zk}$)

Энергетический спектр мезоантенны отражений определяется как процесс преобразования функции от корреляционной функции

$$S_{\pi}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} K_{\pi}(z) e^{-j2\pi f t} dt$$

Возвращаясь к использованию периодического ЗС энергетический спектр мезоантенны отражений охватывается предметом огибающей определенной энергетическим спектром одиночного зондирующего сигнала.



Отраженные от цели сигналы и маскирующие пассивные помехи имеют определенное отличие, связанное с геометрией цели и отражателем, создающим пассивную помеху.

В силу основных различий можно отнести:

- распределенной характер маскирующие отражатели и блуждающие в сосредоточенному - блуждающие элементы цели.
- отличие в маскировании отраженных сигналов наблюдается, если пассивная помеха создается, например, отражателем (донец, путь) состоящим из мелких камней, имеющих форму шара.
- различие в скорости перемещения маскирующих отражателей и цели. Скорость перемещения наземной маскирующей отражатели относительно наземной радиолокационной станции равно нулю, в то время как маскирующие практически интерес цели перемещаются с достаточно большой скоростью.

Если пассивная помеха создается противорадиолокационным отражателем, то эти отражатели, будучи сброшены с самолета, быстро теряют первоначальную скорость и приобретают скорость, близкую к скорости ветра.

В различие в радиальные скорости цели и отражателей могут быть использованы для селекции по скорости.

Вывод:

1. Корреляционные свойства маскирующих отражателей определяются корреляционными свойствами ЗС и корреляционными свойствами, вносимыми случайными перемещениями элементарных отражателей.
2. Энергетический спектр маскирующих отражателей подобен энергетическому спектру отраженной сигнала, отличается от него демпферным сдвигом по частоте

БДП и расширение спектра.

3. Отличия характеристик и механизмы отражений позволяют осуществлять их селекцию

Заключение:

При отражении от движ. блестящей точки зондирующий сигнал преобразует:

- трансформацию временного масштаба.
- трансформацию частот.

При отражении от реальной цели отраженный сигнал приобретает случайный характер.

Основными статистич. характеристиками отраженного сигнала являются:

- закон распределения вероятностей амплитуды, фазы
- автокоррел. функции флуктуаций и энергетич. спектр.

Основными статистич. характеристиками шумов являются:

- плотность распределения мгновенных значений
- коррел. функц.
- энергетический спектр

Основными отличиями сигналов от цели и механизмы отражений являются:

- помехоустойчивое;
- пространственное (распределенный характер помехи и сосредоточенной - цели);
- скоростное (различия в скорости перемещения механизмы отражающей, цели).

Постановка и методика решения задачи оптимизации обнаружения сигналов.

Лекция 6

1. Постановка задачи оптимального обнаружения радиолокационных сигналов. Показатели качества обнаружения.
2. Статистические критерии оптимизации обнаружения сигналов. Оптимальное решающее правило.

Решение задачи радиолокационного обнаружения сводится к принятию решения о наличии или отсутствии цели.

В реальных условиях на входе приемного устройства РЛС наблюдается смесь полезного сигнала и помех.

Это приводит к случайному характеру результатов РЛ обнаружения и требует на статистический характер задачи обнаружения.

В общем случае колебание на входе обнаруживается можно записать в такой форме:

$$y(t) = Ax(t) + n(t)$$

При этом задача РЛ обнаружения заключается в беспрерывном наблюдении: содержит ли принимаемое колебание $y(t)$ отраженный сигнал $x(t)$ или нет.

Для этого необходимо принять решение \hat{A} о значении параметра A по результату анализа принимаемого входного колебания $y(t)$. Вследствие случайного характера входного сигнала решение \hat{A} не всегда соответствует истинному значению.

Формируются ошибки принятия правильного решения, которые при обнаружении должны быть сведены к минимуму.

Таким образом, задача оптимального обнаружения сводится к поиску оптимального в определенном смысле решающего правила.

$$\hat{A} = \hat{A}_{opt}[y(t)]$$

А метод ее решения сводится к совокупности операций такого поиска.

Решение о наличии или отсутствии цели может быть принято при 2-х заранее неизвестных и взаимно исключительных условиях:

A_1 — «цели есть»

A_0 — «цели нет»

Усл. A_0 соответствует случаю, когда на входе приемного устройства присутствует только помеха, т.е. $A=0$, $y(t)=n(t)$.

Для условия A_1 , $A=1$ и $y(t)=x(t)+n(t)$.

Соответственно в этих условиях могут приниматься 2 вида решений:

решение A_1 - цель есть ($A=1$); решение A_0 - цели нет ($A=0$)

Для этого возможны 4 ситуации:

- A_1, A_1 - правильное обнаружение
- A_0, A_1 - пропуск цели
- A_1, A_0 - ложная тревога
- A_0, A_0 - правильное неопределение

Данными ситуациями соответствует 4 вероятности совпадения указаний события, составив полную группу, т.е.

$$P(\hat{A}_1, A_1) + P(\hat{A}_1, A_0) + P(\hat{A}_0, A_1) + P(\hat{A}_0, A_0) = 1$$

По теории умножения вероятностей имеем:

$$P(\hat{A}_i, A_j) = P(\hat{A}_i | A_j) \cdot P(A_j) \quad i, j = 0, 1$$

Ввиду того, что заранее опред-ть априорные вер-ти $P(A_0)$ и $P(A_1)$ практически сложно за показатели качества обнаружения принимают условные вер-ти $P(\hat{A}_i | A_j)$, которые имеют след. обозначение:

- $\Delta = P(\hat{A}_1 | A_1)$ - условная вер-ть правильного обнаружения
- $\bar{\Delta}_1 = P(\hat{A}_0 | A_1)$ - усл. вер. пропуска цели
- $\bar{F} = P(\hat{A}_1 | A_0)$ - усл. вер. ложной тревоги
- $F = P(\hat{A}_0 | A_0)$ - усл. вер. правильного неопределения

П.к. решение, соответствующее одинаковым усл. евл-се взаимноисключительным, то $\Delta + \bar{\Delta}_1 = 1$ $\bar{F} + F = 1$

Тем самым качество обнаружения может быть полностью охарактеризовано условными вер-ти правильного обнаружения Δ и ложной тревоги \bar{F} .

В частном случае, если условные вер-ти ложной тревоги для всех элементов разрешены одинаковы, получим:

$$\bar{F}_m = (\bar{F})^m - (1-F)^m \quad \text{откуда при } F \ll \frac{1}{m} \text{ вероятн. поле от одной ложной тревоги для сов-ти из } m \text{ эл-ов}$$

$$F_m = 1 - (1-F)^m \approx mF$$

Вероятность правильного обнаружения Δ стремится сделать возможно большей, что особенно трудно обеспечить, когда цель находится на значит. удалении и энергия отражённых сигналов крайне мала. Французской группой обнаружение радиолокатора оценой величины предельной дальности, на которой условие вер-ти пропуска за один цикл обзора не более некоторой допустимой величины $\Delta_{доп}$.

$$\Delta_{доп} = 0,05 / 0,5 \quad \Delta_{доп} = 0,95 / 0,5$$

$$\Delta_{доп} = 0,01 / 0,0001 \quad \Delta_{доп} = 0,99 / 0,9999$$

Обобщающим показателем качества обнаруж. евл-се средний риск от ошибок обнаружения \bar{F} .

Этот показатель учитывает средние потери от принятия ошибочных решений в ситуациях $(A_0, A_1) - r_{D_1}$ и $(A_1, A_0) - r_F$

$$\bar{r} = r_F P(A_1, A_0) + r_{D_1} (A_0, A_1)$$

II. Учитывая априорные вер-ти $P(A_0), P(A_1)$ и введенные показатели качества обнаружения D, F , средний риск

$$\bar{r} = r_F P(A_0) F + r_{D_1} (A_1) (1 - D)$$

Таким образом, см. показателем качества обнаружения сигналов явл-ся вер-ти правильного и ошибочного решений, стоимости потерь (риска) от принятия ошиб. решений и средний риск.

Наиболее общим критерием оптимальности обнаружения сигналов явл-ся критерий минимума среднего риска. Подтверждаете такой способ обработки РЛН, при котором средний риск принимает минимальное значение, т.е. $\bar{r} \rightarrow \min$.

$$\bar{r} = r_F F \cdot P(A_0) + r_{D_1} (1 - D) P(A_1) = r_{D_1} P(A_1) [1 - (D - l_0 F)],$$

$$l_0 = \frac{r_F \cdot P(A_0)}{r_{D_1} \cdot P(A_1)}, \text{ весовой множитель } (D - l_0 F \rightarrow \max)$$

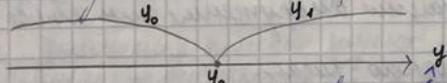
Отсюда следует, что оптимальной обнаружитель имеет наибольшую вер-ть правильного обнаружения среди всех обнаружителей, у которых вер-ть ложной тревоги $F \leq F_{opt}$.

Для решения задачи оптимизации обнаружения необходимо опре-ть зависимость показателей качества D и F с вар-лим приближаемого сигнала $y(t)$ и перейти от наблюдаемых значений $y(t)$ к решению $\hat{A}[y(t)]$.

Для это следует разбить множество возможных реализаций $y(t)$ на 2 области: Y_1 и Y_0

$$y(t) = A x(t) + n(t)$$

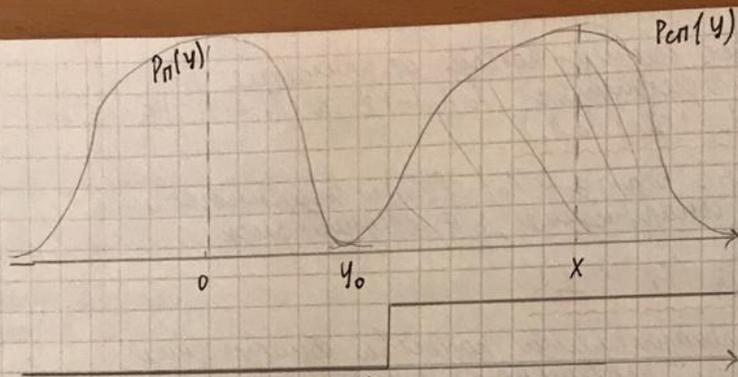
Разделение области Y определение величины y на Y_1 и Y_0 осуществим введением некое пороговое значение y_0 .



Чтобы найти оптимальное правило $A_{opt}(y)$ будем полагать, что плотности вероятности распредел-я помехи $p_n(y)$ и смеси "сигнал + помеха" $p_{sp}(y)$ известны.

Если помеха распределена по нормальному n -му случайному среднему, то график усл-х плотностей распредел-я сигналам величина y при отсутствии $p_n(y|A=0)$ и наличии $p_{sp}(y|A=1)$ будут иметь вид:

$$p_{sp}(y) = p_n(y-x)$$



$$P_{\Pi 0} = \int_0^{\infty} P_{\Pi}(t) dt$$

$$P_{\Pi n} = \int_0^{y_0} P_{\Pi}(t) dt$$

$$P_{\Pi p} = \int_{y_0}^{\infty} P_{\Pi}(t) dt$$

$$P_{\Pi T} = \int_0^{\infty} P_{\Pi}(t) dt$$

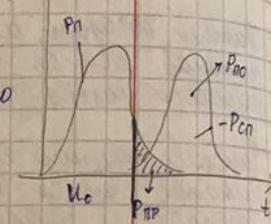


График плотности распредел-я y при наличии полезного сигнала $P(y/A_1) = P_{cp}(y)$ совмещает относит. графика $P(y/A_0) = P_n(y)$ на величину полезного сигнала x .

$$l(y) = \frac{P_{cp}(y)}{P_n(y)} \text{ - отношение правдоподобия}$$

Поскольку $P_{cp}(y) \geq 0$ то величина l - l_0 достижим max при наибольших величинах правдоподобия:

$$\hat{A}(y) [l(y) - l_0] = \max \quad \hat{A}_{от}(y) = \begin{cases} 1 & \text{при } l(y) \geq l_0 \\ 0 & \text{при } l(y) < l_0 \end{cases}$$

Вывод: последнее соотношение характеризует критерий отношения правдоподобия.

Таким образом, решение о наличии цели принимается в том случае, когда отношение правдоподобия $l(y) \geq l_0$, в противном случае принимается решение об отсутствии цели.

Замечание: оптимальное правило решения задачи обнаружения сводится к нахождению отношения правдоподобия и сравнению его с порогом (весаой множитель).

2. Одним из показателей качества радиолокац. обнаружения является условное вер-ти правильного обнаружения D и ложной тревоги F .

3. Одним из статистич. критериев оптимизации обнаружения сис. е.в.с.е.:

- критерий минимума среднего риска
- весовой критерий
- критерий Неймана-Пирсона.

Критерий Неймана-Пирсона

$$D = \max; F = \text{const}$$

Критерий Вандера:

Обнаружение когерентного сигнала с известными параметрами.

Лекция 7

1. Отношение правдоподобия и алгоритм одноканального обнаружения сигнала с известными параметрами на фоне квазибелого шума.
2. Оценка качества обнаружения.

Для оптимального решения задачи согласно критерию правдоподобия необходимо по принятой реализации $y(t)$ вычислить отношение правдоподобия $\Lambda[y(t)]$ и сравнить по значению с порогом τ_0 .

$$\hat{\Lambda}_{\text{опт}}[y(t)] = \begin{cases} 1, & \text{при } \Lambda[y(t)] \geq \tau_0 \\ 0, & \text{при } \Lambda[y(t)] < \tau_0 \end{cases}$$

Соотв-но:

$$\Lambda[y(t)] = \frac{P_{\text{сп}}[y(t)]}{P_{\text{п}}[y(t)]}$$

Поскольку структура сигнала и помехи ограничена сверху частотой f_{max} , непрерывную реализацию входного сигнала $y(t)$ в соответствии с теоремой Котельникова можно представить соб-ю дискретное значений $y_k(t_k)$, след-х через интервалов $\Delta t = 1/2\Delta f_{\text{max}}$. Это позволяет свести разностное представление $y(t)$ к многомерному случаю. Выводимый $y = \{y_1, y_2, \dots, y_n\}$. Многочленные условные плотности распредел-я вер-ти можно записать:

$$P_{\text{п}}(y) = P_{\text{п}}(y_1, y_2, \dots, y_n)$$

$$P_{\text{сп}}(y) = P_{\text{сп}}(y_1 - x_1, y_2 - x_2, \dots, y_n - x_n)$$

Отношение правдоподобия для сигнала с полностью известными параметрами может быть представлена в след виде:

$$\Lambda[y] = \frac{P_{\text{сп}}(y_1 - x_1, y_2 - x_2, \dots, y_n - x_n)}{P_{\text{п}}(y_1, y_2, \dots, y_n)}$$

Из некоррелированности отдельных дискрет помехи между собой следует, что $P_{\text{п}}(y) = P_{\text{п}}(y_1) \cdot P_{\text{п}}(y_2) \cdot \dots \cdot P_{\text{п}}(y_n)$.

Дискретные значения помехи имеют норм. распределение с нулевым средним и дисперсией $\sigma_{\text{п}}^2 = N_0 f_{\text{max}} \Delta t$. Тогда:

$$P_{\text{п}}(y_k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0 f_{\text{max}} \Delta t}} e^{-\frac{y_k^2}{2 N_0 f_{\text{max}} \Delta t}} = \sqrt{\frac{\Delta t}{2\pi N_0}} e^{-\frac{y_k^2 \cdot \Delta t}{N_0}}$$

При наличии полезного сигнала:

$$P_{\text{сп}}(y_k) = \sqrt{\frac{\Delta t}{2\pi N_0}} e^{-\frac{(y_k - x_k)^2 \cdot \Delta t}{N_0}}$$

$$X(t) = X_0(t) \cos(\varphi(t) + \varphi_0)$$

соответственно:

$$L(y) = \frac{P_n(y)}{P_D(y)} = e^{-\frac{1}{N_0} \sum_k x_k^2 \Delta t} \cdot e^{\frac{1}{N_0} \sum_k x_k y_k \Delta t} \quad (1)$$

Для перехода от дискретных отсчетов $y(t)$ к. самой об-ции достаточно положить $\Delta t \rightarrow 0$. Сумма в (1) переходит в интеграл.

При этом

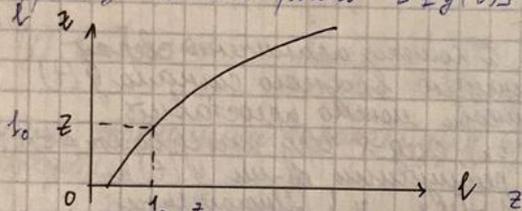
$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \sum_k x_k^2 \Delta t = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2(t) dt = \mathcal{E}\text{-энергия} \quad (2)$$

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \sum_k x_k y_k \Delta t = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)y(t) dt = \mathcal{Z} \quad (3)$$

Учитывая (2) и (3) получим:

$$L(y(t)) = e^{-\frac{\mathcal{Z}}{N_0}} = e^{-\frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)y(t) dt} \quad (4)$$

Анализ (4) показывает, что для сигнала с полностью известными параметрами отношение проводимости является монотонной функцией корреляц-го интеграла $\mathcal{Z}[y(t)]$ (рис. 1)



Из монотонности связи $L[y(t)]$ и $\mathcal{Z}[y(t)]$ следует, что сравнение $L[y(t)]$ с порогом L_0 эквивалентно сравнению $\mathcal{Z}[y(t)]$ с порогом Z_0 . Значение этого порога может быть получено путем логарифмирования (4) при усл. $L[y(t)] = L_0$:

$$Z_0 = \frac{N_0}{2} \ln L_0 + \frac{1}{2} \mathcal{E}$$

Таким образом,

$$\text{Фонг } [y(t)] = \begin{cases} 1, & \text{при } \mathcal{Z}[y(t)] \geq Z_0 \\ 0, & \text{при } \mathcal{Z}[y(t)] < Z_0 \end{cases}$$

и алгоритма обнаружения является сред-м по наблюдаемой реализации $y(t)$ корреляц. интеграла $\mathcal{Z}[y(t)]$ и сравнений его с порогом.

$$\mathcal{Z} = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)y(t) dt$$

Структурная схема простейшего по принципу действия обнаружителя сигнала с полностью известными параметрами предст. на (рис. 2). Она состоит из умножителя интегратора и порогового устр-ва (ограничитель по лим-му). На умножитель подается опорное колебание $x(t)$, соответствующее ожидаемому сигналу, и принимаемый сигнал $y(t)$. Непосредственное интегрир. произвед. $x(t)y(t)$ дает корреляц. интеграл. Такой обнаружитель называется корреляционным. Величина корреляц. интеграла сравнивается с порогом Z_0 порогового устр-ва. Опорное колебание $x(t)$ может вырабатываться спец. в зав-ти, напр., от устр-во времени задерживания t_z , пропорц.-но дальности до цели.

интегрирование будет равно значению остаточного подынтегрального выражения в той точке, где сосредоточен дельта-импульс

Если значение t_0 не попадает в интервал интегрирования, интеграл равен нулю.

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \delta(t-t_0) dt = f(t_0)$$

Учитывая фильтрующие свойства дельта-функции, получим

$$M[z^2] = N_0 T = \frac{\sigma^2}{2}$$

Поскольку величина z является линейной комбинацией входных величин $n(t)$ и $x(t)$, то она также распределена по норм. г.-цу:

Тогда, если принимается только шум, то

$$P_n(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}}$$

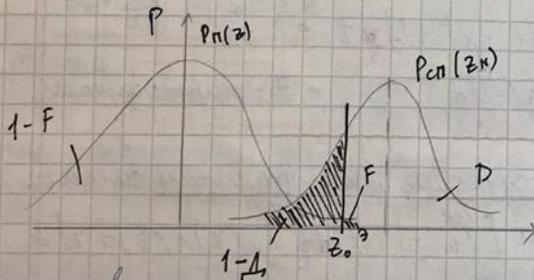
Если на входе есть и сигнал, и шум, то получаем распределение со средним $\bar{z} = z_0$

$$P_{cn}(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} e^{-\frac{(z-z_0)^2}{2\sigma^2}}$$

Кривая $P_{cn}(z) = P_n(z-z_0)$ представляет сдвинутую на величину z_0 кривую $P_n(z)$.

Показатели качества обнаружения ДЛ сигнала определяются выражением:

$$D = \int_{z_0}^{+\infty} P_{cn}(z) dz \quad \text{вероятность} \quad F = \int_{z_0}^{+\infty} P_n(z) dz \quad (5)$$



Вводя нормированные значения корреляции или $z_n = z/\sigma$ и учитывая, что $D[z_n] = 1$ получим:

$$P_n(z_n = \frac{z}{\sigma}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{z_n^2}{2}} \quad (6)$$

$$P_{cn}(z_n = \frac{z}{\sigma}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(z_n - q)^2}{2}}, \quad \text{где } q = \frac{z_0}{\sigma} = \sqrt{\frac{2T}{N_0}}, \quad \text{параметр обнаружения сигнала (отношение сигнал/шум на входе системы оптимальной обработки)}$$

Подставив соотнош. (6) в (5) приходим к равенствам:

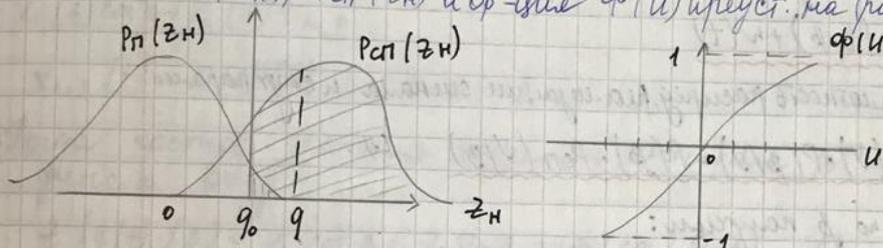
$$D = \int_{q_0}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(z_H - q)^2}{2}} dz_H = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \Phi(q - q_0); \quad (7)$$

$$F = \int_{q_0}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(z_H)^2}{2}} dz_H = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \Phi(q_0) \quad (8)$$

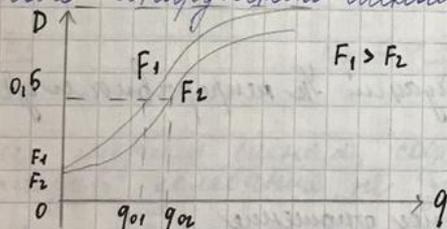
где $q_0 = z_0/v_0$ - нормиров. уровень порога.

$$\Phi(u) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^u e^{-\frac{t^2}{2}} dt - \text{интеграл вероятности}$$

Плотности $P_H(z_H)$, $P_{ср}(z_H)$ и ф-ция $\Phi(u)$ предст. на (рис 3)

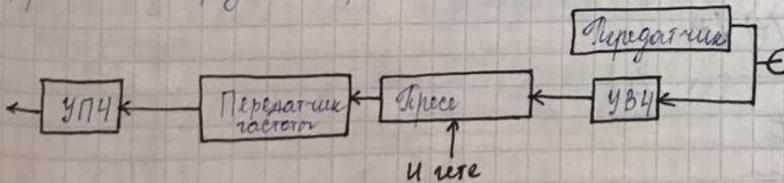


Из уравн. (8) следует, что оптимальная вер-ть ложной тревоги опред-ся только величиной порога q_0 . Ф-ция $D(q)$ при $F = \text{const}$ опред-т кривые обнаружения сигнала (рис 4).



Задавая F по соотношению (8), опред-м q , а затем, зная q_0 , с помощью (7) строим график $D(q)$. Из приведен-х на (рис 4) кривых следует, что для обеспечения одной и той же D при меньшем F нужна большая энергия сигнала.

Заключение: 1-Оптимальной обнаружитель дансен вообщем корреляц. интеграл и сравнивать с порогом.
2-Качество обнаружение сигнала не зависит от их формы и опред-ся энергией соотнош. сигнал/шум.



Обнаружение когерентности сигналов со случайными параметрами.

1. Метод вычисления отношения правдоподобия.
Общее соотношение
2. Обнаружение сигнала со случайной начальной фазой.
3. Обнаружение сигналов со случ. нач. фазой и амплитудой.

Пусть на входе приемного устройства наблюдается смесь сигнала со случайными параметрами β и помехи

$$y(t) = x(t, \beta) + n(t)$$

Введем совместную плотность распределения реализации сигнала и случайных параметров:

$$P_{\text{сов}}(Y, \beta) = P_{\text{сов}}(Y) \cdot P(\beta/Y) = P(\beta) \cdot P_{\text{сов}}(Y/\beta) \quad (1)$$

Интегрируем (1) по β получим:

$$P_{\text{сов}}(Y) = \int P(\beta) \cdot P_{\text{сов}}(Y/\beta) d\beta$$

$$L(Y) = \frac{P_{\text{сов}}(Y)}{P_{\text{сов}}(Y)} = \int P(\beta) \cdot L(Y/\beta) d\beta$$

Перейдем от многомерных реализаций Y к непрерывной $y(t)$

$$L[y(t)] = \int P(\beta) \cdot L[y(t)/\beta] d\beta$$

$$L[y(t)/\beta] = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{P_{\text{сов}}[y(t)/\beta]}{P_{\text{сов}}(y)} \quad \begin{array}{l} \text{частное отношение} \\ \text{правдоподобия при} \\ \text{фиксированном значении } \beta \end{array}$$

Поскольку при фиксированном β сигнал полностью известен, то

$$L[y(t)/\beta] = c \frac{\partial(\beta)}{N_0} \cdot e^{-\frac{1}{N_0} z(\beta)} \quad (2)$$

где $z(\beta)$, $\partial(\beta)$ - частные значения корреляционного интеграла и энергии сигнала

$$z(\beta) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t, \beta) \cdot y(t) dt$$

$$z(\beta) = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2(t, \beta) dt \quad (3)$$

Таким образом, среднее частное отношение правдоподобия по случайному параметру β , можно определить отношение правдоподобия $L[y(t)]$ для сигналов со случайными параметрами и использовать его при решении задач оптимального обнаружения.

II. Рассмотрим модель когерентного сигнала со случайной начальной фазой:

$$x(t, \beta) = X(t) \cdot \cos [\omega_0 t + \varphi(t) - \beta] \quad (4)$$

$\varphi(t)$ - закон фазовой модуляции

$X(t)$ - закон амплитудной модуляции

Преобразуем (4) с использованием формул косинусов в виде суммы к виду:

$$x(t, \beta) = X(t) \cdot \cos [\omega_0 t + \varphi(t)] \cos \beta + X(t) \cdot \sin [\omega_0 t + \varphi(t)] \sin \beta =$$
$$= X_1(t) \cos \beta + X_2(t) \sin \beta$$

$$X_{1,2}(t) = X(t) \begin{matrix} \cos \\ \sin \end{matrix} [\omega_0 t + \varphi(t)]$$

Тогда частное значение коррел. интеграла (3) приводится к виду:

$$Z [y(t) / \beta] = z_1 \cos \beta + z_2 \sin \beta = |z| \cos (\theta - \beta) \quad (5)$$

$$z_{1,2} = \int_{-\infty}^{+\infty} X_{1,2}(t) y(t) dt \quad |z| = \sqrt{z_1^2 + z_2^2}$$

$$\cos \theta = \frac{z_1}{|z|}$$

$$\sin \theta = \frac{z_2}{|z|}$$

Значение энергии сигнала, содержащего большое число периодов колебаний, не зависит от β и равно:

$$E(\beta) = E = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2(t) dt \quad (6)$$

β соответственно с возмущением (5) и (6) частное отношение пропорционально E будет равно:

$$Z [y(t) / \beta] = e^{-\frac{\beta}{N_0}} \cdot e^{\frac{\beta}{N_0}} |z| \cos (\theta - \beta)$$

Положим $P(\beta) = 1/2\pi$ и усредним $Z [y(t) / \beta]$ по β , получим:

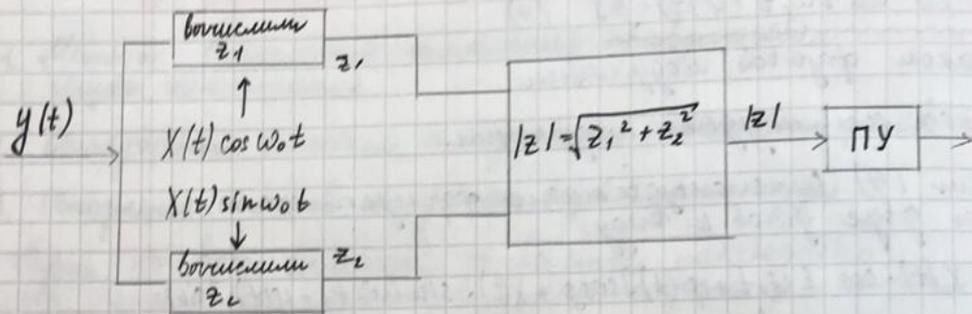
$$Z [y(t)] = e^{-\frac{\beta}{N_0}} \cdot I_0 \left(\frac{2|z|}{N_0} \right) \quad (8)$$

$I_0 = (2|z|/N_0)$ - ф-ция Бесселя первого рода нулевого порядка

$|z|$ - модульное значение коррел. интеграла

=> алгоритм обнаружения сигнала со случайной фазой реализуется абсолютно правильно.

$$\bar{A}_{opt} [y(t)] = \begin{cases} 1, & |z| \geq z_0 \\ 0, & |z| \leq z_0 \end{cases}$$



В обобщенном виде используется 2-х канальная, так называемая квадратичная, корреляционная обработка сигналов.

$$\bar{A}_{opt} [y(t)] = \begin{cases} 1, & |z| \geq z_0 \\ 0, & |z| \leq z_0 \end{cases}$$

III Модуль сигнала описывается выражением

$$x(t, \beta, b) = b x(t) \cos [\omega_0 t + \varphi(t) - \beta],$$

Используя (7) при фиксированном значении для рассматриваемой сигнала можно записать следующие выражение частного отношения правдоподобия, где b - случайная величина принимающая значения от 0 до 1.

$$\ln [y(t)/b] = \ln \frac{z/b}{N_0} \cdot I_0 \left(\frac{2|z|b}{N_0} \right)$$

$$|z(b)| = b|z|, \quad \beta(b) = b^2 \cdot \beta;$$

Эт $|z|$ - энергия и модульное значение корреляционного интеграла при $b=1$.

Величина энергии β задается при этом равной средней заданное релеевским распределением энергии.

$$p(\beta) = 2\beta \cdot e^{-\beta^2}.$$

усреднен частотное отношение правдоподобия найдем:

$$\ln [y(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} p(\beta) \ln [y(t)/b] \cdot \frac{b - N_0}{\beta + N_0} \cdot \ln \frac{2|z|^2}{N_0(\beta + N_0)} \quad (8)$$

$$\bar{A}_{opt} [y(t)] = \begin{cases} 1, & |z| \geq z_0 \\ 0, & |z| \leq z_0 \end{cases}$$

Структурная схема обнаружения сигнала со случайной начальной фазой и амплитудой и детектирования структурной схемой обнаружения сигнала со случайной начальной фазой рассматривается ниже.

Таким образом, алгоритм обнаружения для сигналов со случайными параметрами сводится к следующему:

- 1) По принятой реализации $y(t)$ вычисляется частное значение отношения правдоподобия или корреляционного интеграла.
- 2) Проводится усреднение частного значения отношения правдоподобия по случайным параметрам и сравнивается с порогом или берется модуль корреляционного интеграла и сравнивается с порогом z_0 .
- 3) Принимается соответствующее решение \hat{A} .
- 4) Показатели качества обнаружения сигналов со случайными параметрами.

Показатели при наличии только помехи касаются независимых величин z_1 и z_2 имеют нормальный закон распределения.

$$P_{\Pi}(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \rho_0} e^{-\frac{z^2}{2\rho_0^2}} \quad z_{\Pi} = \frac{z}{\rho_0} \text{ - нормированное значение корреляционного интеграла.}$$

$$P_{\Pi}(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{z^2}{2}}$$

Постоянство для $|z_{\Pi}| = \sqrt{z_{\Pi 1}^2 + z_{\Pi 2}^2}$ имеет место закон распределения Релея:

$$P_{\Pi}(|z_{\Pi}|) = |z_{\Pi}| e^{-\frac{z_{\Pi}^2}{2}}$$

При воздействии полезного сигнала со случайной начальной фазой β каскады и кривые условные плотности вероятности величин z_1 и z_2 изменяются соответственно на:

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(t, \beta) x_{1,2}(t) dt = z \cos \beta$$

а простое распределение Релея приводит в соответствие:

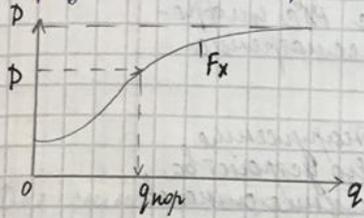
$$P_{\Pi}(|z_{\Pi}|) = |z_{\Pi}| e^{-\frac{|z_{\Pi}|^2 + z_0^2}{2}} \cdot I_0(z_0 |z_{\Pi}|)$$

$I_0(x)$ - модифицированная функция Бесселя первого рода

Характерный вид кривых $P_{\Pi}(|z_{\Pi}|)$ и $P_{\Pi}(|z_{\Pi}|)$ показан на рис. 2.

- сигнал с известными параметрами
- сигнал со случайной начальной фазой
- сигнал со случайной начальной фазой и амплитудой

Переломы - сигнал с которым при заданной вероятности ложной тревоги α обнаружен с заданной вероятностью правильного обнаружения β . Переломы сигнала характеризуются энергией (или мощностью), которую можно рассчитать, зная значение параметра обнаружения q . Величина q определяется по кривой обнаружения (рис 4).



Пусть заданы β_3 и F_3 . По кривой обнаружения определим $q_{пор}$. Поскольку $q = \sqrt{\frac{2E_s}{N_0}}$, то $E_{пор} = \frac{q_{пор}^2 N_0}{2}$.

Если мощность сигнала или его E_s \geq соответствующим значениям при установленном значении $F = F_3$, то условие вероятности правильного обнаружения β_3 .

Вывод: Возможность обнаружить сигнал при известном приеме с заданными значениями β и F определяется лишь отношением E сигнала к спектральной плотности шума. Поэтому несущественно, какую форму имеет когерентный сигнал - импульсный, он или непрерывный и по какому закону он модулирован.

Заключение:

- 1) Отношение правдоподобия для сигналов со случайной начальной фазой, либо случайными начальными фазами и амплитудой, пропорционально модулю корреляционного интеграла.
- 2) Кривые обнаружения для сигнала со случайной неформативными параметрами совпадают по сравнению с кривыми с известными параметрами вправо.
- 3) Параметр обнаружения когерентного сигнала заданного вида зависит только от E сигнала и спектральной плотности шума.

Обнаружение некогерентных сигналов.

лекция 9

Вопросы лекции:

- 1) Модуль некогерентного сигнала. Отношение правдоподобия.
- 2) Некогерентное накопление сигнала. Анализ качества некогерентного накопления.
- 3) Цифровые обнаружители.

В случае слабой некогерентной помехи, когда оптимален квадратичный детектор, последдетекторное суммирование шумов производится с весовыми коэффициентами. $k_i = S_i^2$, т.к.

$$\sum_{i=1}^M \ln I_0 \left(\frac{2 S_i |z_{0i}|}{N_0} \right) \approx \sum_{i=1}^M \frac{S_i^2 |z_{0i}|^2}{N_0^2}$$

В случае некогерентной помехи шумов большой амплитуды оптимален линейный детектор и последдетекторное суммирование производится с весовыми коэф. $k_i = S_i$ поскольку

$$\sum_{i=1}^M \ln I_0 \left(\frac{2 S_i |z_{0i}|}{N_0} \right) \approx \sum_{i=1}^M \frac{2 S_i |z_{0i}|}{N_0}$$

В случае флюктуирующей помехи оптимален квадратичный детектор и последдетекторное суммирование производится с весовыми коэффициентами

$$k_i = \frac{S_i^2}{S_i^2 + \frac{2}{q^2}}$$

$q^2 = \frac{2 \Delta f}{N_0}$ - отношение сигнал/шум для шумов с весовым коэффициентом единицы, средняя мощность которого равна Δf .

$$\sum_{i=1}^M \frac{|z_{0i}|^2}{\Delta f + N_0} = \frac{1}{\Delta f} \sum_{i=1}^M \frac{S_i^2 |z_{0i}|^2}{S_i^2 + \frac{N_0}{\Delta f}}, \text{ где } \Delta f = \Delta f_0 \cdot S_i^2$$

В ПРС с виртуальной индикацией некогерентное накопление осуществляется на экране индикатора за счет явления послесвечения. При автоматизации более дальнее и вероятное накопление можно реализовать с помощью линий задержки, потенциалов. Отсутствие последдетекторного накопления при автоматизированной системе может означать ухудшить условия обнаружения, да еще по сравнению с виртуальной системой. Поэтому отказ от некогерентного суммирования нецелесообразен.

Сравнение некогерентного суммирования с когерентным. Когерентное суммирование дает большие выигрыши, т.к. шумовым образом использует энергию всей помехи. Но при переходе от одного шумового к 10 и более энергии каждого шумового уменьшились. В 10 раз, т.е. на 10 дБ (а не на 9 дБ), при переходе к 100 шумовым - в 100 раз, т.е. на 20 дБ (а не на 19,5).

График потерь в децибелах некогерентного суммирования (некогер. интегрир.) по отношению к когерентному для $\Delta = 0,9F = 10^{-7}$.

III. М
во
дан
рей
дав
лом
кри
вом
един
На
пре
ши
отсу
Если
в од
в М
верб

$C_k^i =$

В о
опр
кетр

Гра
сум
рез
и

1. Да
2. Да
3. Да

III. Широко применение находят схемы цифрового накопления. Получаемые последов. импульсы и единицы. решаются за несколько периодов тактич. к. с помощью датчиков с рывком. Рез-та набирог. для фиксиров. времени устр-во. $n \cdot m \cdot k$ подсчитывает число единиц i в k . периоде посылки. Число i сравнивается со вторым порогом уровня w . При услов. $i \geq w$ логич. устр-во выдает единицу, в противном случае ноль.

Число обнаружение выражается чрез вероятности превышения первого порога точно i и не превышение $(k-i)$ импульсов за k периодов посылки при наличии и отсутствии сигнала.

Если D_0 - условная вероятность превышения первого порога в одном периоде посылки при наличии сигнала, то в предположении независимости импульсов вероятность можно найти по формуле Бернулли в виде:

$$C_k^i D_0^i (1 - D_0)^{k-i}$$

$$C_k^i = \frac{k!}{(k-i)! i!}$$

$$C_4^2 = \frac{4 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 1}{(2 \cdot 1)^2} = 6.$$

$$D = \sum_{i=w}^k C_k^i D_0^i (1 - D_0)^{k-i}$$

$$F = \sum_{i=w}^k C_k^i F_0^i (1 - F_0)^{k-i}$$

В отсутств. флуктуаций отрис. сигнала для каждого k числств. сигнал знач. ноль (w), обеспечивающее минимальн. потерь по сравнению с конкурентной посылкой.

Таким образом, цифровой накопление при оптич. реализации обеспечивает близкие к аналоговому накоплению результаты и позволяет осуществлять обработку сигналов на РИ на современной элементной базе.

Дальность обнаружения и зонн видности РЛС.

Лекция 10.

1. Дальность обнаружения РЛС.
2. Влияние земли и атмосферы на дальность действия РЛС.
3. Зонн видности РЛС.

Одной из важнейших характеристик РЛС, определяющих ее боевые возможности является дальность действия. Дальность действия показывает максим. расстояние, на котором РЛС решает задачи с показателем качества не хуже заданного. Обычно задается обнаружением цели, координат и условий применения РЛС, точность определения и условия тревоги. Поэтому дальность действия зависит как от характеристик РЛС, так и условий ее работы: уровне возмущений помех, условий распространения радиоволн, характеристик позиции РЛС и параметров внешней среды.

Цель лекции: раскрыть содержание метода оценки дальности действия и зона видности РЛС и факторов, влияющих на эти характеристики.

Максимальная дальность обнаружения цели (дальность обнаружения) есть max расстояний между РЛС и целью, при котором обеспечивается обнаружение цели с заданным показателем качества - условиями вероятности правильного обнаружения P и ложной тревоги F .



Простейшей схемой обнаружения цели в свободном пространстве т.е. без учета внешней атмосферы и земли.

При приеме зондир. сигналов РЛС создат в месте расположения цели плотность потока мощности

$$P_{\text{ц}} = \frac{P \cdot G(\alpha, \beta)}{4\pi R_{\text{д}}^2}$$

где P - мощность передатчика РЛС
 $G(\alpha, \beta)$ - коэффициент усиления передающей антенны.

Обнаруемая цель становится вторичным излучателем. Мощность его излучения равна $P_{\text{ц}} = P_{\text{ц}} \cdot \sigma_{\text{ц}}$.

Витая, что ЭМВ от цели распространяется изотропно у приемной антенны РЛС плотность потока мощности равна

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{ц}}}{4\pi R_{\text{д}}^2} = \frac{P_{\text{ц}} \cdot \sigma_{\text{ц}}}{4\pi R_{\text{д}}^2}$$

Мощность принимаемого сигнала $P_{\text{пр}}$ на согласованной нагрузке на входе антенны пропорцион. эффективной площади

принятой антенны $A_{эфф}(\epsilon, \beta)$ $P_{пр} = P_{пр} \cdot A_{эфф}(\epsilon, \beta)$ (3)

$$P_{пр} = \frac{P_{с} \cdot \sigma_{с}}{4\pi r^2} A_{эфф}(\epsilon, \beta) = \frac{P \cdot G(\epsilon, \beta) \sigma_{с} A_{эфф}(\epsilon, \beta)}{(4\pi)^2 r^4}$$

Переходим от мощности излученной и принятой сигналов к их энергии, можем записать:

$$\Delta P_{пр} = \frac{\partial G(\epsilon, \beta) \sigma_{с} A_{эфф}(\epsilon, \beta)}{(4\pi)^2 r^4} \quad (4)$$

Заменим в (4) это на количество $\Delta n_{пр}$ (или мин. необход. $\Delta n_{пр}$ мин), которое требуется для обнаружения цели с заданной вероятностью D_n и F . Вместо $r_{с}$ следует подставить $r_{с \max}$ - макс. дальность обнаружения, т.е.

$$\Delta n_{пр} = \frac{\partial G(\epsilon, \beta) \sigma_{с} A_{эфф}(\epsilon, \beta)}{(4\pi)^2 (r_{с \max})^4}$$

$$r_{с \max} = 4 \sqrt{\frac{\partial G(\epsilon, \beta) A_{эфф}(\epsilon, \beta) \sigma_{с}}{(4\pi)^2 \Delta n_{пр}}}$$

Полученное уравнение называется уравнением радиолокации.

Величина $\Delta n_{пр}$ находится из соотношения

$$\Delta n_{пр} = \sqrt{\frac{2 \Delta n_{пр}}{N_0}}$$

значения G и $A_{эфф}$ являются ф-циями угловых координат.

$$G(\epsilon, \beta) = G_{\max} F_n^2(\epsilon, \beta)$$

$$A_{эфф}(\epsilon, \beta) = A_{эфф \max} F_{пр}^2(\epsilon, \beta)$$

$F_n(\alpha), F_{пр}(\epsilon, \beta)$ - нормиров. характеристика антенны РЛС по лок. на передачу (прием).

Если для приема и передачи используется одна антенна, то

$$F_n(\epsilon, \beta) = F_{пр}(\epsilon, \beta) = F(\epsilon, \beta)$$

$$r_{с \max} = 4 \sqrt{\frac{\partial \cdot G_{\max} \cdot A_{эфф \max} \cdot \sigma_{с}}{\Delta n_{пр} (4\pi)^2} \cdot F(\epsilon, \beta)}$$

В направлении макс. д.р. $F(\epsilon, \beta) = 1$ поэтому дальность обнаружения будет макс

$$r_{с \max} = 4 \sqrt{\frac{\partial \cdot G_{\max} \cdot A_{эфф \max} \cdot \sigma_{с}}{\Delta n_{пр} (4\pi)^2}}$$

Следовательно $r_{с \max} = r_{с \max} \cdot F(\epsilon, \beta)$.

$$G_{\max} = \frac{4\pi \cdot A \cdot Z_{\text{эфф max}}}{\lambda^2}$$

$$r_{\max} = \sqrt{\frac{Z \cdot G_{\max} \cdot \sigma_0 \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 Z_{\text{эфф}}}}$$

Для штырьковой РЛС $Z = Z_H = P_H \cdot Z_H$, где P_H, Z_H - мощность и д.п.ч. штыря.

Зависимость дальности действия РЛС.

- 1) Из уравнения радиолокатора следует, что макс дальность действия РЛС пропорциона корню четвертой степени из энергии передатчика сигнала. Конкр. при увеличении мощности ЭВ в 16 раз дальность обнаружения цели увеличится в 2 раза. Аналогично влиянию ЭФФ и σ_0 .
- 2) Величина коэффициента влияния и дальность действия РЛС изменяется параболы в антилог. Дальность действия пропорц. корню квадрата λ G_{\max} .
- 3) Зависимость дальности действия от λ более сложная. Если зафиксировать ЭФФ антенны, то уменьшение λ ведет кубическому уменьшению дальности действия.

Влияние атмосферы.

На дальность действия РЛС могут повлиять различные эффекты, возникающие при распространении радиоволн в атмосфере Земли.

Основными из них являются:

- искривление траектории распространения (рефракция)
- затухание радиоволн
- изменение характера поляризации колебаний в ионосфере.

Искривление траектории (явление рефракции) возникает из-за изменения коэффициента преломления тропосферы и ионосферы по высоте.

Явление рефракции возникает и наблюдается практически постоянно. В случае норм. рефракции луч отклоняется от прямолинейной траектории к земле. Дальность обнаружения наземных целей при этом увеличивается. Существует критич. высота рефракции, когда радиус кривизны луча равен радиусу земного шара. При этом луч распространяется параллельно земной поверхности (рис. 4).

При большом радиусе кривизны луча отклонен от земли луч может вновь многократно искривиться и отразиться от земли и др. заметное ослабление достигн. удаленных точек. Это явление носит название сверхрефракции, в оптическом диапазоне волн - это мираж. При сверхрефракции волна распространяется в слое, который называется тропосферной волноводом. Его высота составляет 20-200 м.

Условиями возникновения сверхрефракции являются:
 увеличение температуры с высотой ($dT/dh > 0$) и резкое
 уменьшение влажности ($dL/dh < 0$)

Сверхрефракция может возникнуть также над ледяными
 озерами она не имеет реверсного характера и в ряде случаев
 может послужить причиной создания бушующих полей РЭС.

Отрицательная рефракция может возникнуть во время снегопада.
 Формируясь из наиболее сухих фронтов влажности полярных
 РРВ и в отличие от обычных коротких волн от полярных что
 дает возможность радиолокационно отслеживать происходящее
 в области течи земли.

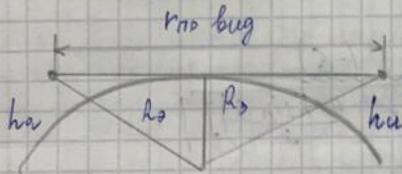
Затухание радиоволн в атмосфере обусловлено поглощением
 на земной поверхности молекулами кислорода и водяного
 пара, а также, в зависимости от влажности - поглощением
 и каплями воды.

Затухание радиоволн характеризуется коэффициентом
 затухания β , который учитывают при расчете дальности
 действия РЭС по формуле:

$$r_{z \text{ max}} = r_0 \text{ max} \cdot 10^{-\frac{\beta \cdot r}{0,05 \text{ dB/km}}}$$

Влияние Земли на дальность действия РЭС связано с кривизной
 земли и интерференцией радиоволн.

Кривизна Земли ограничивает видимость цели предельное
 радиогоризонта.



Дальность прямой видимости РЭС равна:

$$r_{\text{пр-вид}} [\text{км}] = 4,12 (\sqrt{h_a} [\text{м}] + \sqrt{h_b} [\text{м}])$$

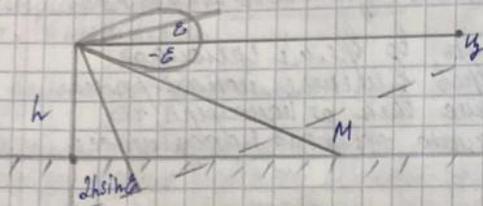
Сферичность Земли требует коррекции соотношения для
 вычисления высоты цели. Если не учитывать сферичность
 земной поверхности, то высота цели по высоте горизонта равна

$$H_r = h_a + r_{\text{max}} \sin^2 \alpha$$

С учетом сферичности $H_{\text{ист}} = H_r + \delta H$, где при стандартной
 атмосфере $\delta H = \frac{r_{\text{max}}^2}{2h_a}$

Интерференция возникает при взаимодействии прямой и отраженной от Земли радиоволн. Для определения сложной диаграммы с характеристической направленности $F(\theta)$ дальность действия РЭС определяется соотношением

$$V_{y \text{ max}} = V_{0 \text{ max}} \cdot F(\theta) \cdot \phi(\theta)$$



Результат интерференции сводится к произведению комплексной волны и комплексного коэффициента Земли:

$$E_p = E_0 F(\theta) + E_0 F(-\theta) \rho e^{-j\psi} = E_0 F(\theta) \left[1 + \rho e^{-j\psi} \frac{F(-\theta)}{F(\theta)} \right] = E_0 F(\theta) \cdot \phi(\theta)$$

$\rho = |\rho| e^{-j\psi}$ - комплексный коэф. отражения.

$\psi = 2\pi \frac{2h(\sin \theta)}{\lambda}$ - сдвиг фаз между прямой и отраженной волнами по отношению к прямой волне.

Модуль $\phi(\theta)$ соответствует амплитуде Земли:

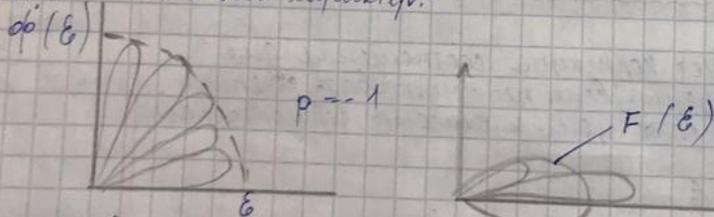
$$|\phi(\theta)| = \phi(\theta)$$

В простейшем случае зеркал. отражение при малом угле θ удовлетвор. фазовое

$$\rho = -1 \quad |\rho| = 1 \quad \psi = 180^\circ \quad F(\theta) = F(-\theta)$$

$$\phi(\theta) = \left| 1 + e^{-j(\pi + \psi)} \right| = \left| \sqrt{2} \left[1 + \cos \left(\pi + \frac{4\pi h \sin \theta}{\lambda} \right) \right] \right| = 2 \left| \frac{\sin 2\pi h \sin \theta}{\lambda} \right| \approx \frac{4\pi h}{\lambda} |\sin \theta|$$

Из нарисованного, схемат. видно, что амплитуда Земли имеет косинусоидальный характер.

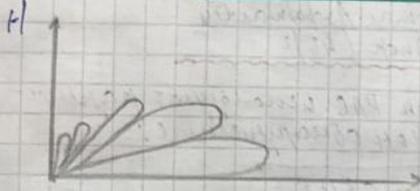


Влияние Земли на дальность действия РЭС увеличивается с увеличением длины волны. При этом при зеркальном отражении дальность действия РЭС может быть как больше

r_{max} , так и наличие этой величины. Таким образом, Земля и её атмосфера могут оказывать существенное влияние на дальность действия РЛС.

III Зона видимости, называют часть пространства, в пределах которой радиолокатор может осуществлять функции обнаружения или измерения с требуемой точностью показателем при заданной эффективной поверхности цели.

Зона видимости в вертикальной плоскости за счет влияния Земли может иметь местковый характер



Зона видимости может строиться в азимутальной или горизонтальной сечении в гориз. и верт. плоск. Траектория зоны видимости в гориз. плоскости для наземной РЛС кругового обзора, расположенной на высоте поверхности, представляет собой окружность.

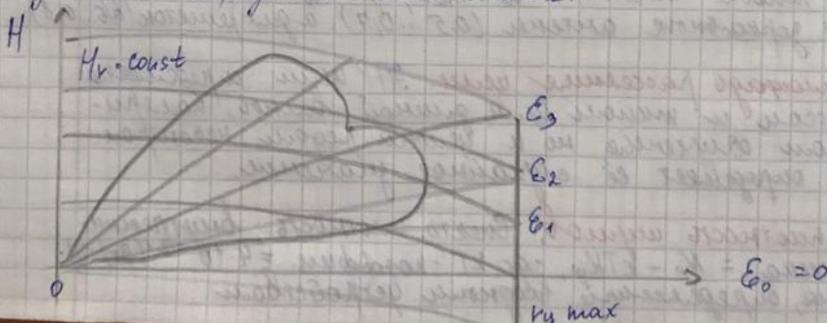
Зона видимости в вертикальной плоскости за счет влияния Земли может иметь местковый характер. В частности это имеет место в диапазоне метрового волн, когда значение PRF близки к единице.

Зона видимости в вертикальной плоскости обычно строится в проекции системы координат: высота (H) - дальность наклонная (r_{max}).

На координ. сетку наносится линия или в месте, линии приведенные высоты (H_r) и изобосетные кривые с учетом сферичности Земли. Толщина ΔH последних под влиянием приведенной высот определяется соотношением

$$\Delta H = \frac{r_{\text{max}}^2}{2R_z}$$

При этом высота и дальность на диаграмме обычно откладывают в разных масштабах.



При излучении маловольтная ($H < 1000$) цели дальность действия РЛС существенно увеличивается. Формулы $F(\beta, \epsilon) = 1$
 Тогда $r_{y \max} = r_{o \max} \cdot \Phi(\epsilon)$.
 При малом угле $\epsilon \sin \epsilon \approx \epsilon$, поэтому

$$\Phi(\epsilon) = \frac{4\pi h}{\lambda} \cdot \epsilon$$

$$r_{y \max} = r_{o \max} \left(\frac{4\pi h}{\lambda} \right) \cdot \frac{H}{r_{y \max}} \quad \epsilon = \frac{H}{r_{y \max}}$$

$$r_{y \max} = \sqrt{\frac{4\pi h H}{\lambda} \cdot r_{o \max}} = \sqrt{\frac{5hH}{\lambda} \cdot \frac{9 \cdot \sigma_{\max} \cdot A_{\text{эфф}} \cdot \sigma_{\text{ц}}}{\text{Энер} (4\pi)^2}}$$

В зависимости от типа и тех. хар-к РЛС используют различные зависимости для расчета дальности обнаружения:

$$R_0 = 4 \sqrt{\frac{P_n \gamma_n A_{\text{эфф}} \sigma_{\text{ц}}}{4\pi \lambda^2 N_0 \alpha_{\text{п}} \text{Энер}}} \quad R_0 = 4 \sqrt{\frac{P_n \gamma_n \sigma_{\text{ц}} \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^3 N_0 \alpha_{\text{п}} \text{Энер}}}$$

$$R_0 = 4 \sqrt{\frac{P_n \gamma_n N_0 \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^3 k T K_{\text{ш}} \alpha_{\text{п}} \text{Энер}}} \quad R_0 = 4 \sqrt{\frac{P_n \gamma_n \sigma_{\text{ц}} A_{\text{эфф}} \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^2 N_0 \alpha_{\text{п}} \text{Энер}}}$$

Расчет дальности ведется, используя след. размерности величин: ϵ - безразмерная в формулах: $P_n, P_n - \text{Вт}$; $\gamma_n - \text{с}$; $S_a, \sigma_{\text{ц}} - \text{м}^2$; $N_0 = k T K_{\text{ш}} - \text{Вт/Гц}$; $\lambda - \text{м}$; R_0 - м. Остальной безразмерной (A, B)

Мощность излучения. Средняя и импульсная мощности излучения бортовых РЛС зависят от типа (упреждающее) РЛС и обычно равны $P_{\text{ср}} = 100 \dots 300 \text{ Вт}$, $P_n = 10^3 \dots 10^4 \text{ Вт}$

Длительность сигнала. Время τ_n определяется длит-тью когерентн. сигнала или когерентной части сигнала или M импульсов. Некогерентное накопление M сигналов после когерентной обработки учитывается в соотв. характеристиках обнаружения.

Коэффициент усиления и площадь антенны. Коэф. усиления G определяется площадью антенны и для бортовых РЛС равен $(1.4) \cdot 10^3$. Эффект. площадь антенны S_a определяется коэф. площади S и типом антенны: $S_a = k_a S$, где k_a - коэф. исполн. антенны, для зеркальной антенны (0.5 ... 0.7), а для решеток (0.6 ... 0.8).

Эффективная площадь рассеяния цели. ЭПР цели определяется не только классом и типом цели, длиной волны, поляризац. фактор, что определяет ее случайное значение.

Спектральная плотность шумов. Спектр. плотность внутренних шумов приемника $= N_0 = k T K_{\text{ш}}$, где $k T$ - коэф. $= 4 \cdot 10^{-21} \text{ (Вт/Гц)}$
 $K_{\text{ш}}$ - фактор шума, определяемый введением устройством

приемника РЛС: параллельный усилитель $K_{\text{ш}} = 2..4 \text{ дБ}$,
туннельный диод $K_{\text{ш}} = 5..6 \text{ дБ}$
балансный смеситель $K_{\text{ш}} = 6..9 \text{ дБ}$.

Спектральная плотность шумовой посылки $N_{\text{ш}}$, энергетический потенциал (спектральная плотность излучения), стационарный активный помех $P_{\text{п}} G_{\text{п}} / \Delta f_{\text{п}} = 10^{-1} \dots 10^{-3} \text{ Вт/Гц}$, где $P_{\text{п}}$ - мощность передатчика помех; $G_{\text{п}}$ - коэф. усиления антенны станции помех; $\Delta f_{\text{п}}$ - полоса частот излучения помех.

Спектральная плотность помех на входе приемника РЛС:

$$N_{\text{п}} = \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}}}{\Delta f_{\text{п}}} \cdot \frac{S_{\text{а}}}{4\pi R_{\text{п}}^2} = \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}}}{\Delta f_{\text{п}}} \cdot \frac{G_{\text{л}}^2}{(4\pi)^2 R_{\text{п}}^2}$$

Телевизионный сигнал фона. Основной вклад в шумовый сигнал фона вносит отражение от подстилающей поверхности, определяемые удельной ЭПР местности σ_0 и разрешением по дальности и азимуту $\sigma_{\text{ф}} = \sigma_0 \delta r \delta \varphi$.

Расчет коэффициента потерь энергии сигнала. Суммарные потери энергии сигнала. $\alpha_{\text{п}} = \alpha_{\text{вч}} + \alpha_{\text{лх}} + \alpha_{\text{лост}} + \alpha_{\text{абр}}$.

Потери в высокочастотном тракте $\alpha_{\text{вч}}$ (отражение антенны, волноводы) - 4-5 дБ. Эти потери иногда выносятся в соответствие уменьшения коэф. усиления антенны.

Заключительная часть:

- 1) Дальность действия РЛС существенно увеличивается с ростом мощности передатчика и пороговой чувствительности приемника.
- 2) Дальность обнаружения низколетящих целей определяется формой боковой стенки излучения и определением энергетических параметров радиолокатора.
- 3) Атмосфера и отражение от Земли могут как уменьшать, так и увеличивать дальность действия РЛС.

В.3. Анализ рынка и определение перспективных направлений
 исследования и анализ рынка и перспективы, оценка возможности
 реализации бизнес-идеи, определение оптимальных параметров
 бизнес-плана. Анализ рынка осуществляется для того, чтобы определить
 бизнес и рыночные условия, определить потребности покупателей и
 рынок и поэтому для и определить рынок и определить возможности
 рынка и бизнес-плана

• При исследовании рынка необходимо учитывать следующие факторы
 с. 38. Анализ рынка и оценка перспектив развития бизнеса
 - анализ рынка и оценка перспектив развития бизнеса

$$N(t) = \sum_{i=1}^n b_i(t) \times (1 - t_i) e^{-(2000(t_i + \Phi_i(t)) + b_i)}$$

• Анализ рынка осуществляется с помощью анализа рынка и оценки перспектив
 развития бизнеса с помощью формулы (рис. 12)

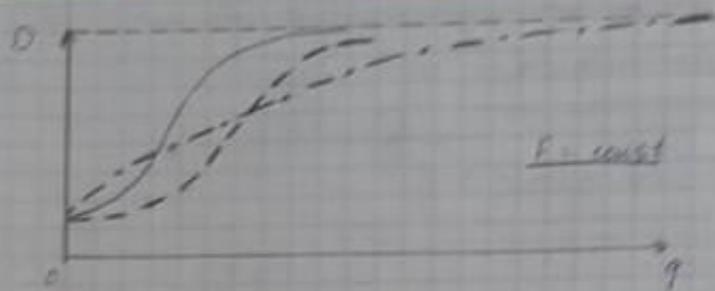
• Если рынок характеризуется в основном разрозненными объектами,
 то можно использовать различные методы, когда они разрознены и
 равны по своему размеру, - инвентаризация

• Инвентаризация осуществляется с помощью анализа рынка и оценки перспектив
 развития бизнеса с помощью формулы (рис. 12)

• Анализ рынка осуществляется с помощью анализа рынка и оценки перспектив
 развития бизнеса с помощью формулы (рис. 12)

• Анализ рынка осуществляется с помощью анализа рынка и оценки перспектив
 развития бизнеса с помощью формулы (рис. 12)

Н-анализ
 рынка
 с помощью
 формулы



- сила с некоторым увеличением пористости,
- - - сила со слоя или фазы,
- · - сила со слоя или фазы и амальгамы.

Рис. 3

• Зная силу срабатывания амальгамы, можно найти пороговую силу.

Зная силу срабатывания, можно найти пороговую силу срабатывания амальгамы и заданной фазы и заданной амальгамы D. Зная силу срабатывания фазы (или амальгамы), можно найти пороговую силу срабатывания амальгамы q. Зная q, можно найти пороговую силу срабатывания (рис. 4)

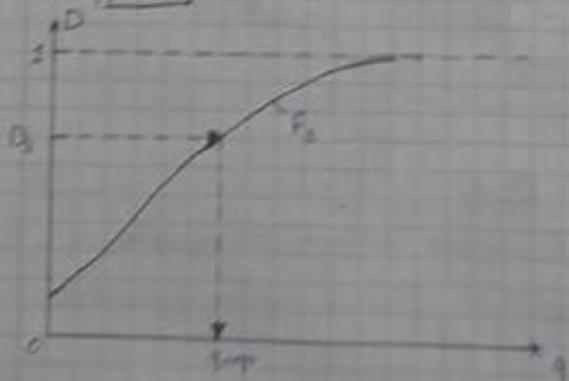


Рис. 4

• Интенсивность концентрации электрических зарядов на поверхности

$$D = \int_{q_0}^{\infty} P_{0n}(|Z_n|) d|Z_n|,$$

$$F = \int_{q_0}^{\infty} P_n(|Z_n|) d|Z_n| = \epsilon \frac{q_0^2}{2}$$

случай $q = \sqrt{2 \epsilon m \frac{V}{e}}$

• График электрического поля от нуля или фазы, представлен на рис. 3. В центре графика электрического поля и электрических зарядов - нуль, т.е. в центре электрического поля - нуль. Значит для обозначения графика электрического поля.

• Для случая от нуля или фазы и амплитудой, распределен по равномерной дуге, плотность берется $P_{0n}(|Z_n|) + P_{0r}(|Z_n|)$ определяется формулой равномерной распределенности

$$P_{0n}(|Z_n|) = |Z_n| \epsilon \frac{|Z_n|^2}{2}$$

$$P_{0r}(|Z_n|) = \frac{|Z_n|}{2 + q^2} \epsilon \frac{|Z_n|^2}{2 + q^2}$$

• Соответственно $D = \epsilon \frac{q^2}{2 + q^2}$; $F = \epsilon \frac{q^2}{2}$

• Интенсивность графика электрического поля от нуля или фазы - нуль и амплитудой

$$D = F \frac{1}{1 + \frac{q^2}{2}}$$

• График $D(q)$ (рис. 3) в области больших D увеличивается быстрее, чем в области малых D увеличивается быстрее, чем при амплитуде нуля.

• Наоборот, при малых D ($D < 0.2$) функция амплитуды уменьшается быстрее, чем при амплитуде нуля.

• Формулы для параметров регуляторов по известным параметрам АБ-С
 P_0 - известная мощность, T_0 - известное значение, f_0 - известная частота колебаний 3-го порядка

Известная мощность вычисляется по формуле

$$P_0 = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} P(t) dt$$

$Q_0 = P_0 \cdot T_0$ - при этом значение мощности. Чем больше она величина, тем больше дальность действия РАС. Издание 36 и 37 имеют значение величины 2-го порядка, увеличенной мощностью известными параметрами. P_0 - значение частоты 36 T_0

• Если мы радиотехнической и непрерывной системы, то среднее значение

$$P_{cp} = \frac{P_0 T_0}{T} = \frac{P_0}{Q} \quad - \text{ где } P_0 \text{ - известная мощность}$$

$$P_{cp} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt \quad - \text{ где } P(t) \text{ - известная во времени система}$$

$P(t)$ - известная мощность, вычисляется по известным параметрам, значение f_0 - известная частота колебаний

$$Q = \frac{T}{T_0}$$

известная

• Число частот f_0 может быть различным в зависимости от работы регулятора. Если РАС. Выход регулятора зависит от на него известными параметрами. ЧРБ известна, известная величина 10 метров.

• Расчет частоты при ее известии АБ-С и ее значение.
 • 36 и 37 имеют значение между собой, при этом известии РАС, в зависимости от системы, которую мы знаем по известным параметрам и известными

$$\hat{q}(j) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (3)$$

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{q}(j) e^{j\omega t} d\omega, \quad (4)$$

• Известная система при этом известии и ее значение.

$$\hat{G}(j) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (5)$$

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{G}(j) e^{j\omega t} d\omega.$$

В1. Для заданной радиосигнальной системы имитации радиоволны, передающей антенной РАС (уравнение).

В канале ЗС в от приемной антенны СВЧ ($3 \cdot 10^8 \text{ м} = 150 \cdot 10^6 \text{ Гц}$)

• В от приемной ЗС может быть представлено в виде

$$x(t) = X(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t) + \varphi_0) \quad (1)$$

• В комплексной форме ЗС записывается таким образом

$$\dot{x}(t) = X(t) e^{j(2\pi f_0 t + \varphi(t) + \varphi_0)} = \dot{x}(t) e^{j2\pi f_0 t} \quad (2)$$

комплексная амплитуда сигнала

$X(t), \varphi(t)$

зависит амплитуды фазовой модуляции

j - мнимая единица

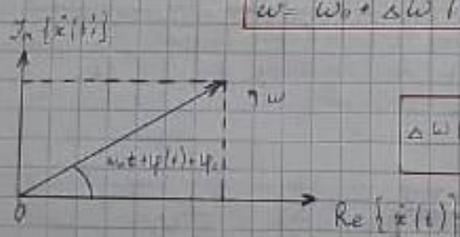
φ_0 - начальная фаза

• Физический смысл сигнала (1) является реальной частью комплексного сигнала (2), т.е.

$$x(t) = \text{Re} \{ \dot{x}(t) \}$$

• Геометрической интерпретацией ЗС в форме (2) является вектор, длина которого $X(t)$, вращающийся против часовой стрелки с угловой скоростью.

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega(t)$$



$$\Delta\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt}$$

$\omega_0 = 2\pi f_0$

$\Delta\omega(t)$

зависит частотной модуляции

• Проекции этого вектора на оси координат являются действительной и мнимой частями сигнала в форме (2), т.е.

$$\dot{x}(t) = \text{Re} \{ \dot{x}(t) \} + j \text{Im} \{ \dot{x}(t) \}$$

• Такие составляющие ЗС называются также квадратурными

• Комплексная амплитуда также может быть выражена вектором и соответствующими квадратурными составляющими:

$$\dot{X}(t) = \text{Re} \{ \dot{x}(t) \} + j \text{Im} \{ \dot{x}(t) \}$$

мыслим, что $P_n(t_k) = P_n(t_{k-1}) + \Delta P_n(t_k)$

• Докажем, что процесс имеет случайное блуждание с
 независимыми и одинаковыми $\Delta P_n^k = N_0 \Delta t \sigma^2$ скачками

$$P_n(t_k) = \frac{t}{\sqrt{2T N_0 f_{max}}} e^{-\frac{t^2}{2 N_0 f_{max}}} = \sqrt{\frac{\Delta t}{T N_0}} e^{-\frac{t^2}{N_0} \Delta t}$$

• Для малых скачков считаем

$$P_n(t_k) = \sqrt{\frac{\Delta t}{T N_0}} e^{-\frac{(t_k - t_{k-1})^2 \Delta t}{N_0}}$$

• Тогда имеем

$$Q(t) = \frac{P_n(t)}{P_n(0)} = e^{-\frac{t^2}{N_0} \sum_{k=1}^n \Delta t} = e^{-\frac{t^2}{N_0} \sum_{k=1}^n \Delta t} \quad (4)$$

• Для перехода к непрерывному пределу $y(t)$ считаем $\Delta t \rightarrow 0$, суммируем $Q(t)$ переходим к интегралу. При этом

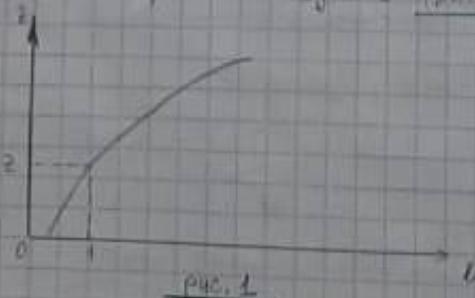
$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \sum_{k=1}^n \Delta t = \int_0^t x'(t) dt = \Theta \quad (2)$$

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \sum_{k=1}^n x_k y_k \Delta t = \int_0^t x(t) y(t) dt = Z \quad (3)$$

• Подставив (2), (3) получим

$$Q[y(t)] = e^{-\frac{\Theta}{N_0}} = e^{-\frac{Z}{N_0} [y(t)]} \quad (4)$$

• Таким образом, мы получили с помощью метода малых скачков
 параметрическое уравнение вероятности для ст. непрерывной ф-ции
 процесса - это интеграл $Z[y(t)]$ (рис. 1)



виз →
визуализация

• Для нас решение, соответствующее условиям $u_1 = 1$ и $u_2 = 1$ является оптимальным, но

$$A_1 + \bar{A}_1 = I \quad F + \bar{F} = I$$

• Для этого условия оптимальности можно найти оптимальное соотношение уровней вер-тичного и горизонтального \bar{A}_1 и \bar{F}

• Конъюнктивные значения $u_1 = 1$ и $u_2 = 1$ являются оптимальными и только в том случае, если из правых частей соответствующих значений $u_1 = 1$ и $u_2 = 1$ вычитать значения \bar{A}_1 и \bar{F} соответственно. За период времени работы радиосистемы формируется большое число m пакетов $m \gg 1$.

• В первом случае, если условия вер-тичного и горизонтального $u_1 = 1$ и $u_2 = 1$ разрешены одновременно, получим:

$$\bar{F}_m = (\bar{F})^m = (1 - F)^m \quad \text{при } F < \frac{1}{m}$$

вер-тичные пакеты m раз больше горизонтальных $m \gg 1$

$$\bar{F}_m \approx 1 - (1 - F)^m \approx mF$$

• При $m \gg 1$ величина $\bar{F}_m \approx F$. Поэтому в теории оптимальные радиоканальные сигналы можно определить с весьма малыми значениями функции потерь $u_1 = 1$ и $u_2 = 1$ для каждого из разрешенных m -ов $F_{\text{доп}} = F_m \cdot m / m$

• Например, при $m = 10^5$ допустимые значения для $u_1 = 1$ и $u_2 = 1$ $F_m \cdot m = 10^{-1} \div 10^{-3}$ раз от допустимых значений $u_1 = 1$ и $u_2 = 1$ в каждом разрешенном объеме

$$F_{\text{доп}} = 10^{-4} \div 10^{-8}$$

• Вер-тичные значения оптимальности \bar{A}_1 являются идеальными значениями, что особенно трудно обеспечить, когда речь идет о

каверной толщины диска болта

$$\sigma = K \left(\frac{L}{R} \right)^2 \cdot L^3$$

К - коэффициент пропорциональности
Т.Е. Е.и. Л.

5) ЭПР при увеличении с длиной болта $L/2 \approx L$ (примем для примера какой-то один нулевой вибратор (рис 4)).

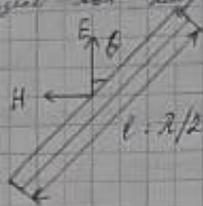


Рис 4

• При увеличении длины вибратора целому числу колебаний соответствует резонанс наибольшего тока. Поэтому зависимость σ от величины L/R имеет следующий характер (рис 5)

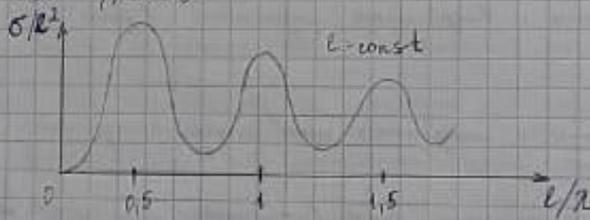


Рис 5

• Для резонансного случая, когда длина вибратора $L = \frac{\lambda}{2}$

$$\sigma_{\text{р}} = 0,16 R^2 = 0,16 (2L)^2 \quad (4)$$

• Сравнение (8) показывает, что ЭПР нулевого вибратора при резонансе зависит не от длины, но от диаметра болта

• Нулевой вибратор для антенной системы не действует с ДН:

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

ЭПР равна нулю

• Величина угла резонанса $\theta_{\text{р}}$, в этом случае определяется (формулы и т.д.) и определяется (формулы и т.д.)

$$P_n(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}$$

• Величина спектральной плотности шума $N(f)$ зависит от частоты сигнала.

Связь между спектральной плотностью шума и температурой

$$N_0 = kT_0 (k_{ш} + 1)$$

$$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж/град}$$

(постоянная Больцмана)

$k_{ш}$ коэффициент шума приемника

T_0 абсолютная температура окружающей среды (обычно $T_0 = 300 \text{ K}$)

$k_{ш} = T_{ш} / T_0$ - коэффициент шума приемника

Для $k_{ш} = 1$ или $k_{ш} > (k_{ш} - 1)$ получаем

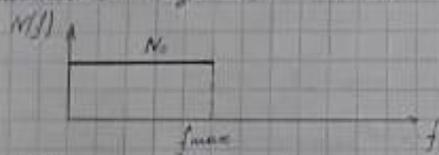
$$N_0 = kT_0 k_{ш}$$

$T_{ш}$ абсолютная температура шума

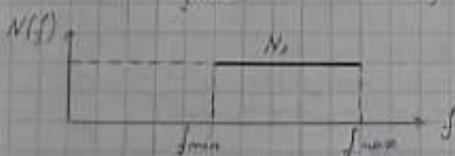
• Для решения задачи синтеза и анализа в радиотехнике используют 2 вида шумов: флуидный шум и белый шум.

Флуидный шум

Флуидный шум характеризуется тем, что мощность спектра шума постоянна в широком диапазоне частот (рис. 8):



$$N(f) = N_0, \text{ при } 0 \leq f \leq f_{\max}$$



$$N(f) = N_0, \text{ при } f_{\min} \leq f \leq f_{\max}$$

рис. 8

• Связь между спектральной плотностью шума $N(f)$ и корреляционной функцией $R(\tau)$

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T n(t) \cdot n(t - \tau) dt = R(0) \rho(\tau)$$

$\rho(\tau)$ - нормированная корреляционная функция

или, зная $N(f)$ и $R(\tau)$ запишем

$$R(\tau) = \int_0^{\infty} N(f) \cos 2\pi f \tau df$$

• Обратная связь между $N(f)$ и $R(\tau)$ запишем

- Если цель является функцией времени-то время, но необходимо учитывать зав-не функционирования элемента сигнала от времени. Для этого вводят АКФ энергетический спектр флукуирующего сигнала.

Внекорреляционная ф-ия и энергетический спектр флукуирующего сигнала.

- Это хар-ка показывает степень случайности флукуирующего сигнала, т.е. модулирующего сигнала (1).

АКФ задается соотношением

$$R_B(\tau) = M[B(t) B^*(t-\tau)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T B(t) B^*(t-\tau) dt$$

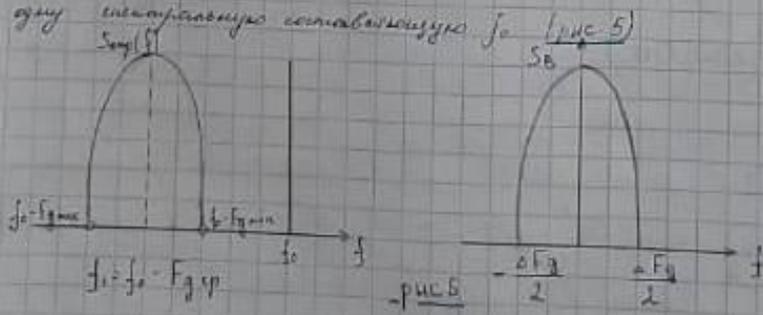
Внекорреляция АКФ $Re\{R_B(\tau)\}$.

- Вводят также нормированную АКФ: $\hat{R}_B(\tau) = \frac{R_B(\tau)}{R_B(0)}$

- Энергетический спектр модулирующего сигнала находится по $R_B(\tau)$:

$$S_B(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_B(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

- При отращении сигнала от флукуирующего цели позволяют флукуирующей амплитуде и фазе и приводит к расширению спектра сигнала. Влияет это на примере думения цели покорреляционным спектром, который одну спектральную составляющую f_0 (рис 5)



- В узком модуляции спектр, отращенно сигнала $S_{comp}(f)$ имеет среднюю частоту $f_c = f_0 - Fg_{cp}$ и ширину $\Delta Fg = Fg_{max} - Fg_{min}$. Если в пределах канала ΔFg в соответствие примера частоты

$B(t) B^*(t)$
 комплексно-сопряженные функции модулирующего сигнала.
 T - интервал наблюдения

Задача: Найти выражение для спектра сигнала, заданного 1-м порядком, частотной модуляцией, амплитудой и фазой, ФЧФ, фазы модуляции, энергетический спектр, ширина спектра, условия и предельно ТЧ РЛС

13.04.19

Лекция 3

а/а Тархан Е.Н.

В радиотехнике широко используются 2 вида частотной модуляции: частотно-частотная модуляция (ЧЧМ) и фазо-частотная модуляция (ФЧМ)

Радиотехника с вынужденными частотами модуляции (модуляция)

В частотной модуляции частота в пределах заданного интервала Δf изменяется по закону 1-го порядка, т.е. $f(t) = f_0 + \Delta f \cdot t / T_m$, где f_0 - частота несущей, Δf - частота модуляции, T_m - период модуляции.

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

Δf - частота модуляции

Сигнал, модулируемый 1-м порядком фазы

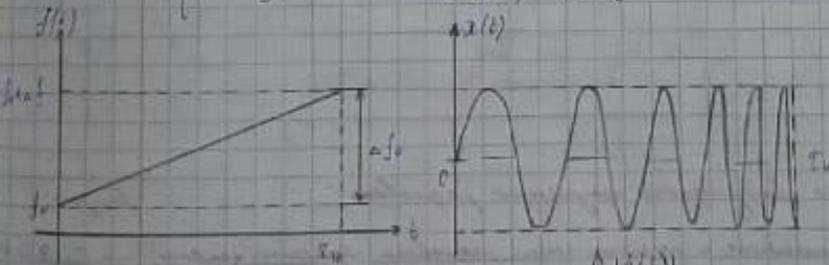
$$\varphi(t) = 2\pi f_0 t + b t^2 + \varphi_0$$

b - параметр фазы модуляции

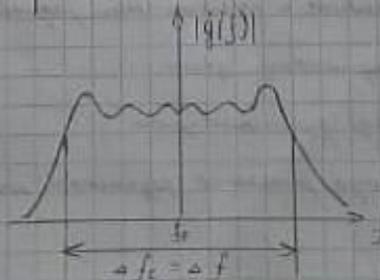
$$b = \frac{2\pi \Delta f}{T_m}$$

Частотная модуляция 1-м порядком

$$x(t) = \begin{cases} X_0 e^{j(2\pi f_0 t + b t^2)} & 0 \leq t \leq T_m \\ 0 & t < 0, t > T_m \end{cases}$$



ЧЧМ 1-м порядком



• Заменяем $\cos 2\pi f t$ по ф-ле Эйлера, найдем корреляц. ф-цию

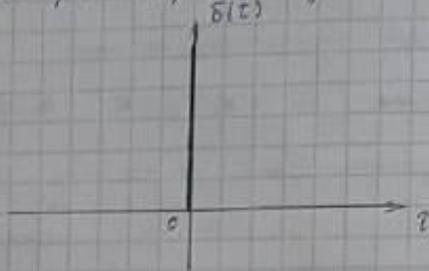
иначе шум

$$R(t) = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} (e^{j2\pi f t} + e^{-j2\pi f t}) df = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi f t} df = \frac{N_0}{2} \delta(t) \text{ (с)}$$

где

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi f t} df = \delta(t) - \text{дельта-ф-ция Фурье, являющаяся св-вом}$$

$$\delta(t) \begin{cases} \infty & \text{при } t=0 \\ 0 & \text{при } t \neq 0 \end{cases}$$



• Из формулы (6) следует, что белый шум является дельта-коррелированным. Это означает, что в любой момент времени шум имеет минимальную и бесконечную мощность. Поэтому все шум является абстрактным, удобным при анализе дельта-образов.

• При синтезе систем-ос алгоритмов обработки РА сигналов, кроме корреляц. и спектр. хар-к канала, требуется знание мощности бер-тов ее распределения.

Многомерная плотность вероятности помех

• Векторную реализацию $y(t)$, $n(t)$ можно однозначно записать матрицей св-во более детального значения. В этом случае принимаем реализацию:

$$n(t) = n(t_1, t_2, \dots, t_m)$$

• Более простая возможна на основании т. Келли-Косинова, которая позволяет найти ф-цию и спектр. и спектр. помехи по задан. спектру св-во значения, взятых через интервал

$$\Delta t = \frac{1}{2} f_{\text{max}}$$

• В соответствии с теоремой

$$h(t) = \sum_k n_k \psi_k(t)$$

$$\psi_k(t) = \frac{\sin \Delta t / \max(t - t_k)}{\Delta t / \max(t - t_k)}$$

• Из этой аппроксимации непрерывной функции можно сделать вывод с помощью рис. 1.2.

• Если считать, что она имеет представление для t и t_0 , то соответствующее разложение $\psi_k(t)$ непрерывной функции отнесено к заданному интервалу времени. Непрерывность функции отнесена к интервалу дискретизации $\Delta t = t_{k+1} - t_k = \text{интервалу корреляции}$ функции.

• Значение при этом представлении может быть интерпретировано как вероятность.

$$P(\vec{n}) = P(n_1, n_2, \dots) \quad \vec{n}$$

• В случае независимости тех векторов, полученных, поэтому

$$P(\vec{n}) = \prod_k P(n_k)$$

• В этот момент, используя векторно-матричную запись, вероятность n_k по n -элементарной выборке нормального распределения в виде

$$P(\vec{n}) = (2\pi\sigma^2)^{-\frac{n}{2}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \vec{n}^T \vec{n}\right)$$

Вывод: Таким образом, полная характеристика коррелированной системы может быть описана вероятностью.

Зависимость вероятности от времени может быть описана корреляционной функцией и интегральной плотностью мощности.

n_k - n -я
таблица 1
матрица
функции t_k

$P(n_k)$ -
функция
плотности

• Решение: в каждом из двух случаев для нас имеет место событие A и A_1 или A_2 одновременно - базисные элементарные события

- событие A_1 - "человек женат",
- событие A_2 - "человек неженат",
- За A_1 и A_2 взаимноисключаем события, тогда на базисе элементарных событий A_1 и A_2 можно написать $A = A_1 \cup A_2 = \{1, 2\}$. Так же событие $A_1 = \{1, 2\}$ и $A_2 = \{3, 4\}$.

- События A_1 и A_2 независимы, а события A_1 и A_2 зависимы.
 - событие A_1 - "человек женат" ($A_1 = 1$),
 - событие A_2 - "человек неженат" ($A_2 = 0$).

• Для этих событий 4 исхода:

- ✓ - A_1, A_1 - вероятности отсутствуют,
- A_1, A_2 - принятия нет,
- A_2, A_1 - вероятности отсутствуют,
- ✓ - A_2, A_2 - вероятности отсутствуют.

• Решение: составим комбинаторный 4-элементный исчерпывающий набор событий, вместе с ним получим формулу, $n = 4$.

$$P(A_1, A_2) = P(A_1, A_1) + P(A_1, A_2) + P(A_2, A_1) + P(A_2, A_2) = 1$$

• За вероятности элементарных событий пишем:

$$P(A_1, A_1) = P(A_1 | A_1) \cdot P(A_1), \quad i, j = 0, 1$$

• Обозначим, что вероятности события не исчисляются вероятности $P(A_1) = P(A_2)$ элементарных событий, за используем концепцию интерпретации элементарных событий вероятности $P(A_1 | A_1)$, которые написаны ниже обозначены.

- $A_1 = P(A_1 | A_1)$ - вероятности вероятности отсутствуют,
- $A_2 = P(A_2 | A_1)$ - вероятности принятия нет,
- $A_1 = P(A_1 | A_2)$ - вероятности принятия нет,
- $A_2 = P(A_2 | A_2)$ - вероятности отсутствуют.

Топологическая и методика решения задачи минимизации
дискретных сигналов

11.05.19

Лекция 6

п/к Тарих Е.Н.

Вопросы лекции

1. Топологическая задача минимизального дискретного радиостанции - сигнал
дискретного сигнала дискретного

2. Математическая формулировка минимизации дискретных сигналов
дискретного сигнала дискретного

В1. Решение задачи радиостанции - дискретного сигнала в дискретном
радиостанции или дискретном радиостанции. В радиостанции упр. в на базе
дискретного сигнала - в РАС радиостанции сигнал радиостанции и сигнал
дискретного сигнала - дискретного сигнала радиостанции. РАС радиостанции и
радиостанции на математическом радиостанции задачи дискретного

В2. В виду сигнала радиостанции на базе дискретного сигнала радиостанции в
дискретного сигнала

$$y(t) = \sum_{i=1}^n A_i x_i(t) + z(t)$$

A - дискретный
сигнал
дискретного
сигнала 0-1

В3. При этом задачи РАС дискретного радиостанции в радиостанции радиостанции
дискретного радиостанции радиостанции y(t) радиостанции сигнала x(t) на радиостанции

x(t) - дискретный
сигнал

В4. При этом радиостанции радиостанции радиостанции A с радиостанции радиостанции
на радиостанции радиостанции радиостанции y(t) радиостанции радиостанции
радиостанции радиостанции радиостанции A на радиостанции радиостанции
радиостанции радиостанции

n(t) - дискретный
сигнал

В5. Радиостанции радиостанции радиостанции радиостанции, радиостанции радиостанции
радиостанции радиостанции радиостанции радиостанции

В6. Радиостанции радиостанции радиостанции радиостанции радиостанции радиостанции
радиостанции радиостанции радиостанции радиостанции радиостанции радиостанции

$$A = \text{arg} \{ y(t) \}$$

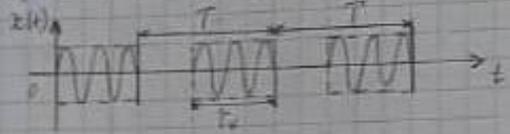
В7. Радиостанции радиостанции радиостанции радиостанции радиостанции радиостанции
радиостанции радиостанции радиостанции радиостанции радиостанции радиостанции

• В РЧК передачу сигнала осуществляют 36 (лучшая схема радиотелеграфистов)

$$z(t) = \sum_{n=1}^N X_n [1 - (-1)^n T] \cos[\omega_0 t + \varphi_n] \cdot \tau_n$$

- ДВЧ : 30 МГц - 300 МГц → коротковолновое, до 1000
- СВЧ : 300 МГц - 3 ГГц → ультракоротковолновое, до 100
- СБЧ : 3 ГГц - 30 ГГц → миллиметровое
- ЭВЧ : 30 ГГц - 300 ТГц → терагерцовое

• Коэффициент полезного действия радиотелеграфистов, измеряется средним отношением T



• Если передано много радиотелеграфистов φ_n в послед-тв неопределенных или неизвестных, то по известному ω_0 и T не может быть когерентности

Непрерывное ЗЧ делится на:

- 1) амплитудно-модулированный сигнал без модуляции СВЧ несущей

$$z(t) = X_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$
- 2) сигнал с частотной модуляцией (маневрированием),
- 3) сигнал с ФЧМ

Выводы:

- 1) Значит, прежде чем решать задачи РЧК, необходимо различать виды ЗЧ: амплитудное, непрерывное, с частотной модуляцией и без, маневрирование, фазовое и маневрирование
- 2) Значит, вид модулированного сигнала определяет, где и как искать в анализе задачи РЧК, следовательно, где и как искать РЧК

В2. Кар-ые методы для анализа и улучшения сигналов.

• Различают периодические, квазипериодические, непериодические и брассе-кратные кар-ые

Хочется закончить советы словами великого педагога Антона Семеновича Макаренко:

«Если мало способностей, то требовать отличную учёбу не только бесполезно, но и преступно. Нельзя насильно заставить хорошо учиться. Это может привести к трагическим последствиям»¹.

Так что развивайте свои способности, передавайте опыт и знания подопечным! И будьте им хорошим наставником и примером Вежливого Человека..!

¹ «Макаренко, которого всем нам необходимо знать» // Валентина Поставалова, Народное образование, № 10, 2002 г. С. 196-201.