

Архипов В.К. Методы дистанционной регистрации однократных процессов. Часть I.М.: МИИ, 1991. 92 с.

Рассмотрены методы и средства измерения на расстоянии быстротекущих процессов, длительность которых находится в диапазоне времен 10^{-6} –10 с; общие принципы построения многоканальных телеметрических систем, регистрации гидроакустических и сейсмических сигналов; электромагнитные методы прогнозирования землетрясений и метод дистанционной регистрации источников ионизирующего излучения.

Предназначено для инженеров, дипломников и студентов старших курсов, занимающихся разработкой и эксплуатацией измерительных систем.

Рецензент: Алексаков Г.Н.

© Московский инженерно-физический институт, 1991 г.

ВВЕДЕНИЕ

Передача измерительной информации на расстояние может быть осуществлена двумя основными способами.

Первый способ – это передача измерительной информации при помощи многоканальных телеметрических систем, в которых передаваемые сигналы предварительно специально преобразовываются к виду, удобному для передачи, затем восстанавливаются и регистрируются на приемной части системы.

Второй способ предполагает использование для передачи информации естественных сред, в которых образуются измеряемые сигналы. При этом в этих линиях передачи передаваемые сигналы, как правило, преобразовываются или искажаются в зависимости от параметров сигнала: длительности, амплитуды – и от характеристик среды распространения, например распространение сейсмического сигнала, обусловленного коротким взрывом или землетрясением в земной коре. Распространение коротких электрических или световых сигналов, снимаемых с детекторов, происходит по коаксиальным или оптическим кабелям соответственно, если характерное время сигнала (длительность, фронты и др.) меньше, чем длительность переходной характеристики кабеля.

В работе рассмотрены общие принципы построения многоканальных телеметрических систем, в том числе с гидроакустическими линиями передачи, как относительно новыми и быстро развивающимися при освоении Мирового океана; методы дистанционной регистрации сейсмических сигналов подземного взрыва и электромагнитные методы прогнозирования землетрясений; методы дистанционной регистрации источников ионизирующего излучения при помощи псевдослучайных масок; некоторые вопросы теории систем.

Электромагнитные методы прогнозирования землетрясений и дистанционной регистрации источников излучения являются относительно новыми и выдвинуты практикой в связи с событиями в Армении и Чернобыле. Указанные длительности дистанционной регистрации лежат в пределах от 10 до 10^{-6} с, хотя они могут быть расширены в обе стороны. Регистрация более коротких процессов, дли-

тельность которых лежит в пределах от 10^{-6} до 10^{-12} с, рассмотрена во второй части учебного пособия, которое опубликовано в 1989 г.

Регистрация быстропротекающих процессов, приведенных выше, осуществляется при помощи электронных измерительных систем, составной частью которых являются устройства дистанционной регистрации и многоканальной телеметрии.

1. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ

В настоящем разделе рассматриваются только те вопросы, которые необходимы при разработке автоматизированных электронных измерительных систем, в которых, например, многоканальная телеметрическая система используется в качестве составной части.

Многоканальной телеметрической системой называется комплекс аппаратуры, позволяющий одновременно производить дистанционные измерения и регистрацию нескольких самостоятельных сигналов с различных датчиков в соответствии с числом каналов. Телеметрическая система, как правило, состоит из двух полукомплектов: передающего и приемного, соединенных при помощи линии связи. Линия связи может быть проводной, кабельной, радио, волоконно-оптической, гидроакустической и др.

Следует различать каналы передачи и линии передачи (связи). Обычно нецелесообразно и неэффективно применять для каждого канала отдельную линию связи. Поэтому по одной линии связи передают информацию нескольких каналов. Применяют главным образом две системы многоканальной передачи. В одной из них разделение каналов происходит по частоте, в другой – по времени. В соответствии с этим телеметрические системы называют системами с частотным или временным разделением каналов. Бывают также, телеметрические системы с комбинированным разделением каналов.

1.1. Телеметрические системы с частотным разделением каналов

Структурная схема телеметрической системы с частотным разделением каналов представлена на рис.1.1 (D_1, D_2, D_n – датчики;

ГПЧ – генераторы поднесущей частоты; М – модуляторы; Р – радиопередатчик; РП – радиоприемник; ЧС – частотные селекторы; ДМ – демодуляторы; ЗК – запись канала). Пояснения работы схемы не требуется.

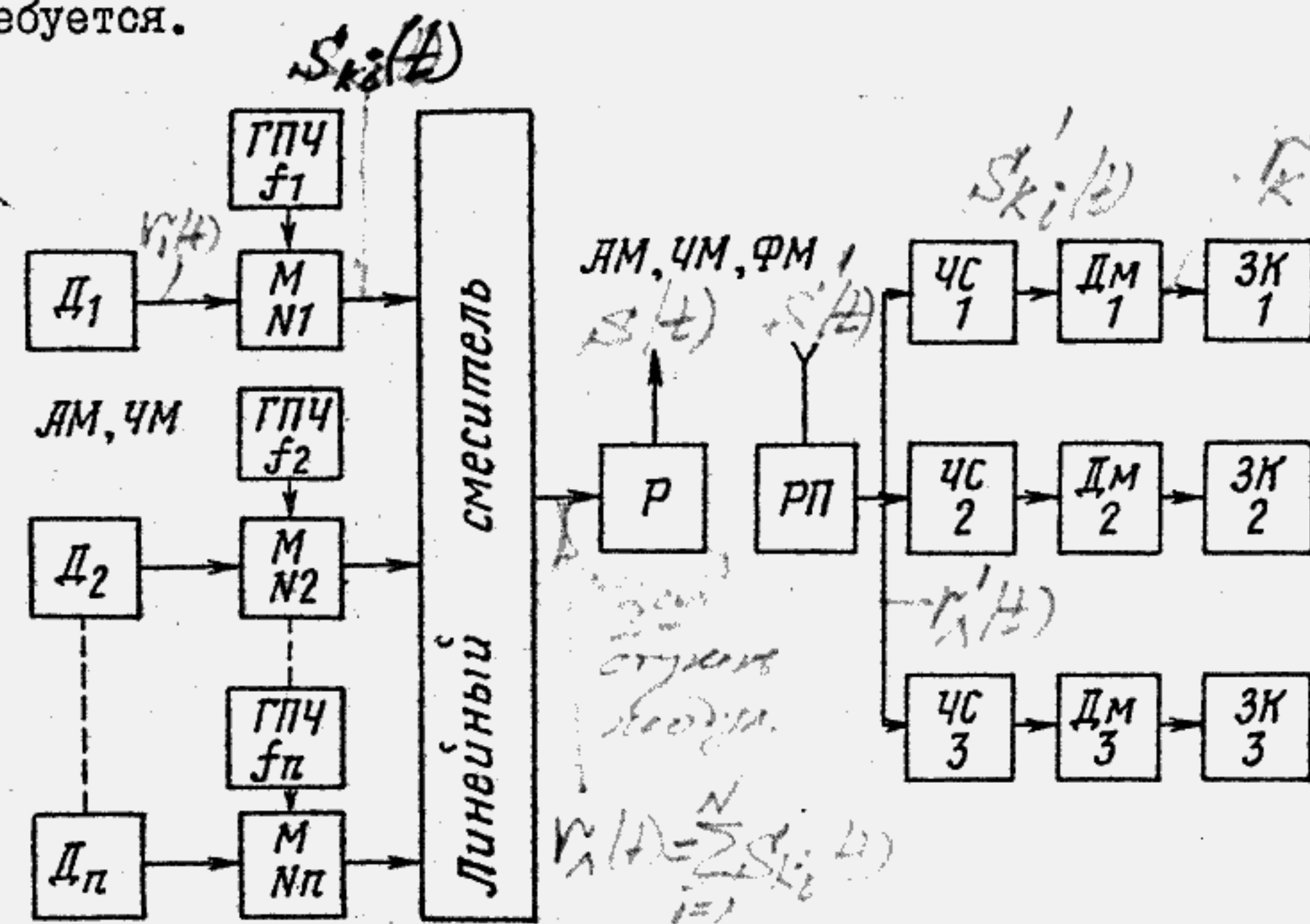


Рис.1.1

В каналах системы с частотным разделением используются различные поднесущие частоты. Для того чтобы исключить возможность перекрытия боковых полос этих частот, они должны сильно отличаться друг от друга (рис.1.2). На рисунке f_1, f_2, f_n – частоты генераторов поднесущей частоты; $\Delta f_1, \Delta f_2, \Delta f_n$ – полосы частот сигналов, полученных с датчиков; ΔF – ширина полосы линии связи, занимаемая для передачи.

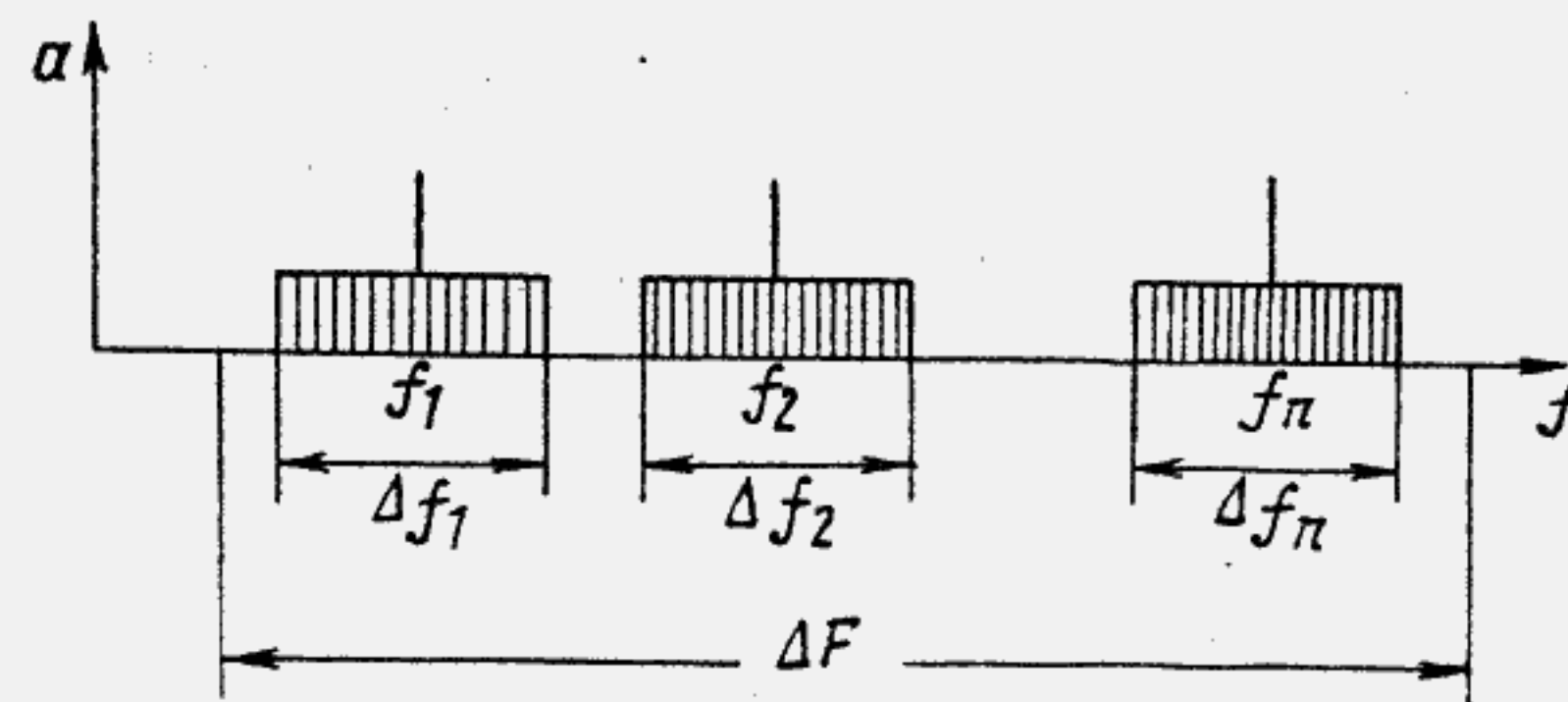


Рис.1.2

Таким образом, для каждого канала выделяется отдельная полоса частот Δf_i . Сигналы с модуляторов суммируются в смесителе в один сложный сигнал, который в свою очередь модулирует сигнал радиопередатчика. Следовательно, полоса частот, занимаемая под передачу, возрастает с ростом числа каналов и имеет значительную величину. Линия связи должна иметь полосу пропускания в соответствии с величиной ΔF . Наиболее удобной линией связи с этой точки зрения является радиолиния. Поэтому частотное разделение каналов в большинстве случаев применяется в многоканальных радиометрических системах. Однако иногда используются и кабельные линии передачи. Структурная схема таких телеметрических систем аналогична изображенной на рис. I.1, где вместо радиопередатчика и приемника необходимо подразумевать кабель. В приемном полукомплексе сигналы каналов разделяются частотными фильтрами, демодулируются и записываются тем или иным способом.

По виду модуляции сигналов датчиков, а также по виду модуляции несущих колебаний передатчика системы обозначаются, например, АМ-ЧМ. Это означает, что колебания генератора поднесущей частоты модулируются сигналам датчика по амплитуде (АМ), а колебания радиопередатчика модулируются сложным сигналам линейного смесителя по частоте (ЧМ), т.е. первичная модуляция поднесущей — амплитудная, а в радиопередатчике — частотная.

I.2. Телеметрические системы с временным разделением каналов

В телеметрических системах (ТМС) с временным разделением каналов вместо выделения для каждого канала отдельной полосы частот выделяется интервал времени в периодической последовательности. Структурная схема такой системы представлена на рис. I.3.

Информация в каждом канале выбирается периодически при замыкании контакта коммутатором. При вращении ключа коммутатора информация снимается с датчиков последовательно в виде отдельных дискретных выборок, имеющих длительность, равную времени нахождения ключа на данной ламели. Сигналы с коммутатора поступают на модулятор, где вырабатывается тот или иной сигнал, моду-

лированный напряжением с датчиков. Затем эти сигналы в строго определенной последовательности в соответствии с работой коммутатора поступают в линию передачи (связи).

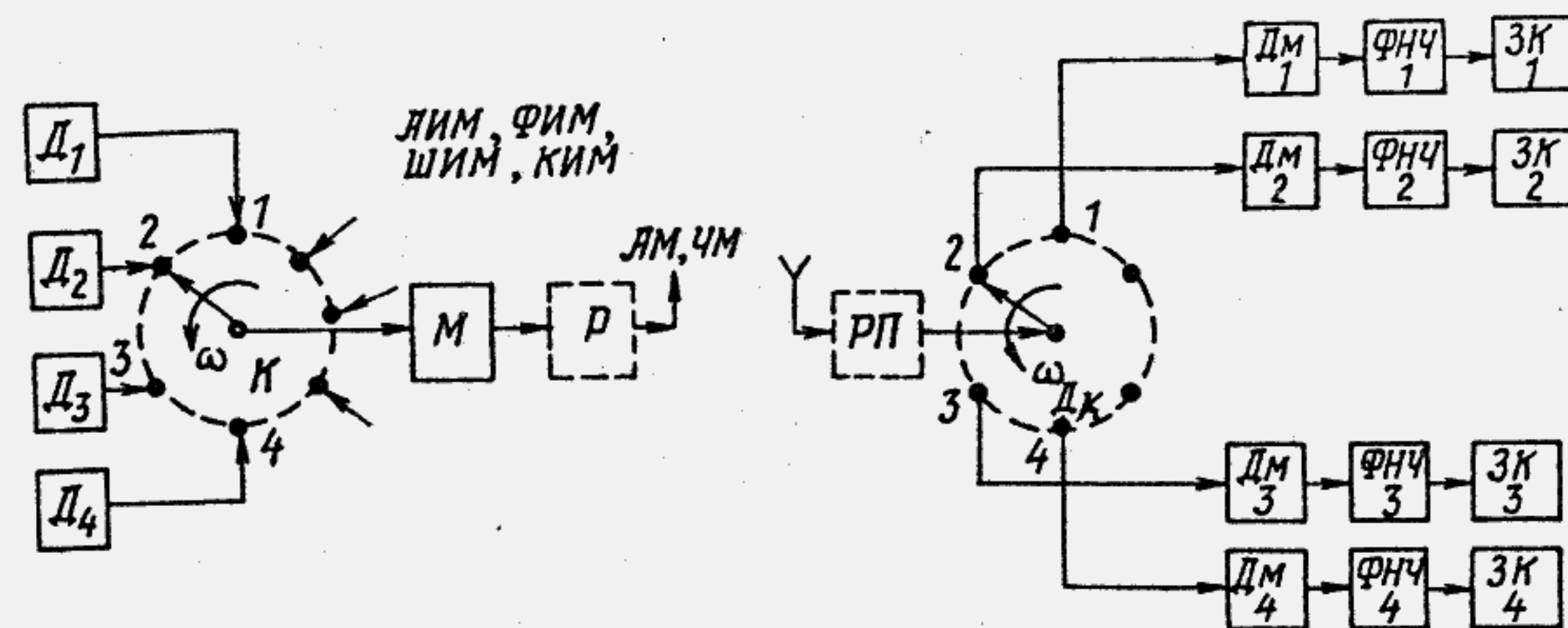


Рис. I.3. (Д₁-Д₄ — датчики; К — коммутатор; М — модулятор; Р — радиопередатчик; РП — радиоприемник; Дк — декоммутатор; Дм — демодуляторы; ФНЧ — фильтры нижних частот; ЗК — запись канала)

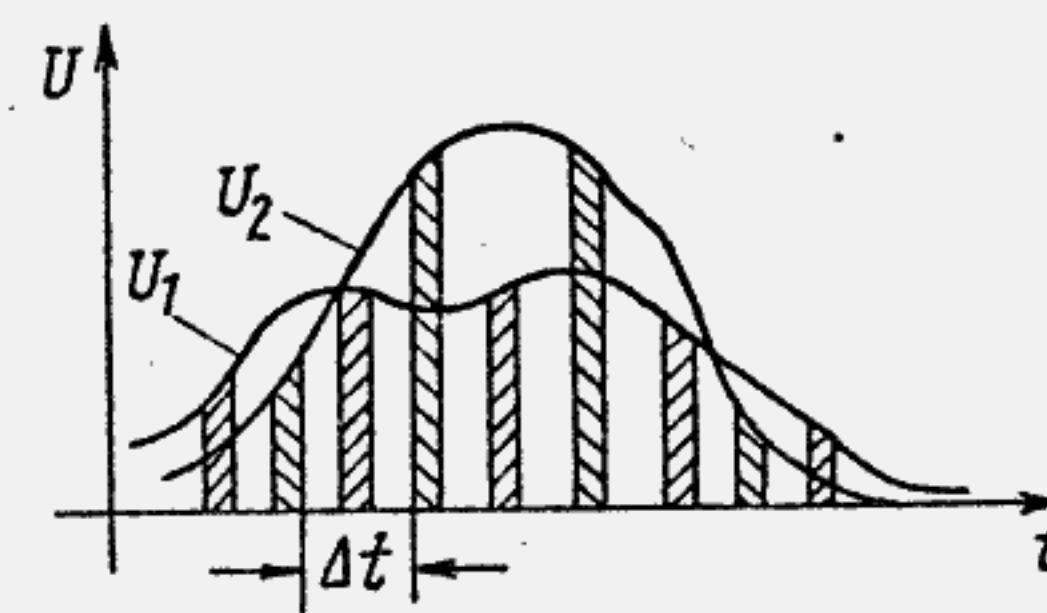


Рис. I.4

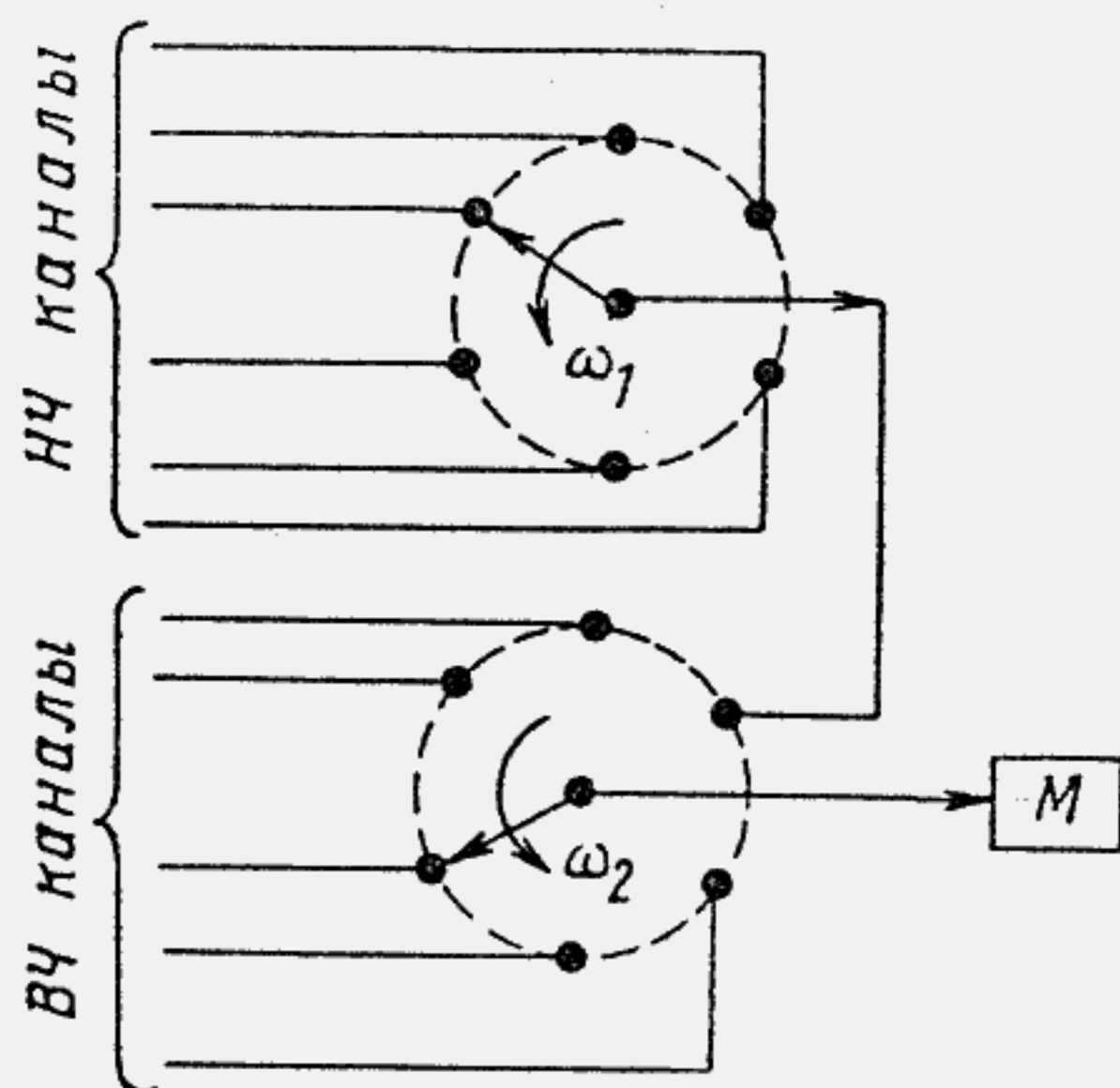
На рис. I.4 показана последовательность сигналов с коммутатора в простейшем случае для двух каналов, т.е. сигналов, снимаемых с двух датчиков. Информация в каждом канале выбирается коммутатором в периодической последовательности с интервалом дискретизации Δt . В приемном полукомплексе работает аналогичный коммутатор Дк (декоммутатор),

который переключается синхронно и сдвинуто с коммутатором передающей стороны. Синхронизация работы коммутаторов осуществляется специальными синхроимпульсами, передаваемыми по той же линии связи, что и информация. Затем сигналы, несущие измерительную информацию, через демодуляторы поступают на фильтры нижних частот (ФНЧ), где происходит их интегрирование и интерполирование, после чего производится их регистрация при помощи устройств записи, например на самописце, магнитной ленте и т.п.

Такое восстановление сигналов осуществляется в основном в случае непрерывных (длительных) процессов, имеющих быстродействие намного меньшее, чем быстродействие системы.

В случае однократных и быстропротекающих процессов, когда быстродействие системы сравнимо с быстродействием процесса, сигналы с демодуляторов (см. рис. I.3) поступают на регистрацию, минуя фильтр нижних частот; тогда информация представляется в дискретном виде для последующей обработки (см. рис. I.4).

Если необходимо одновременно регистрировать сигналы с датчиков, имеющие сравнительно высокие и низкие верхние граничные частоты, то в этом случае применяют сложные коммутаторы, которые обеспечивают более частые выборки от сигналов, имеющих широкую полосу частот, и менее частые выборки от сигналов, имеющих низкую полосу частот (рис. I.5).



На рисунке показано, что частота опроса высокочастотным (ВЧ) коммутатором ω_2 в 6 раз больше, чем низкочастотным (НЧ) коммутатором ω_1 . Таким образом, исходя из рисунка, каждой одной выборке с датчиков НЧ каналов соответствует пять выборок с датчиков ВЧ каналов. Возможны также и более сложные построения коммутаторов.

В настоящее время в многоканальных телеметрических системах применяются электронные коммутаторы, представляющие собой

ключи, замыкаемые поочередно на время одной выборки, аналогично механической модели, изображенной на рис. I.3 и I.5. Скорость работы коммутаторов (частота выборок) определяется полосой пропускания частот применяемых датчиков и заданной погрешностью за счет дискретизации.

В телеметрических системах с временным разделением каналов, как правило, первичная модуляция сигнала — импульсная типа АИМ, ФИМ, ШИМ, КИМ. В случае применения радиопередатчика обычно ис-

пользуется модуляция несущей АМ, ЧМ. Обозначение видов модуляции телеметрических систем, например, — АИМ-ЧМ и т.д.

I.3. Специфические погрешности в телеметрических системах с частотным разделением каналов

Как указывалось выше, в системе с частотным разделением каналов для каждого канала передачи информации используется отдельная поднесущая частота, смещенная относительно других поднесущих частот таким образом, чтобы с учетом полосы пропускания датчиков между ними имелся защитный интервал по шкале частот (см. рис. I.2).

Указанные поднесущие модулируются в соответствии с информацией в каждом канале и линейно складываются в линейном смесителе (см. рис. I.1), а в простейших проводных линиях эти сигналы подводятся непосредственно к линии передачи.

В случае применения радиолинии сумма колебаний всех поднесущих частот используется для модуляции одной несущей. На приемном конце колебания демодулируются, а модулированные колебания поднесущих разделяются при помощи специальных фильтров и воспроизводятся.

При передаче по одной линии связи более одного канала информации может возникнуть тип помех, называемый перекрестными искажениями. Перекрестные искажения возникают из-за нелинейности каналов передачи и преобразования информации.

Сравним между собой проводные и радиолинии. Если все поднесущие в проводных линиях передаются непосредственно без модуляции несущей, то главный источник нелинейности для всех поднесущих отсутствует, а основные нелинейные искажения возникают в модуляторе и демодуляторе. В радиолиниях нелинейность в цепях модуляции и демодуляции возникает общая для всех поднесущих, что приводит к перекрестным искажениям.

Если в проводных каналах применяются усилители, то нелинейность их характеристик приводит к перекрестным искажениям. Поэтому такие усилители рекомендуется проектировать с глубокой отрицательной обратной связью.

Проводные линии передачи имеют более узкую полосу пропускания и характеризуются малыми нелинейными искажениями по сравнению с радиолиниями, которые могут работать с более широкой полосой, но вызывают большие нелинейные искажения.

Рассмотрим канал передачи, для которого зависимость между входным и выходным напряжениями в общем виде определяется выражением

$$U_{\text{вых}} = a_1 U_{\text{вх}} + a_2 U_{\text{вх}}^2 + a_3 U_{\text{вх}}^3 + \dots + a_m U_{\text{вх}}^m.$$

В первом приближении будем считать коэффициенты a_i постоянными, определяемыми параметрами каналов, хотя в общем случае они могут иметь зависимость от частоты. В случае линейной системы коэффициенты a_2, a_3 и т.д. равны нулю. Влияние нелинейности проявляется в возникновении новых частотных составляющих, являющихся линейными комбинациями поднесущих частот.

Рассмотрим входной сигнал

$$U_{\text{вх}} = \cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t + \dots + \cos \omega_n t,$$

где ω_i — поднесущие частоты. Для простоты их амплитуды примем равными единице. Подставим $U_{\text{вх}}$ в предыдущее выражение

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} = & a_1 [\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t + \dots + \cos \omega_n t] + \\ & + a_2 [\cos^2 \omega_1 t + \cos^2 \omega_2 t + \dots + \cos^2 \omega_n t + 2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t + \\ & + 2 \cos \omega_1 t \cos \omega_3 t + \dots + 2 \cos \omega_{n-1} t \cos \omega_n t] + \\ & + a_3 \left[\sum_{i=1}^n \cos \omega_i t \right]^3 + \dots \end{aligned}$$

Используя элементарные тригонометрические соотношения, можно определить, что выходное напряжение будет содержать частоты:

$$a_1 \rightarrow f_1, f_2, \dots, f_n;$$

$$a_2 \rightarrow 2f_1, 2f_2, \dots, 2f_n, f_1 \pm f_2, f_1 \pm f_3, \dots, f_1 \pm f_n;$$

$$a_3 \rightarrow f_1, f_2, \dots, f_n, 3f_1, 3f_2, 3f_3, \dots, 3f_n, 2f_1 \pm f_2, 2f_1 \pm f_3 \text{ и т.д.},$$

$$f_1 \pm f_2 \pm f_3, f_1 \pm f_2 \pm f_4, \dots, f_1 \pm f_2 \pm f_n \text{ и т.д.}$$

Таким образом, могут оказаться частоты i канала, модулированные сигналами других каналов, что приводит к перекрестным искажениям даже при очень хорошей фильтрации. Если, например, происходит существенное искажение за счет третьей гармоники и приме-

няется 10 поднесущих частот, то число составляющих перекрестной модуляции становится очень велико.

Так как поднесущие частоты обычно генерируются отдельными генераторами, то их фазы случайны. Поэтому для случая большого числа составляющих перекрестной модуляции перекрестные искажения приближаются по характеру к флуктуационным шумам. Анализ показывает, что перекрестные искажения не зависят от уровня принятого сигнала и имеют одинаковую величину.

Не следует также забывать, что перемодуляция дополнительно приводит к появлению нелинейных искажений. Необходимо проектировать системы таким образом, чтобы любые мгновенные значения сигналов с датчиков не превышали напряжения, необходимого для 100%-ной модуляции.

В заключение следует заметить, что при кажущейся простоте разделения каналов по частоте, из-за специфических помех, телеметрические системы с частотным разделением каналов практически трудно выполнить с числом каналов более 10 — 14.

1.4. Погрешность временной дискретизации измеряемых сигналов в телеметрических системах с временным разделением каналов

Выбор интервалов дискретизации Δt (см. рис. 1.3) обусловливается двумя противоречивыми требованиями:

с одной стороны, в силу ограниченного быстродействия АЦП эти интервалы должны быть как можно больше, чтобы успеть за интервал Δt произвести оцифровывание очередной выборки;

с другой — полученный ряд дискретных значений должен обеспечивать возможность восстановления исходного аналогового сигнала с минимальной погрешностью на приемной части телеметрической системы, что требует уменьшения интервала дискретизации.

Следовательно, основной задачей при выборе интервалов дискретизации является предварительное нахождение такого аппроксимирующего ряда или полинома, который обеспечивал бы восстановление исходного сигнала с погрешностью, не превышающей заданной при максимальной величине интервалов дискретизации. Интерполяция может осуществляться аппаратным (схемотехническим) способом (что наиболее желательно, так как производится в реальном масштабе времени работы системы) или при помощи ЭВМ. В послед-

нем случае другим требованием к выбираемому полиному (ряду) является минимальный объем необходимого оборудования и вычислений в процессе интерполяции. Рассмотрим основные методы интерполяции, применяемые в математике и технике.

В общей (относительно медленной по сравнению с рассматриваемыми нами временными диапазонами) телеметрии и технике связи широкое распространение получил выбор интервалов дискретизации на основе известной теоремы Котельникова, называемой также теоремой отсчетов, которая формулируется следующим образом: "Если выборки с частотой $2F$ пропустить через идеальный фильтр нижних частот с полосой F , то сигнал на выходе фильтра нижних частот дает функцию с шириной полосы F , которая является источником появления выборок на входе". Нетрудно видеть, что длительность интервала должна быть равна половине периода верхней граничной частоты спектра сигнала, при этом аппроксимирующим выражением является ряд

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} f(n \cdot \Delta t) \frac{\sin 2\pi F(t - n \cdot \Delta t)}{2\pi F(t - n \cdot \Delta t)}$$

Обращают на себя две особенности теоремы отсчетов:

строго говоря, эта теорема не справедлива для финитных сигналов во времени, которые являются носителями информации, так как конечную полосу частот в принципе могут иметь только непрерывные, а еще лучше — периодические сигналы (на это обстоятельство обычно указывается в литературе);

однако более существенной является вторая особенность, вытекающая из необходимости суммирования всех членов ряда при отскакивании любого значения $f(t)$ при $t \neq n \cdot \Delta t$.

Входящая в выражение ряда функция вида $\sin x/x$ (рис. I.6) по физическому смыслу представляет собой импульсную характеристику ФНЧ с полосой пропускания, равной ширине спектра сигнала f_b .

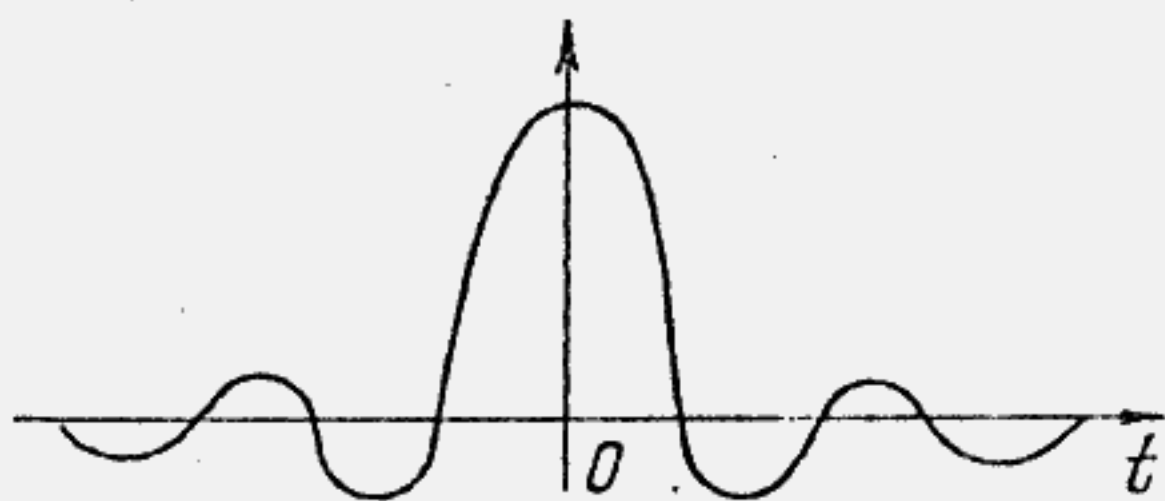


Рис. I.6

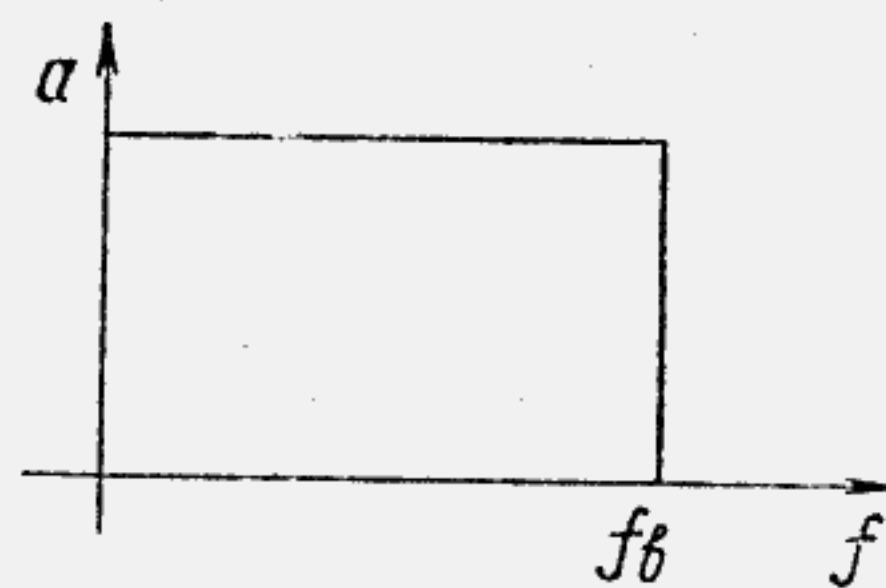


Рис. I.7

Казалось бы аппаратным путем просто восстановить исходный сигнал, но это не так:

ФНЧ должен иметь идеальную характеристику с прямоугольным (крутым) срезом на верхней граничной частоте (рис. I.7), но это приводит к искажению фазовой характеристики фильтра и к фазовым искажениям;

ряд предполагает одновременное наличие всех дискретных выборок сигнала по всему времени его существования ($n = \pm \infty$);

погрешность восстановления не уменьшается при убывании интервала дискретизации (теорема этого не предполагает).

В математике для определения значений функции по ее отсчетам в фиксированных точках наибольшее распространение получили полином Лагранжа и разностные интерполяционные полиномы Ньютона, Стирлинга и Бесселя. Так как эти полиномы при одинаковых интервалах отсчета и при прочих равных условиях обеспечивают одинаковую погрешность интерполяции и отличаются в основном алгоритмами вычислений (и по сути дела являются одинаковыми полиномами, но в различных написаниях, и могут быть преобразованы друг в друга), то принципиальные особенности их использования рассмотрим на примере полинома Ньютона.

Если известно конечное число n дискретных значений функции $f(t)$ и требуется осуществить интерполяцию, то наиболее простой интерполяцией является ступенчатая и линейная интерполяция (рис. I.8 и I.9). В большинстве случаев, удовлетворяющих по точности экспериментаторов, является способ линейной аппроксимации, когда отдельные дискретные значения сигнала соединяются между собой прямыми линиями.

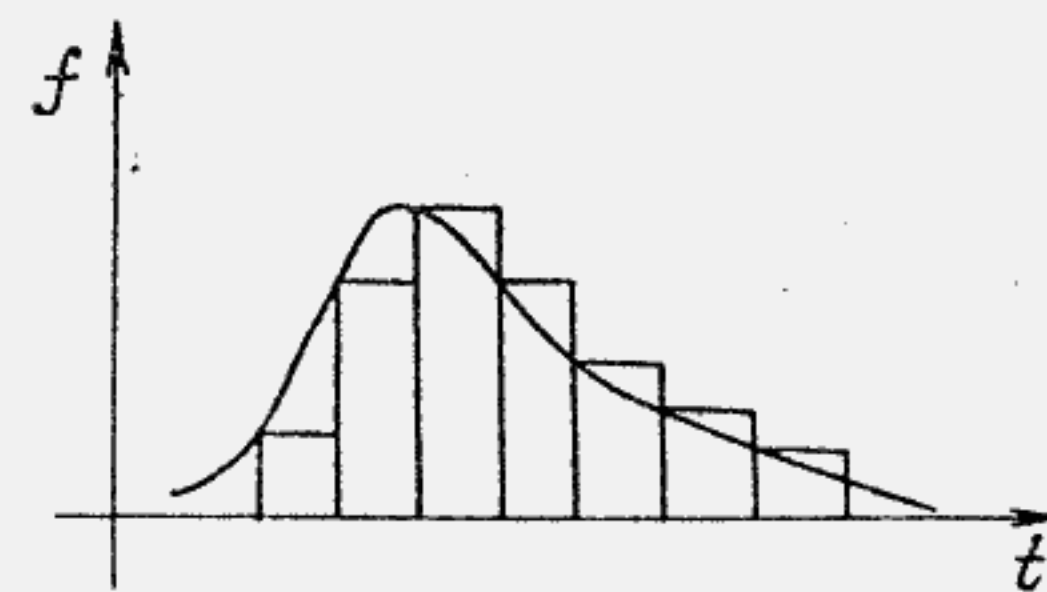


Рис. I.8

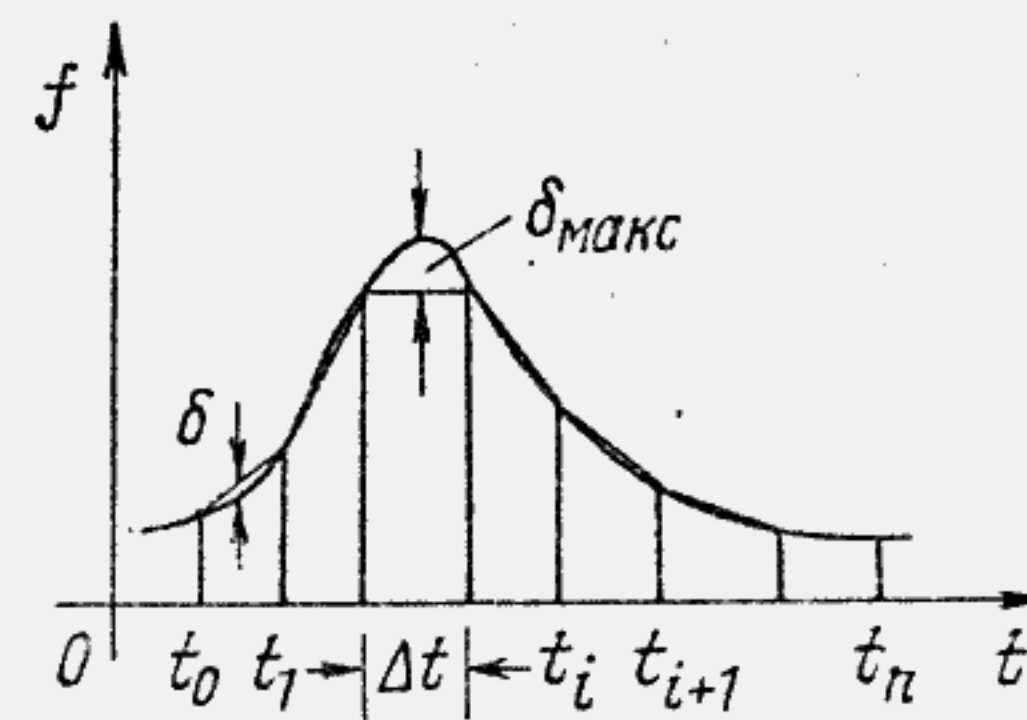


Рис. I.9

Погрешность между исходным сигналом $f(t)$ и аппроксимирующим многочленом $P_n(t)$ можно определить, используя выражение для остаточного члена полинома Ньютона

$$R_n(t) = f(t) - P_n(t).$$

Выражение для остаточного члена полинома Ньютона в общем случае имеет вид

$$R_n(t) = h^{n+1} \frac{q(q-1)(q-2)\dots(q-n)}{(n+1)!} f^{[n+1]}(\xi), \quad (I.1)$$

где $q = \frac{t-t_0}{h}$; $h = t_{i+1} - t_i = t_{i+2} - t_{i+1} = \dots = \Delta t$;

n — число рассматриваемых промежутков между выборками, ξ — некоторое значение t в промежутке $t_{i+1} - t_i$.

При отсчетах значений сигнала между дискретными важно знать абсолютное значение максимально возможной погрешности δ (см. рис. I.9) между истинным значением сигнала и его линейной аппроксимацией. Поэтому можно принять для нашего случая $n=1$. Тогда выражение для R_n примет вид

$$R_1 = h^2 \frac{q(q-1)}{2!} f''.$$

После несложных преобразований получим

$$|R_1| = \frac{h^2}{2} (q - q^2) f''.$$

Найдем значение q , при котором функция $\psi = q - q^2$ принимает максимальное значение. Приравняв значение производной $\psi' = 1 - 2q$ нулю, получим $q = 0,5$. Так как $0 < q < 1$, то выражение для ψ можно представить в виде

$$\psi = q - q^2 = -(0,5 - q)^2 + 1/4,$$

откуда нетрудно видеть, что $|\psi|_{\max} = 1/4$.

Абсолютное значение максимальной погрешности δ на любом из шагов квантования по времени будет

$$|\delta_{\max}| = |R_{1 \max}| = \frac{h^2}{8} |f''_{\max}|,$$

где f''_{\max} — максимально возможное значение второй производной исходной функции (сигнала). По-другому это можно записать в виде

$$|\delta_{\max}| \leq \frac{1}{8} \left| \frac{d^2 U(t)}{dt^2} \right|_{\max} \Delta t^2. \quad (I.2)$$

Это выражение является основным для выбора частоты квантования сигнала по времени по заданной максимальной погрешности $|\delta_{\max}|$, если известно максимально возможное значение второй производной исходного сигнала или, что равносильно, известен минимальный радиус кривизны. Выражение для $|\delta_{\max}|$ позволяет определить отрезки времени Δt , на которые должен быть разбит весь интервал времени существования сигнала $t_n - t_0$ (длительность сигнала) с тем, чтобы погрешность интерполяции не превосходила заданного значения:

$$\Delta t = \sqrt{\frac{8 \delta_{\text{задан}}}{f''_{\max}}}, \quad (I.3)$$

где f''_{\max} — максимальное значение второй производной в любой точке сигнала на интервале $t_n - t_0$.

На практике обычно принято давать оценку сигналам по их максимальной амплитуде в интервале существования и верхней граничной частоте. В ряде работ по измерительной технике и математике показано, что согласно неравенству Бернштейна

$$|f^{[n]}(t)|_{\max} \leq \omega_s^n |f(t)|_{\max},$$

при этом значение второй производной сигнала, органиченной сверху, может быть представлено в виде

$$|f''(t)|_{\max} \leq \omega_s^2 |f(t)|_{\max}.$$

Значение интервала дискретизации Δt в зависимости от степени аппроксимирующего полинома n при прочих равных условиях представлено в таблице.

n	Δt
0	δ / f'
1	$\sqrt{8 \delta / f''}$
2	$\sqrt[3]{16 \delta / f'''} $
3	$\sqrt[4]{24 \delta / f^{(4)}}$
4	$\sqrt[5]{32 \delta / f^{(5)}}$

Помехи

Помехой называется стороннее возмущение, действующее в телеметрической системе и препятствующее правильному приему сигналов без искажений. Источники помех могут находиться как вне, так и внутри самой системы. Если помеха регулярна и известна, то борьба с ней не представляет затруднений. Так, фон переменного тока может быть устранен простой компенсацией, помеха от определенной радиостанции с модуляционным спектром нормальной ширины устраняется соответствующими фильтрами. В дальнейшем мы будем рассматривать только непредсказуемые случайные помехи, борьба с которыми представляет наибольшие трудности.

Источником помехи в электрических цепях могут являться флуктуации тока около среднего значения, обусловленные дискретной природой носителей заряда. Это явление носит название дробового эффекта.

Наиболее универсальной причиной помехи являются флуктуации, обусловленные тепловым движением. Случайное тепловое движение носителей заряда в любом проводнике вызывает случайную разность потенциалов на его концах. Возникающая при этом помеха называется тепловым шумом.

Следует остановиться еще на одном источнике помех — дискретной природе электромагнитного излучения. В настоящее время в технике имеются две ясные тенденции: к увеличению расстояний и повышению частоты несущей вплоть до световой. Первое означает уменьшение потока энергии, второе — укрупнение квантов (фотонов). Таким образом, при определенных условиях не только начинает ощущаться дискретная фотонная структура излучения, но обусловленный этой причиной шум может превзойти все остальные помехи. Канал, работающий при таких условиях, называется фотонным каналом.

Как видно из вышесказанного, упомянутые помехи не зависят от величины передаваемого сигнала. В этом случае влияние помехи на передаваемый сигнал, очевидно, можно записать в виде

$$x = s + n_d,$$

где s — передаваемый сигнал; n_d — помеха; x — принятый сигнал. Такая помеха называется аддитивной. Аддитивную помеху иногда называют шумом.

Имеются и другие источники помех. Так, например, помеха может порождаться случайными изменениями параметров канала системы. Сигнал подвергается искажениям вследствие того, что коэффициент передачи канала не есть постоянное число. Свойства канала описываются частотными и переходными характеристиками, определяющими линейные искажения сигнала; могут быть также и нелинейные искажения. В этом случае влияние помехи на передаваемый сигнал можно записать в виде

$$x = n_M s.$$

Такая помеха n_M называется мультипликативной. Если n_M — медленный по сравнению с s процесс, то явление, вызываемое мультипликативной помехой, называется замиранием, или феддингом.

При одновременном наличии аддитивной и мультипликативной помехи рассматриваются два случайных процесса. При этом действие помехи запишется $x = n_M s + n_d$.

Геометрические представления помехи и сигнала

Известно, что случайный процесс можно представить в виде случайного вектора, т.е. вектора, координаты которого есть случайные величины. В случае аддитивной помехи можно записать (для простоты в двумерном пространстве) $\vec{x} = \vec{s} + \vec{n}_d$. На чертеже это может быть изображено как представлено на рис. I.10.

Понятие помехоустойчивости

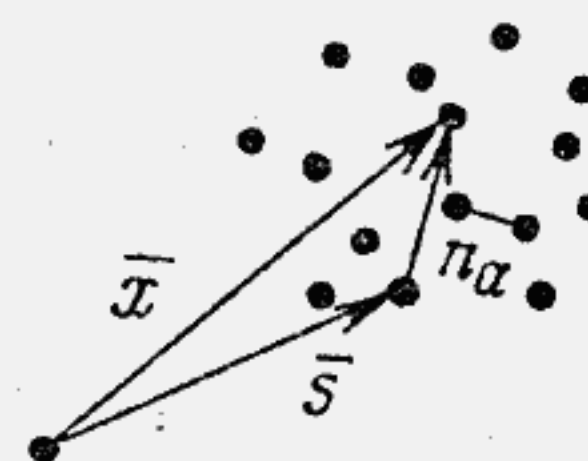


Рис. I.10

Помехоустойчивостью называется способность системы телеметрии противостоять вредному действию помех.

Заметим, что по смыслу определения помехоустойчивость понимается как свойство системы в целом. Однако мы вынуждены отказаться от рассмотрения системы в целом из-за большой сложности задачи. Имеет смысл говорить о помехоустойчивости отдельных звеньев системы. Так можно говорить отдельно о помехоустойчивости кодов, помехоустойчивости видов модуляции, помехоустойчивости приемных устройств и т.д. При этом

часто достаточно располагать сравнительной или относительной помехоустойчивостью, что позволяет сравнить между собой различные варианты технических решений.

Предельно достижимая помехоустойчивость называется, по Котельникову, потенциальной помехоустойчивостью. Сравнение фактической помехоустойчивости каждого конкретного устройства с его потенциальной помехоустойчивостью дает оценку качества устройства и показывает наличие неиспользованных резервов.

Действие помехи проявляется в том, что принятый сигнал отличается от переданного. Поэтому помехоустойчивость можно характеризовать как степень соответствия принятого сигнала переданному при заданной помехе. Мера соответствия принятого сигнала переданному зависит от помехи и характеризует помехоустойчивость с необходимой полнотой. С другой стороны, эта мера, взятая не как функция помехи, а как численный показатель системы, работающей в заданных условиях, вполне характеризует систему с точки зрения возможности ее применения.

Степень соответствия принятого сигнала переданному называется верностью. Так как ошибка есть случайное событие, то верность характеризуется вероятностью отсутствия ошибки, т.е. вероятностью правильного приема:

$$P_{пр} = 1 - P_{ош},$$

где $P_{ош} = 10^{-b}$ — вероятность ошибки, обычно $b \geq 5$.

При передаче непрерывного сигнала отличие принятого сигнала от переданного имеет также непрерывный характер и также характеризуется верностью. Количественные меры верности в этом случае определяются возрастающей функцией вероятности того, что отклонение ϵ не превзойдет некоторой заранее назначенной величины ϵ_0 (рис. I. II):

$$p = p\{\epsilon \leq \epsilon_0\},$$

т.е. вероятности того, что конец вектора \bar{x} попадет в сферу $\epsilon < \epsilon_0$. Верность тем ниже, чем больше относительная интенсивность помехи, т.е. чем меньше отношение сигнал-помеха.

Помехоустойчивость кода характеризуется верностью при заданном отношении сигнал-помеха и при определен-

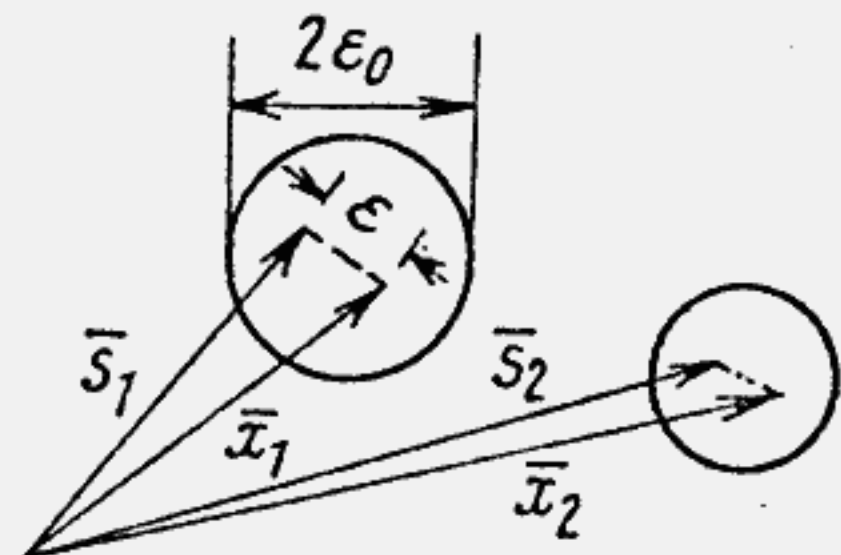


Рис. I. II

ном способе приема. Помехоустойчивость системы модуляции характеризуется относительным изменением модулируемого параметра под действием помехи. Помехоустойчивость приемника выражается относительным увеличением отношения сигнал-помеха на выходе звена приемника, производящего основную обработку сигнала, по сравнению со значением того же отношения на входе приемника.

Помехоустойчивость видов модуляции.

Модуляция и паразитная модуляция

Модуляция состоит в том, что те или иные параметры функции $f(a_1, a_2, a_3, \dots, a_n, t)$, называемой переносчиком, изменяются в соответствии с передаваемым сигналом. Параметр функции-переносчика a_n получает приращение, пропорциональное передаваемому сигналу (модулирующей функции). Для данного вида переносчика возможно столько различных видов модуляции, сколько имеется независимых параметров a_n . Например, гармоническое колебание может изменяться по амплитуде, по частоте и по фазе, т.е. $K=3$.

$$f = U_0 \sin(\omega t + \varphi).$$

При обсуждении вопроса о помехоустойчивости различных видов модуляции дело сводится к изменениям параметров переносчика под воздействием помех. Такие изменения параметров под воздействием помех называются паразитной модуляцией.

Отношение сигнал-помеха

Задача сводится к нахождению глубины паразитной модуляции, вызванной помехой. Рассмотрим случай малой аддитивной помехи, что значительно упрощает исследование, хотя и лишает возможности рассмотреть ряд важных вопросов при отношении сигнал-шум, равном единице.

В результате наложения помехи $n_2(t)$ на немодулированный переносчик получим функцию

$$F(t) = f(a_1, a_2, \dots, a_n, t) + n_2(t).$$

Эту функцию можно заменить другой функцией

$$F_1(t) = f(a_1 + \delta a_1, a_2 + \delta a_2, \dots, a_n + \delta a_n, t)$$

так, чтобы $F_1(t)$ наименее отличалась от $F(t)$. Сущность этой замены состоит в том, что мы представляем результат наложения помехи как изменение параметров функции-переносчика. Приращении δa_k и представляют собой паразитную модуляцию каждого из параметров a_k . Если помеха $p_a(t)$ имеет математическое ожидание, равное нулю, то и δa_k имеют математическое ожидание, равное нулю. Поэтому эффект помехи можно выразить через дисперсию или средний квадрат δa_k . Наибольшие допустимые изменения параметров при полезной модуляции обозначим через Δa_k .

Тогда отношение сигнал-помеха для модуляции по параметру a_k можно представить в виде

$$\rho_k = \frac{(\Delta a_k)^2}{D(\delta a_k)} \quad (I.4)$$

где в числителе стоит величина, равная наибольшей мгновенной мощности; Δa_k — постоянные величины, δa_k — случайные. Оказывается, что ρ_k различны для различных видов модуляции [1].

Для 100 %-ной амплитудной модуляции (АМ) отношение сигнал-помеха имеет вид

$$\rho_a = \frac{2a_0^2 T}{F_0}$$

где $D(\delta a_i) = \frac{G_0}{T^2} \int_0^{\Omega} \varphi_{y_i}^2(\omega) d\omega$; $E_i = \frac{1}{T} \int_0^T y_i^2(t) dt$ —

спектр мощности помехи; $D(\delta a_i) = \frac{\sigma G_0}{T^2} E_i = \frac{F_0}{2T^2} E_i$;
 для АМ $E_1 = T$; $a_0 = (\Delta a_1)_{\max}$; $T = \frac{1}{2F}$ — полоса частот модулирующей функции; F_0 — полоса частот помехи, спектральная плотность помехи $G_0 = G(\omega) = \text{const}$ в полосе частот F .

При частотной модуляции (ЧМ) задается девиация частоты, т.е.

$\Delta a_2 = \Delta \omega$ или так называемый индекс ЧМ

$$\beta = \frac{\Delta \omega}{\Omega} = \frac{\Delta \omega}{2\pi F}$$

где Ω — ширина полосы частот модулирующей функции; тогда

$$\rho_\omega = \frac{\pi^2}{3} \beta^2 \rho_a$$

где ρ_a — отношение сигнал-помеха при амплитудной модуляции.

Таким образом, отношение сигнал-помеха для ЧМ в $3,3\beta^2$ раз больше, чем для АМ. Этот выигрыш в помехоустойчивости получается не даром, мы расплачиваемся за него расширением спектра модулированного сигнала, так как известно, что при одной и той же

модулирующей функции полоса частот полученного частотно-модулированного сигнала шире, чем полоса частот полученного амплитудно-модулированного сигнала.

Помехоустойчивость видов импульсной модуляции (АИМ, ФИМ, ШИМ)

Импульсы, несущие информацию, определяются тремя параметрами: амплитудой $U_{и}$, началом появления (фазой) t_1 и длительностью $t_{и}$ (см. рис. I.12). Модуляция по каждому из этих параметров называется соответственно АИМ, ФИМ и ШИМ.

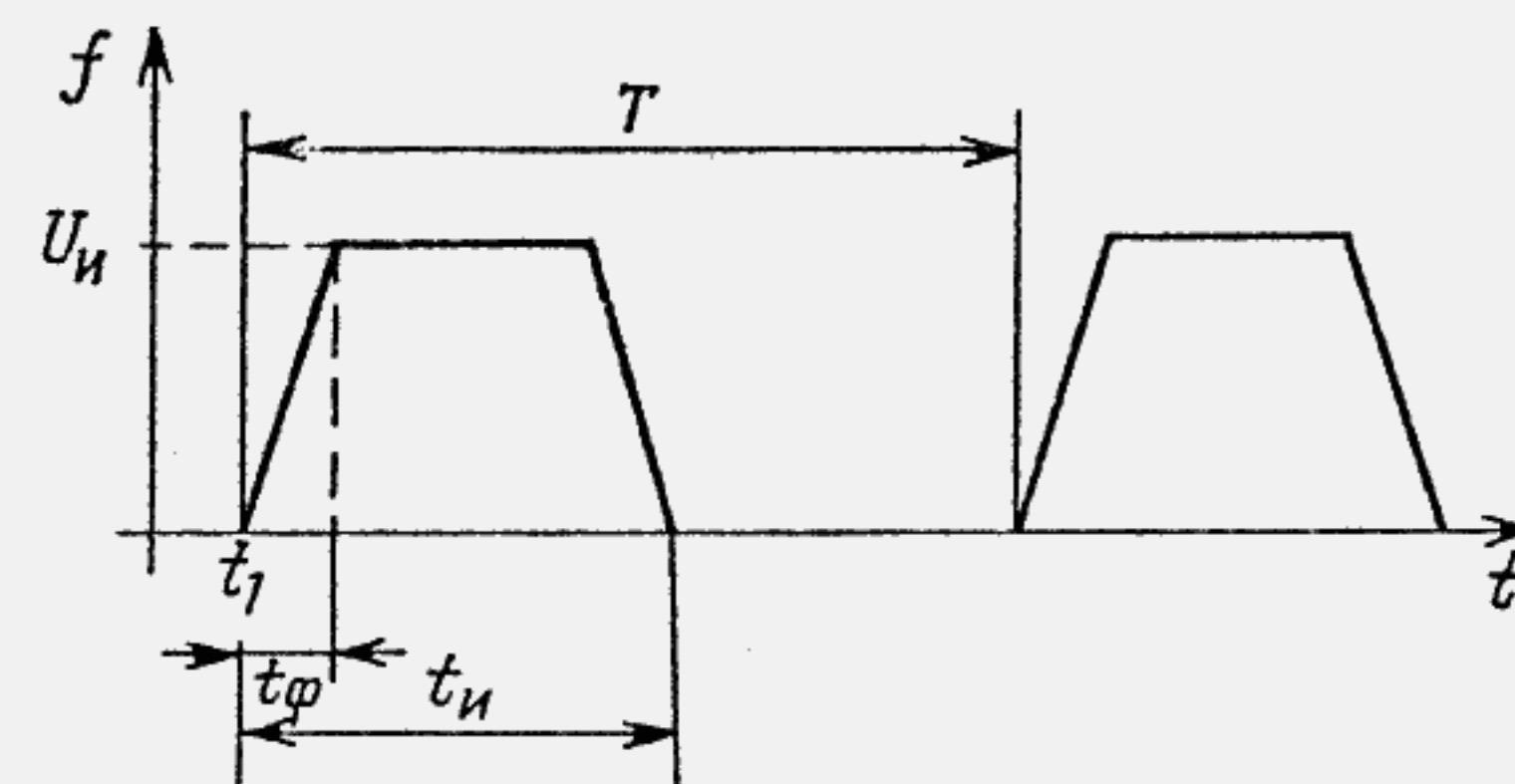


Рис. I.12

Определение дисперсии параметров импульса под воздействием малой помехи находится аналогично приведенному выше. Опуская промежуточные выкладки и учитывая, что $\alpha = t_{и}/t_{\phi} \gg 1$, $\Omega t_{и} \gg 1$, где $t_{и}$, t_{ϕ} — длительности импульса и фронта импульса соответственно, $\Omega \approx 0,35-0,4/t_{\phi}$ (т.е. полоса пропускания Ω выбрана так, что $\Omega t_{\phi} \approx 0,4$), имеем для дисперсии

$$\begin{aligned} \text{АИМ } D(\delta U_{и}) &= \frac{F_0}{2t_{и0}}; & \text{ШИМ } D(\delta t_{и}) &= 0,128 \frac{F_0 t_{и}}{U_{и0}^2} \\ \text{ФИМ } D(\delta t_1) &= 0,064 \frac{F_0 t_{\phi}}{U_{и0}^2}; \end{aligned}$$

Здесь нулями обозначены начальные, т.е. немодулированные, значения параметров.

Полезные приращения для АИМ $\Delta U_{и} = U_{и0}$ (т.е. амплитуда может меняться от нуля до $U_{и0}$); для ФИМ t_1 может получать

приращения от нуля до $T/2$ в обе стороны, если скважность велика, т.е. $\gamma = \frac{T}{t_{и}} \gg 1$. В этих условиях $\Delta t_1 = T/2$; для ШИМ, выбирая $t_{и0} = T/2$ (т.е. для $\gamma = 2$), имеем $\Delta t_{и} = T/2$.

Значения отношения сигнал-помеха будут для ЛММ $\rho_{л} = 2E_0/\mathcal{N}_0$, где $E_0 = U_{и0}^2 t_{и0}$ — энергия в импульсе; для ФММ $\rho_{ф} \approx 3,76 \gamma_0^2 \alpha_0 E_0/\mathcal{N}_0$, где $\gamma = T/t_{и0}$ — начальная скважность, $\alpha_0 = t_{и0}/t_{ф}$ — относительная крутизна фронтов; для ШИМ $\rho_{ш} \approx 7,52 \alpha_0 E_0/\mathcal{N}_0$.

Итак, для отношений сигнал-помеха для трех рассмотренных видов импульсной модуляции имеем

$$\rho_{л} : \rho_{ф} : \rho_{ш} = 1 : 1,88 \gamma_0^2 \alpha_0 : 3,76 \alpha_0.$$

Из полученных соотношений можно сделать вывод о значительных преимуществах ФММ и ШИМ. Помехоустойчивость ФММ и ШИМ возрастает с увеличением относительной крутизны фронтов импульсов $\alpha = t_{и}/t_{ф}$, т.е. с увеличением полосы пропускания [1].

Следует сделать еще одно замечание: величины δa_k оказываются коррелированными между собой. Из этого следует, что если для полезной модуляции используется только часть параметров импульса, то остальные можно использовать для компенсации паразитной модуляции. Компенсация может быть осуществлена путем вычитания из выходного сигнала линейной комбинации напряжений, пропорциональных паразитным приращениям нерабочих параметров.

Если окажется, что величины δa_k коррелированы слабо, то возможен другой способ улучшения отношения сигнал-помеха. Он состоит в том, что одним и тем же сигналом модулируется несколько параметров переносчика. Это равносильно образованию нескольких каналов. Если в отношении действия помехи эти каналы статистически независимы, то, сложив выходные сигналы всех каналов, мы получим увеличение отношения сигнал-помеха в μ раз, где μ — число каналов, т.е. число модулируемых параметров. Это равносильно в свою очередь накоплению сигнала при постоянном уровне помех.

Выводы

1. При переносчике в виде синусоидального колебания наиболее помехоустойчивым видом модуляции является частотная модуляция ЧМ по сравнению с амплитудной модуляцией АМ.

2. При импульсном переносчике наиболее помехоустойчивыми видами импульсной модуляции являются ШИМ и ФММ по сравнению с АИМ.

3. Для ослабления влияния помехи целесообразно использовать все параметры переносчика. При большой корреляции можно воспользоваться возможностью компенсации, при малой корреляции — методом накопления, а в промежуточных случаях — комбинацией обоих методов.

1.6. Методы регистрации малых сигналов телеметрических систем при наличии помех

Выше нами рассмотрена помехоустойчивость в случае малой помехи. Ниже мы остановимся на некоторых методах регистрации импульсных сигналов (видеоимпульсов и радиоимпульсов), являющихся переносчиками, при наличии относительно больших помех, т.е. в случае малого сигнала.

Простейшим способом отделения видеоимпульсов сигнала от помехи является дискриминация по уровню. В этом случае пропускаются на выход сигналы, которые превышают пороговый уровень срабатывания дискриминатора. Импульсы сигнала не регистрируются, если они оказываются меньше порогового уровня.

При одновременном действии в приемнике вместе с сигналом шумовой помехи наблюдаются следующие явления:

появление наряду с импульсами сигнала выбросов шума, превосходящих пороговый уровень, которые регистрируются как сигнал; подавление части импульсов сигнала, т.е. уменьшение их амплитуды до величины меньше пороговой, что получается вследствие интерференции колебаний сигнала и шума;

смещение переднего фронта импульса или изменение его длительности (рис. 1.13).

Вероятность ложной регистрации и вероятность пропуска сигнала

Для количественной оценки ложной регистрации или пропуска сигнала указываются вероятности того или другого события, которые можно определить, поскольку известны плотности распределения вероятностей помехи и помехи совместно с сигналом. Эти распределения в большинстве случаев определяются экспериментально в соответствии с помеховой обстановкой, в которой работает

телеметрическая система. На рис. I. I4 приведены кривые распределения плотности вероятностей шума (кривая 1) и шума и сигнала (кривая 2).

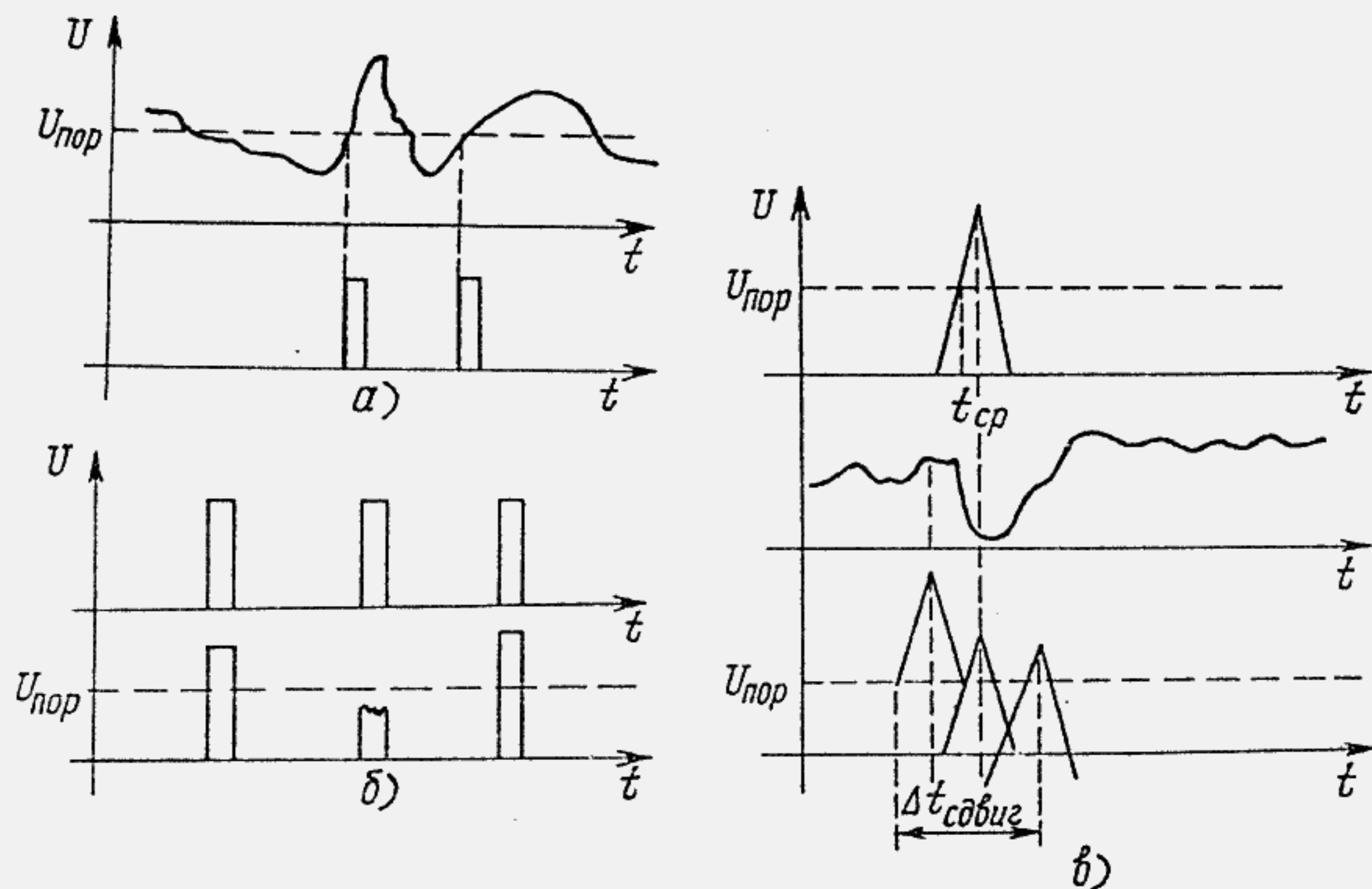


Рис. I. I3

Для нормального шума распределение плотности вероятности определяется распределением Релея.

Вероятность того, что напряжение шума $U_{ш}$ при отсутствии сигнала превысит пороговый уровень $U_{пор}$, может быть найдена, исходя из плотности вероятности, методом интегрирования в соответствующих пределах:

$$p(U_{ш} > U_{пор}) = \int_{U_{пор}}^{\infty} U e^{-(U^2/2)} dU = e^{-(U_{пор}^2/2)}.$$

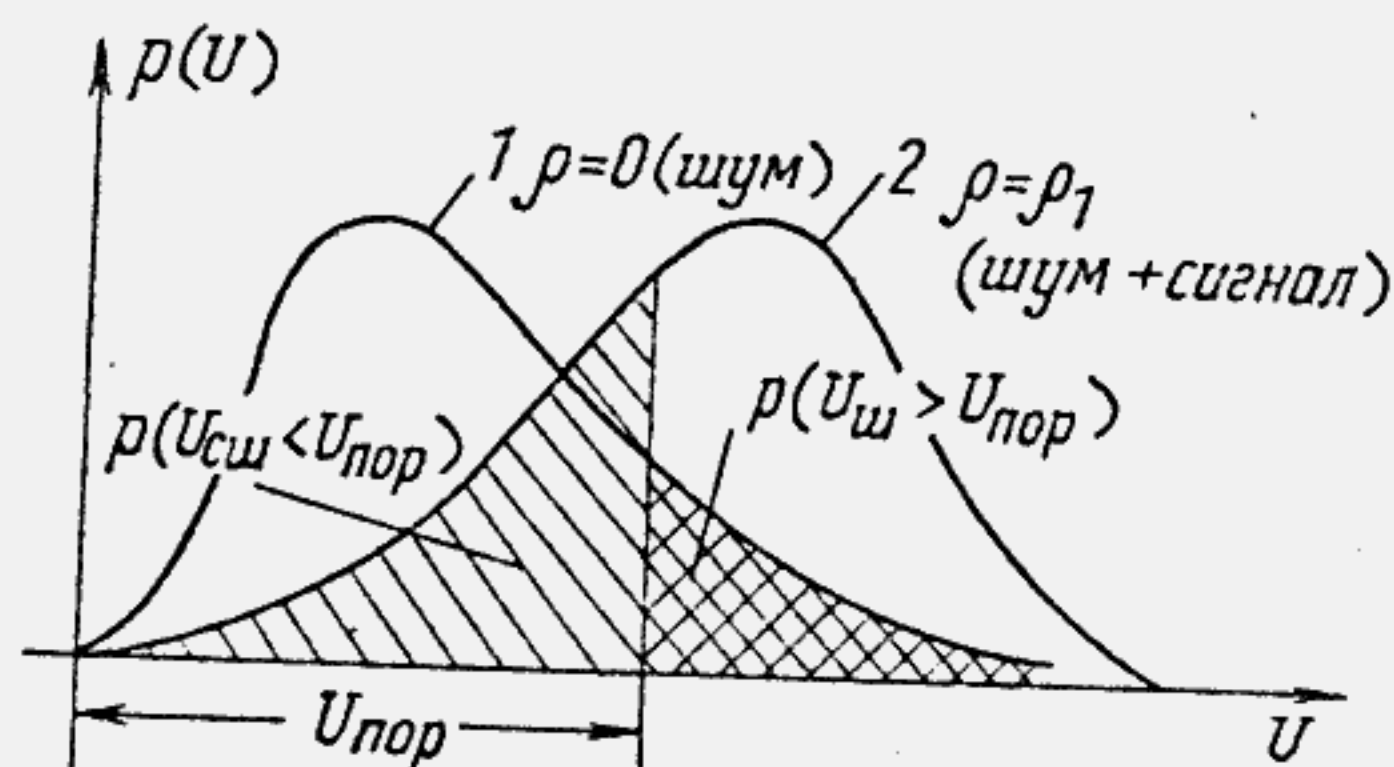


Рис. I. I4

Вероятность того, что сигнал $U_{сш}$ при наличии шума окажется ниже порогового уровня (будет подавлен шумом), может быть найдена также путем интегрирования

$$p(U_{сш} < U_{пор}) = \int_0^{U_{пор}} p(U_{сш}) dU_{сш}.$$

Заметим, что величина сдвига кривой распределения плотности вероятности сигнала и шума по оси U зависит от мощности сигнала: чем больше мощность сигнала (т.е. отношение сигнал-шум), тем дальше сдвигается кривая. Практически задачу решают путем компромисса: устанавливают (при заданной мощности шума) некоторый пороговый уровень, при котором вероятность ложной регистрации имеет допустимо малое значение, и находят необходимую мощность сигнала, обеспечивающего достаточно малую вероятность его подавления. Найденная таким образом минимально необходимая мощность сигнала определяет реальную чувствительность приемного устройства.

Если информация передается кодом из n импульсов, и вероятность подавления каждого отдельного импульса равна p , то вероятность подавления всех n импульсов равна p^n ; так как $p < 1$, то $p^n < p$. Полученное значение вероятности справедливо тогда, когда отдельные импульсы искажаются помехой независимо один от другого, что бывает, когда они разнесены на время, большее времени корреляции помехи.

Согласованный фильтр

Существенным фактором повышения помехоустойчивости телеметрических систем является метод фильтрации сигналов на приемной стороне системы. Предположим, что исследуемый сигнал преобразован передающей стороной телеметрической системы в ряд импульсов ФИМ, ШИМ и др. Тогда полезный сигнал можно при этом считать уже не случайной функцией, определяющей исследуемый сигнал, а заданной, в которой имеются неизвестные параметры. Например, передача производится прямоугольными видеоимпульсами или радиоимпульсами, у которых неизвестны время запаздывания (ФИМ), длительность (ШИМ), фаза высокочастотного заполнения и т.д.

Задача фильтрации состоит в регистрации слабого сигнала среди помех и измерения его параметров с минимальной погрешностью. При этом предполагается, что в общем случае спектр помехи — произвольный. В связи с рассмотрением флуктуационной помехи особенно важен случай, когда спектр помехи — равномерный в диапазоне частот, занятом полезным сигналом.

Согласованным фильтром называется фильтр для помехи, которая имеет равномерный спектр при известной форме сигнала. Частотная характеристика согласованного фильтра целиком определяется формой частотного спектра сигнала, т.е. как бы согласована с ним.

Другими словами, модуль частотной характеристики согласованного фильтра $K(\omega)$ должен точно совпадать с модулем спектра (амплитудным спектром) полезного сигнала. Таким образом, согласованный фильтр строится по спектру, известного нам по форме полезного сигнала. На рис. I.15 приведены наиболее применяемые в телеметрических системах формы полезных сигналов, их спектры и соответствующие частотные характеристики согласованных фильтров.

Согласованные фильтры выделяют такие составляющие, которые наиболее сильно влияют на пиковое значение сигнала (импульса) и подавляют составляющие, играющие малую роль и расположенные вблизи частот, кратных $1/t_n$ для прямоугольного импульса. Этот экономичный способ фильтрации уменьшает среднеквадратичное значение помехи (шума) на выходе фильтра.

Отношение сигнал-шум на выходе приемного устройства служит простым и наглядным критерием, так как это отношение определяет чувствительность приемного устройства телеметрии.

Согласованный фильтр для одиночных импульсов

Известно, что фильтр, обеспечивающий неискаженный прием сигнала, должен обладать равномерной частотной и линейной фазовой характеристиками. Поэтому согласованный фильтр вызывает искажение формы импульсов. Реакция фильтра на импульс определяется по формуле

$$f_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(t') h(t-t') dt'$$

где $f_1(t')$ — входная функция (сигнал), $h(t-t')$ — импульсная характеристика фильтра.

Сделаем замену $h(t-t') = f_1[t_0 - (t-t')]$ и получим выражение для полезного сигнала на выходе фильтра

$$f_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(t') f_1[t' - (t-t_0)] dt'$$

Таким образом, из выражения видно, что полезный сигнал на выходе согласованного фильтра есть не что иное, как аналог автокорреляционной функции полезного сигнала $f_1(t)$.

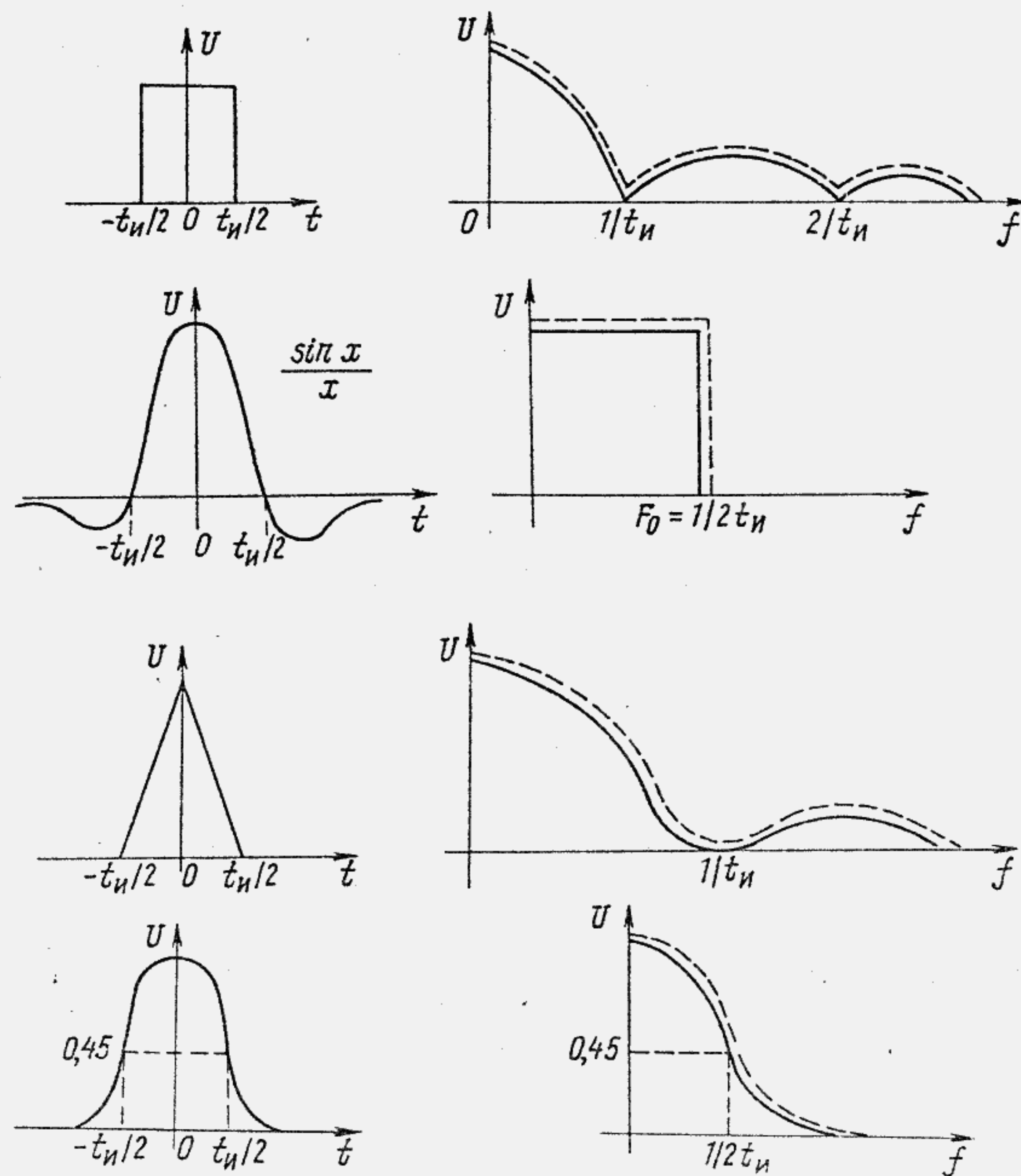


Рис. I.15

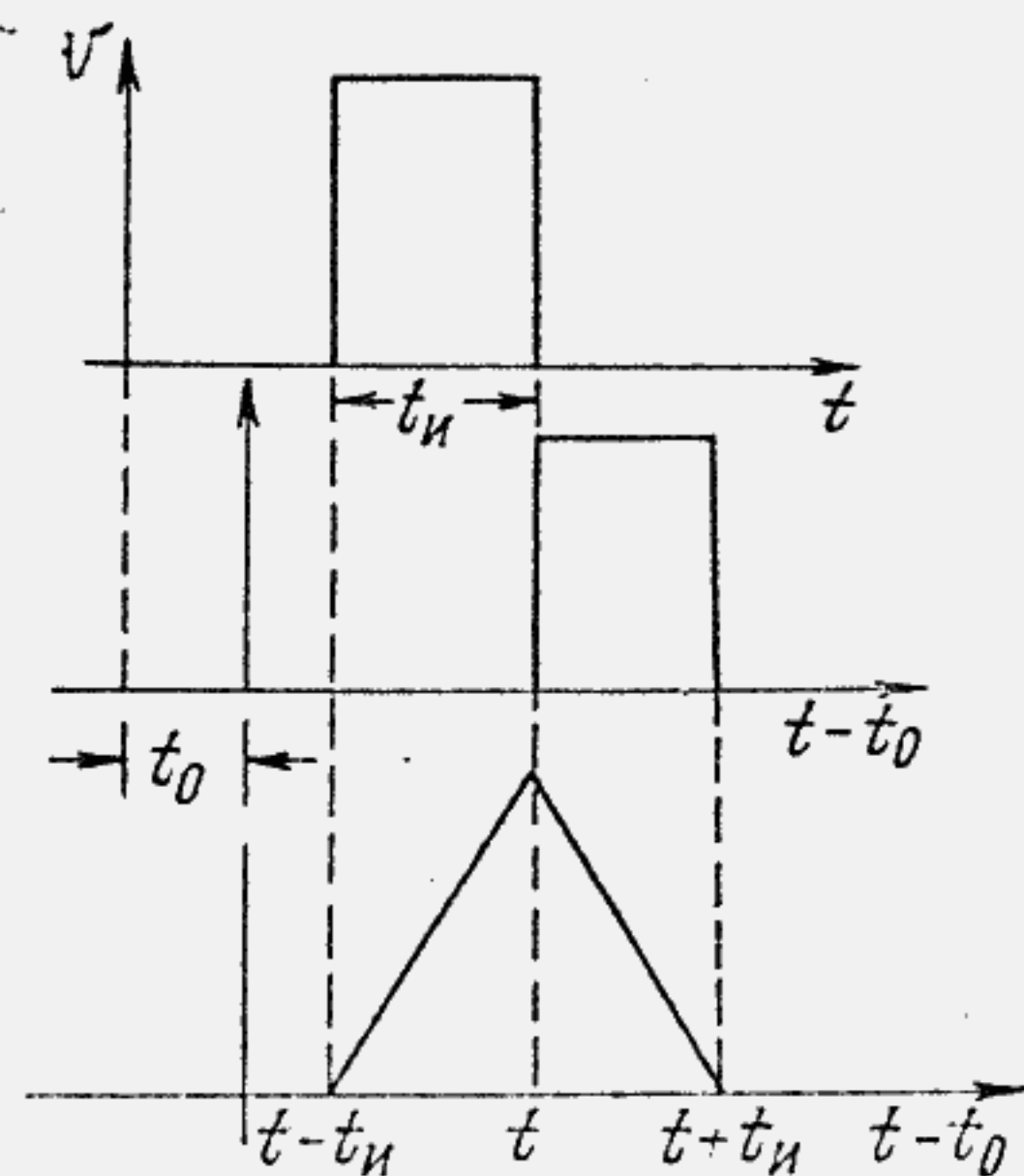


Рис. I. I6

согласованного фильтра для одиночного прямоугольного импульса показана на рис. I. I7, действие которого понятно из рисунка.

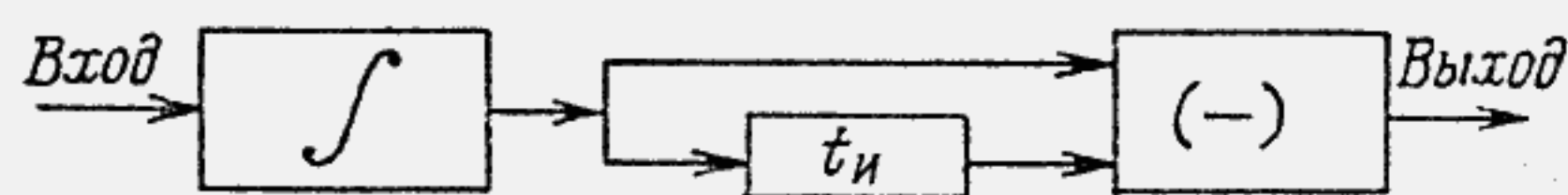


Рис. I. I7

В случае же колоколообразного импульса форма его на выходе согласованного фильтра сохраняется, хотя длительность также увеличивается.

Согласованный фильтр для последовательности видеоимпульсов. Гребенчатый фильтр

Известно, что при увеличении числа импульсов N в послыжке энергия послыжки начинает концентрироваться вблизи частот $\omega = k\omega_1$ (см. рис. I. I8), где $\omega_1 = 2\pi/T$, T - период повторения импульсов в послыжке. Изображенный спектр носит лепестковый характер. Максимумы лепестков определяются спектром одиночных импульсов. Ширина лепестков на нулевом уровне $\Delta\omega_0 = 2\omega_1/N$, а на

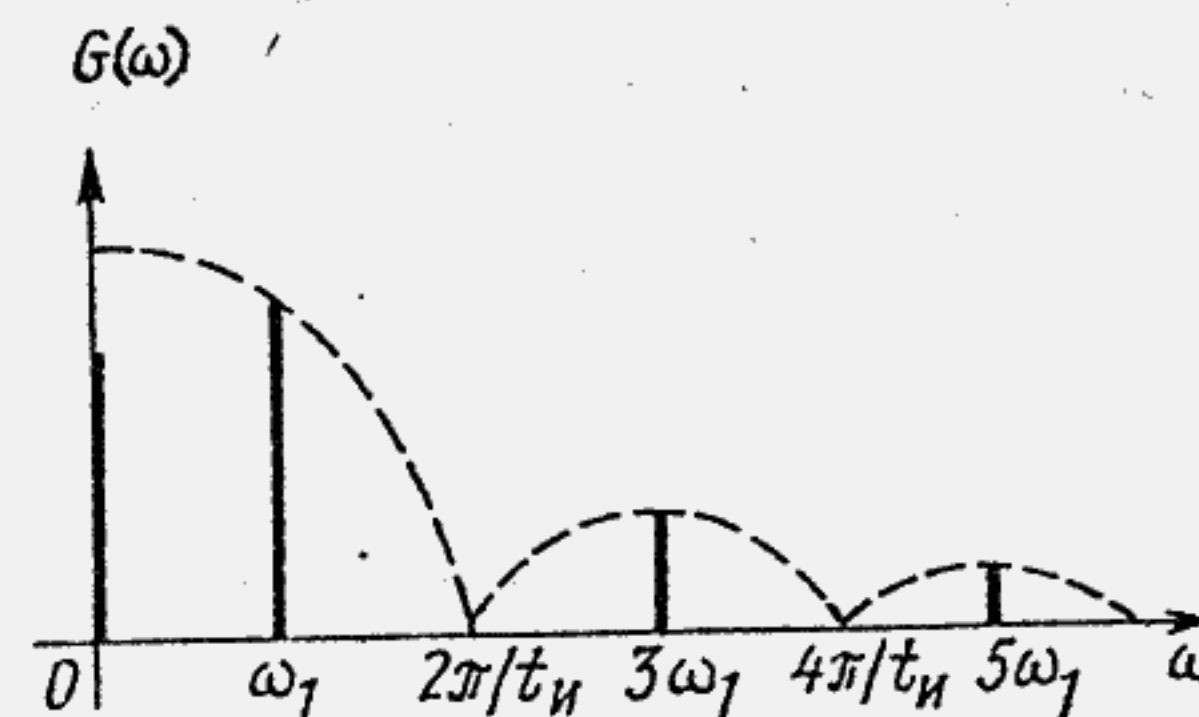


Рис. I. I8

видеоимпульсов. Реализация фильтров с подобной характеристикой сложнее, чем для одиночных. На практике иногда ограничиваются воспроизведением лишь главных лепестков, содержащих основную часть энергии спектра. Следует иметь в виду, что при большом числе импульсов роль боковых лепестков (на рис. I. I8 не показаны) незначительна.

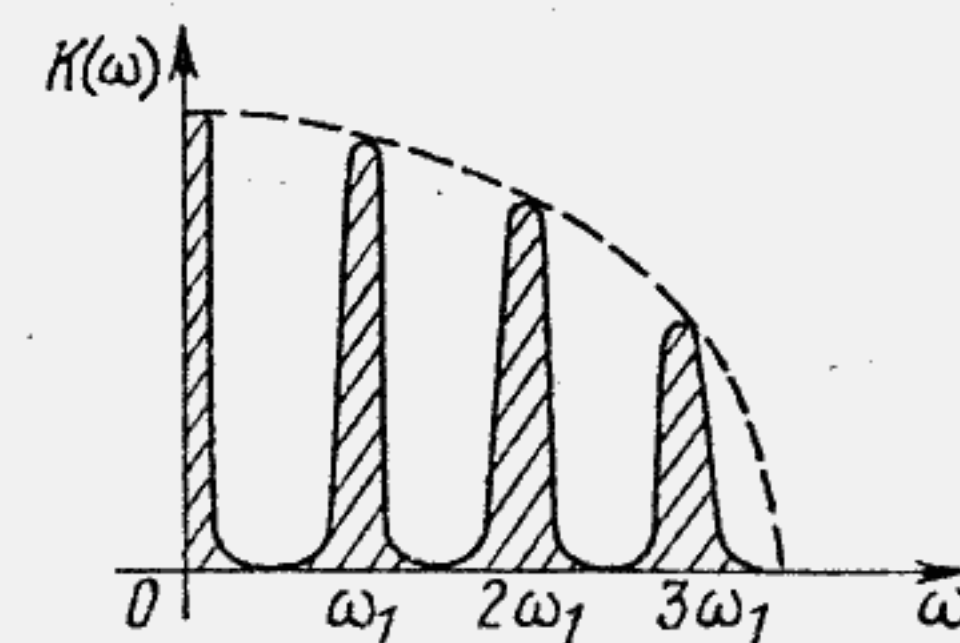


Рис. I. I9

Таким образом, частотная характеристика согласованного фильтра для пачки импульсов состоит из ряда "зубьев", представляющих полосы прозрачности фильтра, как изображено на рис. I. I9. Такая характеристика может быть получена с помощью набора узкополосных фильтров, настроенных на частоты, кратные частоте повторения импульсов ω_1 , и называется гребенчатой характеристикой, а соответствующий фильтр - гребенчатым фильтром.

При построении такого фильтра обычно достаточно ограничиться лишь первой полувошной спектра однократного импульса, содержащей 90% энергии импульса, т.е. полосой частот $1/t_n$. Отсюда следует, что требуемое число узкополосных фильтров для пачки видеоимпульсов равно

$$n = \frac{1/t_n}{f_1} = \frac{T}{t_n} = Q,$$

где Q - скважность импульсов, $f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi}$.

уровне 0, 707 максимальной амплитуды $\Delta\omega_{0,7} = 0,89 \omega_1/N \approx \omega_1/N$. Важное обстоятельство заключается в том, что ширина главных лепестков $\Delta\omega_{гл}$ обратно пропорциональна общей длительности пачки импульсов $T_{пач}$.

Форма спектра пачки импульсов определяет собой частотную характеристику согласованного фильтра для последовательности

видеоимпульсов. Реализация фильтров с подобной характеристикой сложнее, чем для одиночных. На практике иногда ограничиваются воспроизведением лишь главных лепестков, содержащих основную часть энергии спектра. Следует иметь в виду, что при большом числе импульсов роль боковых лепестков (на рис. I. I8 не показаны) незначительна.

Таким образом, частотная характеристика согласованного фильтра для пачки импульсов состоит из ряда "зубьев", представляющих полосы прозрачности фильтра, как изображено на рис. I. I9. Такая характеристика может быть получена с помощью набора узкополосных фильтров, настроенных на частоты, кратные частоте повторения импульсов ω_1 , и называется гребенчатой характеристикой, а соответствующий фильтр - гребенчатым фильтром.

Произведем ориентировочное сравнение отношений сигнал-шум для последовательности из N импульсов и для одиночного импульса на выходе соответствующих согласованных фильтров. Для этого возьмем гребенчатый фильтр для пачки и квазиоптимальный для одиночного импульса. Предположим, что оба фильтра сохраняют неизменной амплитуду импульсов, тогда легко найти выигрыш для случая N импульсов: он обратно пропорционален отношению мощностей шума на выходе фильтров. Так как мощность шума пропорциональна полосе пропускания, то

$$\frac{\rho_N}{\rho_1} \approx \frac{1/t_n}{\pi \Delta f_T} \approx \frac{1}{t_n \frac{1}{t_n} \frac{1}{NT}} = N,$$

где $\pi \Delta f_T$ — суммарная эффективная полоса прозрачности гребенчатого фильтра, ρ_N — отношение сигнал-шум на выходе согласованного фильтра для N импульсов, ρ_1 — то же для одного импульса.

Таким образом, выигрыш в отношении сигнал-шум по мощности для последовательности импульсов (по сравнению с одним импульсом) определяется числом импульсов.

Гребенчатый фильтр с характеристикой, у которой амплитуды лепестков одинаковы (рис. I.20), дают некоторое увеличение шума на выходе. При этом $\rho_N / \rho_1 = 0,82 N$.

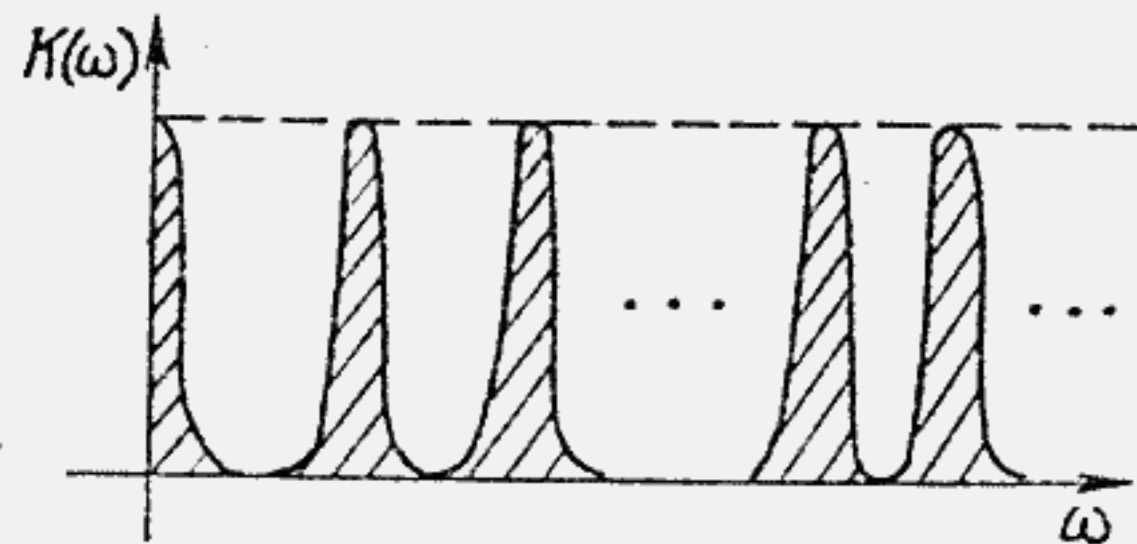


Рис. I.20

Согласованный фильтр для радиоимпульсов

Как известно из теории сигналов, спектр радиоимпульсов определяется огибающей, сдвинутой в сторону высших частот на величину несущей частоты ω_0 (рис. I.21).

Согласованные фильтры для радиоимпульсов (одиночного и пачки) строятся аналогично рассмотренному выше для видеосигналов с той только разницей, что все частоты сдвигаются соответственно

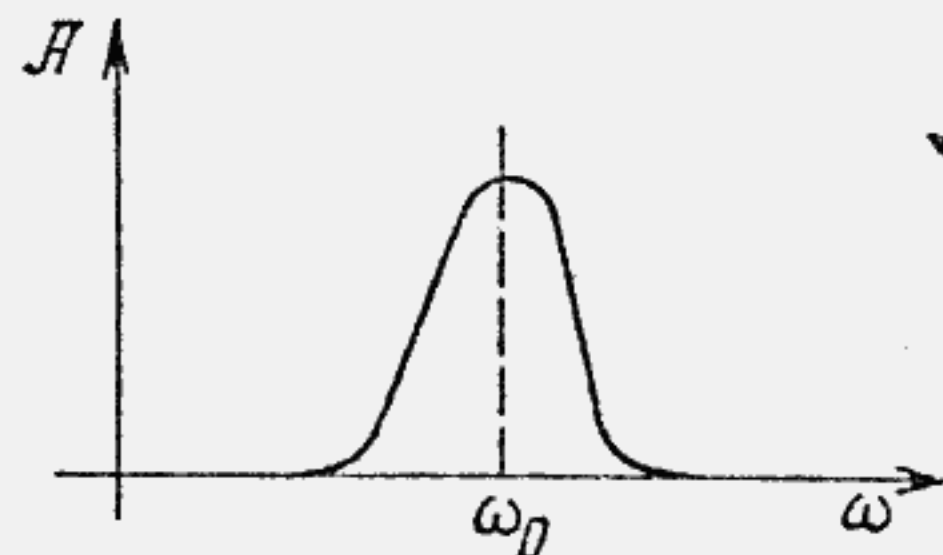


Рис. I.21

на величину ω_0 , и характеристика фильтра делается симметричной относительно частоты ω_0 (см. рис. I.21). Таким образом, результат, полученный для одиночного прямоугольного видеосигнала на выходе согласованного фильтра, сохраняется для огибающей одиночного радиоимпульса с прямоугольной огибающей.

В отношении пачки радиоимпульсов следует подчеркнуть, что рассмотренный метод построения характеристики согласованного фильтра справедлив только лишь для последовательности когерентных радиоимпульсов.

Когерентными радиоимпульсами называются такие радиоимпульсы, которые имеют одну и ту же начальную фазу, заполняющих высокочастотных колебаний. Частотная характеристика гребенчатого фильтра для когерентных радиоимпульсов имеет вид, изображенный на рис. I.22.

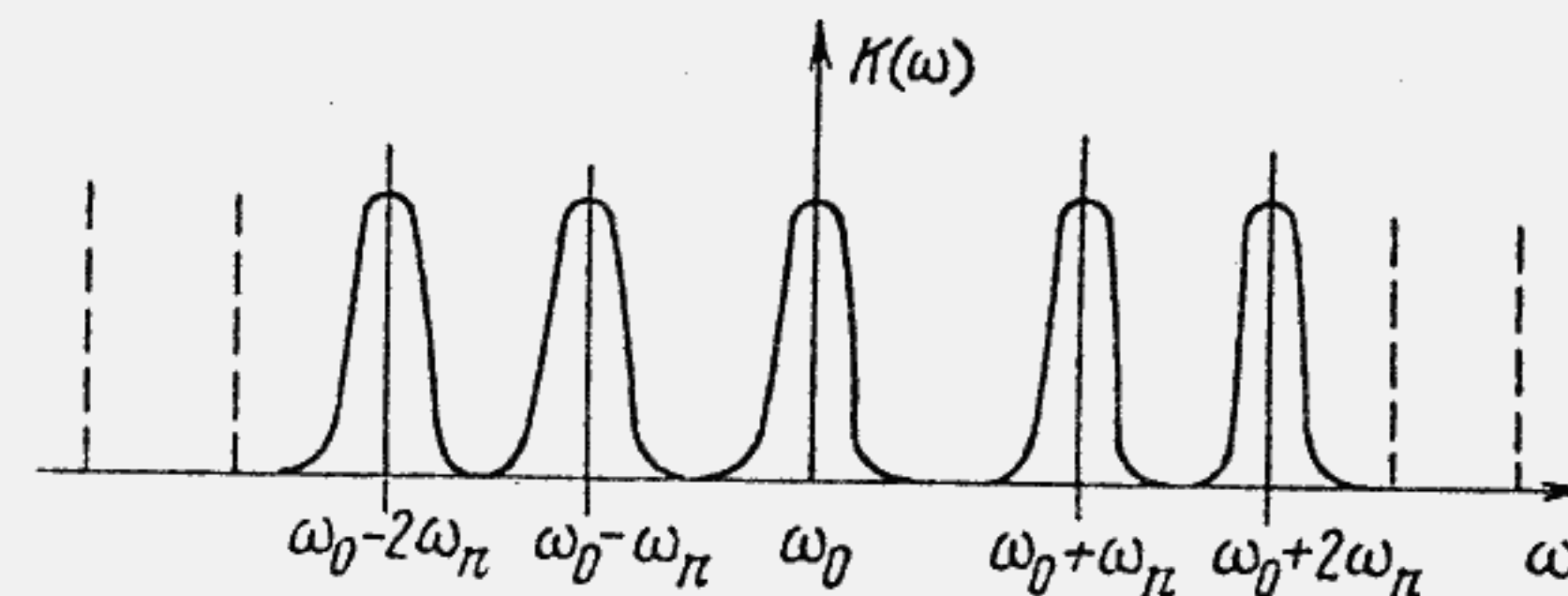


Рис. I.22

2. ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОЙ ТЕЛЕМЕТРИИ

2.1. Гидроакустическая телеметрия

Гидроакустическая телеметрия — новая отрасль науки и техники, возникла на стыке науки о телеизмерениях и подводной акустики в связи с практическими потребностями освоения Мирового океана, его минеральных ресурсов и др.

Гидроакустическая телеметрическая система (ГТС) предназначена для автоматической передачи под водой результатов измерений параметров состояния и поведения различных подводных объектов, а также физических характеристик морской среды и грун-

та. В качестве переносчиков информации в ГТС, которая состоит из бортовой аппаратуры и автономного подводного контейнера, используются гидроакустические сигналы. Структурная схема ГТС представлена на рис.2.1.

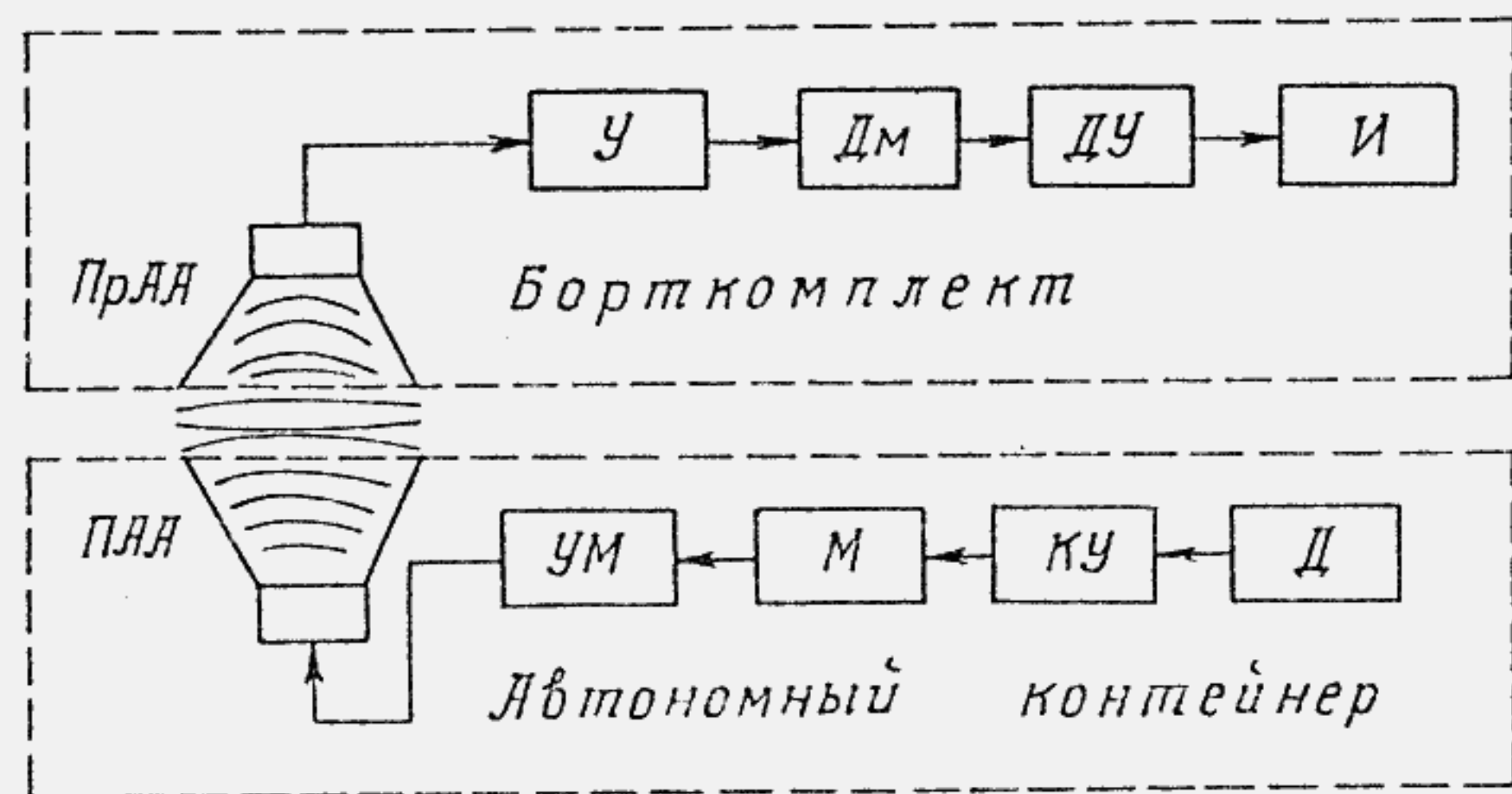


Рис.2.1

Автономный контейнер включает в себя датчики Д, кодирующее устройство КУ, модулятор М, усилитель мощности УМ и передающую акустическую антенну ПАА. Важным элементом автономного контейнера являются источники питания (высокая надежность, устойчивость к внешним воздействиям, ресурс работы и др.). В бортовую аппаратуру входят приемная акустическая антенна ПрАА, приемно-усилительный тракт У, демодулятор Дм, декодирующее устройство ДУ, индикатор И.

Отличие ГТС от других известных телеметрических систем (радио, проводных) состоит в том, что передача результатов измерений в ГТС осуществляется по сугубо специфическому гидроакустическому каналу, под которым понимается морская среда, ограниченная поверхностью и дном, имеющая сложный рельеф в различных районах Мирового океана.

Автономный подводный контейнер применяют в трех вариантах: разового применения, многократного применения и в качестве стационарного устройства. Контейнеры разового применения сбрасываются в воду и в процессе погружения передают информацию в основном о свойствах морской среды. Контейнеры многократного применения бывают буксируемыми, опускаемыми и поднимаемыми во время дрейфа судна, а также всплывающими после сбрасывания или постановки

автоматически, или по команде – вызову. Стационарные контейнеры обычно крепят к океанографическим буям или устанавливают на морском дне.

Приемную акустическую антенну гидроакустической телеметрической системы укрепляют на корпусе судна (подкильная), опускают во время дрейфа судна с борта (опускаемая), буксируют за кормой при движении (буксируемая) или устанавливают стационарно на дне, если прием телеметрических сигналов ведет береговой комплекс.

Виды модуляции, которые наиболее часто применяются в подводной телеметрии: ЧМ, ЧИМ, ФИМ, ШИМ.

2.2. Условия распространения гидроакустических сигналов в морях и океанах

Пространственно-временная изменчивость гидрофизических полей в океане

Гидроакустические телеметрические системы находятся в сложном взаимодействии с морской средой. Автономные подводные контейнеры ГТС погружаются на большие глубины, где на элементы их конструкций длительное время воздействуют значительные гидростатические давления, течения, а также растворенные в воде соли, микроорганизмы и другие факторы. Некоторые системы предназначены непосредственно для измерения физических параметров среды при проведении исследований или решения прикладных задач.

Основная особенность ГТС состоит в том, что передача информации от излучателя до приемника осуществляется с помощью гидроакустических сигналов, распространяющихся в различных условиях. Известно, что условия распространения гидроакустических сигналов зависят главным образом от состояния поля скорости звука, параметры которого определяются значениями температуры $t^{\circ}\text{C}$, от солености и давления p в каждой точке моря и в каждый момент времени.

Температура воды Мирового океана в различных его районах и на различных глубинах изменяется в диапазоне от -2 до $+33^{\circ}\text{C}$, средняя $t = +3,8^{\circ}\text{C}$, на поверхности $t = +17,4^{\circ}\text{C}$. Годовые колебания составляют 18°C , среднесуточные $0,3-0,4^{\circ}\text{C}$. В распределении температуры по вертикали отмечается характерное деление на поверхностный слой теплой воды и нижележащий мощный слой холодной воды.

Переход от теплой области к холодной происходит в сравнительно тонком слое, называемом слоем скачка температуры. В открытом океане этот слой лежит на глубинах 50–200 м. Кроме этого, имеют место мелкомасштабные флуктуации температуры. Они вызывают соответствующие флуктуации поля скорости звука, что обуславливает искажения сигналов ГТС.

Средняя соленость вод Мирового океана равна 35‰ (промилей), а диапазон ее изменения составляет 0–40‰, для открытого океана 27–38‰. На севере диапазон составляет 0,7‰. Распределение солености по вертикали в большинстве районов характеризуется наличием слоя скачка солености, который менее выражен, чем скачок температуры.

Величина гидростатического давления зависит от плотности, ускорения силы тяжести и глубины.

Поле течений в океане так же, как и другие гидрофизические поля, обладает пространственной и временной изменчивостью.

Среднее значение скорости звука в океане принято равным 1500 м/с, а крайние значения составляют 1400 и 1600 м/с. Максимальная амплитуда годовых колебаний составляет 50–60 м/с, среднесуточные 1–2 м/с. Вертикальные градиенты скорости звука в слое скачка обусловлены скачком температуры и солености и достигают 3–5 м/с на 1 м глубины [2].

Акустические характеристики морской среды

Передача информации в морской среде с помощью акустических колебаний может осуществляться на частотах от единиц герц до сотен килогерц. В гидроакустической телеметрии наиболее часто используется диапазон примерно от 5 до 100 кГц.

В основе теории гидроакустики лежит волновое уравнение распространения акустических колебаний:

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = v^2 \frac{\partial^2 \xi}{\partial r^2},$$

где ξ – смещение элемента объема, t – время; r – расстояние; v – скорость распространения фронта волны. Из уравнения можно видеть, что без учета влияния границ среды распространение звука зависит от единственного параметра – скорости звука v в каждой точке.

Скорость звука в любой точке океана в общем виде определяется соотношением:

$$v = \sqrt{\alpha/\rho},$$

где α – модуль объемной упругости [н/м^2]; ρ – плотность [кг/м^3]. При $t = 10^\circ\text{C}$ и солености $S = 15\text{‰}$ $\alpha = 2,16 \cdot 10^9 \text{ н/м}^2$. Вертикальный градиент скорости звука определяется выражением

$$G_v(h) = \frac{\Delta v(h)}{\Delta h(h)} c^{-1},$$

где $\Delta h(h) = h_2 - h_1$; $\Delta v(h) = v_2(h_2) - v_1(h_1)$; $v(h_i)$ – скорость звука на горизонте h_i . Некоторые типичные кривые распределения значений скорости звука по глубине в поверхностном слое моря приведены на рис.2.2.

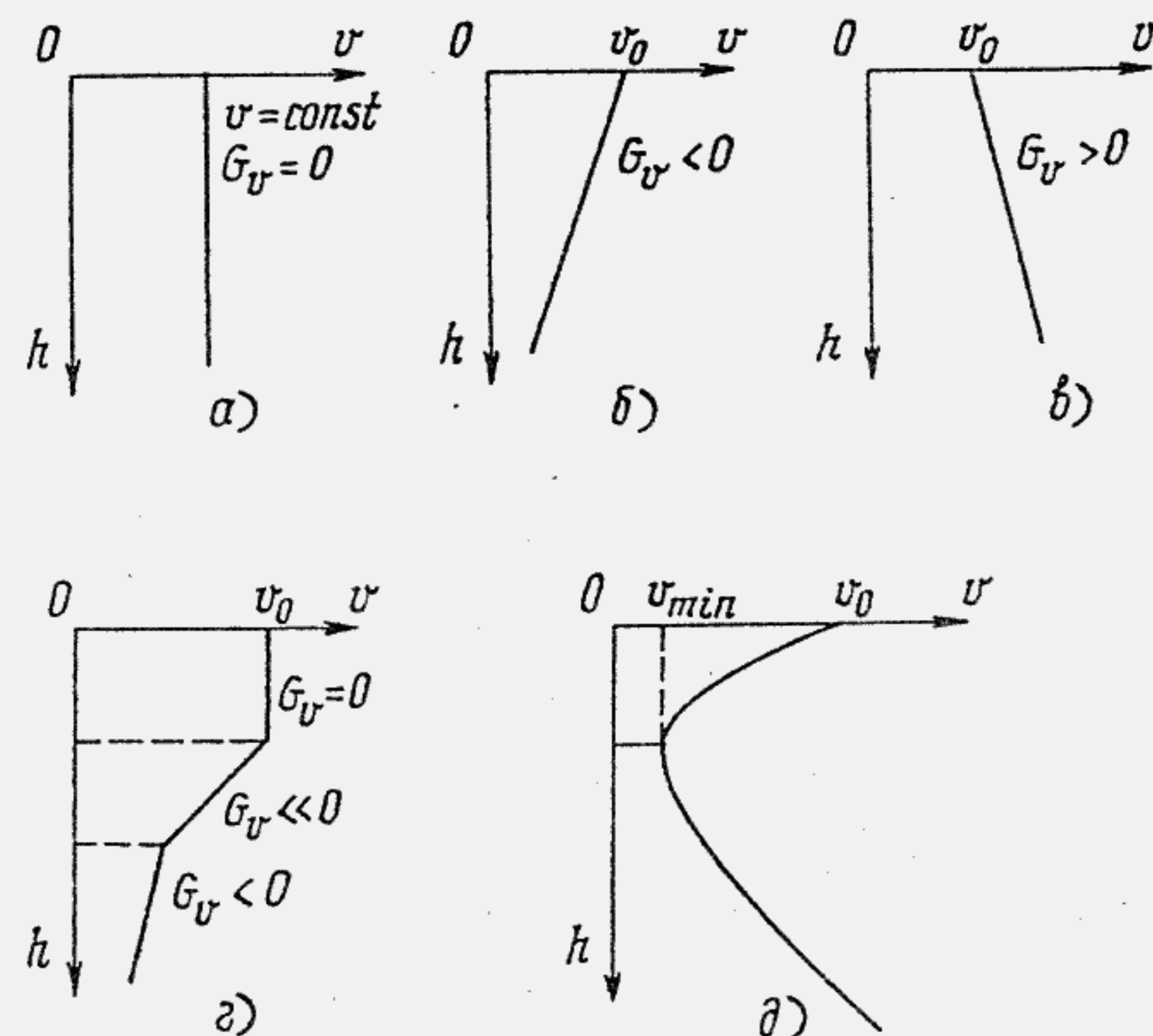


Рис.2.2

Исследования вертикальных профилей скорости звука на больших глубинах позволили установить значительное совпадение характера кривых для многих районов Мирового океана. Минимум скорости звука в северной части Атлантического океана лежит на глубине 1270 м, в умеренных широтах на глубине 800–1000 м.

Величина уровня и частотного спектра шума моря имеет значение в тех случаях, когда он является помехой, воздействующей на приемную акустическую антенну. Причинами появления шумов моря считают: хаотическое движение молекул воды, волнение моря, дождь, течения, торошение льдов, таяние айсбергов, движение судов, работа прибрежных промышленных предприятий, жизнедеятельность морских организмов и пр. Характеристики шумов среды зависят от района океана, времени года и суток, погодных условий, места установки приемной антенны.

2.3. Распространение звука в слоисто-неоднородной среде

Особенности распространения акустических колебаний звука от источника до приемника определяются с помощью формул волновой или лучевой теории. В лучевой теории рассчитываются траектории распространения гидроакустических сигналов (лучи) с учетом убывания их интенсивности вследствие поглощения, расширения фронта волны и рассеяния.

Как известно, применить лучевую теорию можно, если удовлетворяется неравенство $k/b \gg 1$, где $k = 2\pi/\lambda$, $b = c/v$; λ — длина волны колебания [2]. Очевидно, что в диапазоне работ частот гидроакустической телеметрической системы $\nu = 1,5 \dots 30$ см при $c_v = 1,0 \dots 1,5$ с⁻¹ и $v = 1500$ м/с такое условие соблюдается полностью. Таким образом, можно считать, что в однородной среде акустические колебания распространяются по прямой линии, соединяющей источник и приемник звука.

В неоднородной среде, т.е. в среде, состоящей из слоев, внутри которых скорость звука одинакова, траектория луча при переходе границы между слоями с разным значением скорости звука будет искривляться. Это явление называется рефракцией звукового луча. Величина рефракции зависит от соотношения величин скоростей звука в соседних слоях

$$\sin \beta = \frac{v_2}{v_1} \sin \alpha,$$

где α — угол падения луча на границу раздела; v_1, v_2 — скорости звука в соответствующих слоях. Видно, что траектория луча отклоняется в сторону слоя с меньшим значением скорости звука. Рефракция непрерывно меняется из-за флуктуаций, поэтому в точке приема будет наблюдаться непрерывное изменение количества лучей и углов их прихода. Имеем многолучевое распространение сигналов.

Случай $c_v = const$. Если среда разбита на слои, в которых градиент скорости $g_{vi} = 0$, а на границах слоев значение скорости звука меняется скачком, то луч, вышедший из источника И под углом $\varphi < \pm 90^\circ$ относительно горизонта, на этих границах преломляется (рис.2.3).

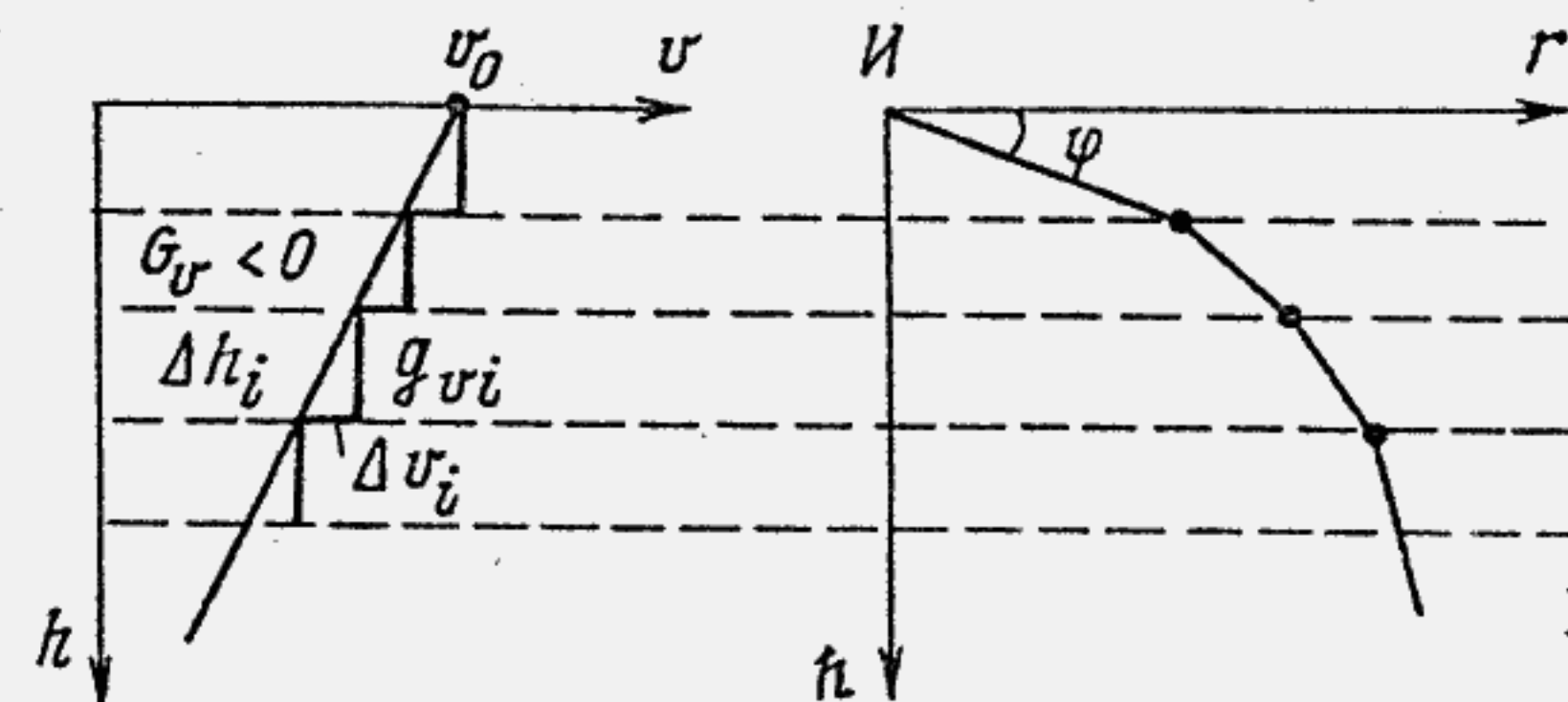


Рис 2.3.

Случай $c_v < 0$. Если градиент скорости звука отрицательный, то наблюдается отрицательная рефракция, т.е. лучи, выходящие из источника под разными углами, искривляются к низу (рис.2.4). Среда оказывается разделенной на две принципиально

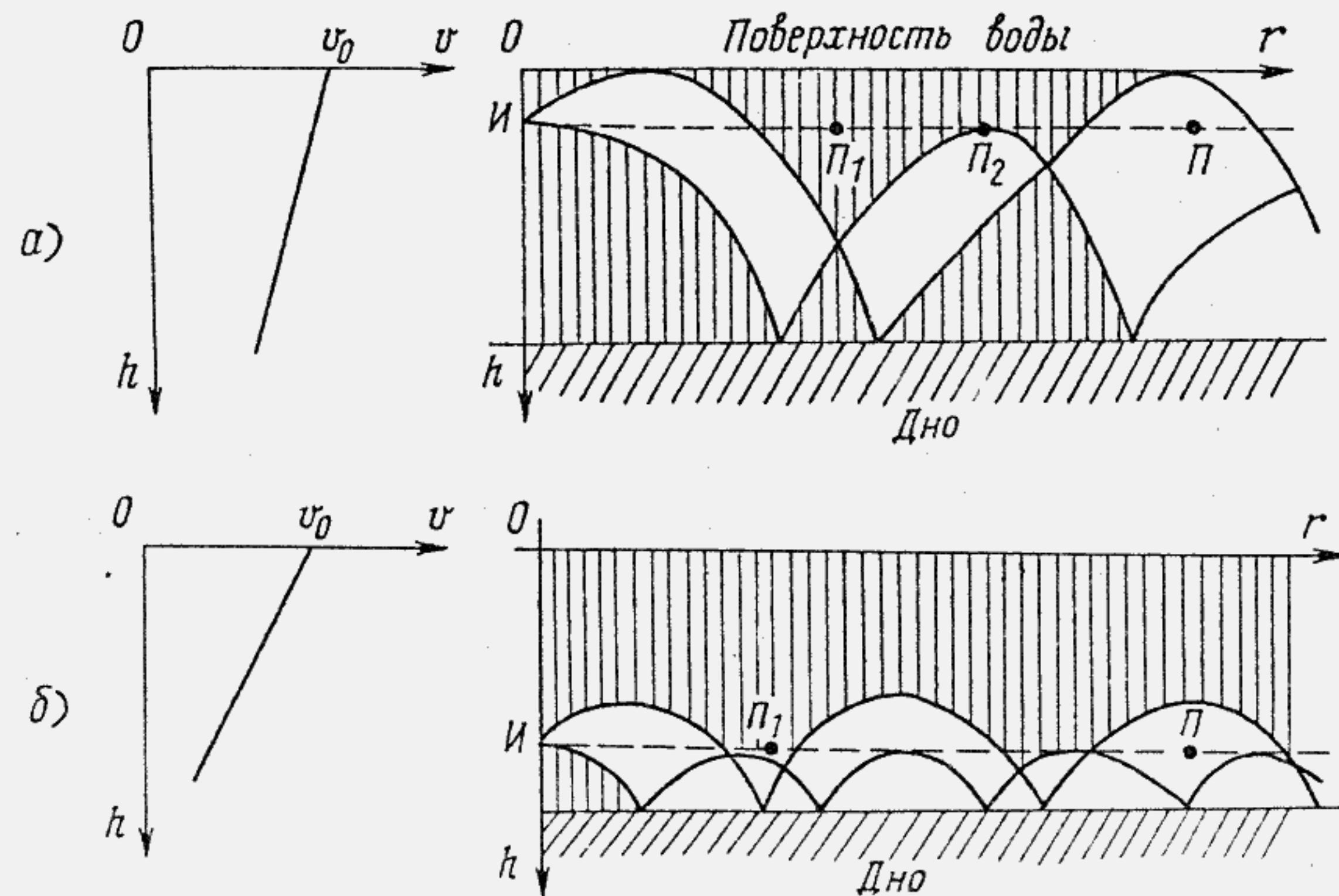


Рис.2.4

разные зоны: зону тени (заштриховано) и зону акустической освещенности. Приемные акустические антенны, расположенные в зоне тени Π_1 , принимать сигналы системы не будут, так как на Π_1 луч не попадает. В точке установки Π_2 прием не уверенный. В точке установки приемника Π осуществляется устойчивый прием.

На рис. 2.5 показан характер распространения звуковых лучей при $c_v > 0$, в этом случае приемники звука можно располагать как на уровне расположения источника I , так и на поверхности.

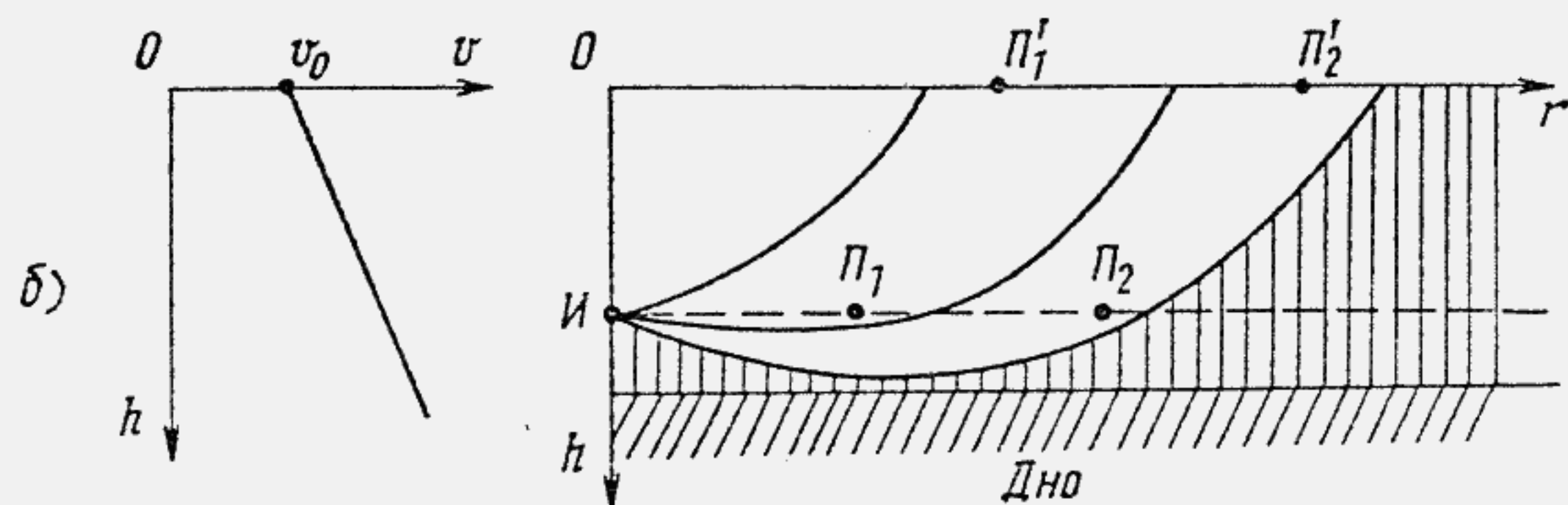
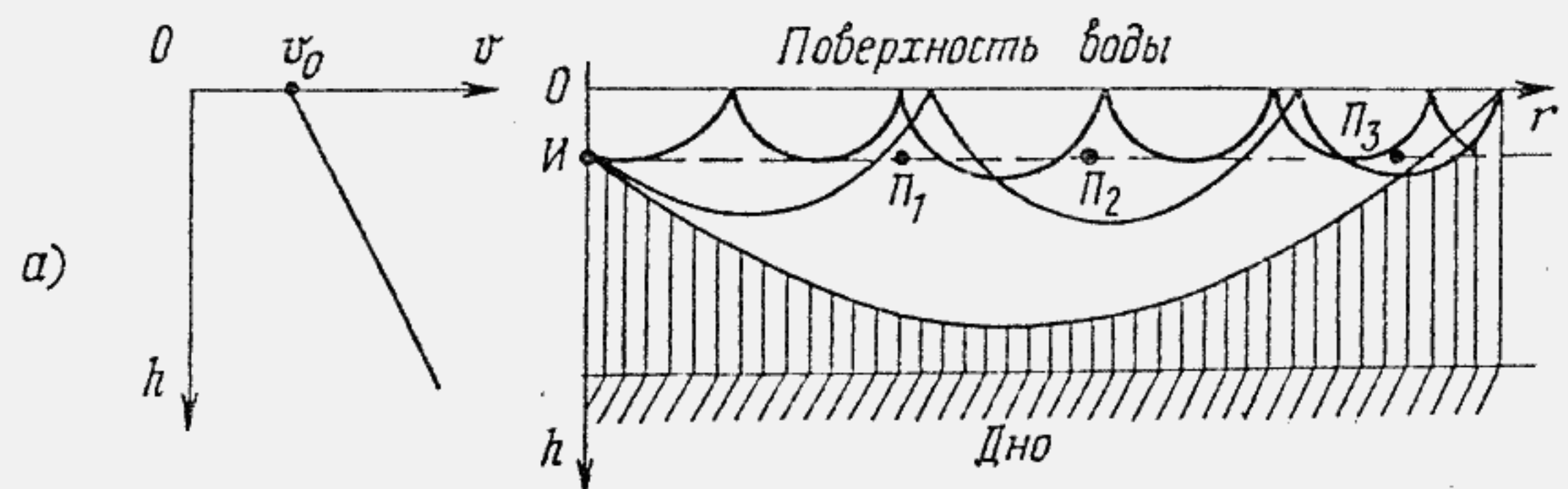


Рис.2.5

Из приведенных графических примеров, качественно отражающих некоторые типичные явления в океане, можно лишь крайне приблизительно оценить условия распространения сигналов ГТС. Оценка таких условий в полном объеме требует постоянного контроля распределения скорости звука по глубине. Расчет траектории звуковых лучей осуществляется машинными методами.

Если имеется слой воды, в котором скорость звука минимальна, он представляет собой ось звукового канала, а поверхности,

касательные к точкам поворота лучей при полном внутреннем отражении, являются его границами (рис.2.6). В таком подводном звуковом канале сигнал может распространяться на значительные расстояния и обеспечить передачу информации гидроакустическими телеметрическими системами большей дальности действия. При этом интенсивность излученных сигналов уменьшается вследствие поглощения, расширения фронта волны, рассеяния и других причин. Ось приповерхностного звукового канала может находиться на глубине 40-100 м.

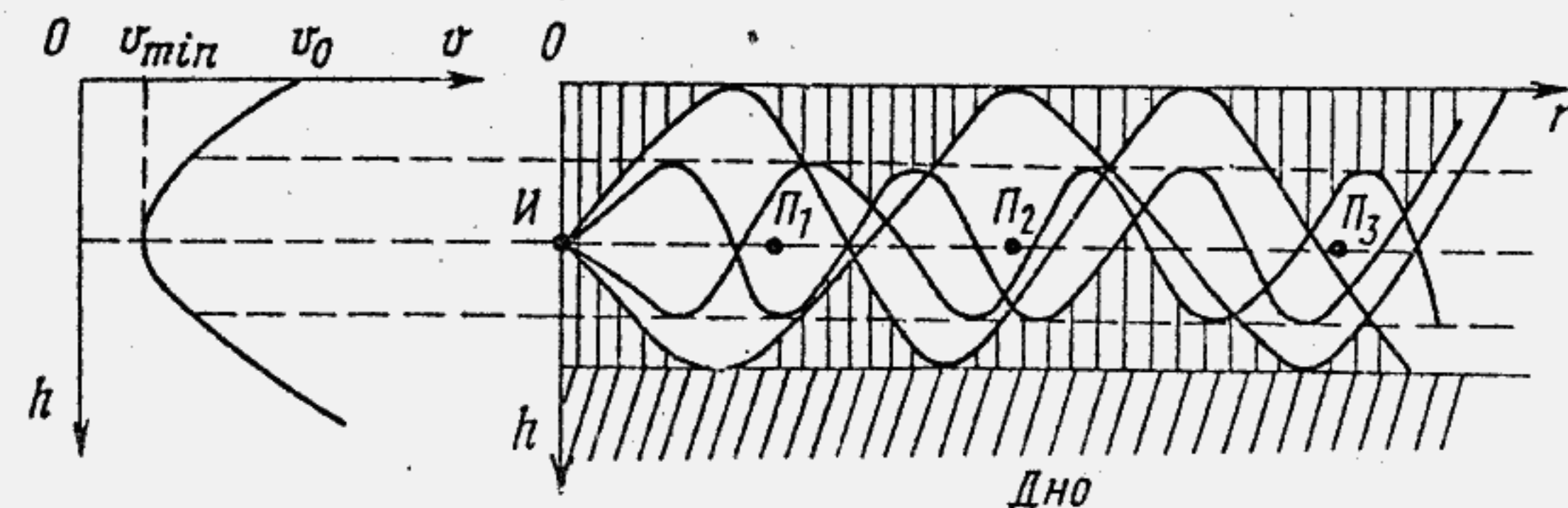


Рис.2.6

2.4. Фотонно-фононный гидроканал

Существенно уменьшить потери, а следовательно, и интенсивность излучения можно, если уменьшить расширение фронта волны; это уменьшает рассеяние и поглощение.

Известен эффект самофокусировки, например, лазерного луча за счет возникновения нелинейных свойств среды, в которой распространяется луч. Нелинейность сказывается в том, что по направлению к оси от периферии коэффициент преломления n увеличивается; с увеличением коэффициента преломления скорость распространения света уменьшается, и он отклоняется в сторону большего n , т.е. к осевой линии пучка.

Свойства воды таковы, что пучок лазера никак не может увеличить коэффициент преломления, наоборот, лишь уменьшает. Поскольку бороться с таким явлением невозможно, то его надо обратить себе на пользу.

Вместо того чтобы пытаться увеличить преломление вблизи оси луча, надо просто уменьшить его на периферии. Другими

словами, надо сделать пучок света трубчатым, для чего достаточно поставить на его оси непрозрачную диафрагму. Тогда изменение коэффициента преломления от периферии к оси окажется положительным, это и нужно для самофокусировки.

Эффект самофокусировки обнаружен при распространении звуковых колебаний. Любая жидкость содержит локальные неоднородности (взвеси, растворенные газы, пары), которые под действием звука нагреваются значительно быстрее, чем вся масса воды, и порождают пузырьки. С появлением пузырьков возникает нелинейность жидкой среды в 10^6 раз более сильная, чем тепловая, — ведь пузырьки сжимаются неизмеримо легче, чем жидкость, а значит, скорость звука в среде с пузырьками намного меньше, чем вне ее.

Осуществляется канал с самофокусировкой следующим образом. В воду посылается лазерный луч (например, с корабля), практически мгновенно создающий тепловой и пузырьковый канал, а уже по нему распространяется без рассеяния звуковой сигнал. Таким образом, вариант самофокусировки может быть светозвуковым или фотонно-фононным гидроканалом.

Становится возможной комбинированная светозвуковая подводная локация, далеко превосходящая по дальности и точности передачи информации оба метода порознь. Это, по-видимому, получается за счет перекачки энергии световых колебаний в звуковые.

3. ДИСТАНЦИОННАЯ РЕГИСТРАЦИЯ СЕЙСМИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ПОДЗЕМНЫХ ВЗРЫВОВ.

3.1. Преобразование быстропотекающего процесса подземного ядерного взрыва в относительно медленный сейсмический сигнал

Рассмотрим взрыв в бесконечной среде с конечным пределом упругости, в которой начальное напряжение равно нулю и продукты взрыва не выходят наружу. Такой взрыв называется камуфлетным, т.е. без образования воронки и разрушений на земной поверхности.

Рассмотрим развитие взрыва во времени (рис.3.1). В начальный момент ($t=0$, $r=0$) сразу же после взрыва температура продуктов взрыва достигает нескольких единиц 10^7 °С, а давление многих 10^6 атм. При этом частицы первоначального вещества разлетаются с большой скоростью от центра взрыва. Первичное тепло-

вое излучение поглощается атомами и молекулами окружающей среды. Образовавшаяся ударная волна испаряет вещество до расстояния границы испарения $r = R_{исп}$.

Наполненная газом полость с начальным объемом V_0 и радиусом R_0 расширяется до конечного объема $V_{пол}$ с радиусом $r = R_{пол}$. Величина объема $V_{пол}$ определяется из условия, что давление $P_{п}$ в полости становится равным внешнему давлению среды (литостатическому), действующему на стенки полости.

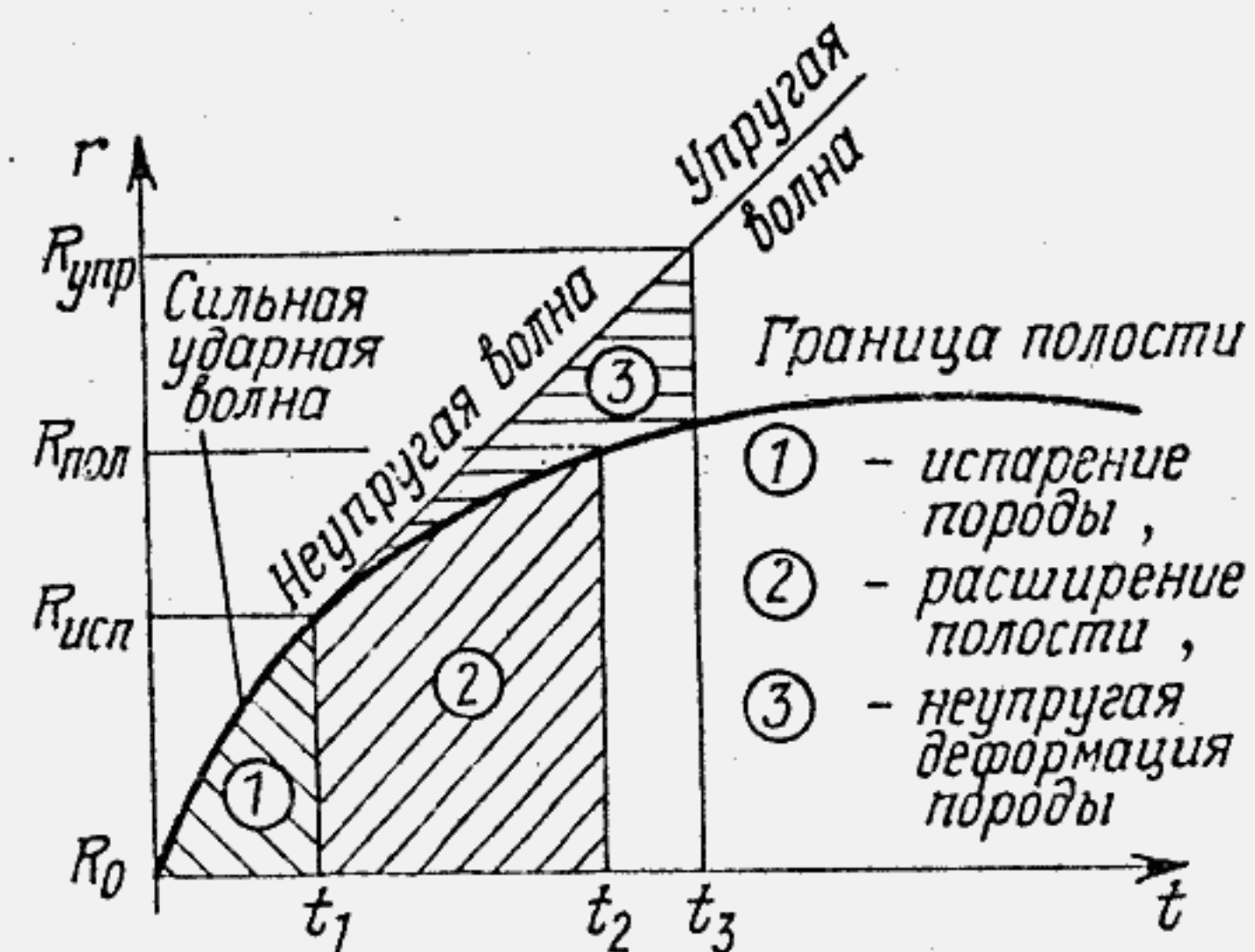


Рис.3.1

Неупругая волна на расстоянии $r = R_{упр}$ от центра взрыва переходит в упругую волну. Радиальное напряжение на этом расстоянии является функцией времени, и его максимальное значение равно пределу упругости $\sigma_{упр}$.

Начиная с момента времени t_1 , давление в полости несколько уменьшается из-за увеличения объема; скорость увеличения радиуса полости r уменьшается; ударная волна отрывается от полости, наполненной газом, и последовательно расплавляет и неупруго деформирует окружающую среду посредством пластической деформации, поперечных трещин; а если среда пористая, то дробит ее прежде, чем сама переходит в упругую волну.

Переход неупругой волны в упругую определяется потерями энергии волны на неупругую деформацию. Чем больше граница упругости $R_{упр}$, тем меньше энергия (интенсивность) ударной волны при прочих равных условиях [3].

Упругие сейсмические волны распространяются в земной коре на весьма большие расстояния, а некоторые параметры упругой вол-

ны однозначно связаны с мощностью ядерного взрыва (амплитуда, период) при прочих равных условиях. Таким образом, информация об однократном быстротекающем процессе ядерного взрыва передается на расстояние с помощью сигналов, имеющих значительно большую длительность, чем сам исходный процесс, т.е. имеем своего рода масштабно-временное преобразование.

3.2. Декаплинг

Мощностью взрыва W называется энергия, освобождаемая при взрыве. Сейсмическая эффективность взрыва определяется долей энергии взрыва, переходящей в сейсмическую энергию, т.е. величиной отношения

$$\eta = \frac{E_{\text{сейсм}}}{W}$$

Доля сейсмической энергии ядерного взрыва составляет от 0,02 до 2 % в зависимости от грунта [3].

Имеет место распределение энергии взрыва между внутренней неупругой областью, окружающей ядерный взрыв, и внешней упругой областью. Чтобы энергия сейсмического сигнала была минимальной, необходимо чтобы энергия поглощения в неупругой области была максимальной (см. рис. 3.1).

Если необходимо чтобы взрыв в камере (полости) был полностью скрыт, то размеры камеры должны соответствовать мощности взрыва. Это означает, что давление, производимое взрывом на стенки полости, не должно превосходить предел упругости окружающей среды.

Понятие декаплинга определяет степень скрытия взрыва. При взрыве с полным декаплингом полость является неупругой областью, где большая часть энергии взрыва поглощается и остается в горячем газе внутри полости до тех пор, пока охлаждение полости не станет значительным. В этом случае реакция стенок полости упругая, другими словами, упругий радиус $R_{\text{упр}}$ равен радиусу полости $R_{\text{пол}}$.

Взрыв в полости обладает частичным декаплингом, если реакция стенок полости неупругая, т.е. если $R_{\text{упр}} > R_{\text{пол}}$. В этом случае полость перегружена.

Размер полости для полного декаплинга предложено выбирать таким, чтобы давление P в полости было равно половине литостатического давления (которое зависит от глубины и плотности

покрывающей породы). Давление P определяется формулой [3]:

$$P = \frac{kW}{V}$$

где $k = 0,2-1$; W — мощность взрыва, V — объем полости.

Получение полостей с размерами для полного декаплинга весьма дорого; например, для получения частичного декаплинга для взрыва мощностью 1 кт необходима полость с размерами, которые получаются после взрыва мощностью 10 кт. Поэтому декаплинг маловероятен при подземных ядерных взрывах [3].

3.3. Три типа упругих волн, используемых для обнаружения и идентификации взрыва

В XIX столетии Пуассон и Стокс доказали, что в однородном изотропном упругом неограниченном пространстве могут распространяться два типа волн. Более быструю из двух типов волн, распространяющихся внутри упругого тела, называют первичной (*primary*) P -волной, а более медленную — вторичной (*secondary*) S -волной.

Релей показал, что если пространство ограничено, то вдоль свободной поверхности может распространяться третий тип волн. Поверхностные волны движутся медленнее, чем P - и S -волны. Они названы в честь Релея, который их открыл, R -волнами. Волны P и R наиболее важны при сейсмическом обнаружении и идентификации подземных ядерных взрывов, а S -волна важна потому, что если регистрируется R -волна, то P - и S -волны обязательно присутствуют.

P -волны являются волнами объемного расширения. Поскольку объемное расширение включает в себя сжатие, то для P -волн употребляется также название "волна сжатия". Связанное с этим движение частиц параллельно направлению распространения P -волны, поэтому ее называют продольной волной.

Движение частиц, связанное с S -волной, перпендикулярно направлению распространения волны; поэтому S -волну называют еще поперечной волной, или волной сдвига. По отношению к направлению движения частиц, которое всегда перпендикулярно направлению распространения волны, S -волны могут быть поляризованы как горизонтально (горизонтальное движение частиц), так и вертикально

(вертикальное движение частиц); они обозначаются сокращенно SH и SV соответственно.

Можно считать, что по отношению к направлению движения P означает "толкать" (*push*) или "тянуть" (*pull*), а S означает "трясти" (*shake*). Наконец, P - и S -волны являются объемными волнами, так что они распространяются внутри упругого тела.

Если среда, в которой распространяются P - и S -волны, является неоднородной по своим упругим свойствам и имеет границу раздела, то указанные волны претерпевают отражение и преломление с учетом четырех граничных условий: нормальные и тангенциальные смещения и напряжения по обе стороны границы раздела должны быть равны между собой.

3.4. Влияние свободной поверхности

Если волны P и S падают на границу раздела или на свободную поверхность, то граничные условия не могут быть удовлетворены отражением и преломлением волны того же типа. В этом случае отражаются и преломляются волны дополнительных типов.

Если фронт падающей волны (P, S) не плоский, а криволинейный, то условие обращения в нуль напряжения на свободной поверхности не удовлетворяется при отражении. Вместо этого при падении образуются три типа волн:

$$P \rightarrow P + SV + R,$$

$$SV \rightarrow SV + P + R.$$

Волна Релея включает как объемное расширение, так и искажение среды. Это волна вызывает продольное движение частиц, как в P -волне, и поперечное движение частиц в вертикальной плоскости, подобное SV -волне. Амплитуда движения частиц быстро убывает с глубиной. Вследствие этого заметное движение наблюдается только вблизи поверхности, и R -волны классифицируются как поверхностные волны в отличие от P - и S -волн, которые являются объемными волнами.

3.5. Сейсмический шум

Внутренняя часть земли никогда не бывает "тихая", а всегда — "шумная". Сейсмошум состоит из сигналов, порожденных множеством источников, не имеющих отношения к землетрясениям или взрывам. Эти источники включают в себя штормы на море, ветер и местную деятельность человека, например железнодорожное движение и движение на шоссе.

Ветер и возмущения, вызванные человеческой деятельностью, порождают очень короткопериодный шум, измеряемый долями секунды. Штормы на море возбуждают шум, имеющий максимум на периоде около 7 с; оставшийся шум принадлежит непрерывному, распространенному по всей земле фону от мелких землетрясений. Зависимость суммарного шума от периода показана на рис.3.2.

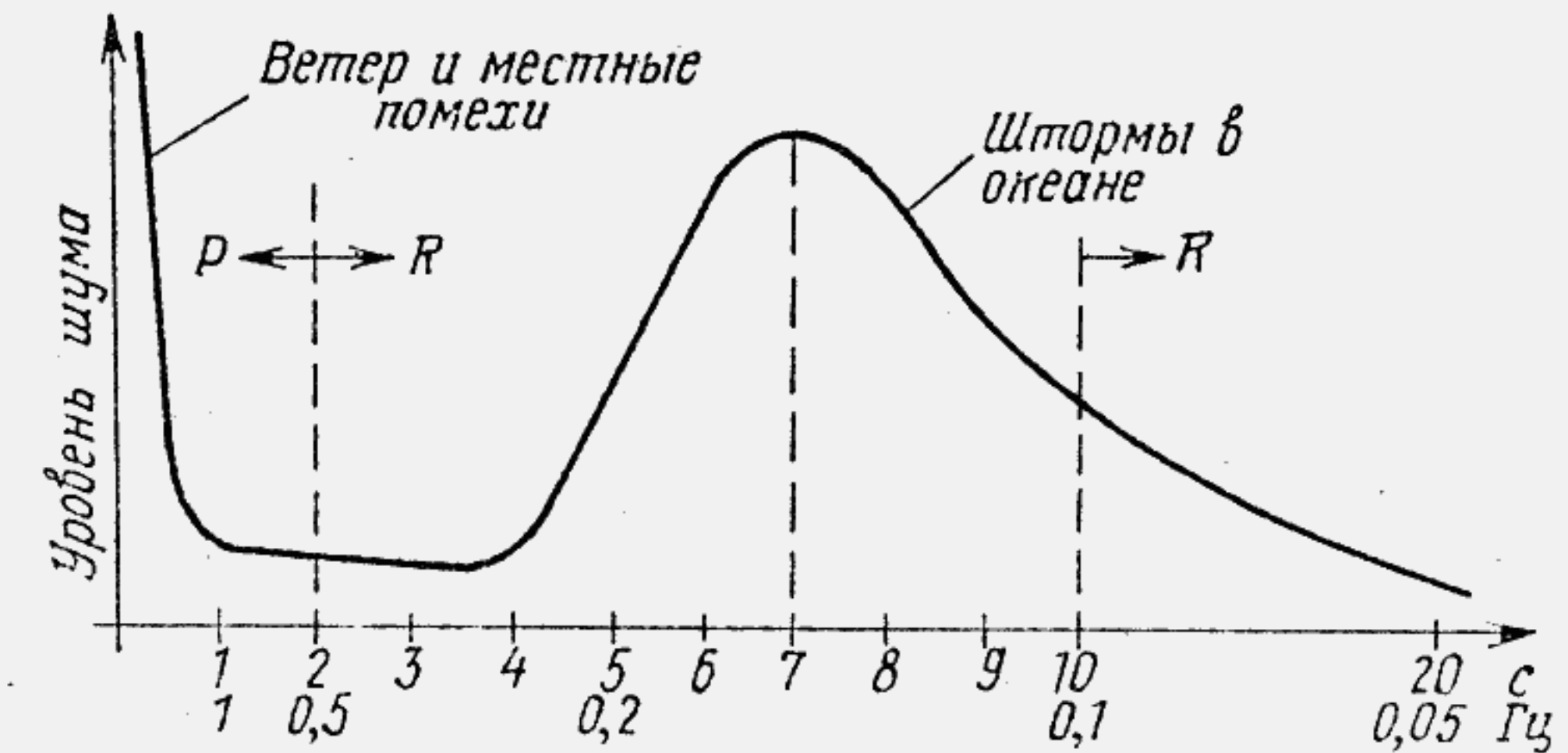


Рис.3.2

Более высокие частоты в каждом типе волн в основном поглощаются, а более низкие частоты P -волн и более высокие частоты R -волн теряются в шумах в области максимума. Поэтому максимум отношения сигнал-шум для P -волн находится в интервале частот от 0,5 до 5 Гц, а для R -волн внутри интервала частот от 0,01 до 0,1 Гц.

Сейсмографы являются не только датчиками сейсмосигналов, но и усилителями. Ширина полосы максимального усиления зависит от механической и электрической конструкции прибора.