

П. А. БАКУЛЕВ

# РАДИОЛОКАЦИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ



ИЗДАТЕЛЬСТВО «СОВЕТСКОЕ РАДИО»

---

МОСКВА 1964

В книге освещается теория и техника радиолокационных устройств, предназначенных для радиолокации движущихся целей на фоне помех естественного и искусственного происхождения. В ней рассматриваются физические основы, принципы построения и возможность технической реализации радиолокаторов селекции движущихся целей (СДЦ). Анализируется связь тактических показателей радиолокаторов СДЦ с их техническими параметрами. Рассматривается взаимодействие элементов и узлов радиолокационных станций СДЦ, определяются требования, предъявляемые к этим элементам и узлам с точки зрения получения необходимого качества работы радиолокатора. Проводится анализ различных по назначению систем СДЦ в наиболее характерных режимах работы.

Особенностью книги является то, что изложение ведется на базе спектральных и временных характеристик радиолокационных сигналов. Широко используется аппарат теории случайных процессов, особенно при анализе мешающего воздействия сигналов естественных и искусственных помех и при анализе качества работы радиолокаторов. Книга имеет монографический характер и содержит оригинальный материал автора.

Книга рассчитана на широкий круг специалистов, работающих в области радиолокации, а также на аспирантов и студентов старших курсов вузов.

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Одной из важнейших проблем современной радиолокационной техники является проблема радиолокации движущихся целей.

Радиолокационное обнаружение таких, например, целей, как крылатые ракеты на фоне отражений от земли, самолеты-носители на фоне отражений от дождевых облаков и облаков дипольных помех, танки и бронетранспортеры на фоне отражений местных предметов — леса и кустарника — люди на фоне отражений городских строений, может быть осуществлено только путем использования различий в скорости движения целей, подлежащих обнаружению, и целей, создающих мешающий фон или помехи.

Во всех этих случаях пользуются специальной техникой — техникой селекции движущихся целей (СДЦ). К сожалению, изложение физических принципов этой техники и анализ особенностей работы радиолокационных систем СДЦ не нашли должного отражения в отечественной технической литературе: по этим вопросам имеется лишь сравнительно небольшое число статей в отечественной и зарубежной периодической литературе.

Первую попытку систематизировать и обработать материал по технике СДЦ автор предпринял в период 1953—1956 гг. Эта работа завершилась изданием в Оборонгизе в 1958 г. книги «Радиолокационные методы селекции движущихся целей».

Предлагаемая книга «Радиолокация движущихся целей» последовательно освещает теорию и технику радиолокационных устройств, предназначенных для радиолокации движущихся целей на фоне помех естественного и искусственного происхождения. В ней рассматривают-

ся физические основы, принципы построения и возможность технической реализации радиолокаторов СДЦ.

Анализируется связь тактических показателей радиолокаторов СДЦ с их техническими параметрами. Рассматривается взаимодействие элементов и узлов радиолокационных станций СДЦ, определяются требования, предъявляемые к этим элементам и узлам с точки зрения получения необходимого качества работы радиолокатора. Проводится анализ различных по назначению систем СДЦ в наиболее характерных режимах работы.

Особенностью книги является то, что изложение ведется с использованием спектральных и временных характеристик радиолокационных сигналов. Широко используется аппарат теории случайных процессов, особенно при анализе мешающего воздействия сигналов естественных и искусственных помех и при анализе качества работы радиолокаторов.

Широкий круг рассматриваемых вопросов при ограниченном объеме книги потребовал в некоторых местах весьма сжатого и лаконичного изложения материала. Более подробно этот материал изложен в работах, список которых приводится в конце каждой главы. Количественные данные о тактических и технических параметрах радиолокаторов, схемные решения и построения, а также конструктивные соображения даются на основе анализа материалов и сведений, приводимых в иностранной технической литературе.

Книга рассчитана на широкий круг специалистов, работающих в области радиолокации, а также на аспирантов и студентов старших курсов вузов.

Автор выражает благодарность канд. техн. наук А. А. Коростелеву и инженеру И. П. Цивлину за ценные советы по улучшению рукописи, а также профессору, д-ру техн. наук А. Г. Сайбелю, инженерам М. Б. Тенину, В. Н. Дивееву и А. А. Сосновскому за полезные замечания при обсуждении рукописи.

## ГЛАВА ПЕРВАЯ

### ПРИЕМ И ОБРАБОТКА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

В радиолокации всегда наиболее важным являлось обнаружение движущихся целей. Поэтому неудивительно, что в процессе усовершенствования и разработки первых образцов радиолокационной техники исследователи неоднократно пытались использовать изменение частоты отраженных электромагнитных сигналов обнаруживаемых объектов. Так называемый эффект Допплера, лежащий в основе этого изменения частоты сигналов, исследовался в начале 30-х годов в СССР группами ученых под руководством Ю. К. Коровина, П. К. Ощепкова и Б. К. Шембеля. Работы этих коллективов показали возможность обнаружения самолетов методом непрерывного излучения с использованием эффекта Допплера.

В США в 1933—1936 гг. Корпус войск связи проводил серию опытов по обнаружению самолетов на волне 9 см по методу непрерывного излучения с использованием биений прямого и отраженного сигнала. Однако трудности развязки приемного и передающего каналов и трудности определения направления на цель заставили прекратить эти опыты.

В период второй мировой войны немецкие специалисты также использовали эффект Допплера при разработке когерентных приставок к радиолокаторам для защиты от пассивных дипольных помех.

В послевоенный период радиолокационные системы, предназначенные для обнаружения движущихся целей, находят еще более широкое применение. Допплеровские

навигационные измерители путевой скорости, измерители скорости ракет и снарядов, измерители скорости движения при управлении воздушным движением и регулировке движения уличного транспорта, радиолокаторы селекции движущихся целей и т. п. — таков круг применения систем обнаружения движущихся целей и измерения параметров их движения.

В настоящей работе рассматриваются вопросы теории и техники радиолокации движущихся целей, основной задачей которой является выделение (селекция) сигналов движущихся целей на фоне различного рода помех, и особенно мешающих отражений неподвижных предметов.

В этом смысле радиолокацию движущихся целей следует рассматривать как радиолокацию с селекцией сигналов движущихся целей из всей массы сигналов, проходящих по приемному каналу. Упрощая общую постановку задачи, можно показать, что в обычных радиолокаторах с выходным устройством в виде визуального индикатора кругового обзора селекция движущихся целей сводится к различению на экране индикатора сигналов движущихся целей на фоне сигналов, отраженных неподвижными объектами, расположенными в непосредственной близости от движущихся целей. Этот фон маскирует полезные сигналы движущихся целей. Очень часто мешающий фон создается местными стационарными предметами, расположенными в данной области пространства, причем отраженные от этих предметов сигналы оказываются флюктуирующими во времени. Это объясняется тем, что при изменении метеоусловий (ветер и т. д.) эффективные площади рассеяния леса, кустарников, травяных покровов, облаков, водных поверхностей и т. п. весьма сильно изменяются, или, как говорят, флюктуируют.

Флюктуации отраженных сигналов неподвижных целей во много раз усложняют задачу выделения — селекции сигналов движущихся целей.

Из этих рассуждений видно, что для правильного построения (синтеза) систем выделения (селекции) сигналов движущихся целей необходимо использовать такие радиолокационные зондирующие сигналы, при которых получается наибольшее различие сигналов, отраженных от движущихся и неподвижных целей.

Таким образом, проблема селекции движущихся целей распадается на ряд частных задач:

1. Выбор наивыгоднейшего (оптимального) радиолокационного зондирующего сигнала.

2. Выбор оптимальной схемы обработки поступающих отраженных сигналов.

3. Выработка требований к узлам системы.

4. Выбор схемы отдельных узлов, входящих в общую систему СДЦ, исходя из требований, предъявляемых к ним, с учетом особенностей их технической реализации.

### 1.1. ОСНОВНЫЕ РАЗЛИЧИЯ СИГНАЛОВ ДВИЖУЩИХСЯ И НЕПОДВИЖНЫХ ЦЕЛЕЙ. ЭФФЕКТ ДОППЛЕРА

При проектировании и синтезе систем селекции движущихся целей нужно четко представлять себе механизм возникновения различий в структуре отраженных сигналов движущихся и неподвижных целей. Поэтому выясним зависимость структуры отраженных сигналов от параметров движения цели. Для простоты выкладок будем считать цель точечной. Тогда сигнал, отраженный от такой цели, можно представить как

$$U_2(t) = U_{m_2}(t) \cos [\omega_0 t + \varphi_2(t)], \quad (1.1)$$

где  $U_{m_2}(t)$  — амплитуда отраженного сигнала с учетом вида модуляции, величины затухания, флуктуации и запаздывания по времени относительно зондирующего сигнала;

$\varphi_2(t)$  — фаза сигнала с учетом тех же факторов;

$\omega_0$  — круговая частота сигнала.

В комплексной форме положение фронта электромагнитной волны сигнала может быть записано как

$$E = E e^{j\omega(t-t_R)}, \quad (1.2)$$

где  $t_R$  — время запаздывания сигнала на расстоянии  $R$ ,  
равное  $t_R = \frac{R}{c}$  или  $t_R = \frac{2R}{c}$ .

Рассмотрим движение сигнала в двух инерциальных системах координат — неподвижной и движущейся. Инерциальными системами называют такие, в которых



тела, не испытывающие действия сил, движутся неускоренно, т. е.

$$\sum_{i=0}^n F_i = 0,$$

$$x' = x + \dot{x}t, \quad \ddot{x} = 0, \quad \dddot{x} = 0, \quad \dots,$$

$$y' = y + \dot{y}t, \quad \ddot{y} = 0, \quad \dddot{y} = 0, \quad \dots,$$

$$z' = z + \dot{z}t, \quad \ddot{z} = 0, \quad \dddot{z} = 0, \quad \dots,$$

где  $F_i$  — силы, действующие на тело;

$\dot{x}, \dot{y}, \dot{z}$  — составляющие скорости относительного движения;

$\ddot{x}, \ddot{y}, \ddot{z}$  — составляющие ускорения относительного движения.

Пусть в одной из этих систем, неподвижной, находится передатчик сигнала (источник электромагнитных колебаний). Эта система обозначается  $OXYZ$  на рис. 1.1, а. Во второй системе,  $O'X'Y'Z'$ , движущейся со скоростью  $v$ , находится приемник сигнала.

Взаимное расположение систем для простоты рассуждений выбрано таким, что линия  $OO'$  лежит в плоскости  $XOY$ . В момент  $t=0$  точки  $O$  и  $O'$  лежат на оси  $OY$ . Вектор скорости  $v$  совпадает с направлением оси  $O'X'$ , параллельной оси  $OX$ .

В этом случае траектория эквифазной поверхности плоской монохроматической электромагнитной волны сигнала будет располагаться в плоскости  $XOY$ :

$$E = E e^{j\omega\left(t - \frac{R}{c}\right)} = E \exp j\omega \left[ t - \frac{x \cos \alpha - y \sin \alpha}{c} \right],$$

где  $R = x \cos \alpha - y \sin \alpha$  — расстояние до фронта волны;  
 $\alpha$  — угол между векторами  $v$  и  $c$ .

Фаза плоской волны электромагнитного поля является линейной функцией пространственно-временных координат и, следовательно, инвариантна относительно преобразований координат одной системы в другую:

$$\omega \left( t - \frac{x \cos \alpha - y \sin \alpha}{c} \right) = \omega' \left( t' - \frac{x' \cos \alpha' - y' \sin \alpha'}{c} \right). \quad (1.3)$$



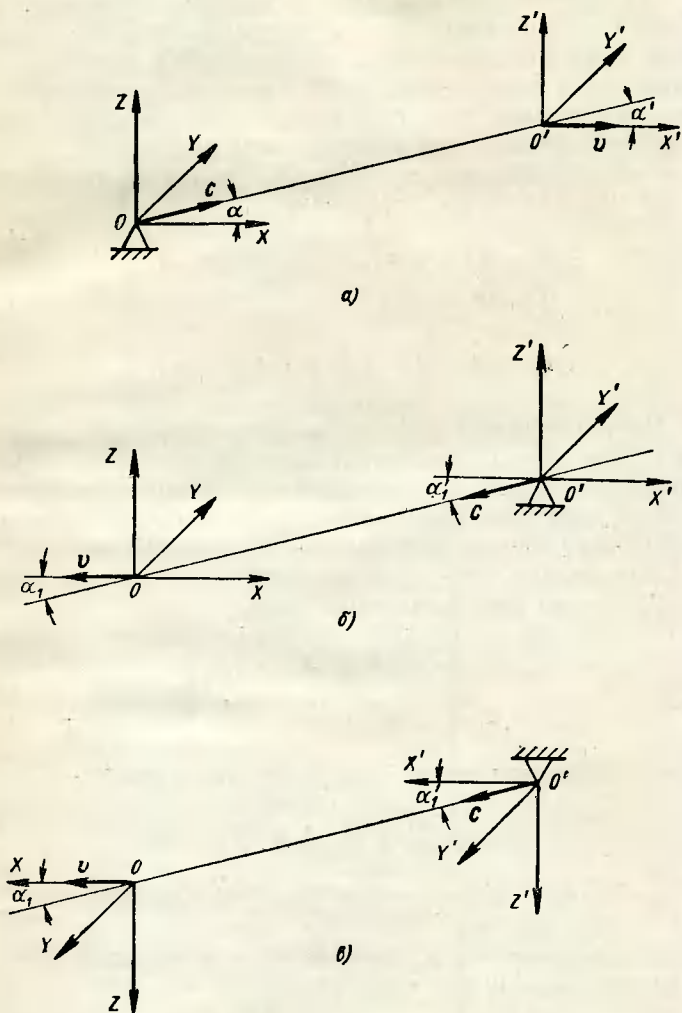


Рис. 1.1. К выводу соотношений эффекта Доплера.

Для получения соотношений между  $\omega$  и  $\omega'$ ,  $\alpha$  и  $\alpha'$  необходимо ввести так называемое преобразование Лорентца, дающее соотношения между  $x$  и  $x'$ ,  $y$  и  $y'$ ,  $z$  и  $z'$ ,  $t$  и  $t'$  в двух инерциальных системах. Это можно сделать, если предположить, что все точки пространства и времени в силу однородности пространства эквивалентны относительно преобразований. Следовательно, уравнения преобразования должны быть линейными.

В нашем случае оси  $OX$  и  $OX'$ , а также вектор скорости  $\mathbf{v}$  параллельны, поэтому

$$\left. \begin{aligned} x' &= a(x - vt), \quad \text{где } a = \text{const}, \\ y' &= y, \\ z' &= z, \\ t' &= bt + dx, \quad \text{где } b \text{ и } d = \text{const}. \end{aligned} \right\} \quad (1.4)$$

Постоянные  $a$ ,  $b$  и  $d$  можно найти с учетом основного постулата теории относительности о том, что скорость распространения электромагнитных волн  $c$  одинакова в обеих системах. Кроме того, при малых скоростях движения  $v$  уравнения преобразования должны обращаться в классические.

Уравнение распространения волны

$$\left. \begin{aligned} x^2 + y^2 + z^2 &= c^2 t^2, \\ x'^2 + y'^2 + z'^2 &= c^2 t'^2 \end{aligned} \right\} \quad (1.5)$$

с использованием замены преобразуется к виду

$$x^2 + y^2 + z^2 = c^2 t^2,$$

$$(a^2 - c^2 d^2) x^2 + y^2 + z^2 - 2(va^2 + c^2 b d) x t = (c^2 b^2 - v^2 a^2) t^2.$$

Приравнявая коэффициенты при одинаковых членах, получаем систему из трех уравнений с тремя неизвестными:

$$c^2 b^2 - v^2 a^2 = c^2,$$

$$a^2 - c^2 d^2 = 1,$$

$$va^2 + c^2 b d = 0.$$

Отсюда легко получить:

$$\begin{aligned}
 b &= \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}}, \\
 d &= -\frac{bv}{c^2} = -\frac{\frac{v}{c^2}}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}}, \\
 a &= -\frac{c^2 bd}{v} = b = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}}.
 \end{aligned} \tag{1.6}$$

В последних равенствах имеют смысл только положительные значения корней.

Подставляя (1.6) в (1.4), получаем соотношения так называемого прямого и обратного преобразования Лорентца:

$$\left. \begin{aligned}
 x' &= \frac{x - vt}{\sqrt{1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2}}, \\
 y' &= y, \\
 z' &= z, \\
 t' &= \frac{t - \frac{v}{c^2} x}{\sqrt{1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2}},
 \end{aligned} \right\} \tag{1.7}$$

$$\left. \begin{aligned}
 x &= \frac{x' + vt'}{\sqrt{1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2}}, \\
 y &= y', \\
 z &= z', \\
 t &= \frac{t' + \frac{v}{c^2} x'}{\sqrt{1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2}}.
 \end{aligned} \right\} \tag{1.8}$$

Осуществляя преобразование Лорентца в уравнении (1.3), находим связь между  $\omega$  и  $\omega'$ ,  $\alpha$  и  $\alpha'$ :

$$\left. \begin{aligned} \omega' &= \omega \frac{1 - \frac{v}{c} \cos \alpha}{\sqrt{1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2}}, \\ \cos \alpha' &= \frac{\cos \alpha - \frac{v}{c}}{1 - \frac{v}{c} \cos \alpha}, \\ \sin \alpha' &= \frac{\sin \alpha \sqrt{1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2}}{1 - \frac{v}{c} \cos \alpha}, \end{aligned} \right\} \quad (1.9)$$

$$\left. \begin{aligned} \omega &= \omega' \frac{1 + \frac{v}{c} \cos \alpha'}{\sqrt{1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2}}, \\ \cos \alpha &= \frac{\cos \alpha' + \frac{v}{c}}{1 + \frac{v}{c} \cos \alpha'}, \\ \sin \alpha &= \frac{\sin \alpha' \sqrt{1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2}}{1 + \frac{v}{c} \cos \alpha'}. \end{aligned} \right\} \quad (1.10)$$

Первые выражения соотношений (1.9) и (1.10) дают строгие формулы поправки Допплера на частоту колебаний, вторые и третьи — строгие формулы аберрации.

Заметим, что при малых соотношениях  $v/c$  формулы преобразования Лорентца переходят в обычные соотношения классического преобразования, или так называемого преобразования Галилея:

$$\begin{aligned} x' &= x - vt, & x &= x' + vt, \\ y' &= y, & y &= y', \\ z' &= z, & z &= z', \\ t' &= t, & t &= t'. \end{aligned}$$

При этом формулы поправки Допплера и абберации вырождаются в тривиальные соотношения  $\omega = \omega'$ ,  $\alpha = \alpha'$ .

Обозначая  $v_r = v \cos \alpha$  и предполагая  $\frac{v^2}{c^2} < 1$ , можно строгую формулу поправки Допплера упростить и привести к следующему виду:

$$\omega' = \omega \left( 1 - \frac{v_r}{c} \right) \left[ 1 + \frac{1}{2} \left( \frac{v}{c} \right)^2 + \frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4} \left( \frac{v}{c} \right)^4 + \frac{1 \cdot 3 \cdot 5}{2 \cdot 4 \cdot 6} \left( \frac{v}{c} \right)^6 + \dots \right]. \quad (1.11)$$

Делая допущения  $\frac{v^2}{c^2} \ll 1$ , получаем общеупотребительную приближенную формулу поправки Допплера

$$\omega' \approx \omega \left( 1 - \frac{v_r}{c} \right) = \omega - \frac{v_r}{c} \omega = \omega - \omega_D, \quad (1.12)$$

где  $\omega_D = \frac{v_r}{c} \omega$  — поправка Допплера на частоту, или так называемая частота Допплера.

Интересно отметить две характерные особенности полученных соотношений:

1. Недостаточность условия  $\frac{v_r}{c} \ll 1$  для перехода к приближенной формуле. Необходимым условием является  $\frac{v}{c} \ll 1$ .

2. Наличие поперечной составляющей доплеровского эффекта.

Положим в соотношении (1.9)  $\alpha = 90^\circ$ . При этом очевидно, что  $\cos \alpha = 0$  и  $v_r = 0$ , но в то же время  $v \neq 0$ . Поэтому получаем

$$\omega' = \omega \frac{1}{\sqrt{1 - \left( \frac{v}{c} \right)^2}} \approx \omega \left( 1 + \frac{1}{2} \frac{v^2}{c^2} \right) = \omega + \frac{1}{2} \frac{v^2}{c^2} \omega. \quad (1.13)$$

Существование поперечного эффекта Допплера было подтверждено путем измерения частоты линии  $H_\beta$  каналовых лучей Айвсом в 1938 г. при соотношении  $\frac{v}{c} \approx 6 \cdot 10^{-3}$  [1.1]. Все полученные выше соотношения харак-

теризуют однократный эффект Доплера, встречающийся в радиосвязи.

В радиолокации, как правило, имеет место двукратный эффект Доплера, так как приемник и передатчик сигналов находятся в одной точке системы  $OXYZ$ , а в движущейся системе  $O'X'Y'Z'$  находится тело, рассеивающее сигналы, или ретранслятор (см. рис. 1.1,а и 1.1,б). Это тело, движущееся со скоростью  $v$ , является как бы приемником прямого падающего на него сигнала и источником отраженного сигнала. Как было показано выше, частота падающего сигнала дается соотношением (1.9).

Частоту отраженного сигнала, который принимается в неподвижной системе  $OXYZ$ , можно определить тем же путем, что и ранее, воспользовавшись основным принципом теории относительности.

В самом деле, совершенно неважно, какую из систем представлять движущейся, а какую неподвижной, важным является лишь относительное перемещение систем со скоростью  $v$ . Поэтому закрепим теперь систему  $O'X'Y'Z'$  и будем перемещать систему  $OXYZ$  с относительной скоростью  $v$  (см. рис. 1.1,б). Но так как направление осей систем или их ориентацию мы выбираем совершенно произвольно (лишь бы оси  $OX$  и  $O'X'$ ,  $OY$  и  $O'Y'$ ,  $OZ$  и  $O'Z'$  были параллельны), то сделаем следующий шаг и повернем все оси на  $180^\circ$  в пространстве (см. рис. 1.1,в). Теперь понятна тождественность случаев на рис. 1.1,а и 1.1,в. Следовательно, можно считать, что

$$\omega'' = \omega' \frac{1 - \frac{v}{c} \cos \alpha'_1}{\sqrt{1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2}}.$$

Учитывая связь угла  $\alpha_1$  в движущейся системе  $OXYZ$  и угла  $\alpha'_1$  в неподвижной системе  $O'X'Y'Z'$  [см. преобразования (1.9)], а также и то обстоятельство, что, поскольку точки  $O$  и  $O'$  в обоих случаях прямого и обратного распространения сигналов совпадают, можно считать, что при отражении радиоволн справедливо равенство

$$\alpha'_1 = \alpha_1 = \alpha.$$

Окончательное соотношение получается из уравнения (1.9) заменой  $\cos \alpha'$  и  $\omega'$  из уравнения (1.10):

$$\omega'' = \omega \frac{1 - \frac{v_r}{c}}{1 + \frac{v_r}{c}}. \quad (1.14)$$

Предполагая  $\frac{v}{c} \ll 1$ , знаменатель дроби (1.14) разложим в степенной ряд, тогда

$$\omega'' = \omega \left(1 - \frac{v_r}{c}\right) \left(1 - \frac{v_r}{c} + \frac{v_r^2}{c^2} - \frac{v_r^3}{c^3} + \dots\right).$$

Продолжая упрощение, можно записать

$$\begin{aligned} \omega'' &\approx \omega \left(1 - \frac{v_r}{c}\right)^2 = \omega \left(1 - \frac{2v_r}{c} + \frac{v_r^2}{c^2}\right) \approx \omega \left(1 - \frac{2v_r}{c}\right) = \\ &= \omega - \omega_{\text{д}}, \end{aligned} \quad (1.15)$$

где  $\omega_{\text{д}} = \frac{2v_r}{c} \omega$  — поправка двукратного эффекта Допплера на частоту, или просто частота Допплера для радиолокационного случая.

Основными особенностями соотношения (1.14) являются:

1. Необходимость выполнения неравенства  $\frac{v}{c} \ll 1$  для перехода к приближенному соотношению (1.15).

2. Отсутствие в формуле двукратного эффекта Допплера поперечной составляющей. В самом деле, при  $\alpha = 90^\circ$ ,  $\cos \alpha = 0$  и  $\omega'' = \omega$ .

Полученные соотношения для поправки Допплера на частоту, особенно (1.14), дают представление о пределах применимости приближенных формул. Если поставить условие, чтобы самый большой из отбрасываемых членов степенного ряда был на порядок меньше полезной составляющей эффекта Допплера, то это приводит к следующему неравенству:

$$\frac{v_r}{c} \approx \frac{v}{c} \geq 10 \frac{v^2}{c^2},$$

т. е.

$$v \leq 0,1c = 3 \cdot 10^4 \frac{\text{км}}{\text{сек}}. \quad (1.16)$$



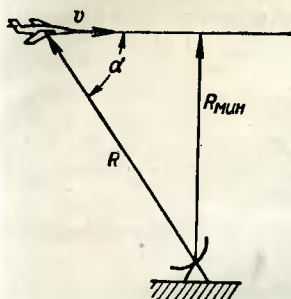


Рис. 1.2. К выводу поправки Допплера при прямолинейной траектории движения объекта.

Поскольку в настоящее время не существует объектов,двигающихся с такими скоростями, то в пределах выполнения неравенства (1.16) можно пользоваться при анализе и расчетах «приближенным» соотношением.

Очевидно, частота Допплера зависит от вида траектории цели относительно точки наблюдения. Если  $R(t)$  есть траектория материального тела, то она может быть лишь монотонной функцией времени.

Поэтому на любом конечном интервале наблюдения с началом в  $t=t_0$  функцию  $R(t)$  можно представить в виде некоторого степенного ряда:

$$R(t) = R(t_0) + \frac{(t-t_0)}{1!} R'(t_0) + \frac{(t-t_0)^2}{2!} R''(t_0) + \dots \quad (1.17)$$

То же можно сказать и о времени запаздывания отраженного сигнала:

$$t_R(t) = t_R(t_0) + \frac{(t-t_0)}{1!} t'_R(t_0) + \frac{(t-t_0)^2}{2!} t''_R(t_0) + \dots \quad (1.18)$$

Во многих случаях траекторию самой цели в пространстве на ограниченных интервалах наблюдения можно считать близкой и прямолинейной. Тогда, как это следует из рис. 1.2,

$$R(t) = \sqrt{R_{\text{мин}}^2 + (vt)^2},$$

$$R'(t) = v_r = \frac{v^2}{\sqrt{R_{\text{мин}}^2 + (vt)^2}} = v \cos \alpha,$$

$$R''(t) = v'_r = \frac{v^2 R_{\text{мин}}^2}{\sqrt{[R_{\text{мин}}^2 + (vt)^2]^3}} = \frac{v^2}{R} \sin^2 \alpha,$$

$$R'''(t) = v''_r = \frac{3v^4 R_{\text{мин}}^2 t}{\sqrt{[R_{\text{мин}}^2 + (vt)^2]^5}} = 3 \frac{v^2}{R^3} \sin^2 \alpha \cos \alpha.$$

Записываем выражение скорости объекта на траектории как

$$v_r(t) = R'(t_0) + R''(t_0) \frac{t-t_0}{2!} + R'''(t_0) \frac{(t-t_0)^2}{3!} + \dots \quad (1.19)$$

Выражение (1.19) для радиальной скорости можно представить в виде ряда

$$v_r = v \cos \alpha \left[ 1 + \frac{(t-t_0)}{2} \frac{v}{R} \frac{\sin^2 \alpha}{\cos \alpha} + \frac{(t-t_0)^2}{2} \frac{v}{R^2} \sin^2 \alpha + \dots \right]. \quad (1.20)$$

Наличие в последнем выражении членов, зависящих от времени, приводит к появлению дополнительной модуляции по частоте. На малых временных интервалах  $t-t_0$  можно ограничиться влиянием только двух членов ряда (1.19), поэтому

$$v_r(t) \approx R'(t_0) + R''(t_0) \frac{t-t_0}{2}.$$

Непостоянство скорости движения из-за ускорения дает дополнительное изменение частоты Допплера, т. е. дает дополнительную частотную модуляцию сигнала и расширяет его спектр. Это расширение спектра может быть оценено приближенным соотношением

$$\Delta \omega \approx R''(t_0) \frac{t-t_0}{c} \omega \quad (1.21)$$

или

$$\Delta f \approx R''(t_0) \frac{t-t_0}{\lambda}. \quad (1.22)$$

Влиянием этого расширения спектра можно пренебречь, если на интервале наблюдения  $t-t_0 \approx T_n$  изменение фазы сигнала невелико, например  $\Delta \varphi_n < 0,5 \text{ рад}$ :

$$\Delta \varphi_n = \Delta \omega T_n = R''(t_0) \frac{T_n^2}{\lambda} 2\pi.$$

Отсюда находим, что можно пренебрегать расширением спектра при ускорениях

$$R''(t_0) \leq 0,08 \frac{\lambda}{T_n^2}. \quad (1.23)$$

На малых интервалах наблюдения величины  $R$  и  $\alpha$  почти не изменяются, поэтому выражение (1.20) приводится к виду

$$v_r \approx v \cos \alpha \left[ 1 + \frac{t - t_0}{2} \frac{v}{R} \frac{\sin^2 \alpha}{\cos \alpha} \right] \text{ или } \Delta v_r = \frac{\Delta t}{2} \frac{v^2}{R} \sin^2 \alpha,$$

что приводит к расширению спектра на величину

$$\Delta \omega \approx \Delta t \frac{v^2 \omega}{cR} \sin^2 \alpha. \quad (1.24)$$

Сказанное относится к случаю монохроматического сигнала. Однако в радиолокации, как правило, используются более сложные, модулированные, сигналы. Спектр таких сигналов состоит из целого ряда составляющих или даже является сплошным. Интересно выяснить, каким образом будет сказываться эффект Доплера в случае модулированных сигналов.

Допустим, что спектр модулированного сигнала состоит из ряда отдельных спектральных составляющих (рис. 1.3). При модуляции по периодическому закону спектральные составляющие отстоят друг от друга на величину частоты модуляции  $F_m$ . Ширина же спектральных составляющих зависит от времени наблюдения  $T_n$  или длительности вырезки рассматриваемого сигнала. Ширина основной части спектра будет определяться длительностью и видом функции закона модуляции. В общем случае можно считать, что ширина основной части спектра обратно пропорциональна длительности модулирующей функции.

Спектр отраженного от движущегося объекта сигнала можно рассматривать на основе принципа суперпозиции состоящим из суммы отдельных спектральных составляющих. К каждой составляющей применяем те же рассуждения, которые ранее применялись к монохроматическому сигналу. Тогда, очевидно, каждая составляющая спектра получит свою поправку Доплера на частоту. Поэтому середина спектра сместится на величину  $\omega_D = \frac{2v_r}{c} \omega_0$ , нижняя частота спектра — на величину  $\omega_{Дн} = \frac{2v_r}{c} \omega_n$ , верхняя частота спектра — на величину  $\omega_{Дв} = \frac{2v_r}{c} \omega_v$  и т. д.

В результате спектр сигнала изменяется (см. рис. 1.3,б), что приводит и к изменению вида самого сигнала.

Подчеркнем основные изменения в структуре сигнала:

1. Изменяется несущая, средняя, частота сигнала:

$$\omega'_0 = \omega_0 + \omega_D. \quad (1.25)$$

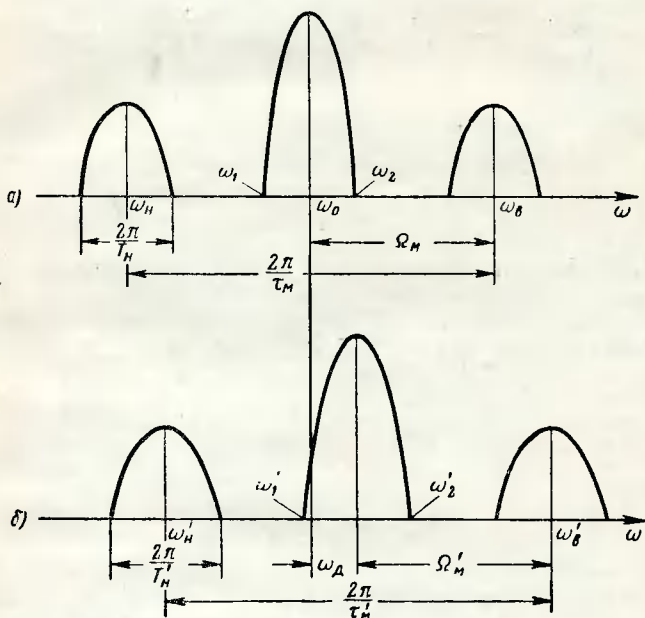


Рис. 1.3. Влияние эффекта Доплера на спектр отраженного сигнала при неподвижной (а) и движущейся (б) цели.

2. Изменяется длительность  $\tau_M$  модулирующей функции:

$$\begin{aligned} \omega'_B - \omega'_H &= \omega_B + \omega_{ДВ} - \omega_H - \omega_{ДН} = (\omega_B - \omega_H) + (\omega_{ДВ} - \omega_{ДН}) = \\ &= (\omega_B - \omega_H) + \frac{2v_r}{c} (\omega_B - \omega_H) = (\omega_B - \omega_H) \left(1 + \frac{2v_r}{c}\right) = \\ &= \frac{2\pi}{\tau_M} \left(1 + \frac{2v_r}{c}\right) = \frac{2\pi}{\tau'_M}, \end{aligned}$$

откуда

$$\tau'_M = \frac{\tau_M}{1 + \frac{2v_r}{c}} \approx \tau_M \left(1 - \frac{2v_r}{c}\right). \quad (1.26)$$

3. Изменяется длительность вырезки, или время наблюдения:

$$\begin{aligned}\omega'_1 - \omega'_2 &= \omega_1 \left(1 + \frac{2v_r}{c}\right) - \omega_2 \left(1 + \frac{2v_r}{c}\right) = \\ &= \left(1 + \frac{2v_r}{c}\right)(\omega_1 - \omega_2) = \left(1 + \frac{2v_r}{c}\right) \frac{2\pi}{T_H} = \frac{2\pi}{T'_H},\end{aligned}$$

откуда

$$T'_H = \frac{T_H}{1 + \frac{2v_r}{c}} \approx T_H \left(1 - \frac{2v_r}{c}\right). \quad (1.27)$$

4. Изменяется частота модуляции, или период модуляции:

$$\begin{aligned}\Omega_M &= (\omega_0 + \Omega_M) \left(1 + \frac{2v_r}{c}\right) - \omega_0 \left(1 + \frac{2v_r}{c}\right) = \\ &= \Omega_M \left(1 + \frac{2v_r}{c}\right) = \Omega'_M\end{aligned}$$

или

$$F'_M = F_M \left(1 + \frac{2v_r}{c}\right),$$

$$T'_M = \frac{T_M}{1 + \frac{2v_r}{c}} \approx T_M \left(1 - \frac{2v_r}{c}\right). \quad (1.28)$$

Таким образом, при сближении радиолокатора и цели увеличивается несущая частота, увеличивается частота модуляции, уменьшается период модуляции, уменьшается длительность модулирующей функции и уменьшается длительность вырезки. Наоборот, при удалении цели от радиолокатора уменьшается несущая частота, уменьшается частота модуляции (увеличивается период модуляции), увеличивается длительность модулирующей функции и увеличивается длительность вырезки.

Однако следует отметить, что при используемых наиболее часто сигналах с ограниченным спектром основное влияние эффект Доплера оказывает на несущую, или среднюю, частоту. Например, при  $v_r = 300$  м/сек,

$\tau_M = 1$  мксек,  $T_M = 1000$  мксек,  $T_H = 1$  сек и  $f_0 = 10^8$  гц получаем следующие изменения параметров сигнала:

$$\begin{aligned}(\tau'_M - \tau_M) &= 2 \cdot 10^{-6} \text{ мксек,} \\(T'_M - T_M) &= 2 \cdot 10^{-3} \text{ мксек,} \\(T'_H - T_H) &= 2 \cdot 10^{-6} \text{ сек} = 2 \text{ мксек,} \\f_D &= 200 \text{ гц.}\end{aligned}$$

Отраженный сигнал точечной цели можно записать при отсчете от начала зондирующего сигнала в виде

$$U_2(t) = k_1 k_2(t) U_{m1}(t - t_R) \cos[\omega_0(t - t_R) + \varphi_1(t - t_R) + \varphi], \quad (1.29)$$

где  $k_1$  — ослабление сигнала при распространении;

$k_2(t)$  — функция, учитывающая флуктуации отраженного сигнала за счет хаотического изменения эффективной площади рассеяния цели;

$\varphi$  — начальная фаза сигнала.

В самом деле, отношение амплитуд отраженного и зондирующего сигналов равно

$$\frac{U_{m2}}{U_{m1}} = \sqrt{\frac{G_1 G_2 \eta_1 \eta_2 \lambda^2 S_0}{(4\pi)^3 R^4}}.$$

Если представить эффективную площадь рассеяния точечной цели как

$$S_0 = S_{0.50\%} k_2^2(t),$$

где  $S_{0.50\%} \approx 0,7 \bar{S}_0$  — вероятное значение эффективной площади рассеяния цели;

$\bar{S}_0$  — среднее значение эффективной площади рассеяния цели;

$k_2^2(t)$  — функция флуктуации эффективной площади рассеяния, то можно записать

$$\frac{U_{m2}}{U_{m1}} = k(t) = k_1 k_2(t),$$

где

$$k_1 = \sqrt{\frac{G_1 G_2 \eta_1 \eta_2 \lambda^2 S_{0.50\%}}{(4\pi)^3 R^4}}.$$

Функция флуктуации  $k_2(t)$  является случайной величиной, неизменной на интервалах наблюдения до нескольких секунд. Поэтому можно считать, что

$$k_2(t) = k_2$$

и, следовательно,

$$k(t) = k_1 k_2 = k.$$

Тогда

$$U_2(t) = k U_{m1}(t - t_R) \cos [\omega_0(t - t_R) + \varphi_1(t - t_R) + \varphi] \quad (1.30)$$

или в комплексной форме

$$U_2(t) = \operatorname{Re} \{U_m(t - t_R) \exp \{j[\omega_0(t - t_R) + \varphi]\}\}, \quad (1.31)$$

где  $U_m(t - t_R) = k U_{m1}(t - t_R) e^{j\varphi_1(t - t_R)}$  — комплексная амплитуда или огибающая колебаний, называемая также модулирующей функцией.

Видно, что во всех выкладках и рассуждениях можно использовать выражение вида

$$U_m(t - t_R) \exp \{j[\omega_0(t - t_R) + \varphi]\},$$

а затем переходить к действительной части окончательного выражения. Для неподвижной цели  $t_R = t_{R_0} = \frac{2R_0}{c} = \text{const}$  и поэтому

$$U_{2нц}(t) = U_m(t - t_{R_0}) \exp \{j[\omega_0(t - t_{R_0}) + \varphi]\}. \quad (1.32)$$

Для движущейся цели с учетом сделанных выше замечаний

$$U_{2дц}(t) = U_m(t - t_{R_0}) \exp \{j[\omega_0(t - t_{R_0}) + \omega_D t + \varphi]\}, \quad (1.33)$$

так как в этом случае

$$t_R = \frac{2}{c}(R_0 + v_r t) = \frac{2R_0}{c} + \frac{2v_r}{c} t = t_{R_0} + \frac{2v_r}{c} t.$$

Таким образом, основным различием отраженных сигналов движущихся и неподвижных целей является различие в несущих частотах на величину поправки Доплера. Следовательно, процесс выделения (селекции) сигналов движущихся целей должен осуществляться на



основе этого отличия. В этом смысле говорят о частотной селекции полезных сигналов, либо о селекции по скорости сигналов движущихся целей, либо, наконец, о системе с поиском по скорости.

В наших весьма общих рассуждениях до сих пор не анализировались конкретные формы радиолокационных сигналов или виды модулирующих функций. Очевидно, не все формы сигналов и модулирующих функций могут обеспечить хорошую селекцию сигналов по частоте или скорости простыми техническими средствами. Поэтому целесообразно привести общую характеристику различных форм радиолокационных зондирующих сигналов для выбора оптимальных форм с точки зрения селекции по частоте.

## 1.2. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАДИОЛОКАЦИОННОГО ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА

Как известно, наиболее общее представление о свойствах зондирующего сигнала дает так называемая автокорреляционная функция [1.2, 1.3].

Рассмотрим две комплексные функции времени:  $U_1(t)$  и  $U_2(t)$ . Пусть

$$U_1(t) \div F_1(j\omega),$$

$$U_2(t) \div F_2(j\omega),$$

где  $F_1(j\omega)$  — спектральная функция сигнала  $U_1(t)$ ;

$F_2(j\omega)$  — спектральная функция сигнала  $U_2(t)$ .

Тогда произведению функций времени  $U_1(t) U_2(t)$  будет соответствовать спектральная функция, получающаяся как свертка спектральных функций

$$U_1(t) U_2(t) \div \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(j\omega) F_2(j\Omega - j\omega) d\omega \quad (1.34)$$

или

$$\int_{-\infty}^{\infty} U_1(t) U_2(t) e^{-j\Omega t} dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(j\omega) F_2(j\Omega - j\omega) d\omega.$$

Положим  $\Omega = 0$ , тогда

$$\int_{-\infty}^{\infty} U_1(t) U_2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(j\omega) F_2(-j\omega) d\omega.$$

Используя соотношение, связывающее комплексно сопряженные величины функции времени и ее спектральной функции,

$$U_2^*(t) = F_2^*(-j\omega),$$

получаем

$$\int_{-\infty}^{\infty} U_1(t) U_2^*(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(j\omega) F_2^*(j\omega) d\omega.$$

Раскрываем выражение  $U_1(t)$  и  $U_2(t)$ :

$$U_1(t) = U_{m1}(t) e^{j(\omega_{01}t + \varphi_1)}.$$

$$U_2(t) = U_{m2}(t) e^{j(\omega_{02}t + \varphi_2)}.$$

Тогда

$$\int_{-\infty}^{\infty} U_1(t) U_2^*(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} U_{m1}(t) U_{m2}^*(t) e^{j(\omega_{01} - \omega_{02})t} e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} dt.$$

Вводя обозначение  $\Omega = \omega_{01} - \omega_{02}$ , приходим к соотношению

$$\int_{-\infty}^{\infty} U_1(t) U_2^*(t) dt = e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} \int_{-\infty}^{\infty} U_{m1}(t) U_{m2}^*(t) e^{j\Omega t} dt.$$

Если учесть, что спектр — величина комплексная, то его выражение представляется в виде

$$F(\omega) = \frac{1}{2} F(\omega - \omega_0) e^{j\varphi} + \frac{1}{2} F^*(-\omega - \omega_0) e^{-j\varphi}.$$

Ограничиваясь спектром только в области положительных частот, получаем

$$\frac{1}{2} F(\omega - \omega_0) e^{j\varphi} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{U(t)\},$$

т. е.

$$\int_{-\infty}^{\infty} U_1(t) U_2^*(t) dt = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} \int_{-\infty}^{\infty} U_{m1}(t) U_{m2}^*(t) e^{j\Omega t} dt \right\}.$$

Поэтому на основании теоремы об интегрировании произведения функций времени получаем:

$$\int_{-\infty}^{\infty} U_1(t) U_2^*(t) dt = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(\omega) F_2^*(\omega - \Omega) d\omega \right\}.$$

Усложним последнее выражение путем временного сдвига функций времени:

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{\infty} U_1(t) U_2^*(t - \tau) dt = \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} e^{-j\omega_0 \tau} \int_{-\infty}^{\infty} U_{m1}(t) U_{m2}^*(t - \tau) e^{j\Omega t} dt \right\} = \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} \frac{e^{-j\omega_0 \tau}}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(\omega) F_2^*(\omega - \Omega) e^{j\omega \tau} d\omega \right\}. \quad (1.35) \end{aligned}$$

Автокорреляционную функцию сигнала можно получить из (1.35), полагая  $\omega_{01} - \omega_{02} < \omega_{01}$ ,  $\omega_{02}$  и, следовательно,  $\omega_{02} \approx \omega_0$ , а также  $U_{m2}(t) \equiv U_{m1}(t)$  и  $F_2(\omega) \equiv F_1(\omega)$ :

$$\begin{aligned} \psi(\tau, \Omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} U_{m1}(t) U_{m1}^*(t - \tau) e^{j\Omega t} dt e^{-j\omega_0 \tau} = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(\omega) F_1^*(\omega - \Omega) e^{j\omega \tau} d\omega e^{-j\omega_0 \tau}. \quad (1.35a) \end{aligned}$$

Переходя к модулю последнего выражения, получаем автокорреляционную функцию комплексной амплитуды сигнала или модулирующей функции сигнала

$$\begin{aligned} \psi_m(\tau, \omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} U_{m1}(t) U_{m1}^*(t - \tau) e^{j\Omega t} dt = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(\omega) F_1^*(\omega - \Omega) e^{j\omega \tau} d\omega. \end{aligned}$$

Автокорреляционная функция симметрична относительно значений  $\tau=0$ ,  $\Omega=0$ , так как

$$\psi(-\tau, -\Omega) = \psi(\tau, \Omega).$$

Часто вместо автокорреляционной функции используют нормированную автокорреляционную функцию

$$|\rho(\tau, \Omega)| = \frac{|\psi(\tau, \Omega)|}{|\psi(0, 0)|} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} U_{m1}(t) U_{m1}^*(t - \tau) e^{j\Omega t} dt e^{-j\omega_0 \tau} \right|}{\int_{-\infty}^{\infty} |U_{m1}(t)|^2 dt}. \quad (1.36)$$

Функцией неопределенности называют квадрат нормированной функции автокорреляции

$$|\rho(\tau, \Omega)|^2.$$

Графически функция  $\rho(\tau, \Omega)$  или  $\rho^2(\tau, \Omega)$  изображается в координатах  $\rho$  или  $\rho^2$ ,  $\tau$  и  $\Omega$  в виде некоторой поверхности, возвышающейся над плоскостью  $\tau, \Omega$ , форма которой определяется конкретным видом сигнала. Объем между поверхностью  $\rho^2(\tau, \Omega)$  и плоскостью  $\tau, \Omega$  вне зависимости от вида сигнала равен единице:

$$V = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |\rho(\tau, \Omega)|^2 d\tau d\Omega = 1. \quad (1.37)$$

Функция неопределенности достигает максимума при  $\tau=0$ ,  $\Omega=0$ .

Отметим, что

$$\rho^2(\tau, \omega) = \left| \frac{\psi(\tau, \Omega)}{\psi(0, 0)} \right|^2 = \frac{\psi(\tau, \Omega)}{\psi(0, 0)} \frac{\psi^*(\tau, \Omega)}{\psi(0, 0)}.$$

Кроме того, очевидно,

$$\int \psi^*(\tau, \Omega) e^{-j\Omega t} dt = F_1(\omega - \Omega) F_1^*(-\Omega)$$

или

$$\int \psi^*(\tau, \Omega) e^{-j\Omega t} dt = F_1^*(\omega + \Omega) F_1(\Omega).$$

Таким образом, видно, что преобразование Фурье для функции неопределенности (или для квадрата автокорре-

ляционной функции) осуществляется с помощью свертки:

$$\begin{aligned} \int \rho^2(\tau, \Omega) e^{-jP\tau} d\tau \int \rho^2(\tau, p) e^{-j\Omega\tau} d\tau = \\ = \int F_1(\Omega - q) F_1^*(\Omega + p - q) \times \\ \times F_1^*(p - q) dq. \end{aligned}$$

Приравнявая  $p=0$ , получаем

$$\int \rho^2(\tau, \Omega) d\tau = \int \rho^2(\tau, 0) e^{-j\Omega\tau} d\tau.$$

Для примера рассмотрим функцию неопределенности импульса колоколообразной формы (рис. 1.4)

$$U(t) = E \exp \left[ -\left( \frac{t}{\tau_n} \right)^2 \right] e^{j\omega_0 t}. \quad (1.38)$$

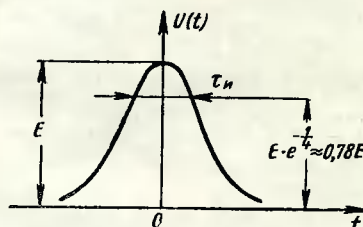


Рис. 1.4. Импульс колоколообразной формы.

Для такой формы сигнала

$$\begin{aligned} |\psi(\tau, \Omega)| &= E^2 \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left[ -\left( \frac{t}{\tau_n} \right)^2 \right] \exp \left[ -\left( \frac{t-\tau}{\tau_n} \right)^2 \right] e^{j\Omega t} dt = \\ &= 2E^2 \int_0^{\infty} \exp \left\{ -\frac{1}{\tau_n^2} [t^2 + (t-\tau)^2] \right\} e^{j\Omega t} dt = \\ &= 2E^2 \int_0^{\infty} \exp \left\{ -\frac{1}{\tau_n^2} [2t^2 - 2t\tau + \tau^2] \right\} \cos \Omega t dt + \\ &+ j2E^2 \int_0^{\infty} \exp \left\{ -\frac{1}{\tau_n^2} [2t^2 - 2t\tau + \tau^2] \right\} \sin \Omega t dt. \end{aligned}$$

В последнем выражении второй интеграл вследствие нечетности функции синуса равен нулю. Учитывая также, что

$$2t^2 - 2t\tau + \tau^2 = 2\left(t - \frac{\tau}{2}\right)^2 + \frac{\tau^2}{2},$$

получаем

$$\begin{aligned}\psi(\tau, \Omega) &= \\ &= 2E^2 e^{-\frac{\tau^2}{2\tau_n^2}} \int_0^\infty \exp\left[-\frac{2}{\tau_n^2}\left(t - \frac{\tau}{2}\right)^2\right] \cos \Omega t dt.\end{aligned}$$

Используем теорему запаздывания и представляем автокорреляционную функцию в виде

$$\begin{aligned}\psi(\tau, \Omega) &= 2E^2 \exp\left(-\frac{\tau^2}{2\tau_n^2}\right) e^{-j\Omega \frac{\tau}{2}} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{2t^2}{\tau_n^2}\right) \cos \Omega t dt, \\ \int_0^\infty \exp\left(-\frac{2t^2}{\tau_n^2}\right) \cos \Omega t dt &= \frac{\sqrt{\pi}\tau_n}{2\sqrt{2}} \exp\left[-\frac{(\Omega \tau_n)^2}{8}\right], \quad (1.39)\end{aligned}$$

поэтому

$$\psi(\tau, \Omega) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} E^2 \tau_n \exp\left\{-\left[\frac{(\Omega \tau_n)^2}{8} + \frac{\tau^2}{2\tau_n^2}\right]\right\} e^{-j\Omega \frac{\tau}{2}}, \quad (1.40)$$

$$\psi(0, 0) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} E^2 \tau_n.$$

Следовательно,

$$\rho(\tau, \Omega) = \frac{\psi(\tau, \Omega)}{\psi(0, 0)} = \exp\left\{-\left[\frac{(\Omega \tau_n)^2}{8} + \frac{\tau^2}{2\tau_n^2}\right]\right\} e^{-j\Omega \frac{\tau}{2}}. \quad (1.41)$$

В свою очередь, функция неопределенности равна

$$|\rho(\tau, \Omega)|^2 = \exp\left\{-\left[\frac{(\Omega \tau_n)^2}{4} + \frac{\tau^2}{\tau_n^2}\right]\right\}. \quad (1.42)$$

Форма тела неопределенности импульса колоколообразной формы изображена на рис. 1.5.

Очень часто вместо изображения тела неопределенности в координатах  $\rho^2$ ,  $\tau$ ,  $\Omega$  строят так называемые диаграммы неопределенности, представляющие собой сечения тела неопределенности плоскостями, параллельными плоскости  $\tau$ ,  $\Omega$  и расположенными на некотором расстоянии от нее. Уровни сечений задаются условными областями

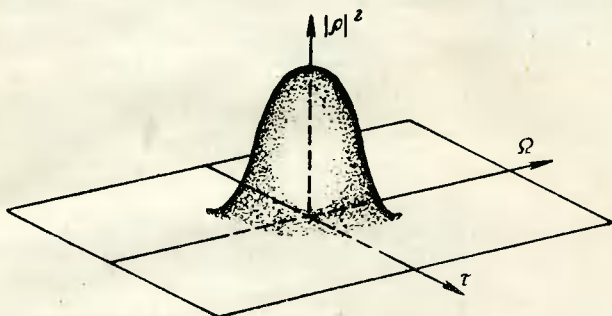


Рис. 1.5. Тело неопределенности импульса колоколообразной формы.

„высокой“ и „низкой“ корреляции. Например, можно считать, что область, в которую мы попадаем, является областью высокой корреляции при условии, что  $\rho_{вк} \geq 0,5$ , и областью низкой корреляции при условии, что  $0,5 \geq \rho_{нк} = 0,1$ .

Иногда диаграмма неопределенности задается только областью высокой корреляции, внутри которой  $\rho^2(\tau, \Omega)$  близка к единице. В этом случае границы области неопределенности [1.3]

$$\rho(\tau, \Omega) = 1 \quad \text{при} \quad |\tau| \leq \frac{1}{2} \tau_K, \quad |\Omega| \leq \frac{1}{2} \Omega_K;$$

$$\rho(\tau, \Omega) = 0 \quad \text{при} \quad |\tau| > \frac{1}{2} \tau_K, \quad |\Omega| > \frac{1}{2} \Omega_K,$$

где

$$\tau_K = \int_{-\infty}^{\infty} |\rho(\tau, 0)|^2 d\tau; \quad (1.43)$$

$$\Omega_K = \int_{-\infty}^{\infty} |\rho(0, \Omega)|^2 d\Omega. \quad (1.44)$$



Тогда

$$|\rho_{BK}|^2 \geq 0,25 \quad \text{и} \quad 0,25 \geq |\rho_{BK}|^2 \geq 0,01.$$

Следовательно, для колоколообразного импульса контуры диаграммы неопределенности можно получить, исходя из следующих соотношений:

$$0,25 = \exp \left\{ - \left[ \frac{(\Omega \tau_H)^2}{4} + \frac{\tau^2}{\tau_H^2} \right] \right\},$$

$$\frac{(\Omega \tau_H)^2}{4} + \frac{\tau^2}{\tau_H^2} = \ln 4. \quad (1.45)$$

$$\frac{\Omega^2}{\left(\frac{2,35}{\tau_H}\right)^2} + \frac{\tau^2}{(1,175\tau_H)^2} = 1.$$

Видим, что контур области высокой корреляции задается уравнением эллипса с полуссями, совпадающими с осями  $\tau$  и  $\Omega$  и равными

$$a_{BK} \approx \frac{2,35}{\tau_H} \quad \text{и} \quad b_{BK} \approx 1,175\tau_H. \quad (1.46)$$

Аналогично для контура области низкой корреляции можно получить уравнение эллипса:

$$\frac{\Omega^2}{\left(\frac{4,3}{\tau_H}\right)^2} + \frac{\tau^2}{(2,15\tau_H)^2} = 1, \quad (1.47)$$

$$a_{HK} \approx \frac{4,3}{\tau_H}, \quad b_{HK} \approx 2,15\tau_H.$$

Сказанное иллюстрируется рис. 1.6.

Интересно отметить, что сечения тела неопределенности вертикальными плоскостями, параллельными осям  $\tau$  и  $\Omega$ , дают значения квадрата нормированной функции автокорреляции  $|\rho(\tau)|^2$  и нормированного спектра сигнала  $|\rho(\Omega)|^2$ .

В самом деле, пусть  $\Omega = 0$ , тогда

$$|\rho(\tau)|^2 = e^{-\left(\frac{\tau}{\tau_H}\right)^2}.$$

При вычислении нормированной функции автокорреляции сигнала

$$|\rho(\tau)|^2 = \left| \frac{\psi(\tau)}{\psi(0)} \right|^2 = \frac{\left| 2E_0^2 \int_0^\infty e^{-\left(\frac{t}{\tau_n}\right)^2} e^{-\left(\frac{t-\tau}{\tau_n}\right)^2} dt \right|^2}{\left| 2E^2 \int_0^\infty e^{-2\left(\frac{t}{\tau_n}\right)^2} dt \right|^2}$$

получаем тот же результат:

$$|\rho(\tau)|^2 = \exp \left[ -\left( \frac{\tau}{\tau_n} \right)^2 \right].$$

В более общих предположениях, когда  $\Omega_i = \text{const} \neq 0$ , можно записать следующее соотношение:

$$|\rho(\tau)|^2 = \exp \left[ -\frac{(\Omega_i \tau_n)^2}{4} \right] \exp \left[ -\left( \frac{\tau}{\tau_n} \right)^2 \right].$$

Поскольку  $\exp \left[ -\frac{(\Omega_i \tau_n)^2}{4} \right] = 1$  только при  $\Omega_0 = 0$ , то при

$$\Omega_i \geq \Omega_0 = 0 \quad \exp \left[ -\frac{(\Omega_i \tau_n)^2}{4} \right] < 1 \quad \text{и} \quad |\rho(\tau)_{\Omega_i}|^2 < |\rho(\tau)_{\Omega_0}|^2.$$

Это положение иллюстрируется на рис. 1.7. При  $\tau_0 = 0$  соответственно получаем

$$|\rho(\Omega)|^2 = \exp \left[ -\frac{(\Omega \tau_n)^2}{4} \right].$$

Проводя вычисление спектра сигнала  $F(\Omega)$

$$F(\Omega) = 2 \int_0^\infty \exp \left[ -\left( \frac{\tau}{\tau_n} \right)^2 \right] e^{-j\Omega\tau} d\tau,$$

получаем после нормирования тот же результат:

$$\frac{F(\Omega)}{F(0)} = \exp \left[ -\frac{(\Omega \tau_n)^2}{4} \right].$$

На рис. 1.8 построено семейство характеристик для  $\tau_i \neq 0$ :

$$|\rho(\Omega)_{\tau_i}|^2 = \exp \left[ -\left( \frac{\tau_i}{\tau_n} \right)^2 \right] \exp \left[ -\frac{(\Omega \tau_n)^2}{4} \right].$$

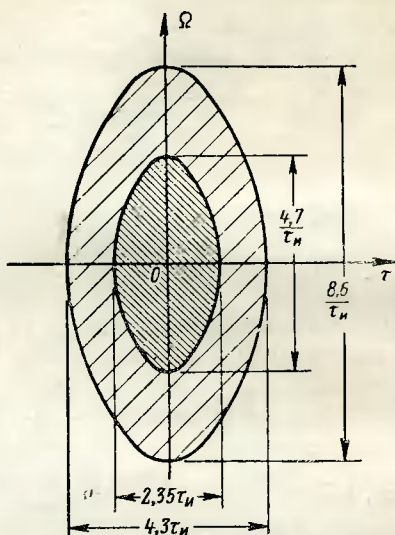


Рис. 1.6. Диаграммы неопределенности импульса колоколообразной формы.

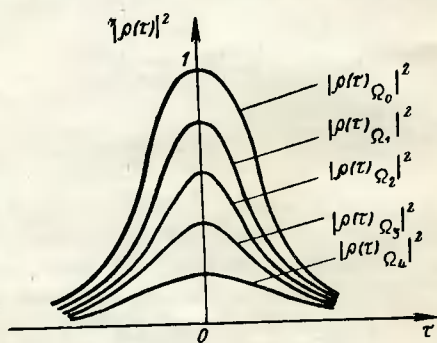


Рис. 1.7. Автокорреляционные функции импульса колоколообразной формы, полученные сечением тела неопределенности.

Аналогичным образом можно получить функции неопределенности для импульсов иной формы.

Для прямоугольного импульса  $U(t) = E \cdot e^{j\omega_0 t}$  при  $-\frac{\tau_n}{2} \leq t \leq \frac{\tau_n}{2}$

$$|\rho(\tau, \Omega)|^2 = \frac{\sin^2 \left[ \frac{\Omega(\tau_n - |\tau|)}{2} \right]}{\left( \frac{\Omega \tau_n}{2} \right)^2}. \quad (1.48)$$

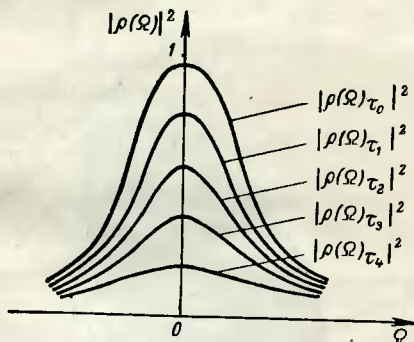


Рис. 1.8. Энергетические спектры колоколообразного импульса, полученные сечением тела неопределенности.

Для экспоненциального импульса  $[U(t) = e^{-\alpha t} e^{j\omega_0 t}]$  при  $t > 0$

$$|\rho(\tau, \Omega)|^2 = \frac{4\alpha^2}{4\alpha^2 + \Omega^2} e^{-2\alpha\tau} \quad (1.49)$$

и т. д.

Интересен случай модуляции прямоугольного импульса длительности  $\tau_n$  по частоте заполнения:

$$U(t) = E \exp \left\{ j \left[ \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{2\tau_n} t^2 \right] \right\} \quad \text{при} \quad -\frac{\tau_n}{2} \leq t \leq \frac{\tau_n}{2}.$$

Тогда

$$\begin{aligned} \psi(\tau, \Omega) = & \\ = E^2 \left| \int_{-\frac{\tau_n}{2}}^{\frac{\tau_n}{2} - \tau} \exp \left\{ j \left[ \frac{\Delta\omega}{2\tau_n} t^2 - \frac{\Delta\omega}{2\tau_n} (t - \tau)^2 - \Omega t \right] \right\} dt \right|. \end{aligned}$$

Произведя вычисления, получаем

$$|\rho(\tau, \Omega)|^2 = \frac{\sin^2 \left[ \left( \frac{\Delta\omega}{2\tau_n} \tau + \frac{\Omega}{2} \right) (\tau_n - |\tau|) \right]}{\left[ \left( \frac{\Delta\omega}{2\tau_n} \tau + \frac{\Omega}{2} \right) \tau_n \right]^2}. \quad (1.50)$$

Так же как и в случае немодулированного по частоте импульса, контур области неопределенности будет отображаться уравнением эллипса. Однако полуоси эллипса

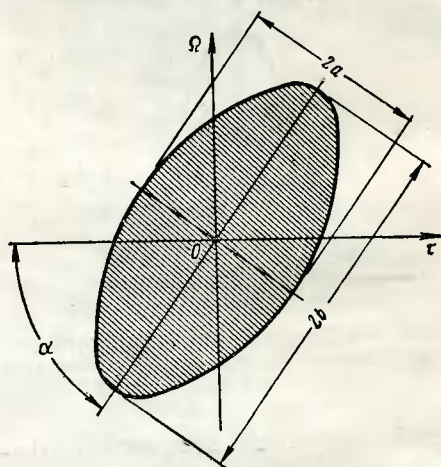


Рис. 1.9. Диаграмма неопределенности колоколообразного импульса с линейной частотной модуляцией.

(рис. 1.9) будут наклонены к осям  $\tau$ ,  $\Omega$  под некоторым углом. Угол наклона большей полуоси эллипса к оси  $\tau$  задается соотношением

$$\operatorname{tg} 2\alpha = \frac{\tau_n}{\Delta\omega}.$$

При  $\tau_n \Delta\omega \gg 1$  можно считать, что

$$\operatorname{tg} 2\alpha \approx 2\alpha = \frac{\tau_n}{\Delta\omega},$$

$$\alpha \approx \frac{\tau_{\text{и}}}{2\Delta\omega}.$$

Для симметричной линейной модуляции в пределах импульса за счет изменения знака крутизны нарастания частоты  $\pm \frac{\Delta\omega}{2\tau_{\text{и}}}$  контур области неопределенности вырождается в два взаимно пересекающихся эллипса (рис. 1.10).

Модуляция частоты заполнения импульса по гармоническому закону

$$U(t) = E \exp \left\{ j \left[ \Delta\omega \tau_{\text{и}} \cos \left( \frac{2\pi}{\tau_{\text{и}}} \cdot t \right) \right] \right\} \quad \text{при} \quad -\frac{\tau_{\text{и}}}{2} \leq t \leq \frac{\tau_{\text{и}}}{2}$$

приводит к функции неопределенности вида

$$|\rho(\tau, \Omega)|^2 = |J_{\Omega\tau_{\text{и}}}(\Delta\omega\tau)|. \quad (1.51)$$

Функция неопределенности за счет осциллирующего характера функции Бесселя  $J_{\Omega\tau_{\text{и}}}(\Delta\omega\tau)$  имеет ряд максимумов над плоскостью  $\tau, \Omega$ .

Функции неопределенности неограниченных во времени сигналов находятся тем же методом. Однако вид тела неопределенности уже иной.

Например, для непрерывной синусоиды

$$U(t) = E e^{j\omega_0 t} \quad \text{при} \quad -\infty < t < \infty.$$

Функция неопределенности находится из соотношения

$$\psi(\tau, \Omega) = E^2 \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\Omega t} dt,$$

которое сводится к  $\delta$ -функции, так как

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{j\Omega t} dt = \delta(\Omega).$$

Поэтому

$$|\rho(\tau, \Omega)|^2 = \delta^2(\Omega). \quad (1.52)$$

Соответствующее тело неопределенности изображено на рис. 1.11.

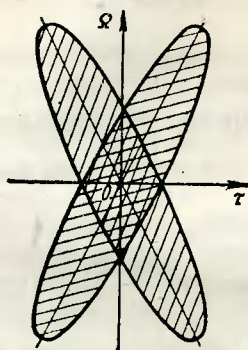


Рис. 1.10. Диаграмма неопределенности колоколообразного импульса с симметричной линейной частотной модуляцией.

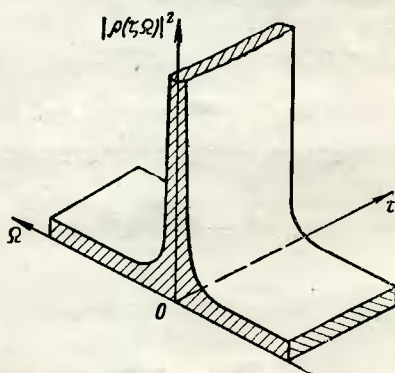


Рис. 1.11. Тело неопределенности непрерывного немодулированного сигнала.



Рассмотрим непрерывный сигнал, состоящий из двух гармонических колебаний:

$$U(t) = E \cos \omega_1 t + E \cos \omega_2 t = 2E \cos \Omega_0 t \cos \omega_0 t$$

$$\text{при } -\infty < t < \infty,$$

где

$$\Omega_0 = \frac{\omega_1 - \omega_2}{2}; \quad \omega_0 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}.$$

Комплексная амплитуда, или функция модуляции, может быть записана в виде

$$U_m(t) = 2E \cos \Omega_0 t.$$

Функция автокорреляции сигнала равна

$$\begin{aligned} \psi(\tau, \Omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} 4E^2 \{ \cos \Omega_0 t \cos [\Omega_0 (t - \tau)] \} e^{j\Omega t} dt = \\ &= 2E^2 \int_{-\infty}^{\infty} \cos \Omega_0 \tau e^{j\Omega t} dt + 2E^2 \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \cos 2\Omega_0 t \cos \Omega_0 \tau e^{j\Omega t} dt + \right. \\ &\quad \left. + \int_{-\infty}^{\infty} \sin 2\Omega_0 t \sin \Omega_0 \tau e^{j\Omega t} dt \right\} = \\ &= 2E^2 \cos \Omega_0 \tau \left[ \delta(\Omega) + \frac{1}{2} \delta(\Omega + 2\Omega_0) + \frac{1}{2} \delta(\Omega - 2\Omega_0) \right]. \end{aligned}$$

После нормирования легко получить

$$\begin{aligned} |\rho(\tau, \Omega)|^2 &= |\cos \Omega_0 \tau|^2 \left\{ \delta^2(\Omega) + \frac{1}{4} \delta^2(\Omega + 2\Omega_0) + \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{4} \delta^2(\Omega - 2\Omega_0) \right\}. \end{aligned} \quad (1.53)$$

Вид этой функции неопределенности изображен на рис. 1.12.

Рассмотрим теперь способ получения автокорреляционных функций периодически повторяющихся сигналов.

Пусть имеем кратковременный импульс или сигнал  $U_1(t)$ , который повторяется периодически с частотой  $F_{\pi} = \frac{1}{T_{\pi}}$  при  $-\infty < t < \infty$ .

Функция, отображающая повторяемость сигнала, может быть записана в общем виде как  $U_2(t)$ . Например, часто для этих целей используется  $\delta$ -функция:

$$U_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_{\Pi}). \quad (1.54)$$

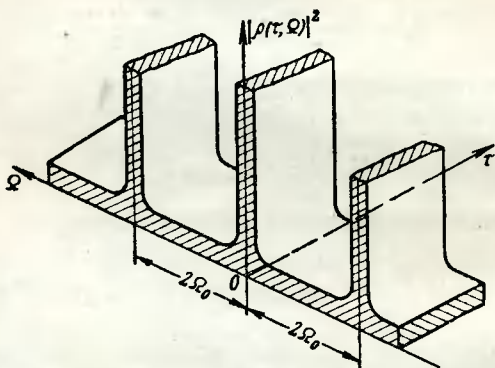


Рис. 1.12. Тело неопределенности сложного непрерывного сигнала, состоящего из двух гармонических колебаний разной частоты.

Таким образом, суммарный сигнал можно представить, используя теорему свертки в действительной области, в виде

$$U_{\Sigma}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U_1(\tau) U_2(t - \tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} U_1(t - \tau) U_2(\tau) d\tau, \quad (1.55)$$

поэтому

$$\begin{aligned} U_{\Sigma}(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} U_1(t - \tau) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\tau - nT_{\Pi}) d\tau = \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U_1(t - \tau) \delta(\tau - nT_{\Pi}) d\tau = \sum_{n=-\infty}^{\infty} U_1(t - nT_{\Pi}). \end{aligned} \quad (1.56)$$

Для нахождения автокорреляционной функции такого повторяющегося сигнала (бесконечной последовательности сигналов) снова воспользуемся теоремой свертки. В самом деле, если функции  $U_1(t)$  соответствует автокорреляцион-

ная функция  $\psi_1(\tau, \Omega)$ , а функции  $U_2(t)$  — функция  $\psi_2(\tau, \Omega)$  и

$$U_{\Sigma}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U_1(\tau) U_2(t - \tau) d\tau,$$

то суммарная функция автокорреляции равна

$$\begin{aligned} \psi_{\Sigma}(\tau, \Omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \psi_1(\tau, \Omega) \psi_2(t - \tau, \Omega) dt = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \psi_1(\tau, \omega) \psi_2(\tau, \Omega - \omega) d\omega. \end{aligned} \quad (1.57)$$

В случае, когда

$$\begin{aligned} U_{\Sigma}(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} U_1(t - nT_{\Pi}) = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} U_1(t - \tau) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\tau - nT_{\Pi}) d\tau, \end{aligned} \quad (1.58)$$

$U_1(t)$  соответствует  $\psi_1(\tau, \Omega)$ , а функция автокорреляции сигнала

$$U_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_{\Pi})$$

ВЫЧИСЛИМ:

$$\begin{aligned} \psi_2(\tau, \Omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_{\Pi}) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - \tau - kT_{\Pi}) dt = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{T_{\Pi}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp[j(\Omega + n\Omega_{\Pi})t] \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - \tau - kT_{\Pi}) dt = \\ &= \frac{1}{T_{\Pi}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp[j(\Omega + n\Omega_{\Pi})t] \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - \tau - kT_{\Pi}) dt = \\ &= \frac{1}{T_{\Pi}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp[j(\Omega + n\Omega_{\Pi})t] \delta(t - \tau - kT_{\Pi}) dt = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{T_{\Pi}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \exp[-j(\Omega + n\Omega_{\Pi})(\tau + kT_{\Pi})] = \\
&= \frac{1}{T_{\Pi}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{-j\Omega\tau} e^{-j\Omega kT_{\Pi}} e^{-jn\Omega n\tau} = \\
&= e^{-j\Omega\tau} \frac{1}{T_{\Pi}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-j\frac{2\pi n}{T_{\Pi}}\tau} \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{-j\Omega kT_{\Pi}} = \\
&= T_{\Pi} e^{-j\Omega\tau} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\tau - nT_{\Pi}) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(\Omega - \frac{2\pi k}{T_{\Pi}}\right), \quad (1.59)
\end{aligned}$$

$$|\psi_2(\tau, \Omega)| = a \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\tau - nT_{\Pi}) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(\Omega - \frac{2\pi k}{T_{\Pi}}\right).$$

Применяем теорему свертки:

$$\begin{aligned}
&\psi_{\Sigma}(\tau, \Omega) = \\
&= a \int_{-\infty}^{\infty} \psi_1(\tau, \Omega) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - \tau - nT_{\Pi}) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(\Omega - \frac{2\pi k}{T_{\Pi}}\right) dt = \\
&= a \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \psi_1(\tau, \Omega) \delta(t - \tau - nT_{\Pi}) dt \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(\Omega - \frac{2\pi k}{T_{\Pi}}\right) = \\
&= a \sum_{n=-\infty}^{\infty} \psi_1(\tau - nT_{\Pi}, \Omega) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(\Omega - \frac{2\pi k}{T_{\Pi}}\right). \quad (1.60)
\end{aligned}$$

При ограниченной во времени последовательности импульсов повторяем еще раз операцию свертки функций  $\psi_{\Sigma}(\tau, \Omega)$  и  $\psi_{\text{огиб}}(\tau, \Omega)$ :

$$\psi_{\Sigma\Sigma}(\tau, \Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi_{\Sigma}(\tau, \omega) \psi_{\text{огиб}}(\tau, \Omega - \omega) d\omega.$$

Используя свойства  $\delta$ -функций, получаем

$$\begin{aligned}
 \psi_{\Sigma\Sigma}(\tau, \Omega) &= a \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \psi_1(\tau - nT_{\Pi}, \omega) \times \\
 &\times \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{T_{\Pi}}\right) \psi_{\text{ориг}}(\tau, \Omega - \omega) d\omega = \\
 &= a \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \psi_1(\tau - nT_{\Pi}, \omega) \psi_{\text{ориг}}(\tau, \Omega - \omega) \times \\
 &\times \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{T_{\Pi}}\right) d\omega = a \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \psi_1\left(\tau - nT_{\Pi}, \frac{2\pi k}{T_{\Pi}}\right) \times \\
 &\times \psi_{\text{ориг}}\left(\tau, \Omega - \frac{2\pi k}{T_{\Pi}}\right).
 \end{aligned} \tag{1.61}$$

Проиллюстрируем сказанное простым примером. Пусть имеется колоколообразный одиночный импульс длительностью  $\tau_{\Pi}$  с диаграммой неопределенности, изображенной на рис. 1.6.

Бесконечная последовательность таких импульсов будет иметь функцию автокорреляции вида

$$\begin{aligned}
 \psi_{\Sigma}(\tau, \Omega) &= \\
 &= ab \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp\left\{-\left[\frac{(\Omega\tau_{\Pi})^2}{8} + \frac{1}{2\tau_{\Pi}^2}(\tau - nT_{\Pi})^2\right]\right\} \times \\
 &\times \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(\Omega - \frac{2\pi k}{T_{\Pi}}\right).
 \end{aligned} \tag{1.62}$$

Область неопределенности на плоскость  $\tau, \Omega$  будет изображаться серией  $\delta$ -функций, вписанных в повторяющиеся контуры областей неопределенности одиночного импульса (рис. 1.13).

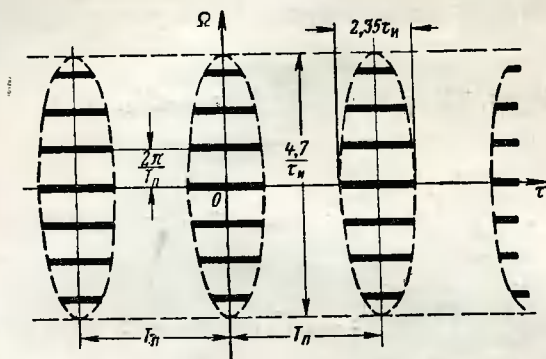


Рис. 1.13. Диаграмма неопределенности бесконечной последовательности колоколообразных импульсов.

Последовательность таких импульсов длительностью  $\tau_{\text{огнб}}$ , модулированная по амплитуде по закону Гаусса, дает функцию автокорреляции

$$\begin{aligned} \psi(\tau, \Omega) = & \\ = ab \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \exp \left\{ - \left[ \frac{\left( \frac{2\pi k \tau_n}{T_n} \right)^2}{8} - \frac{1}{2\tau_n^2} (\tau - nT_n)^2 \right] - \right. & \\ \left. - \left[ \frac{\left( \Omega + \frac{2\pi k}{T_n} \right)^2 \tau_{\text{огнб}}^2}{8} + \frac{\tau^2}{2\tau_{\text{огнб}}^2} \right] \right\}. & \quad (1.63) \end{aligned}$$

Область неопределенности на плоскость  $\tau, \Omega$  будет изображаться серией повторяющихся областей, формы и размеры которых определяются значениями  $\tau_n$ ,  $\tau_{\text{огнб}}$  и  $T_n$  (рис. 1.14).

Этот пример позволяет уяснить процесс деформации областей неопределенности при изменении числа импульсов в зондирующем сигнале.

Видно, что при бесконечном повторении одиночного сигнала какой-либо формы область неопределенности, или тело функции неопределенности, дробится на ряд более мелких областей, или тел неопределенности, причем общий объем тел, или общая площадь областей не-

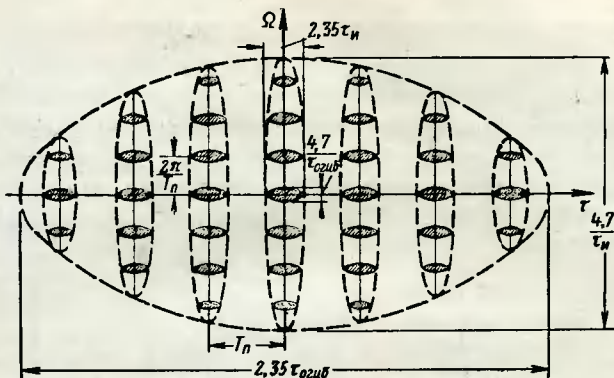


Рис. 1.14. Диаграмма неопределенности ограниченной последовательности колоколообразных импульсов, модулированных по амплитуде по закону Гаусса.

определенности, по-прежнему отвечает основному условию

$$V = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |\rho(\tau, \Omega)|^2 d\tau d\Omega = 1.$$

Повторение сигналов приводит к изменению формы тела функции неопределенности (или его следов на плоскости  $\tau, \Omega$ ) при неизменности общего объема тела.

Возвращаясь к сигналу, отраженному точечной движущейся целью (1.33), можно сразу сказать, что автокорреляционная функция такого сигнала будет по форме определяться видом модулирующей функции, а функция неопределенности будет смещена в плоскости  $\tau, \Omega$  на величину  $t_{R0}$  по оси  $\tau$  и на величину  $\omega_D$  по оси  $\Omega$  (рис. 1.15).

Для периодически повторяющегося зондирующего сигнала и пачки отраженных сигналов также будет существовать смещение областей неопределенности отраженного сигнала на величину  $t_{R0}$  и  $\omega_D$  (рис. 1.16).

Однозначный отсчет величин  $t_{R0}(R)$  и  $\omega_D(v_r)$  возможен лишь в пределах заштрихованного прямоугольника. Таким образом, пределы однозначного измерения дальности определяются условием

$$t_{R0_{\text{макс}}} < T_{\text{п}}, \quad (1.64)$$

а пределы однозначного измерения скорости

$$\omega_{\text{Д макс}} < \frac{\pi}{T_{\Pi}}. \quad (1.65)$$

Разрешающая способность по дальности и скорости, а также точность отсчета будут зависеть от размеров областей неопределенности или от конфигураций сечений тел неопределенности плоскостями, параллельными  $O\tau$  и  $O\Omega$ .

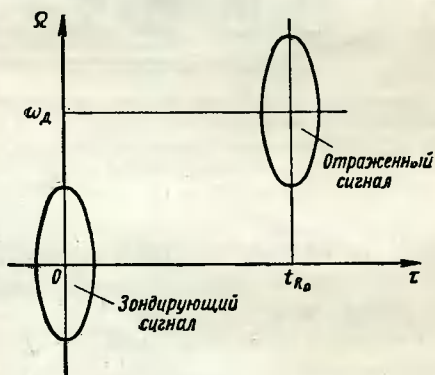


Рис. 1.15. Диаграмма неопределенности одиночного зондирующего и отраженного сигналов.

Теперь можно сформулировать требования к радиолокационному сигналу исходя из необходимой формы тела функции неопределенности или формы области неопределенности. Строгая задача нахождения формы сигнала по заданной или выбранной автокорреляционной функции сигнала сводится к решению интегрального уравнения

$$|\rho(\tau, \Omega)| = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} U_{m1}(t) U_{m1}^*(t - \tau) e^{j\Omega t} dt \right|}{\int_{-\infty}^{\infty} |U_{m1}(t)|^2 dt}. \quad (1.66)$$

Однако и не решая это уравнение, можно найти сигналы, обеспечивающие требуемые свойства радиолокаторов.



Рассмотрим некоторые сигналы, часто используемые в радиолокаторах с селекцией движущихся целей.

Поскольку селекция движущихся целей осуществляется по скорости или по частоте Доплера, нужно исполь-

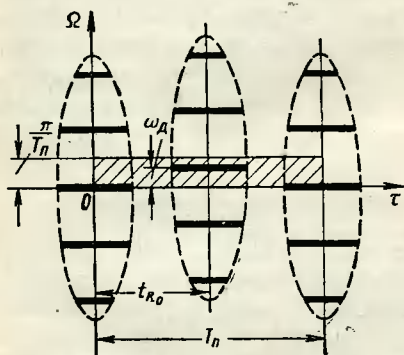


Рис. 1.16. Диаграмма неопределенности периодических зондирующего и отраженного сигналов.

зовать сигналы, имеющие малую протяженность областей неопределенности по оси  $O\Omega$ .

При измерении только скорости, т. е. когда не требуется информации о дальности цели (измерители ско-

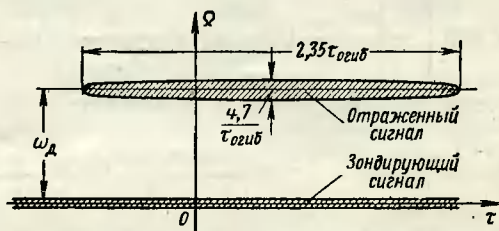


Рис. 1.17. Диаграмма неопределенности непрерывного немодулированного гармонического зондирующего и отраженного сигналов.

рости ракет, снарядов, самолетов и т. п.), наилучшим сигналом будет непрерывный немодулированный сигнал (рис. 1.17). Однако и в этом случае в режиме обзора на входе приемника будут существовать импульсы за счет модуляции сигнала диаграммой направленности антенны при вращении антенны. На входе приемника будет два сигнала: непрерывный зондирующий и ограниченный по времени отраженный. Поскольку отраженные сигналы повторяются с большим периодом, равным перио-

ду вращения антенны и измеряемым секундами, и являются достаточно длинными (длительность их зависит от ширины характеристики антенны и скорости вращения антенны), диаграмма неопределенности приобретает вид, показанный на рис. 1.17.

Иногда для определения скорости в радиолокации используется сигнал, состоящий из набора нескольких непрерывных колебаний определенной продолжительности. Рассмотрим простейший пример такого сигнала продолжительностью  $\tau_{\text{огнб}}$ , содержащего две синусоиды частоты  $f_1, \omega_1$  и  $f_2, \omega_2$ :

$$U(t) = E (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) e^{-\left(\frac{t}{\tau_{\text{огнб}}}\right)^2}.$$

Для вычисления автокорреляционной функции воспользуемся соотношениями (1.40), (1.53) и (1.57):

$$\begin{aligned} \psi_{\Sigma}(\tau, \Omega) = & \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ E \cos \Omega_0 \tau \left[ \delta(x) + \frac{1}{2}(x + 2\Omega_0)\tau + \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{1}{2}\delta(x - 2\Omega_0) \right] \right\} \times \\ & \times \exp \left\{ - \left[ \frac{\tau_{\text{огнб}}^2}{8} (\Omega - x)^2 + \frac{\tau^2}{2\tau_{\text{огнб}}^2} \right] \right\} dx. \end{aligned}$$

Вычисление дает следующий результат:

$$\begin{aligned} \psi_{\Sigma}(\tau, \Omega) = & E |\cos \Omega_0 \tau| \left[ \exp \left\{ - \left[ \frac{\tau_{\text{огнб}}^2}{8} \Omega^2 + \frac{\tau^2}{2\tau_{\text{огнб}}^2} \right] \right\} + \right. \\ & + \frac{1}{2} \exp \left\{ - \left[ \frac{\tau_{\text{огнб}}^2}{8} (\Omega + 2\Omega_0)^2 + \frac{\tau^2}{2\tau_{\text{огнб}}^2} \right] \right\} + \\ & \left. + \frac{1}{2} \exp \left\{ - \left[ \frac{\tau_{\text{огнб}}^2}{8} (\Omega - 2\Omega_0)^2 + \frac{\tau^2}{2\tau_{\text{огнб}}^2} \right] \right\} \right]. \quad (1.67) \end{aligned}$$

Соответствующая диаграмма неопределенности изображена на рис. 1.18. Условиями однозначного отсчета являются

$$\begin{aligned} \text{и} \quad & t_{R_0 \text{ макс}} < \frac{\tau}{\Omega_0} \\ & \omega_{\text{Д макс}} < \Omega_0, \end{aligned}$$

или, объединяя эти условия,

$$2f_{\text{Д макс}} < |f_1 - f_2| < \frac{1}{t_{R \text{ макс}}}. \quad (1.68)$$

Видно, что разрешающая способность по скорости в основном зависит от длительности сигнала ( $\tau_{\text{огиб}}$ ), так как протяженность области неопределенности по оси  $\Omega$  равна  $\frac{2,35}{\tau_{\text{огиб}}}$ .

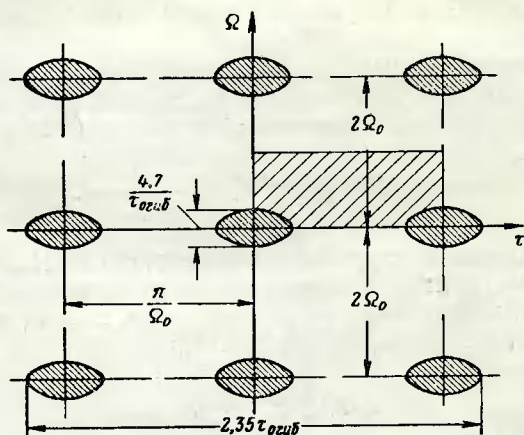


Рис. 1.18. Диаграмма неопределенности зондирующего периодического сигнала, состоящего из двух гармонических колебаний разной частоты.

Разрешающей способностью по скорости будет обладать и импульсный сигнал с линейным законом модуляции по частоте (рис. 1.9). В этом случае разрешение по скорости будет определяться параметрами частотной модуляции

$$\operatorname{tg} 2\alpha = \frac{\tau_{\text{и}}}{\Delta\omega}.$$

При работе одиночными импульсами произвольной формы для увеличения селектирующих свойств сигнала

лов по скорости необходимо увеличивать длительность импульсов, т. е. сужать их спектр. Следовательно, лишь узкополосные длительные зондирующие сигналы отвечают требованию высокой разрешающей способности по скорости.

При необходимости обеспечить одновременно и разрешение по дальности, как правило, используют периодическое повторение сигналов. В этом случае ставятся задачи:

1) обеспечить однозначное измерение скорости и дальности целей;

2) обеспечить разрешение целей по дальности и по скорости.

При любой форме сигналов (импульсов) выполнение условия однозначного отсчета по дальности и скорости зависит от частоты повторения [условия (1.64), (1.65)]:

$$2f_{\text{Д макс}} < F_{\text{п}} < \frac{1}{t_{R_0 \text{ макс}}}. \quad (1.69)$$

Разрешающая способность по скорости  $\Delta\Omega_{\text{он}}$  при любой форме сигнала будет зависеть от длительности последовательности импульсных сигналов, т. е. от длительности пачки импульсов (рис. 1.14):

$$\Delta\Omega_{\text{он}} \approx \frac{k}{\tau_{\text{огиб}}}. \quad (1.70)$$

Разрешающая способность по дальности  $\Delta\tau_{\text{он}}$  при произвольной форме сигнала зависит от длительности импульсного сигнала (рис. 1.14):

$$\Delta\tau_{\text{он}} \approx k\tau_{\text{и}}. \quad (1.71)$$

Таким образом, понятно, что наивыгоднейшим сигналом, имеющим высокую разрешающую способность и по дальности, и по скорости при больших пределах однозначного отсчета по дальности и скорости, является сигнал, форма тела неопределенности которого будет иметь один узкий пик в пределах рабочего участка плоскости  $\tau, \Omega$ .

Следовательно, при общем объеме тела  $V_{\Sigma}$  необходимо формировать тело неопределенности из двух частей:  $V_1$  и  $V_2$ , где  $V_1$  — объем узкого пика, а  $V_2$  — объем пло-

ской части тела неопределенности (рис. 1.19). Поскольку существует условие

$$V_{\Sigma} = V_1 + V_2 = 1,$$

то мы вправе потребовать, чтобы  $V_2 \ll V_1 \approx 1$ , т. е.  $V_2 \ll 1$ .

Поэтому приходим к условию

$$V_2 = 2\tau_{\text{огиб}} 2\Delta\Omega \rho^2 \ll 1$$

или

$$\rho < \frac{1}{2\sqrt{\Delta\Omega\tau_{\text{огиб}}}}. \quad (1.72)$$

Следовательно, такой сигнал должен иметь большое значение  $\Delta\Omega\tau_{\text{огиб}}$ . Он должен быть одновременно длительным и широкополосным. Такими свойствами обладают шумовые и так называемые шумоподобные сиг-

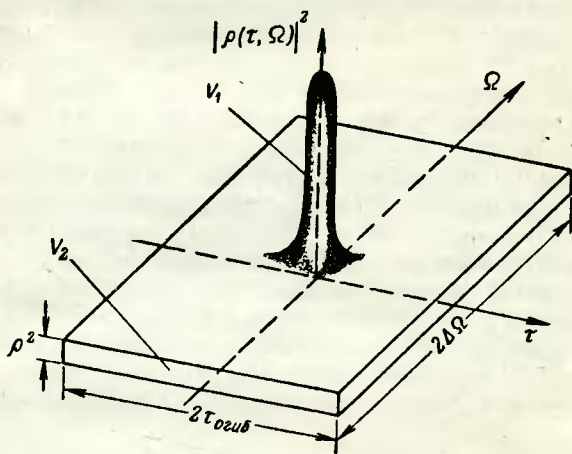


Рис. 1.19. Тело неопределенности зондирующего шумового или шумоподобного сигнала.

налы. Обычно стараются использовать шумоподобные сигналы типа фазоманипулированного непрерывного сигнала, так как этот вид модуляции является наиболее просто реализуемым по сравнению с другими видами. Манипуляция фазы осуществляется по специальному псевдослучайному закону или коду, например коду, по-

строенному на основе правил алгебры логики, или булевой алгебры.

При этом продолжительный сигнал частотой  $f_0$  разбивается на ряд одинаковых отрезков длительностью  $\tau_{\text{и}}$ . В начале каждого отрезка фаза сигнала скачком меняется согласно коду, принимая два значения: 0 или  $\pi$ . Длительность сигнала  $\tau_{\text{огиб}}$  в этом случае будет определять сглаживание тела неопределенности вне пика, а длительность отрезков  $\tau_{\text{и}}$  — ширину основного пика тела неопределенности.

### 1.3. ПРИЕМ И ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ НА ФОНЕ СОБСТВЕННЫХ ШУМОВ ПРИЕМНИКА

В радиолокации, как правило, сигнал, поступающий на вход приемника или ожидаемый на входе приемника, известен, за исключением нескольких параметров (запаздывание, амплитуда, фаза). Поэтому требуется обнаружить на выходе приемника «известный» сигнал на фоне собственных шумов приемника с максимальной вероятностью. Для этой цели следует структуру приемника или построение приемного тракта связать с известными свойствами или параметрами сигнала и шума. Большое влияние на характеристики оптимального приемника обычно оказывает отношение мощности сигнала к мощности шума на выходе приемника. Обычно максимизация отношения сигнала к шуму на выходе приемника достигается за счет фильтрации сигнала.

Линейный фильтр помещается в приемный тракт до детектора (УВЧ, УПЧ), и эта часть приемника называется линейной.

Пусть на вход приемника или его линейной части подается сигнал  $U_{\text{с1}}(t)$  и шум  $U_{\text{ш1}}(t)$  с известными свойствами:

$$U_{\text{вх}}(t) = U_{\text{с1}}(t) + U_{\text{ш1}}(t).$$

На выходе линейной части приемника появится напряжение

$$U_{\text{вых}}(t) = U_{\text{с2}}(t) + U_{\text{ш2}}(t),$$

где  $U_{\text{с2}}$  — сигнал на выходе линейной части приемника, который может быть представлен в виде

$$U_{\text{с2}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) k(\omega) e^{j\omega t} d\omega; \quad (1.73)$$

$U_{ш2}(t)$  — шум на выходе приемника, средний квадрат напряжения которого может быть представлен в виде

$$\overline{U_{ш2}^2(t)} = \overline{U_{ш2}^2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) |k(\omega)|^2 d\omega. \quad (1.74)$$

Величины напряжений сигнала и шума на выходе линейной части приемника, как и обычно, выражаются через спектральную плотность сигнала

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U_{с1}(t) e^{-i\omega t} dt, \quad (1.75)$$

спектральную плотность шума  $G(\omega)$  и частотную характеристику линейной части приемника  $k(\omega)$ .

Таким образом, отношение сигнал/шум на выходе линейной части приемника по мощности в момент  $t_0$  наличия сигнала равно

$$q = \frac{U_{с2}^2(t)}{\overline{U_{ш2}^2}} = \frac{1}{2\pi} \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) k(\omega) e^{i\omega t_0} d\omega \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) |k(\omega)|^2 d\omega}. \quad (1.76)$$

Оптимальный приемник будет иметь такое построение линейной части (фильтра), что величина  $q$  будет максимальна при известных и постоянных  $F(\omega)$  и  $G(\omega)$ .

Для нахождения частотной характеристики оптимального фильтра воспользуемся известным неравенством Шварца—Буняковского

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) k(\omega) e^{i\omega t_0} d\omega \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) |k(\omega)|^2 d\omega \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|F(\omega)|^2}{G(\omega)} d\omega. \quad (1.77)$$

Сопоставляя (1.76) и (1.77), получаем

$$q \leq q_{\max} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|F(\omega)|^2}{G(\omega)} d\omega. \quad (1.78)$$



Очевидно, фильтр с частотной характеристикой вида

$$k(\omega) = h \frac{F^*(\omega)}{G(\omega)} e^{-j\omega t_0} \quad (1.79)$$

будет оптимальным, так как подстановка (1.79) в (1.76) дает значение  $q_{\max}$ . Это означает, что оптимальный фильтр должен иметь коэффициент передачи тем больший, чем выше спектральная плотность полезного сигнала  $F(\omega)$  и чем меньше спектральная плотность шума  $G(\omega)$  в данной полосе частот.

Обычно можно считать спектральную плотность шума постоянной в полосе пропускания приемника:

$$G(\omega) = G = \text{const},$$

поэтому уравнение (1.79) запишется следующим образом:

$$k(\omega) = \frac{h}{G} F^*(\omega) e^{-j\omega t_0}.$$

Полагая  $h = G$ , получаем

$$k(\omega) = F^*(\omega) e^{-j\omega t_0}. \quad (1.80)$$

Частотная характеристика оптимального фильтра комплексно сопряжена со спектральной плотностью сигнала на входе, или, как говорят „согласована“ с сигналом. Это означает, что модули частотной характеристики  $|k(\omega)|$  и спектральной плотности полезного сигнала  $|F(\omega)| = |F^*(\omega)|$  или спектр амплитуд сигнала должны совпадать по форме, а наклоны фазовой характеристики фильтра и аргумента спектральной плотности противоположны. Поскольку справедливо равенство

$$F^*(\omega) = F(-\omega),$$

можно, подставив (1.80) в (1.73) и воспользовавшись последним соотношением, получить

$$U_{c_2}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(-\omega) F(\omega) e^{j\omega(t-t_0)} d\omega,$$

или

$$U_{c_2}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(-\omega) e^{j\omega(t-t_0)} \int_{-\infty}^{\infty} U_{c_2}(t') e^{-j\omega t'} dt' d\omega.$$



Изменим порядок интегрирования по  $t'$  и  $\omega$ :

$$\begin{aligned} U_{c_2}(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U_{c_1}(t') dt' \int_{-\infty}^{\infty} F(-\omega) \exp[j\omega(t - t_0 - t')] d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U_{c_1}(t') dt' \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \exp[j\omega(t' - t + t_0)] d\omega. \end{aligned}$$

Поскольку

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \exp[j\omega(t' - t + t_0)] d\omega = U_{c_1}(t' - t + t_0),$$

обозначив  $t - t_0 = \tau$ , получим

$$U_{c_2}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U_{c_1}(t) U_{c_1}(t - \tau) dt = \psi(\tau), \quad (1.81)$$

где  $\psi(\tau)$  — автокорреляционная функция входного сигнала. Значит, оптимальный фильтр с частотной характеристикой вида (1.79) или (1.80) дает на выходе максимум отношения сигнал/шум при выходном сигнале, повторяющем по форме автокорреляционную функцию входного сигнала. В этом смысле можно утверждать, что оптимальный фильтр эквивалентен коррелятору.

Следовательно,

$$U_{c_2}(t) = \psi(\tau) = \psi(t - t_0).$$

При  $t = t_0$  или  $\tau = 0$  получаем

$$U_{c_2}(t) = \psi(0) = \int_{-\infty}^{\infty} U_{c_1}^2(t) dt = \mathcal{E},$$

где  $\mathcal{E}$  — полная энергия сигнала на входе.

На основании равенства Парсеваля можно утверждать, что

$$\int_{-\infty}^{\infty} U_{c_1}^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F(\omega)|^2 d\omega = \mathcal{E}.$$

Поэтому, учитывая равенство (1.78), получаем для  $G(\omega) = G$

$$q_{\text{макс}} = \frac{\mathcal{E}}{G}. \quad (1.82)$$

Следовательно, максимальное отношение пиковой мощности сигнала к средней мощности шума на выходе линейной части оптимального приемника (или на выходе оптимального фильтра) не зависит от формы сигнала, а определяется отношением полной энергии сигнала на входе к спектральной плотности шума.

Если перейти, как это обычно делают, к средней мощности сигнала, то нужно учесть соотношение пиковой и средней мощностей:

$$P_{\text{макс}} = 2P_{\text{ср}}.$$

Следовательно, максимальное отношение средней мощности сигнала к средней мощности шума на выходе оптимального приемника равно

$$q_{1 \text{ макс}} = \frac{q_{\text{макс}}}{2} = \frac{\mathcal{E}}{2G}. \quad (1.83)$$

Физическая реализуемость фильтров с частотной характеристикой вида (1.79) или (1.80) связана с формой отклика фильтра на конкретный сигнал. Обычно пользуются так называемой импульсной переходной функцией, являющейся откликом на сигнал в виде  $\delta$ -функции. Спектр  $\delta$ -функции

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) e^{-j\omega t} dt = 1.$$

Отклик фильтра с частотной характеристикой  $k(\omega)$  получается как

$$\eta(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) k(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} k(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (1.84)$$

Найдем отклик оптимального фильтра:

$$\begin{aligned} \eta(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F^*(\omega) e^{j\omega(t-t_0)} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(-\omega) e^{j\omega(t-t_0)} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega(t_0-t)} d\omega = U_{\text{сг}}(t_0 - t). \end{aligned} \quad (1.85)$$

Таким образом, переходная характеристика оптимального фильтра

$$\eta(t) = U_{c1}(t_0 - t).$$

Очевидно, что фильтр реализуем лишь в случае

$$\eta(t) = 0 \text{ при } t < 0$$

или для оптимального фильтра

$$U_{c1}(t_0 - t) = 0 \text{ при } t < 0;$$

следовательно, необходимо, чтобы

$$U_{c1}(t) = 0 \text{ при } t > t_0. \quad (1.86)$$

Оптимальный фильтр осуществим в случае, когда сигнал на входе кончается до момента наступления максимума сигнала на выходе ( $t_0$ ). Это условие выполняется не всегда, но при применении кратковременных или ограниченных во времени сигналов его можно удовлетворить.

Возвращаясь к равенству (1.81), следует отметить, что на вход линейной части реального приемника приходит смесь сигнала  $U_{c1}(t)$  с шумом  $U_{ш1}(t)$ , поэтому выходное напряжение можно найти через известные отклик фильтра и сигнал на его входе:

$$U_{c2}(t) + U_{ш2}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} [U_{c1}(t') + U_{ш1}(t')] U_{c1}(t' + t_0 - t) dt'.$$

Таким образом, видно, что при подаче на вход оптимального линейного фильтра сигнала с шумом, на его выходе образуется взаимная корреляционная функция входного сигнала с шумом и чистого входного сигнала:

$$\begin{aligned} U_{c2}(t) + U_{ш2}(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} U_{c1}(t') U_{c1}(t' - t + t_0) dt' + \\ &+ \int_{-\infty}^{\infty} U_{ш1}(t') U_{c1}(t' - t + t_0) dt' = \psi_c(\tau, \Omega) + \psi_{ш}(\tau, \Omega). \end{aligned} \quad (1.87)$$

Выходной эффект складывается из двух корреляционных функций:

$\psi_c(\tau, \Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t) U_c(t - \tau) dt$  — автокорреляционной функции входного отраженного сигнала и

$\psi_{ш}(\tau, \Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U_{ш}(t) U_c(t - \tau) dt$  — взаимной корреляционной функции сигнала с шумом.

Первое слагаемое выражения (1.87) содержит полезную информацию, второе слагаемое оказывает мешающее действие (уменьшение вероятности обнаружения, снижение точности при измерении). Следовательно, при оценке свойств оптимальных приемников (их линейной части) можно пользоваться удобным аппаратом автокорреляционных функций или функций неопределенности зондирующего сигнала, добавляя каждый раз второе слагаемое  $\psi_{ш}(\tau, \Omega)$ . Наличие этой добавки в каждой реализации принимаемого сигнала создаст дополнительный фон над плоскостью  $\tau, \Omega$  и, кроме того, будет случайным образом смещать максимум тела неопределенности зондирующего сигнала. Поэтому тела и диаграммы искажаются или размываются за счет присутствия шумов при приеме и при оптимальной фильтрации сигнала. Однако все выводы о влиянии формы зондирующего сигнала на точность и разрешающую способность остаются в силе при условии оптимальности линейного фильтра.

Как было показано выше, основным отличием отраженных сигналов движущихся целей является (кроме запаздывания на  $t_{R_0}$ ) сдвиг по частоте на величину поправки Допплера  $\omega_D$ . При обычно используемых сигналах спектр последних, как правило, ограничен и симметричен относительно несущей частоты  $\omega_0$ , по крайней мере, часть спектра, расположенная в области положительных частот, поэтому его можно представить в виде

$$F(\omega) = F(\omega - \omega_0).$$

Если цель движется, то

$$F(\omega) \approx F[\omega - (\omega_0 + \omega_D)] = F(\omega - \omega_0 - \omega_D).$$

Следовательно, оптимальный линейный фильтр должен иметь следующую частотную характеристику:

$$k(\omega) = \frac{h}{G(\omega)} F^*(\omega - \omega_0 - \omega_D) e^{-j\omega t_0}. \quad (1.88)$$

Оптимальный фильтр в этом случае должен быть расстроен относительно несущей частоты зондирующего сигнала на величину  $\omega_D$ . При  $G(\omega) = G = h = \text{const}$

$$k(\omega) = F^*(\omega - \omega_0 - \omega_D) e^{-j\omega t_0} = F^*(\omega - \omega_D) e^{-j\omega t_0}. \quad (1.89)$$

Поскольку

$$U_{c2}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) k(\omega) e^{j\omega t} d\omega,$$

то, подставляя (1.89), получаем

$$U_{c2}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) F^*(\omega - \omega_D) e^{j\omega(t-t_0)} d\omega.$$

Полагая  $t - t_0 = \tau$ ,

$$U_{c2}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) F^*(\omega - \omega_D) e^{j\omega\tau} d\omega = \psi(\tau, \omega_D), \quad (1.90)$$

приходим опять к выводу, что оптимальный фильтр для обнаружения движущихся целей является коррелятором, так как выходной сигнал повторяет по форме автокорреляционную функцию входного сигнала. Следовательно, и с точки зрения оптимального приема сигналов движущихся целей автокорреляционная функция или функция неопределенности с учетом добавки шумовой компоненты является удобным критерием свойств используемого сигнала.

#### 1.4. ПРИЕМ И ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ НА ФОНЕ СИГНАЛОВ НЕПОДВИЖНЫХ ЦЕЛЕЙ

Простейшая задача фильтрации, или выделения сигнала движущейся цели на фоне сигнала неподвижной, формулируется следующим образом. Пусть имеются две точечные цели, движущая и неподвижная, в одной и той

же точке пространства (в пределах одного и того же объема импульсного пакета). Следовательно, в этом случае

$$t_{R_{01}} = t_{R_{02}} = t_{R_0},$$

$$\omega_1 = \omega_0,$$

$$\omega_2 = \omega_0 + \omega_D.$$

Тогда, воспользовавшись соотношением (1.79), получим для оптимального фильтра

$$k(\omega) = h \frac{F^*(\omega - \omega_0 - \omega_D)}{|F(\omega - \omega_0)|^2} e^{-j\omega t_0}. \quad (1.91)$$

При  $\omega_D = 0$  соотношение (1.91) преобразуется:

$$k(\omega) = \frac{h}{F(\omega - \omega_0)} e^{-j\omega t_0}.$$

Однако, как правило, отражение происходит от ряда неподвижных целей, расположенных в непосредственной близости от движущегося предмета, причем вследствие хаотического или произвольного взаимного расположения таких отражателей распределение фаз отраженных сигналов будет случайным. Следовательно, сложение всех сигналов на входе приемника также происходит со случайной фазой — некогерентно, поэтому интенсивность таких сигналов будет меньше, чем в случае синхронного сложения. Это можно показать.

Рассмотрим такой процесс как случайный. Пусть

$$g(\omega, A_0, \varphi) = g(\omega, A_0) e^{j\varphi} = A_0 F(\omega) e^{j\varphi},$$

где  $g(\omega, A_0, \varphi)$  — случайный процесс с параметрами  $\omega$ ,  $A_0$  и  $\varphi$ ;

$\omega$  — частота заполнения;

$A_0$  — амплитуда;

$\varphi$  — фаза заполнения;

$\omega$  и  $A_0$  — постоянные параметры,

а  $\varphi$  — вследствие вышеуказанных обстоятельств случайный параметр.

Тогда спектр процесса будет состоять из двух частей:

$$\Phi(\omega)_\Sigma = \Phi_H(\omega) + \Phi_D(\omega),$$

где  $\Phi_H(\omega)$  — непрерывная часть спектра;

$\Phi_D(\omega)$  — дискретная часть спектра.

Пользуясь методом, описанным в работах Цянь Сюэ-Сеня и Б. Р. Левина [1.5, 1.6], находим

$$\Phi_H(\omega) = \frac{2}{T_H} \{k(\omega) - |H(\omega)|^2\},$$

$$\Phi_d(\omega) = \frac{4\pi}{T_H^2} |H(\omega)|^2 \sum_{-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{T_H}\right).$$

Здесь

$$H(\omega) = m_1 \{g(\omega, A_0, \varphi)\} = \overline{g(\omega, A, \varphi)} = \bar{g},$$

$$k(\omega) = m_1 \{|g(\omega, A_0, \varphi)|^2\} = \overline{|g(\omega, A, \varphi)|^2} = |\bar{g}|^2,$$

где  $m_1 \{ \}$  — математическое ожидание.

Тогда

$$\Phi(\omega)_\Sigma = \frac{2}{T_H} \left\{ |\bar{g}|^2 - |\bar{g}|^2 + \frac{2\pi}{T_H} |\bar{g}|^2 \sum_{-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{T_H}\right) \right\}. \quad (1.92)$$

Пусть начальная фаза распределения равновероятна в пределах от  $-\pi$  до  $\pi$ , или в пределах от 0 до  $2\pi$ . Тогда

$$p(\varphi) = \frac{1}{2\pi}.$$

Поэтому

$$H(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} A_0 F(\omega) e^{i\varphi} p(\varphi) d\varphi = \int_{-\pi}^{\pi} A_0 F(\omega) e^{i\varphi} \frac{1}{2\pi} d\varphi = 0,$$

$$\begin{aligned} k(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} A_0^2 |F(\omega)|^2 p(\varphi) d\varphi = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} A_0^2 |F(\omega)|^2 \frac{1}{2\pi} d\varphi = A_0^2 |F(\omega)|^2, \end{aligned}$$

где  $F(\omega)$  — спектр процесса (одной реализации);

$p(\varphi)$  — плотность распределения вероятности фазы высокочастотного заполнения.

Следовательно,

$$\Phi_\Sigma(\omega) = \frac{2}{T_H} k(\omega) = \frac{2A_0^2}{T_H} |F(\omega)|^2.$$



Пронормировав спектр, получим

$$\Phi_{\Sigma}(\omega) = \frac{1}{T_{\Pi}} |F(\omega)|^2.$$

Это спектр исходного одиночного процесса, меньший по интенсивности в  $T_{\Pi}$  раз. Коэффициент, показывающий степень уменьшения интенсивности процесса при известном среднем числе повторяемых процессов в единицу времени, обозначим  $\sigma$  [1.7]. В нашем случае  $\sigma = \frac{1}{T_{\Pi}}$ , поэтому

$$\Phi_{\Sigma}(\omega) = \sigma |F(\omega)|^2.$$

Для условий нашей задачи это соотношение запишется в виде

$$\Phi_{\Sigma}(\omega) = \sigma |F(\omega - \omega_0)|^2.$$

Поэтому характеристика оптимального фильтра будет

$$k(\omega) = \frac{h}{\sigma} \frac{F^*(\omega - \omega_0 - \omega_D)}{|F(\omega - \omega_0)|^2} e^{-j\omega t_0}, \quad (1.93)$$

для случая  $\omega_D = 0$  и  $\frac{h}{\sigma} e^{-j\omega t_0} = 1$ , получаем характеристику фильтра, предложенного Урковицем [1.8]:

$$k(\omega) = \frac{1}{F(\omega)}.$$

При этом на выходе фильтра полезный сигнал будет

$$U_{c2}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) k(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega t} d\omega = \delta(t)$$

и отношение

$$\frac{U_{c2}^2(t_0)}{U_{\Pi 2}^2(t_0)} \rightarrow \infty.$$

Однако следует иметь в виду, что напряжение на выходе оптимального фильтра может быть представлено как

$$U_{c2}(t) = \psi(t - t_0).$$



Следовательно, с учетом запаздывания ( $t_R$ ), сдвига по частоте ( $\omega_D$ ) и изменения амплитуды ( $U_m$ )

$$U_{c1} = U_m U_{c1}(t - t_R) \exp[-j(\omega_D t - t_R)]$$

и спектр сигнала на выходе фильтра, оптимального для сигнала вида  $U_{c1}(t)(F_1(\omega))$ , можно представить как

$$F_{\text{ВЫХ}}(\omega) = F_{\text{ВХ}}(\omega) k(\omega) = F_{\text{ВХ}}(\omega) \frac{h}{G} F_1^*(\omega) e^{-j\omega t_0}.$$

Обозначая  $\frac{h}{G} = k_0$  и учитывая, что

$$F_{\text{ВХ}}(\omega) = U_m e^{j\omega_0 t_R} F_1(\omega + \omega_D) e^{-j\omega t_R},$$

получаем

$$F_{\text{ВЫХ}}(\omega) = k_0 U_m e^{j\omega_0 t_R} F_1(\omega + \omega_D) F_1^*(\omega) \exp[-j\omega(t_R + t_0)].$$

Обозначая  $\omega_0 t_R = \varphi_\Sigma$ ,  $\omega_D = \Omega$ , приходим к соотношению

$$F_{\text{ВЫХ}}(\omega) = k_0 U_m e^{j\varphi_\Sigma} F_1(\omega + \Omega) F_1^*(\omega) \exp[-j\omega(t_R + t_0)].$$

Выходное напряжение оптимального фильтра будет равно

$$\begin{aligned} U_{c2}(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_{\text{ВЫХ}}(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \\ &= \frac{k_0 U_m e^{j\varphi_\Sigma}}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(\omega + \Omega) F_1^*(\omega) \exp[-j\omega(t_R + t_0 - t)] d\omega = \\ &= \frac{k_0 U_m e^{j\varphi_\Sigma}}{2\pi} \psi(t_R + t_0 - t, \Omega). \end{aligned}$$

Мощность сигнала

$$P_2(t) = |U_{c2}(t)|^2 = \frac{k_0^2 U_m^2}{4\pi^2} \psi^2(t_R + t_0 - t, \Omega).$$

Величину  $k_0$  можно определить по условию отсутствия потерь в оптимальном фильтре

$$\mathcal{E}_2 = \frac{1}{2} \int_0^\infty P_2(t) dt = \frac{U_m^2 k_0^2}{2 \cdot 4\pi^2} \int_0^\infty \psi^2(t, \Omega) dt.$$

Энергия входного сигнала равна

$$\mathcal{E}_1 = \frac{U_m^2}{2} T_0 = \frac{U_m^2}{2\Delta F},$$

где  $T_0$  — длительность сигнала;

$\Delta F$  — ширина спектра сигнала модулирующей функции.

Поэтому при отсутствии потерь  $\mathcal{E}_2 = \mathcal{E}_1$  и

$$\frac{1}{k_0^2} = \frac{1}{4\pi^2 T_0} \int_0^\infty \psi^2(t, \Omega) dt = 1.$$

Таким образом, после нормирования имеем

$$P_2(t) = \Delta F \mathcal{E}_1 \rho^2(\tau, \Omega).$$

Мощность мешающего сигнала от совокупности произвольно расположенных отражателей можно определить путем суммирования сигналов на входе или выходе линейного оптимального фильтра:

$$U_{1\Sigma}(t) = \sum_i^N U_i(t),$$

$$\begin{aligned} P_{1\Sigma}(t) &= |U_{1\Sigma}(t)|^2 = \sum_i \sum_k U_{i\Sigma}(t) U_{k\Sigma}^*(t) = \\ &= \sum_i |U_i(t)|^2 + \sum_i \sum_{k \neq i} U_i(t) U_k^*(t). \end{aligned}$$

При хаотическом изменении взаимного расположения отражателей следует перейти к статистическим средним при вычислении мощности, тогда

$$\begin{aligned} \overline{P}_{1\Sigma} &= \overline{\sum_i |U_i(t)|^2} + \overline{\sum_i \sum_{i \neq k} U_i(t) U_k^*(t)} = \\ &= \sum_i \overline{U_{mi}^2 |U_i(t - t_{Ri})|^2} + \\ &+ \overline{\sum_i \sum_{k \neq i} U_{mi} U_{mk} U_i(t - t_{Ri}) U_k^*(t - t_{Rk}) \exp[j(\varphi_{\Sigma i} - \varphi_{\Sigma k})]}. \end{aligned}$$

Второе слагаемое из-за случайной фазировки слагаемых суммы после усреднения будет равно нулю, поэтому

$$\bar{P}_{1\Sigma} = 2\Delta F \sum_i \mathcal{G}_i |U_i(t - t_{Ri})|^2.$$

Аналогично можно записать выходное напряжение и выходную мощность мешающих сигналов:

$$U_{2\Sigma}(t) = \sum_i U_{2i}(t) = k_0 \sum_i U_{mi} e^{i\varphi_i} \psi_i(\tau_i, \Omega_i),$$

$$P_{2\Sigma}(t) = \sum_i \sum_k U_{2i}(t) U_{2k}^*(t).$$

Средняя мощность

$$\bar{P}_{2\Sigma} = \overline{\sum_i |U_{2i}(t)|^2} = 2\Delta F \sum_i \mathcal{G}_i \rho_i(\tau_i, \Omega_i).$$

При непрерывном распределении совокупности отражателей можно ввести функцию, характеризующую распределение энергии мешающих сигналов на плоскости  $\tau, \Omega$ :

$$\mathcal{G}_i = \mathcal{G}(\tau, \Omega) = \mathcal{G}(t_R + \tau, \omega_D + \Omega).$$

Тогда

$$P_{2\Sigma} = \frac{\Delta F}{\pi} \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty \mathcal{G}(t_R + \tau, \omega_D + \Omega) \rho^2(\tau, \Omega) d\tau d\Omega.$$

Таким образом, отношение мощности полезного сигнала точечной цели к мощности мешающего сигнала распределенной цели равно

$$q_1 = \frac{\pi \mathcal{G}_1 \rho^2(\tau, \Omega)}{\int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty \mathcal{G}(t_R + \tau, \omega_D + \Omega) \rho^2(\tau, \Omega) d\tau d\Omega}.$$

Последнее соотношение имеет смысл только в пределах области взаимного существования функций  $\mathcal{G}(\tau, \Omega)$  и  $\rho^2(\tau, \Omega)$  (рис. 1.20). Следовательно, величина  $q$  зависит от расположения цели относительно области помех, а также от формы зондирующего сигнала и формы функции распределения помехи [1.9].

Сложность таких фильтров, а также необходимость селективировать именно сигналы движущихся целей ( $\omega_D \neq 0$ ) привели к тому, что обычно используются фильтры, рас-

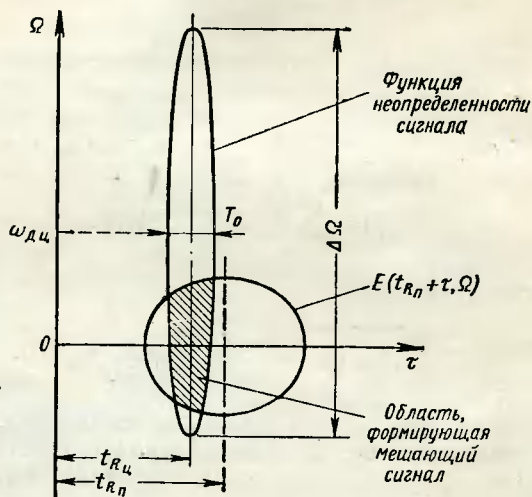


Рис. 1.20. К вопросу о формировании мешающего сигнала от совокупности распределенных отражателей.

считанные на фильтрацию на фоне постоянного уровня шумов и помех, т. е.  $F_x(\omega - \omega_0) = F = \text{const}$ , и поэтому оптимальной является характеристика

$$k(\omega) = F^*(\omega - \omega_0 - \omega_D). \quad (1.94)$$

Следовательно, выбор формы частотной характеристики оптимального фильтра зависит от вида принимаемого отраженного сигнала или от формы его спектра.

Практически вследствие соотношения

$$|k(\omega)| = |F^*(\omega - \omega_0 - \omega_D)| = |F(\omega - \omega_0 - \omega_D)|$$

принимают во внимание амплитудный спектр отраженного сигнала. Поэтому остановимся подробнее на наиболее часто встречающихся радиолокационных сигналах и их спектрах.

Рассмотрим гармоническое колебание:

$$U(t) = \text{Re} \{ U_m(t) e^{i(\omega_0 t + \varphi_0)} \}.$$

Спектр такого сигнала хорошо известен и при  $U_m(t) = U_0 = \text{const}$ ,  $\omega_0 = \text{const}$  и  $\varphi_0 = \text{const}$  легко находится:

$$\begin{aligned} F(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} U_0 e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} e^{-j\omega t} dt = \\ &= U_0 e^{j\varphi_0} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j(\omega - \omega_0)t} dt = 2\pi U_0 e^{j\varphi_0} \delta(\omega_0). \end{aligned}$$

Пронормировав это выражение и ограничившись амплитудной частью спектра, получим:

$$|F(\omega)| = \delta(\omega_0). \quad (1.95)$$

Следовательно, бесконечное гармоническое колебание имеет спектр в виде  $\delta$ -функции на частоте колебания.

Однако за счет перемещения антенны радиолокатора при обзоре и за счет непостоянства скорости движения цели интервал наблюдения ограничен. Поэтому бесконечное колебание является неоправданной моделью и следует перейти к спектру ограниченного во времени отрезка или обрывка гармонического колебания.

В этом случае при длительности отрезка  $\tau$  получаем

$$\begin{aligned} F(\omega) &= \int_0^{\tau} U_0 \exp[j(\omega_0 t + \varphi_0)] e^{-j\omega t} dt = \\ &= U_0 e^{j\varphi_0} \int_0^{\tau} \exp[-j(\omega - \omega_0)t] dt = U_0 e^{j\varphi_0} \frac{1 - \exp[-j(\omega - \omega_0)\tau]}{-j(\omega - \omega_0)} = \\ &= U_0 \tau \frac{\sin \frac{(\omega - \omega_0)\tau}{2}}{\frac{\omega - \omega_0}{2}} e^{j\varphi_0}. \end{aligned} \quad (1.96)$$

Таким образом, амплитудная часть нормированного спектра имеет вид

$$|F(\omega)| = \frac{\sin X}{X}, \quad (1.97)$$

где

$$X = \frac{\omega - \omega_0}{2} \tau.$$

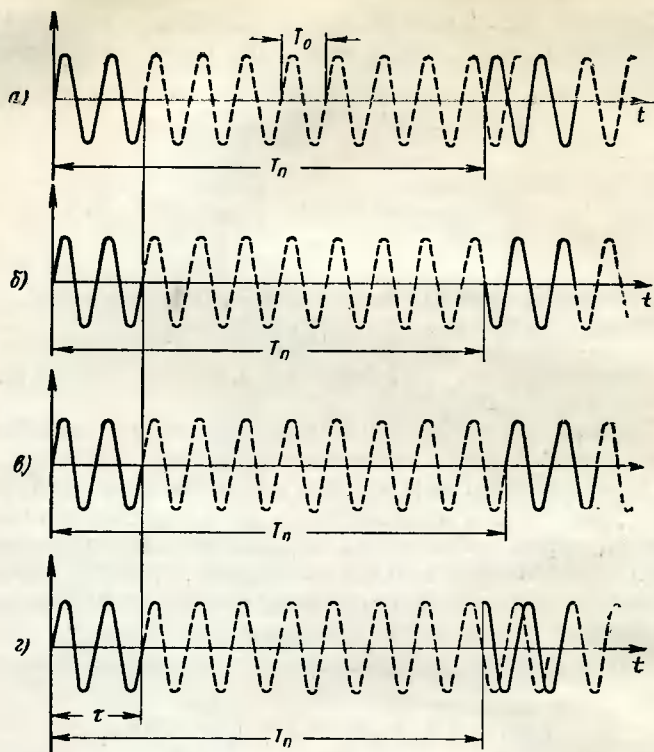


Рис. 1.21. Бесконечные последовательности радиоимпульсов.

При изменении амплитуды  $U_m$  по закону, определяемому характеристикой направленности антенны радиолокатора, например

$$U_m = U_0 e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2} \quad \text{при } 0 < t < \infty,$$

получаем нормированный спектр вида

$$|F(\omega)| = \exp\left[-\frac{(\omega - \omega_0)^2 \tau^2}{4}\right]. \quad (1.98)$$

Эти примеры хорошо иллюстрируют то обстоятельство, что при ограничении сигнала во времени его спектр расплывается. Ширина спектра определяется в основном длительностью процесса  $\tau$ , а форма спектра — фор-

мой огибающей процесса  $U_m(t)$ . По существу, здесь идет речь о спектре радиоимпульса длительностью  $\tau$ .

При бесконечно повторяемом импульсном процессе спектр последовательности радиоимпульсов видоизменяется. Однако здесь может быть несколько случаев:

а) периодическая последовательность радиоимпульсов (рис. 1.21,а);

б) последовательность импульсов с когерентным заполнением (когерентные импульсы), см. рис. 1.21,б;

в) периодическая последовательность когерентных радиоимпульсов (см. рис. 1.21,в);

г) периодические радиоимпульсы со случайной фазой заполнения (рис. 1.21,г).

Случай а соответствует чисто периодическому радиоимпульсному процессу. Поэтому его спектр находится по известному спектру одиночного радиоимпульса  $F_1(\omega)$ .

В самом деле,

$$F_1(\omega) = \frac{1 - e^{-j(\omega - \omega_0)\tau}}{\omega - \omega_0} e^{j\varphi_{\Sigma_1}} = \frac{\sin \frac{(\omega - \omega_0)\tau}{2}}{\omega - \omega_0} e^{j\varphi_{\Sigma_1}}.$$

Периодическое повторение импульса дает с учетом теоремы запаздывания

$$\begin{aligned} F_{\Sigma}(\omega) &= F_1(\omega) + F_1(\omega) e^{-j\omega T_0} + \dots + F_1(\omega) e^{-j(N-1)\omega T_0} = \\ &= F_1(\omega) \sum_{k=0}^{N-1} e^{-j k \omega T_0}. \end{aligned}$$

Используя формулу суммы  $N$  членов геометрической прогрессии, получаем

$$F_{\Sigma}(\omega) = F_1(\omega) \frac{1 - e^{-jN\omega T_0}}{1 - e^{-j\omega T_0}} = F_1(\omega) \frac{\sin \frac{N\omega T_0}{2}}{\sin \frac{\omega T_0}{2}} e^{j\varphi_{\Sigma_2}}. \quad (1.99)$$

При  $N \rightarrow \infty$

$$F_{\Sigma}(\omega) = F_1(\omega) \frac{1}{1 - e^{-j\omega T_0}} = F_1(\omega) \frac{1}{\sin \frac{\omega T_0}{2}} e^{j\varphi_{\Sigma_2}} \quad (1.100)$$

или

$$F_{\Sigma}(\omega) = F_1(\omega) \sum_0^{\infty} e^{j\omega k T_{\Pi}} = \frac{1}{T_{\Pi}} F_1(\omega) \sum_{-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{T_{\Pi}}\right).$$

Таким образом, для бесконечной последовательности периодических радиоимпульсов получаем

$$F_{\Sigma}(\omega) = \frac{\sin \frac{(\omega - \omega_0) \tau}{2}}{\omega - \omega_0} \frac{1}{\sin \frac{\omega T_{\Pi}}{2}} e^{j\varphi_{\Sigma}}.$$

Амплитудный нормированный спектр равен

$$|F_{\Sigma}(\omega)| = \left| \frac{\sin X}{X} \frac{1}{\sin Y} \right| = \left| \frac{\sin X}{X} \right| \sum_{-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{T_{\Pi}}\right), \quad (1.101)$$

где  $X = \frac{(\omega - \omega_0) \tau}{2}$ , а  $Y = \frac{\omega T_{\Pi}}{2}$ .

Огибающая спектра определяется параметрами огибающей импульсов, а ее положение на частотной оси — частотой заполнения. Расположение дискретных линий зависит от частоты повторения импульсов, а их положение привязано к нулю оси частот.

Однако, например в случае б, процесс в виде последовательности импульсов не является чисто периодическим. Значит для нахождения спектра таких импульсов нельзя использовать аппарат рядов Фурье. В таких случаях для нахождения спектра процесса, который может быть представлен в виде произведения двух функций, удобно пользоваться аппаратом свертки в комплексной области преобразования Лапласа.

В самом деле, весь процесс  $f_{\Sigma}(t)$  может быть представлен в виде произведения двух процессов, а и б:

$$f_{\Sigma}(t) = f_a(t) f_b(t).$$

Например,

$$f_{\Sigma}(t) = U_m(t) e^{j(\omega_0 t + \varphi)},$$

где  $U_m(t) = f_a(t)$  — модулирующая функция, или огибающая;



$e^{j(\omega_0 t + \varphi)} = f_{\sigma}(t)$  — заполнение импульса, или несущее колебание.

Известно, что если

$$f_a(t) \doteq F_a(p),$$

$$f_{\sigma}(t) \doteq F_{\sigma}(p),$$

то  $f_a(t) f_{\sigma}(t) \doteq F_{\Sigma}(p)$ , причем этот суммарный спектр находится по теореме свертки в комплексной области спектров исходных функций:

$$F_{\Sigma}(p) = \text{свертка } F_a(p) F_{\sigma}(p) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F_a(p-q) F_{\sigma}(q) dq. \quad (1.102)$$

Перемножению функций в вещественной области соответствует свертка спектров функций в комплексной области.

Операцию свертки можно иллюстрировать графически последовательностью следующих операций. Пусть имеется две функции,  $f_a(t)$  и  $f_{\sigma}(t)$ , со спектрами  $F_a(p)$  и  $F_{\sigma}(p)$ . Изображение этих спектров представим особыми точками (например, полюсами) на комплексной плоскости  $\sigma, j\omega$  (рис. 1.22,а).

Первая операция согласно (1.102) — замена  $F_a(q)$  на  $F_a(-q)$ , т. е. отражение, иллюстрируется рис. 1.22,б; вторая операция — замена  $F_a(-q)$  на  $F_a(p-q)$ , т. е. смещение, — рис. 1.22,в, а третья операция — умножение  $F_a(p-q)$  на  $F_{\sigma}(q)$ , что эквивалентно сложению особых точек на плоскости, — рис. 1.22,г.

Четвертую операцию — интегрирование

$$\frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F_a(p-q) F_{\sigma}(q) dq,$$

можно выполнить, вычисляя вычеты в полюсах в области сходимости. При определении области сходимости нужно учесть ограничение операции смещения  $\sigma_{\sigma} < c_2 < \sigma - \sigma_a$ , где  $\sigma_a$  и  $\sigma_{\sigma}$  — абсциссы границы области сходимости функций  $F_a$  и  $F_{\sigma}$ . Поэтому линия  $c_2$  проходит всегда между особыми точками функции  $F_{\sigma}(q)$  и  $F_a(p-q)$  (рис. 1.22,д).

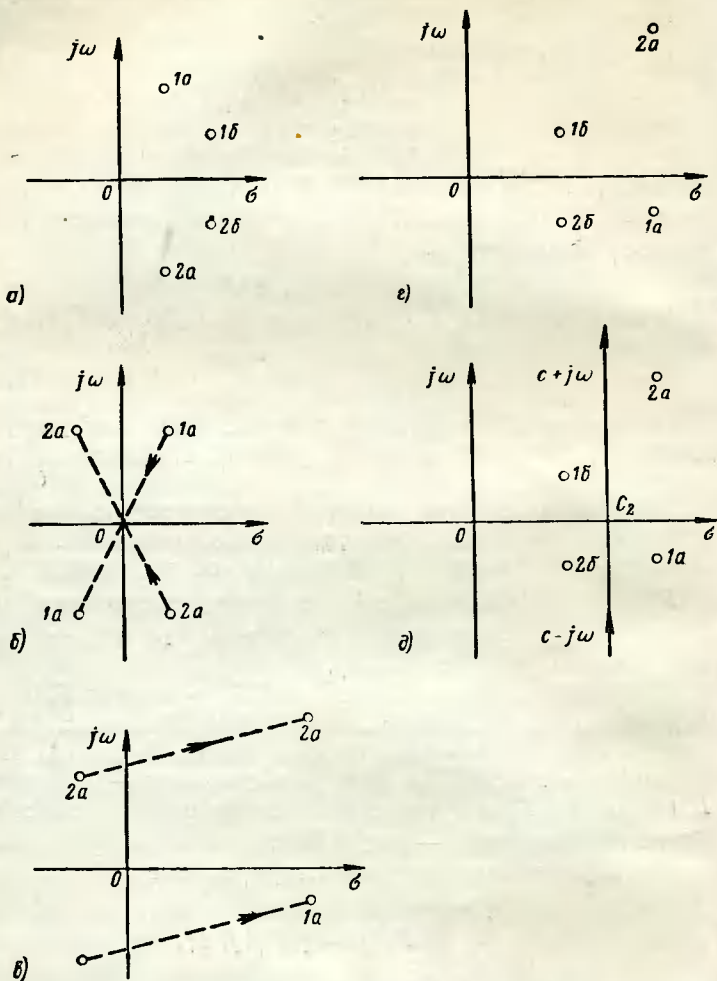


Рис. 1.22. Свертка спектров функций в комплексной области:  
 $a$ —особые точки спектров  $F_a(p)$  и  $F_b(p)$  в комплексной плоскости;  $б$ —операция отражения спектра  $F_a(-q)$  в комплексной плоскости;  $в$ —операция смещения спектра  $F_a(p-q)$  в комплексной плоскости;  $г$ —операция умножения спектров  $F_a(p-q)$  и  $F_b(q)$  в комплексной плоскости;  $д$ —граница области сходимости интеграла свертки.

Наиболее простая и часто используемая разновидность теоремы свертки заключается в следующем. Пусть

$$f_a(t) \doteq F_a(p) \text{ и } f_6(t) \doteq F_6(p)$$

и пусть  $F_a(p) = \frac{A_a(p)}{B_a(p)}$  — рациональная дробь, имеющая  $n$  простых полюсов. Тогда при  $t \geq 0$

$$f_a(t) = \sum_{i=1}^n \frac{A_a(p_i)}{B'_a(p_i)} e^{p_i t},$$

а

$$f_a(t) f_6(t) = \sum_{i=1}^n \frac{A_a(p_i)}{B'_a(p_i)} e^{p_i t} f_6(t).$$

Следовательно,

$$\begin{aligned} F_z(p) &= \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \sum_{i=1}^n \frac{A_a(p_i)}{B'_a(p_i)} e^{p_i t} f_6(t) e^{-p t} dt = \\ &= \sum_{i=1}^n \frac{A_a(p_i)}{B'_a(p_i)} \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} f_6(t) e^{-(p-p_i)t} dt = \\ &= \sum_{i=1}^n \frac{A_a(p_i)}{B'_a(p_i)} F_6(p-p_i). \end{aligned} \quad (1.103)$$

Рассмотрим теперь как пример нахождение спектра последовательности прямоугольных импульсов с когерентным заполнением:

$$U(t) = \left\{ \sum_{k=0}^N U_m(t - kT_n) \right\} e^{j(\omega_0 t + \varphi)}.$$

Тогда

$$f_a(t) = e^{j(\omega_0 t + \varphi)},$$

$$f_6(t) = \sum_{k=0}^N U_m(t - kT_n).$$

Импульсный процесс  $f_{\sigma}(t)$  можно записать и через  $\delta$ -функцию:

$$f_{\sigma}(t) = \sum_{k=0}^N U_m(t) \delta(t - kT_{\Pi}).$$

Спектр одиночного импульса модулирующей функции равен

$$F_1(p) = \int_0^{\tau} U_0 e^{-pt} dt = U_0 \frac{1 - e^{-p\tau}}{p}. \quad (1.104)$$

Спектр последовательности импульсов огибающей можно найти, используя теорему запаздывания:

$$\begin{aligned} F_{\sigma}(p) &= F_1(p) + F_1(p) e^{-pT_{\Pi}} + \dots + F_1(p) e^{-(N-1)pT_{\Pi}} = \\ &= F_1(p) [1 + e^{-pT_{\Pi}} + \dots + e^{-(N-1)pT_{\Pi}}] = \\ &= F_1(p) \sum_{k=0}^N e^{-pkT_{\Pi}} = F_1(p) \frac{1 - e^{-NpT_{\Pi}}}{1 - e^{-pT_{\Pi}}}. \end{aligned} \quad (1.105)$$

При  $N \rightarrow \infty$  получаем

$$F_{\sigma}(p) = F_1(p) \frac{1}{1 - e^{-pT_{\Pi}}}. \quad (1.106)$$

Спектр гармонического колебания был нами найден:

$$F_a(\omega) = \delta(\omega_0).$$

Однако проще использовать одностороннее преобразование Лапласа, которое дает иное выражение спектра гармонического колебания:

$$U(t) = U_m \sin \omega_0 t.$$

Тогда

$$\begin{aligned} F_a(p) &= \int_0^{\infty} \sin \omega_0 t e^{-pt} dt = \frac{1}{2j} \int_0^{\infty} e^{-(p-j\omega_0)t} dt - \\ &- \frac{1}{2j} \int_0^{\infty} e^{-(p+j\omega_0)t} dt = \frac{\omega_0}{p^2 + \omega_0^2}. \end{aligned} \quad (1.107)$$

Теперь используем теорему свертки:

$$F_{\Sigma}(p) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F_a(p-q) F_b(q) dq = \\ = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{\omega_0}{[(p-q)^2 + \omega_0^2]} \frac{1 - e^{-q\tau}}{q(1 - e^{-qT_n})} dq. \quad (1.108)$$

Вычисление интеграла удобно выполнить с помощью теоремы о вычетах:

$$\frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{\omega_0}{[(p-q)^2 + \omega_0^2]} \frac{1 - e^{-q\tau}}{q(1 - e^{-qT_n})} dq = \Sigma \text{ res.} \quad (1.109)$$

Указанный интеграл равен сумме вычетов в полюсах подынтегральной функции в области ее сходимости (рис. 1.23).

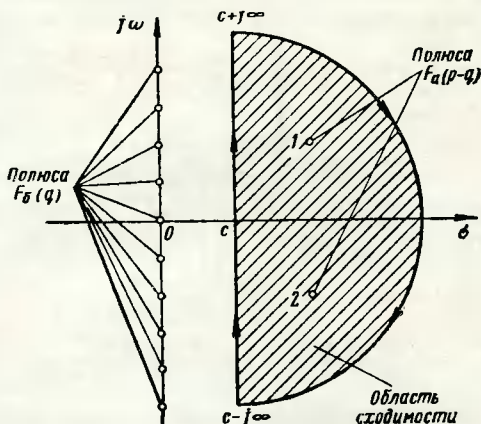


Рис. 1.23. Область сходимости интеграла (1.109).

Область сходимости легко найти из условия, что при  $\tau > 0$  и при  $|q| \rightarrow \infty$  должно стремиться к нулю подынтегральное выражение

$$\frac{1 - e^{-q\tau}}{[(p-q)^2 + \omega_0^2] q (1 - e^{-qT_n})} \rightarrow 0,$$

а это возможно только при  $q > 0$ , и, следовательно, контур интегрирования должен охватывать область сходимости так, как показано на рис. 1.23.

Полюса находятся, если приравнять нулю знаменатель  $F_a(p - q)$ :

$$[(p - q_{1,2})^2 + \omega_0] = 0,$$

что дает значения двух сопряженных полюсов

$$q_{1,2} = p \mp j\omega_0.$$

Тогда

$$\begin{aligned} \text{res}_{1,2} &= \lim_{q \rightarrow q_{1,2}} \frac{f(q)}{\varphi'(q)} = \\ &= \lim_{q \rightarrow q_{1,2}} \frac{\omega_0 (1 - e^{-q\tau})}{[(p - q)^2 + \omega_0^2] [qT_{\pi} e^{-qT_{\pi}} + (1 - e^{-qT_{\pi}})] - q(1 - e^{-qT_{\pi}}) 2(p - q)} = \\ &= \frac{(1 - \exp[(p \pm j\omega_0)\tau])}{\pm 2j(p \pm j\omega_0)(1 - \exp[-(p \pm j\omega_0)T_{\pi}])}. \end{aligned}$$

Таким образом,

$$\begin{aligned} F_{\Sigma}(p) &= \sum_{1,2} \text{res} = \frac{1 - \exp[-(p + j\omega_0)\tau]}{2j(p + j\omega_0)(1 - \exp[-(p + j\omega_0)T_{\pi}])} - \\ &- \frac{1 - \exp[-(p - j\omega_0)\tau]}{2j(p - j\omega_0)(1 - \exp[-(p - j\omega_0)T_{\pi}])}. \end{aligned}$$

Переходя к круговой частоте  $p \rightarrow j\omega$ , получаем выражение частотного спектра

$$\begin{aligned} F_{\Sigma}(\omega) &= \frac{1 - \exp[-j(\omega - \omega_0)\tau]}{2(\omega - \omega_0)(1 - \exp[-j(\omega - \omega_0)T_{\pi}])} - \\ &- \frac{1 - \exp[-j(\omega + \omega_0)\tau]}{2(\omega + \omega_0)(1 - \exp[-j(\omega + \omega_0)T_{\pi}])}. \end{aligned} \quad (1.110)$$

Выражение легко преобразуется к привычному виду

$$\begin{aligned} F_{\Sigma}(\omega) &= \frac{\sin \frac{(\omega - \omega_0)\tau}{2}}{\frac{(\omega - \omega_0)\tau}{2}} \frac{1}{\sin \frac{(\omega - \omega_0)T_{\pi}}{2}} e^{j\varphi_{\Sigma_1}} - \\ &- \frac{\sin \frac{(\omega + \omega_0)\tau}{2}}{\frac{(\omega + \omega_0)\tau}{2}} \frac{1}{\sin \frac{(\omega + \omega_0)T_{\pi}}{2}} e^{j\varphi_{\Sigma_2}}. \end{aligned} \quad (1.111)$$

Результирующий спектр состоит из суммы спектров одинаковой формы, максимумы огибающих которых симметрично сдвинуты на частоты  $\pm \omega_0$ . Спектр имеет ли-

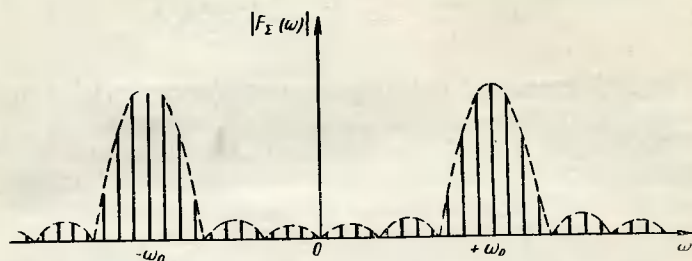


Рис. 1.24. Спектр радиоимпульсов, показанных на рис. 1.21,б.

нейчатую структуру, и дискретные линии расположены симметрично частотам  $\pm \omega_0$ , и, следовательно, максимум спектров и отстоят друг от друга на величину  $\Omega_{\Pi} = \frac{2\pi}{T_{\Pi}} = 2\pi F_{\Pi}$  (рис. 1.24).

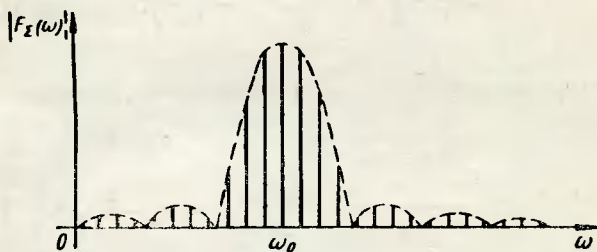


Рис. 1.25. Спектр радиоимпульсов, показанных на рис. 1.21,б в области положительных частот.

При часто выполняющемся условии  $\omega_0 \gg \frac{2\pi}{\tau}$  два сдвинутых спектра не перекрываются и можно ограничиться одним из них в области положительных частот (рис. 1.25). Выражение для спектра в этом случае

$$F_{\Sigma}(\omega) \approx \frac{1 - \exp[-j(\omega - \omega_0)\tau]}{2(\omega - \omega_0)(1 - \exp[-j(\omega - \omega_0)T_{\Pi}])} \quad (1.112)$$

или

$$|F_{\Sigma}(\omega)| = \left| \frac{\sin X}{X} \frac{1}{\sin Y} \right|, \quad (1.113)$$

где 
$$X = \frac{(\omega - \omega_0) \tau}{2}; \quad Y = \frac{(\omega - \omega_0) T_{\Pi}}{2}.$$

Первый сомножитель определяет форму огибающей спектра, а второй — дискретные линии спектра.

Рассмотрим подробнее вопрос о дискретности. Очевидно, расположение дискретных линий зависит от чередования нулей функции  $\sin Y$ . Учитывая периодический характер этой функции, можно считать, что

$$\begin{aligned} \frac{e^{j\varphi_{\Sigma}}}{\sin \frac{(\omega - \omega_0) T_{\Pi}}{2}} &= \frac{1}{1 - \exp[-j(\omega - \omega_0) T_{\Pi}]} = \\ &= \sum_0^{\infty} \exp[-j(\omega - \omega_0) T_{\Pi}] = \frac{T_{\Pi}}{T_{\Pi}} \sum_0^{\infty} \exp[-j(\omega - \omega_0) T_{\Pi}] = \\ &= \frac{1}{T_{\Pi}} \sum_0^{\infty} \delta\left(\omega - \omega_0 - \frac{2\pi k}{T_{\Pi}}\right). \end{aligned} \quad (1.114)$$

Нормированный амплитудный спектр представляется в виде

$$|F(\omega)| = \left| \frac{\sin \frac{(\omega - \omega_0) \tau}{2}}{\omega - \omega_0} \right| \sum_{n=0}^{\infty} \delta\left(\omega - \omega_0 - \frac{n 2\pi}{T_{\Pi}}\right). \quad (1.115)$$

Случай *в* (рис. 1.21) может быть найден как частный случай полученного результата. Например, положим

$$\omega_0 T_{\Pi} = m \cdot 2\pi,$$

т. е. в периоде повторения укладывается целое число периодов высокой частоты (заполнения). Тогда

$$F_{\Sigma}(\omega) \approx \frac{1 - \exp[-j(\omega - \omega_0) \tau]}{2(\omega - \omega_0)(1 - e^{-j\omega T_{\Pi}})}. \quad (1.116)$$



Произведя соответствующие выкладки, находим

$$|F_{\Sigma}(\omega)| = \left| \frac{\sin \frac{(\omega - \omega_0) \tau}{2}}{\omega - \omega_0} \right| \sum_{n=0}^{\infty} \delta \left( \omega - n \frac{2\pi}{T_{\Pi}} \right). \quad (1.117)$$

Отличим данного спектра от спектра, соответствующего случаю б, является кратность дискретных линий в спектре частот повторения  $F_{\Pi}$  или  $\Omega_{\Pi}$  относительно нуля оси частот (рис. 1.26). Этот случай соответствует ко-

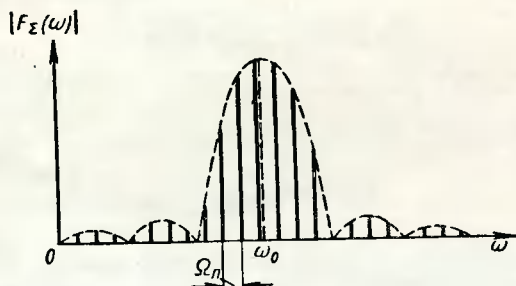


Рис. 1.26. Спектр радиоимпульсов, изображенных на рис. 1.21, а.

герентным периодическим радиоимпульсам. Наконец, при целом числе периодов заполнения в пределах импульса  $\omega_0 \tau = k \cdot 2\pi$  (при сохранившемся соотношении  $\omega_0 T_{\Pi} = m \cdot 2\pi$ ) получаем

$$|F_{\Sigma}(\omega)| = \left| \frac{\sin \frac{\omega \tau}{2}}{\omega - \omega_0} \right| \sum_{n=0}^{\infty} \delta \left( \omega - n \frac{2\pi}{T_{\Pi}} \right). \quad (1.118)$$

Спектр деформируется так, как показано на рис. 1.27. Здесь соблюдается кратность частоты заполнения  $\omega_0$  частоте повторения  $\Omega_{\Pi}$ . Интересно, что и для случая а при  $\omega_0 \tau = k \cdot 2\pi$  получается точно такой же результат.

Энергетический спектр случая г радиоимпульсов со случайной начальной фазой заполнения, когда начальная фаза распределена равномерно в пределах  $0-2\pi$ , мо-

жет быть получен применением соотношения (1.91). Тогда

$$F_{\Sigma}(\omega) = \sigma |F_1(\omega)|^2$$

или, если

$$F_1(\omega) = \frac{\sin \frac{(\omega - \omega_0) \tau}{2}}{\omega - \omega_0} e^{j \frac{(\omega - \omega_0) \tau}{2}}.$$

а  $\sigma = \frac{1}{T_{\Pi}}$ ,

то

$$F_{\Sigma}(\omega) = \frac{4\tau^2}{T_{\Pi}} \left( \frac{\sin X}{X} \right)^2,$$

где  $X = \frac{(\omega - \omega_0) \tau}{2}$ .

Генормировав это выражение, находим

$$F_{\Sigma}(\omega) = \left( \frac{\sin X}{X} \right)^2.$$

Следовательно, такому радиоимпульсному процессу соответствует сплошной спектр, форма которого определяется лишь огибающей одиночного радиоимпульса,

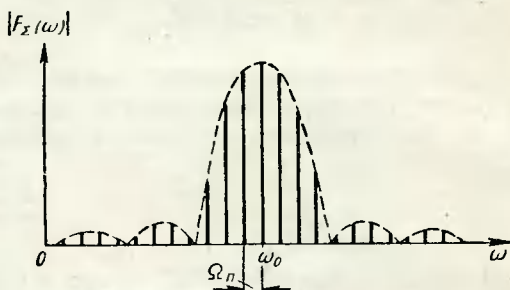


Рис. 1.27. Спектр радиоимпульсов, изображенных на рис. 1.21, в.

а положение на оси частот — несущей частотой процесса (рис. 1.28).

При ограниченных во времени последовательностях импульсов бесконечно тонкие дискретные линии спектров расплываются в соответствии с длительностью последовательности вырезки импульсов  $\tau_B = NT_{\Pi}$ .

В этом случае, повторяя все сделанные ранее операции, можно получить:

для случаев *a* и *в*

$$F_{\Sigma}(\omega) = \frac{\sin \frac{(\omega - \omega_0) \tau}{2}}{\omega - \omega_0} \frac{\sin \frac{N \omega T_n}{2}}{\sin \frac{\omega T_n}{2}} e^{j\varphi_{\Sigma}}; \quad (1.119)$$

для случая *б*

$$F_{\Sigma}(\omega) = \frac{\sin \frac{(\omega - \omega_0) \tau}{2}}{\omega - \omega_0} \frac{\sin \frac{N(\omega - \omega_0) T_n}{2}}{\sin \frac{(\omega - \omega_0) T_n}{2}} e^{j\varphi_{\Sigma}}. \quad (1.120)$$

Эти спектры показаны на рис. 1.29.

Очень часто на выходе фазочувствительных элементов радиолокаторов СДЦ образуются последовательности видеоимпульсов, модулированные по амплитуде ча-

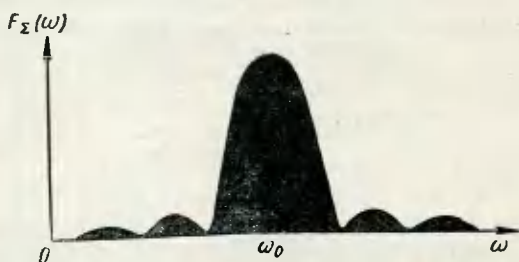


Рис. 1.28. Энергетический спектр радиоимпульсов (рис. 1.21, *з*).

стойкой  $\Omega$ . Спектр таких импульсов также легко находится с помощью теоремы свертки. Пусть имеется последовательность прямоугольных радиоимпульсов, амплитуда которых изменяется по закону

$$U_m = U_0 (1 + M \sin \Omega t).$$

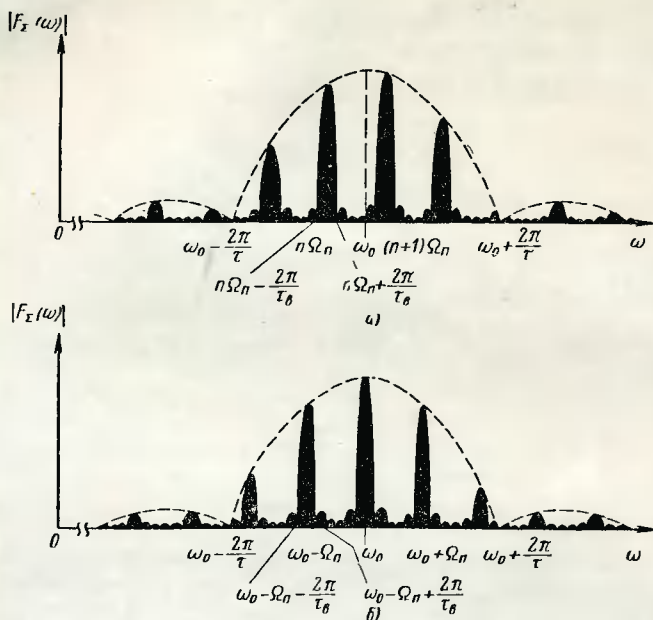


Рис. 1.29. Спектры ограниченных последовательностей радиоимпульсов:

а — периодические радиоимпульсы (рис. 1.21,а); б — когерентные радиоимпульсы (рис. 1.21,б).

Тогда

$$F_b(p) = \frac{1 - e^{-p\tau}}{p(1 - e^{-pT_n})},$$

а

$$F_a(p) = \int_0^{\infty} U_0(1 + M \sin \Omega t) e^{-pt} dt = \frac{U_0}{p} + MU_0 \frac{\Omega}{p^2 + \Omega^2}. \quad (1.121)$$

Ищем суммарный спектр, как сумму двух:

$$F_{\Sigma}(p) = F_{\Sigma_1}(p) + F_{\Sigma_2}(p),$$

где

$$F_{\Sigma_1}(p) = \text{свертка} \frac{U_0}{p} \frac{1 - e^{-p\tau}}{p(1 - e^{-pT_n})}.$$

Поскольку полюс выражения  $F_{a1}(p) = \frac{U_0}{p}$  лежит в точке  $p_k = 0$ , получаем, используя соотношение

$$F_{\Sigma_1}(p) = U_0 \frac{1 - e^{-p\tau}}{p(1 - e^{-pT_n})},$$

$$F_{\Sigma_2} = \text{свертка } \frac{U_0 M \Omega}{p^2 + \Omega^2} \frac{1 - e^{-p\tau}}{p(1 - e^{-pT_n})}.$$

Поскольку сопряженные полюса выражения  $F_{a2}(p) = \frac{U_0 M \Omega}{p^2 + \Omega^2}$  лежат в точках  $p_{12} = \pm j\Omega$ , получаем, используя соотношение (1.103),

$$F_{\Sigma_2}(p) = \frac{MU_0}{2j} \left\{ \frac{1 - \exp[-(p - j\Omega)\tau]}{(p - j\Omega)(1 - \exp[-(p - j\Omega)T_n])} - \frac{1 - \exp[-(p + j\Omega)\tau]}{(p + j\Omega)(1 - \exp[-(p + j\Omega)T_n])} \right\}. \quad (1.122)$$

Осуществляя переход  $p \rightarrow j\omega$ , находим

$$F_{\Sigma}(\omega) = U_0 \frac{1 - e^{-j\omega\tau}}{j\omega(1 - e^{-j\omega T_n})} + \frac{MU_0}{2} \left\{ \frac{1 - \exp[-j(\omega - \Omega)\tau]}{(\omega - \Omega)(1 - \exp[-j(\omega - \Omega)T_n])} - \frac{1 - \exp[-j(\omega + \Omega)\tau]}{(\omega + \Omega)(1 - \exp[-j(\omega + \Omega)T_n])} \right\}. \quad (1.123)$$

Последнее выражение можно свести к следующему спектру амплитуд:

$$|F_{\Sigma}(\omega)| = U_0 \frac{\sin \frac{\omega\tau}{2}}{\omega} \frac{1}{\sin \omega T_n} + \\ + \frac{MU_0}{2} \left\{ \frac{\sin \frac{(\omega - \Omega)\tau}{2}}{\omega - \Omega} \frac{1}{\sin \frac{(\omega - \Omega)T_n}{2}} + \frac{\sin \frac{(\omega + \Omega)\tau}{2}}{\omega + \Omega} \frac{1}{\sin \frac{(\omega + \Omega)T_n}{2}} \right\} \quad (1.124)$$

$$\begin{aligned}
 |F_{\Sigma}(\omega)| = & U_0 \frac{\sin \frac{\omega \tau}{2}}{\omega} \sum \delta \left( \omega - n \frac{2\pi}{T_{\Pi}} \right) + \\
 & + \frac{MU_0}{2} \frac{\sin \frac{(\omega - \Omega) \tau}{2}}{\omega - \Omega} \sum_0^{\infty} \delta \left( \omega - n \frac{2\pi}{T_{\Pi}} - \Omega \right) + \\
 & + \frac{MU_0}{2} \frac{\sin \frac{(\omega + \Omega) \tau}{2}}{\omega + \Omega} \sum_0^{\infty} \delta \left( \omega - n \frac{2\pi}{T_{\Pi}} + \Omega \right). \quad (1.125)
 \end{aligned}$$

Следует отметить, что в зависимости от соотношения частот повторения  $F_{\Pi}$ , частоты модуляции  $\Omega$  и длительности импульса  $\tau$  спектр такой последовательности может сильно изменяться. Можно различить три характерных случая.

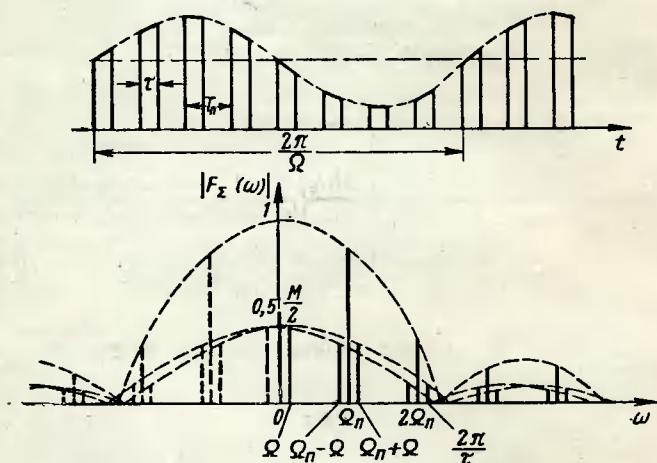


Рис. 1.30. Последовательность модулированных по амплитуде видеопульсов и ее спектр для случая 1.

Случай 1 (представлен на рис. 1.30). Здесь характерны следующие соотношения:

$$\tau \ll T_{\Pi}, \quad T_{\Pi} < \frac{2\pi}{\Omega}, \quad \tau \ll \frac{2\pi}{\Omega}.$$

Случай 2 (представлен на рис. 1.31). Для этого случая справедливо:

$$\tau \lesssim T_{\Pi}, \quad T_{\Pi} \lesssim \frac{2\pi}{\Omega}, \quad \tau \lesssim \frac{2\pi}{\Omega}.$$

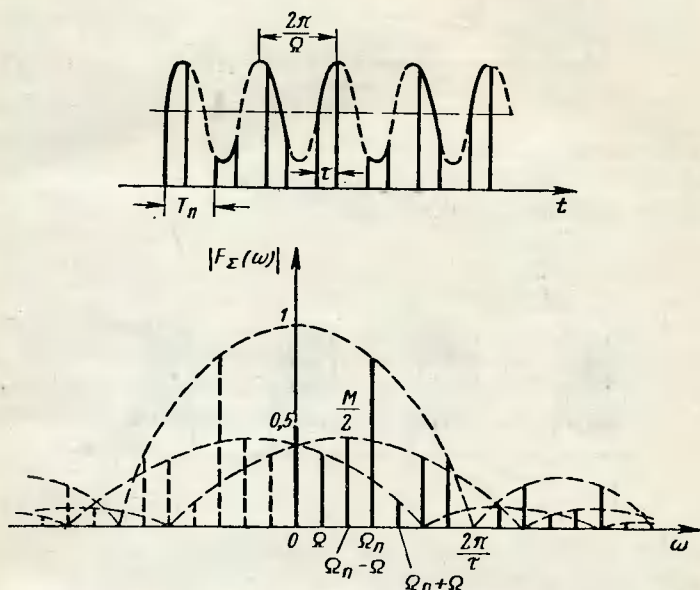


Рис. 1.31. Последовательность модулированных по амплитуде видеоимпульсов и ее спектр для случая 2.

Случай 3 (представлен на рис. 1.32). Здесь соотношения выглядят следующим образом:

$$\tau < T_{\Pi}, \quad T_{\Pi} > \frac{2\pi}{\Omega}, \quad \tau \geq \frac{2\pi}{\Omega}.$$

Итак, амплитудная модуляция видеоимпульсов приводит к появлению в спектре составляющих частоты модуляции, обычно расположенных симметрично относительно гармоник частоты повторения. Однако при отсутствии постоянной составляющей видеоимпульсов  $U_m = U_0 M \sin \Omega t$  гармоники частоты повторения отсутствуют.

В этом случае спектр может быть записан так:

$$F_{\Sigma}(\omega) = \frac{U_0 M}{2} \frac{\sin \frac{(\omega - \Omega) \tau}{2}}{\omega - \Omega} \sum_0^{\infty} \delta \left( n \frac{2\pi}{T_n} - \Omega \right) +$$

$$+ \frac{U_0 M}{2} \frac{\sin \frac{(\omega + \Omega) \tau}{2}}{\omega + \Omega} \sum_0^{\infty} \delta \left( n \frac{2\pi}{T_n} + \Omega \right). \quad (1.126)$$

При соизмеримости периода частоты модуляции с длительностью импульса наблюдается смещение огибающей спектра гармоник частоты модуляции.

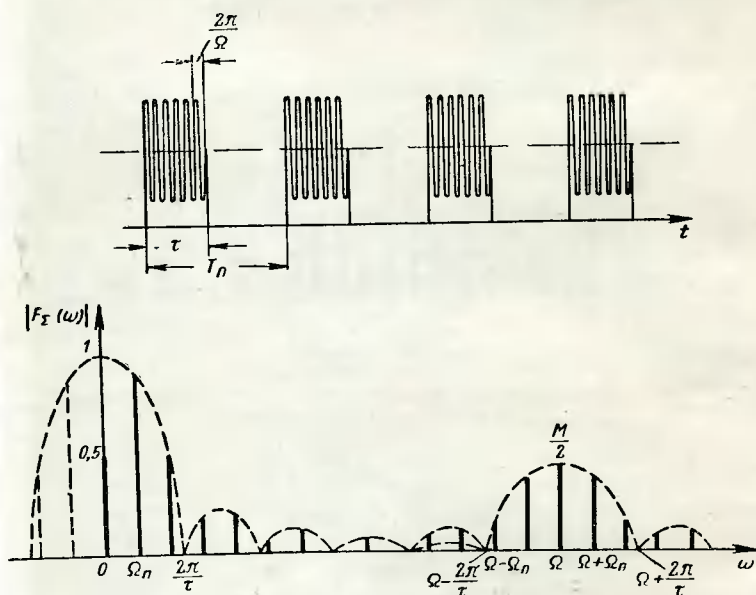


Рис. 1.32. Последовательность модулированных по амплитуде видеоимпульсов и ее спектр для случая 3.

При значительном увеличении частоты модуляции  $\left( \tau > \frac{2\pi}{\Omega} \right)$  наблюдается выделение спектра гармоник частоты модуляции из спектра видеоимпульса. Суммарный спектр в этом случае можно получить как сумму спек-



тров последовательности радиопульсов с частотой заполнения  $\Omega$  и последовательности видеоимпульсов, которые следуют с одинаковой частотой повторения  $F_{\Pi}$  и совпадают во времени.

Для ограниченных по времени последовательностей модулированных видеоимпульсов аналогичным приемом можно получить следующее выражение для спектра:

$$|F_{\Sigma}(\omega)| = U_0 \frac{\sin \frac{\omega \tau}{2}}{\omega} \frac{\sin \frac{N \omega T_{\Pi}}{2}}{\sin \frac{\omega T_{\Pi}}{2}} + \frac{MU_0}{2} \frac{\sin \frac{(\omega - \Omega) \tau}{2}}{\omega - \Omega} \times \\ \times \frac{\sin \frac{N(\omega - \Omega) T_{\Pi}}{2}}{\sin \frac{(\omega - \Omega) T_{\Pi}}{2}} + \frac{MU_0}{2} \frac{\sin \frac{(\omega + \Omega) \tau}{2}}{\omega + \Omega} \frac{\sin \frac{N(\omega + \Omega) T_{\Pi}}{2}}{\sin \frac{(\omega + \Omega) T_{\Pi}}{2}}. \quad (1.127)$$

В этом спектре взаимное расположение спектральных составляющих остается таким же, как и в предыдущих случаях, а сами гармоники утолщаются до ширины по основанию  $\frac{4\pi}{\tau_B}$ , где  $\tau_B = NT_{\Pi}$ .

### 1.5. СТРУКТУРА ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ, ОПТИМАЛЬНЫХ ДЛЯ СЕЛЕКЦИИ СИГНАЛОВ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

Прием сигналов, отраженных от целей, происходит всегда при наличии помех и шумов. Поэтому обнаружение сигнала и определение каких-либо параметров полезных сигналов носят вероятностный характер. Естественно полагать, что повышение отношения сигнала к помехе увеличивает вероятность правильного обнаружения сигнала и понижает ошибки измерения параметров. Следовательно, применение оптимальных фильтров и корреляторов, описанных в предыдущих разделах, в оптимальных с точки зрения обнаружения приемниках вполне оправдано. Однако в составе оптимального приемника кроме устройств (фильтров и корреляторов), повышающих отношение сигнала к помехе, должны быть устройства, обеспечивающие наилучшее извлечение полезной информации для повышения вероятности правильного обнаружения, уменьшения вероятности ложной тревоги

и уменьшения ошибок при оценках параметров принятого сигнала. При синтезе такого приемника обычно используется вероятностный подход.

Пусть на вход приемника подан сигнал

$$U_{c+\pi}(t) = U_c(t) + U_{\pi}(t). \quad (1.128)$$

Если полезный сигнал отсутствует, то

$$U_{\pi}(t) = U_{\pi}(t),$$

где  $U_{c+\pi}(t)$  — сигнал с помехой на входе приемника;

$U_{\pi}(t)$  — помеха на входе приемника.

Тогда, используя теорему о вероятности двух совместных зависимых случайных событий, получаем

$$p(U_c, U_{c+\pi}) = p(U_c) p_{U_c}(U_{c+\pi}) = p(U_{c+\pi}) p_{U_{c+\pi}}(U_c),$$

где  $p(U_c, U_{c+\pi})$  — совместная вероятность принять или обнаружить сигнал при наличии на входе сигнала с помехой;

$p(U_c)$  — вероятность наличия сигнала на входе, или априорная (безусловная) вероятность наличия сигнала;

$p(U_{c+\pi})$  — вероятность обнаружения сигнала на фоне шума, или априорная безусловная вероятность обнаружения сигнала в шуме;

$p_{U_c}(U_{c+\pi})$  — вероятность обнаружения сигнала в шуме при условии наличия сигнала на входе, или апостериорная (условная) вероятность обнаружения сигнала;

$p_{U_{c+\pi}}(U_c)$  — вероятность наличия сигнала на входе при условии наличия сигнала с шумом на входе, или апостериорная (условная) вероятность наличия сигнала на входе.

Отсюда можно найти

$$p_{U_{c+\pi}}(U_c) = \frac{1}{p(U_{c+\pi})} p(U_c) p_{U_c}(U_{c+\pi}). \quad (1.129)$$

Поскольку априорная вероятность обнаружения сигнала на фоне шума известна, это соотношение запишется в виде

$$p_{U_{c+\pi}}(U_c) = k p(U_c) p_{U_c}(U_{c+\pi}). \quad (1.130)$$

Величина  $k$  может быть определена при нормировании

$$\int_{U_c} p_{U_{c+\pi}}(U_c) dU_c = 1.$$

Таким образом, апостериорная вероятность наличия сигнала при условии приема сигнала вместе с шумом или помехой есть функция произведения априорной вероятности наличия сигнала на входе приемника на вероятность обнаружения сигнала с шумом при условии наличия сигнала на входе. Величина  $p(U_c)$  должна быть известна до начала операции обнаружения, а величина  $p_{U_{c+\pi}}(U_c)$  вычисляется после ее окончания. Величину  $p_{U_c}(U_{c+\pi})$  рассматривают как функцию  $U_c$  при известном  $U_{c+\pi}$ . Поэтому при фиксированном  $U_{c+\pi}$  эта функция уже не будет являться в строгом смысле вероятностью, а будет служить некоторой вероятностной мерой, показывающей, какому  $U_{c+\pi}$  с наибольшим правдоподобием соответствует сигнал  $U_c$ . По этим соображениям  $p_{U_c}(U_{c+\pi})$  называют функцией правдоподобия и обозначают как  $L(U_c)$ . Тогда

$$p_{U_{c+\pi}}(U_c) = k p(U_c) L(U_c). \quad (1.131)$$

При известной априорной вероятности наличия сигнала на входе приемника вычисление апостериорной вероятности наличия сигнала при приеме сигнала вместе с помехой сводится к вычислению функции правдоподобия входного сигнала. Найдя  $L(U_c)$  или  $p_{U_c}(U_{c+\pi})$ , мы будем знать все, что можно, об  $U_c(t)$ , зная  $U_{c+\pi}(t)$ . Следовательно, оптимальный приемник должен вычислять и формировать на выходе функцию правдоподобия. По характеру все операции, производимые приемником с сигналом, можно разбить на обратимые и необратимые. Обратимые операции, такие, как усиление и ослабление, возведение в степень, логарифмирование и т. д., не разрушают информации, заключенной в принимаемом сигнале. Необратимые операции, такие, как фильтрация, интегрирование, ограничение, детектирование, могут разрушать часть информации, несомой сигналом. Получение на выходе приемника величины, эквивалентной функции правдоподобия, сводится к ряду необратимых операций.

Таким образом, приемник осуществляющий все необратимые операции, достаточные для вычисления функции правдоподобия, можно называть достаточным приемником.

Рассмотрим пример прохождения через приемник какого-либо сигнала и шума, распределенного по нормальному закону:

$$p(U_{\text{ш}}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{U_{\text{ш}}^2}{2\sigma^2}\right), \quad (1.132)$$

где  $\sigma^2$  — дисперсия шума.

Так как в каждый момент  $t$  суммарный сигнал, полезный сигнал и шум связаны соотношением (1.128), распределение вероятностей сигнала будет подчинено закону

$$p_{U_c}(U_{c+\text{ш}}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[-\frac{(U_{c+\text{ш}} - U_c)^2}{2\sigma^2}\right].$$

На выходе линейной части приемника спектр сигнала вместе с шумом ограничен и имеет верхнюю граничную частоту  $f_{\text{в}}$ . Тогда, согласно теореме Котельникова, на интервале наблюдения  $T$  сигнал с шумом будет полностью определен  $2f_{\text{в}}T$  значениями. Обозначив  $2f_{\text{в}}T = N$  и считая значения сигнала с шумом в  $N$  точках независимыми, воспользуемся правилом умножения вероятностей независимых событий:

$$\begin{aligned} p_{U_{c\Sigma}}(U_{c+\text{ш}}) &= \prod_1^N p_{U_{c_i}}(U_{c+\text{ш}}) = \\ &= \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}}\right)^N \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_1^N (U_{c+\text{ш}i} - U_{c_i})^2\right]. \end{aligned}$$

Однако известно (см., например, [1.2]), что

$$\frac{1}{2\sigma^2} \sum_1^N U_i^2 = \frac{1}{G} \int_0^T U^2(t) dt,$$

где  $G$  — спектральная плотность шума или случайного процесса.

Поэтому

$$p_{U_{c\pi}}(U_{c+\pi}) = \\ = \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \right)^N \exp \left\{ -\frac{1}{G} \int_0^T [U_{c+\pi}(t) - U_c(t)]^2 dt \right\}, \quad (1.133)$$

и, следовательно,

$$L(U_c) = \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \right)^N \exp \left\{ -\frac{1}{G} \left[ \int_0^T U_{c+\pi}^2(t) dt - \right. \right. \\ \left. \left. - 2 \int_0^T U_{c+\pi}(t) U_c(t) dt + \int_0^T U_c^2(t) dt \right] \right\}.$$

Поскольку  $U_c(t)$  есть принятый «чистый» сигнал, который отличается от известного зондирующего сигнала лишь запаздыванием  $t_R$  (как было показано, сдвиг по частоте при движении цели вводится через изменение запаздывания), показатель экспоненты можно записать в следующем виде:

$$\int_0^T U_{c+\pi}^2(t) dt - 2 \int_0^T U_{c+\pi}(t) U_c(t - t_R) dt + \int_0^T U_c^2(t - t_R) dt$$

или, полагая для большей общности  $t_R = \tau$ ,

$$\int_0^T U_{c+\pi}^2(t) dt - 2 \int_0^T U_{c+\pi}(t) U_c(t - \tau) dt + \int_0^T U_c^2(t - \tau) dt.$$

Первый интеграл отображает необратимую операцию над принятым сигналом  $U_{c+\pi}(t)$ , никак не связывая ее с переданным сигналом  $U_c(t)$ . Третий интеграл отображает также необратимую операцию, но не с принятым, а с «чистым» сигналом. Эти интегралы характеризуют энергию принятого сигнала с шумом и «чистого» задержанного сигнала.

Таким образом, эти два интеграла в показателе экспоненты, как не отражающие связи между функциями

$U_{c+\pi}$  и  $U_c$ , могут быть вынесены вместе с основанием в виде сомножителей:

$$L(U_c) = \left\{ \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \right)^N \exp \left[ -\frac{1}{G} \int_0^T U_{c+\pi}^2(t) dt \right] \times \right. \\ \times \exp \left[ -\frac{1}{G} \int_0^T U_c^2(t-\tau) dt \right] \Big\} \times \\ \times \exp \left[ -\frac{2}{G} \int_0^T U_{c+\pi}(t) U_c(t-\tau) dt \right],$$

т. е.

$$L(U_c) = k \exp \left[ -\frac{2}{G} \int_0^T U_{c+\pi}(t) U_c(t-\tau) dt \right]. \quad (1.134)$$

Следовательно,

$$p_{U_{c+\pi}}(U_c) = k p(U_c) \exp \left[ -\frac{2}{G} \int_0^T U_{c+\pi}(t) U_c(t-\tau) dt \right]. \quad (1.135)$$

Максимальная вероятность  $p_{U_{c+\pi}}(U_c)$  при известной априорной вероятности  $p(U_c)$  получается при максимуме функции

$$\exp \left[ -\frac{2}{G} \int_0^T U_{c+\pi}(t) U_c(t-\tau) dt \right], \quad (1.136)$$

а это возможно при максимуме показателя этой функции

$$\int_0^T U_{c+\pi}(t) U_c(t-\tau) dt.$$

Этот интеграл является, как видно, кратковременной, т. е. вычисленной на интервале  $T$ , функцией корреляции сигналов  $U_{c+\pi}$  и  $U_c$ :

$$\psi_T(\tau) = \int_0^T U_{c+\pi}(t) U_c(t-\tau) dt. \quad (1.137)$$

Вычисление этой функции корреляции в эквивалентной форме и должно быть операцией над принятым сигналом и шумом, отражающей его связь с переданным зондирующим сигналом или «чистым» отраженным сигналом. Именно эту операцию и должен осуществлять достаточный приемник.

При селекции движущихся целей используется изменение отраженного сигнала по частоте на величину поправки Допплера. Следовательно, кратковременная функция автокорреляции должна учитывать этот сдвиг по частоте:

$$\begin{aligned}\psi_T(\tau, \Omega) &= \int_0^T U_{c+\Pi}(t, \omega) \overline{U_c^*(t - \tau, \omega)} e^{j\Omega t} dt = \\ &= \int_0^T F_{c+\Pi}(\omega) F_c^*(\omega - \Omega) e^{j\omega\tau} d\omega.\end{aligned}$$

Если мы интересуемся лишь различием по частоте, то функция автокорреляции запишется в виде ( $\tau=0$ )

$$\psi_T(\Omega) = \int_0^T F_{c+\Pi}(\omega) F_c^*(\omega - \Omega) d\omega. \quad (1.138)$$

Таким образом, достаточный приемник в системе селекции сигналов по скорости или частоте должен в эквивалентной форме выполнить операцию получения кратковременной функции корреляции спектра принятого сигнала с шумом и сдвинутым спектром «чистого» отраженного сигнала.

Для обнаружения сигнала на фоне шумов или помех необходимо использовать какое-либо решающее устройство. Однако из-за влияния шума или помехи при решении вопроса о наличии на выходе приемника сигнала с шумом или одного шума приходится использовать статистические критерии обнаружения.

Наиболее часто статистические критерии обнаружения сигнала на фоне помех сводятся к сравнению так называемого коэффициента правдоподобия с некоторым пороговым значением. Коэффициентом правдоподобия называют отношение апостериорной вероятности обнаружения сигнала  $U_{c+\Pi}$  при наличии сигнала  $U_c$  на входе приемника  $p_{U_c}(U_{c+\Pi})$  к апостериорной вероятности обнаружения



сигнала  $U_{\text{ш}}$  при отсутствии сигнала на входе приемника  $p_0(U_{\text{с+п}})$ :

$$\Lambda(U_c) = \frac{p_{U_c}(U_{\text{с+п}})}{p_0(U_{\text{с+п}})}.$$

Для рассмотренного выше примера получаем

$$\begin{aligned} p_{U_{\text{с+п}}}(U_{\text{с+п}}) = \\ = \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \right)^N \exp \left\{ -\frac{1}{G} \int_0^T [U_{\text{с+п}}(t) - U_c(t)]^2 dt \right\} \end{aligned}$$

и

$$p_{0\text{с}}(U_{\text{с+п}}) = \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \right)^N \exp \left[ -\frac{1}{G} \int_0^T U_{\text{с+п}}^2(t) dt \right].$$

Следовательно,

$$\Lambda(U_c) = \exp \left[ -\frac{1}{G} \int_0^T U_c^2(t) dt \right] \exp \left[ \frac{2}{G} \int_0^T U_{\text{с+п}}(t) U_c(t) dt \right]. \quad (1.139)$$

Полученный коэффициент правдоподобия сравнивается с заданным по какому-либо критерию пороговым значением  $\Lambda_0$ .

При  $\Lambda(U_c) \geq \Lambda_0$  сигнал считается обнаруженным, а при  $\Lambda(U_c) < \Lambda_0$  считается, что сигнал отсутствует.

Величина  $\Lambda_0$  задается в соответствии с выбранным критерием. Если критерий обеспечивает наибольшую вероятность правильного ответа и наименьшую вероятность неправильного, то он считается оптимальным.

Наиболее часто используются оптимальные критерии: Неймана—Пирсона, когда при заданном времени наблюдения  $T$  и вероятности ложной тревоги  $F$  находится  $\Lambda_0$ ; Зигерта, когда при заданных времени наблюдения  $T$  и минимальных вероятностях ложной тревоги и пропуска цели находится  $\Lambda_0$ ; и, наконец, двухпороговый критерий Вальда, когда один порог находится по заданной вероятности пропуска цели, а второй — по заданной вероятности ложной тревоги, причем время наблюдения не фиксируется.



Приемник, который в эквивалентной форме выполняет операции сравнения коэффициента правдоподобия с пороговым значением, выбранным согласно одному из оптимальных критериев, называется оптимальным.

Как правило, априорные вероятности  $p_{U_c}(U_{c+n})$  и  $p_0(U_{c+n})$  являются монотонными функциями  $U_{c+n}$ , следовательно, коэффициент правдоподобия также является монотонной функцией  $U_{c+n}$ . Поэтому для удобства выполнения операции сравнения с порогом

$$\Lambda(U_c) \leq \Lambda_0$$

можно использовать любую монотонную функцию от  $\Lambda$  при условии наличия однозначной связи  $\Lambda$  со значениями этой функции. В частности, сравнение  $\Lambda$  и  $\Lambda_0$  выполняют в логарифмической форме:

$$\ln \Lambda(U_c) \geq \ln \Lambda_0.$$

Возвращаясь к нашему примеру, имеем

$$\frac{2}{G} \int_0^T U_{c+n}(t) U_c(t) dt - \frac{1}{G} \int_0^T U_c^2(t) dt \geq \ln \Lambda_0, \quad (1.140)$$

учитывая запаздывание по времени  $t_R = \tau = \frac{2R}{c}$ , а также и то, что

$$\int_0^T U_c^2(t) dt = \mathcal{E}_c,$$

получим

$$\frac{2}{G} \int_0^T U_{c+n}(t) U_c(t - \tau) dt - \frac{\mathcal{E}_c}{G} \geq \ln \Lambda_0$$

или в иной форме

$$\int_0^T U_{c+n}(t) U_c(t - \tau) dt \geq \psi_0 = \frac{G}{2} \ln \Lambda_0 + \frac{\mathcal{E}_c}{2}. \quad (1.141)$$

Следовательно, оптимальный приемник — это по существу достаточный приемник, на выходе которого крат-

современная функция корреляции сравнивается с пороговым значением:

$$\psi(\tau) \leq \psi_0,$$

где

$$\psi(\tau) = \int_0^T U_{c+n}(t) U_c(t - \tau) dt; \quad (1.142)$$

$$\psi_0 = \frac{G}{2} \ln \Lambda_0 + \frac{\varepsilon_c}{2}.$$

Используя соотношение (1.90), получим для сигналов, сдвинутых по частоте на величину поправки Допплера,

$$\psi(\tau, \Omega) \leq \psi_0,$$

где

$$\psi(\tau, \Omega) = \int_0^T F_{c+n}(\omega) F_c^*(\omega - \Omega) e^{j\omega\tau} d\omega.$$

При  $\tau = \text{const}$ , например  $\tau = 0$ , можно получить

$$\psi(\Omega) = \int_0^T F_{c+n}(\omega) F_c^*(\omega - \Omega) d\omega, \quad (1.143)$$

$$\psi_0 = \frac{G}{2} \ln \Lambda_0 + \frac{\varepsilon_c}{2}.$$

Таким образом, структурная схема оптимального приемника при известном виде сигнала в общем случае состоит из устройства, формирующего в эквивалентной

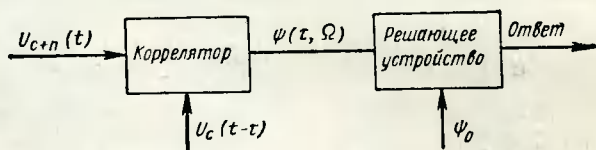


Рис. 1.33. Структурная схема оптимального приемника, использующего коррелятор.

форме функцию корреляции  $\psi(\tau, \Omega)$ , и решающего устройства, сравнивающего полученное значение  $\psi(\tau, \Omega)$  с пороговым  $\psi_0$  (рис. 1.33).

Поскольку, как было показано, коррелятор эквивалентен оптимальному фильтру, можно вместо коррелятора в структурную схему приемника ввести оптимальный фильтр для данного вида сигнала (рис. 1.34).

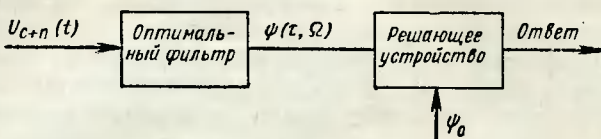


Рис. 1.34. Структурная схема оптимального приемника, использующего оптимальный фильтр.

С точки зрения селекции сигналов целей по скорости или по частоте Допплера, как было показано выше, при известной радиальной скорости цели  $v$ , или при известной частоте Допплера  $\omega_D$  оптимальный фильтр должен расстраиваться на эту частоту, т. е.

$$|k(\omega)| = |F(\omega - \omega_0 - \omega_D)|.$$

При неизвестной частоте Допплера фильтр должен анализировать принимаемый сигнал по частоте, т. е. строиться по принципу последовательного или параллельного анализа.

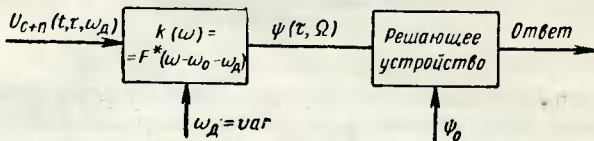


Рис. 1.35. Структурная схема оптимального приемника с селекцией по скорости, использующего перестраиваемый оптимальный фильтр (анализатор последовательного типа).

При последовательном анализе фильтр должен быть перестраиваемым в диапазоне возможных доплеровских частот в режиме обзора, причем здесь возникают потери и фильтр перестает быть оптимальным, и следящим — в режиме сопровождения выбранной цели (рис. 1.35).

При параллельном методе анализа нужен набор оптимальных фильтров, причем каждый из фильтров на-

страивается на определенную частоту Допплера, а весь набор фильтров покрывает диапазон возможных частот Допплера (рис. 1.36).

Таким образом, оптимальный приемник, работающий в аппаратуре селекции движущихся целей, состоит из оптимального перестраиваемого фильтра, набора оптимальных фильтров или коррелятора, формирующих на выходе в эквивалентной форме корреляционную функцию принятого сигнала с шумом, и решающего устрой-

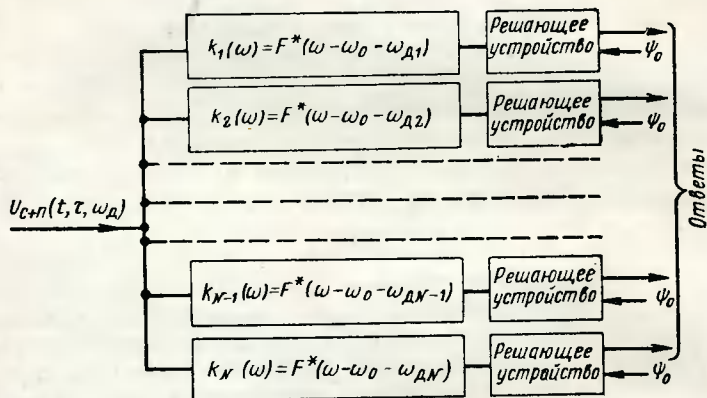


Рис. 1.36. Структурная схема оптимального приемника с селекцией по скорости, использующего набор оптимальных фильтров (анализатор параллельного типа).

ства, сравнивающего полученную функцию корреляции с пороговым значением, которое задается, исходя из выбранного оптимального статистического критерия обнаружения.

Выбор характеристик оптимальных фильтров зависит от формы используемых сигналов и должен увязываться с формой спектра. Следовательно, техническое осуществление оптимального фильтра сильно зависит от формы спектра выбранного сигнала, и иногда именно сложность реализации нужных характеристик оптимальных фильтров является препятствием на пути их практического использования.

Техническая реализация решающего устройства должна производиться с учетом того, что вся обработка принятого сигнала осуществляется на высокой частоте,

т. е. с учетом фазовых соотношений принятых сигналов. Для учета фазовых соотношений требуется использовать когерентные на интервале наблюдения или обработки зондирующие сигналы и фазочувствительные элементы в решающем устройстве. Таким фазочувствительным элементом решающего устройства может быть, например, синхронный или когерентный детектор. Тогда решающее устройство состоит из двух элементов — когерентного детектора и порогового устройства (рис. 1.37).

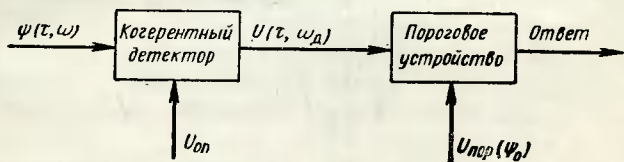


Рис. 1.37. Построение решающего устройства с использованием когерентного детектора.

По существу, учет фазы заполнения сигнала при когерентном детектировании приводит к формированию полной функции корреляции принимаемого сигнала в соответствии с соотношением (1.35а), в котором имеется сомножитель  $e^{j\omega_0\tau}$ , отражающий высокочастотную структуру сигнала.

С учетом этого сомножителя корреляционная функция будет выглядеть как корреляционная функция модулирующей функции (огибающей сигнала), заполненная более тонкой высокочастотной структурой.

Например, при колоколообразной форме высокочастотного импульса и отсутствии смещения по частоте Допплера получаем корреляционную функцию, изображенную на рис. 1.38,а.

При дополнительном сдвиге по частоте изменяется частота тонкой структуры заполнения на величину поправки Допплера (рис. 1.38,б).

Кроме сомножителя  $e^{j\omega_0\tau}$  в формуле (1.35) имеется сомножитель, учитывающий фазовые соотношения сигналов  $e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)}$ . Поэтому величина пиков тонкой структуры зависит от соотношения фаз опорного и принятого сигналов

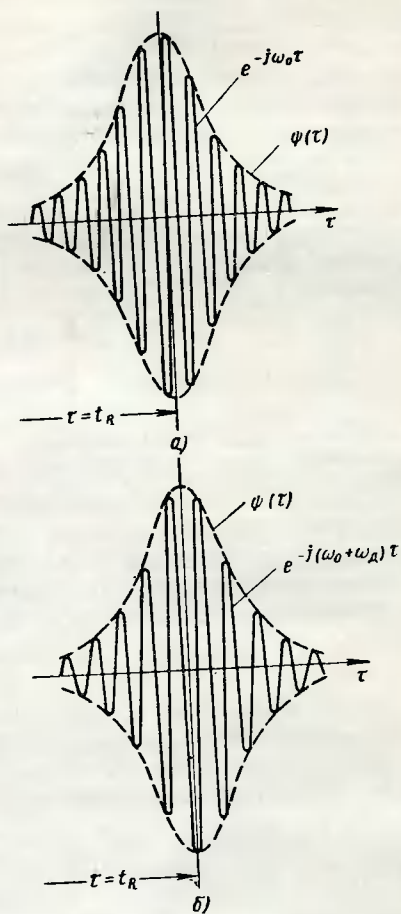


Рис. 1.38. Тонкая структура корреляционной функции:

а — поправка Допплера отсутствует;  
 б — имеется смещение частоты на величину поправки Допплера.

$\varphi_1$  и  $\varphi_2$ . При записи сигналов в виде выражений (1.33) разность фаз  $\varphi_1 - \varphi_2$  может быть представлена как

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \omega_0 t_{R_0} + \omega_D t = \varphi_0 + \varphi(t, v_r), \quad (1.144)$$

где  $\varphi_0$  — изменение фазы, содержащее информацию о дальности цели;

$\varphi(t, v_r)$  — изменение фазы, зависящее от времени и радиальной скорости цели.

При известной дальности цели  $R$  и неизвестной скорости  $v_r$  разность фаз  $\Delta\varphi$  в каждом принимаемом сигнале может рассматриваться как случайная неизвестная величина. В этом смысле можно говорить об обнаружении когерентных сигналов с неизвестной фазой.

Тогда корреляционный интеграл в формулах (1.135) и (1.136) можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} \psi_T(\tau) &= \int_0^T U_{c+\Pi}(t) U_c(t - \tau) dt = \\ &= \int_0^T U_{c+\Pi}(t) U_{mc}(t - \tau) \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi) dt. \end{aligned} \quad (1.145)$$

Последнее выражение удобно преобразовать, обозначив

$$\left. \begin{aligned} X &= \int_0^T U_{c+\Pi}(t) U_{mc}(t - \tau) \cos \omega_0 t dt, \\ Y &= \int_0^T U_{c+\Pi}(t) U_{mc}(t - \tau) \sin \omega_0 t dt. \end{aligned} \right\} \quad (1.146)$$

Следовательно,

$$\psi_T(\tau) = X \cos \Delta\varphi - Y \sin \Delta\varphi.$$

Если ввести обозначения:

$$X = E \cos \theta, \quad (1.147)$$

$$Y = E \sin \theta,$$

$$E = \sqrt{X^2 + Y^2},$$

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{Y}{X},$$

то

$$\psi_T(\tau) = E \cos(\theta + \Delta\varphi). \quad (1.148)$$

7\*

Выражение (1.146) показывает, что в данном случае оптимальная обработка должна производиться в двухканальной системе с каналами  $X$  и  $Y$ . Отличие каналов

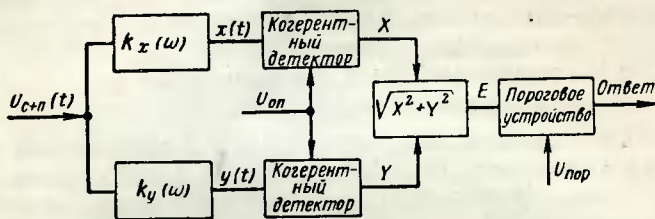


Рис. 1.39. Структурная схема оптимального приемника для сигналов с «неизвестной» фазой;  $k_x(\omega)$ ,  $k_y(\omega)$  — оптимальные фильтры.

состоит лишь в том, что если один из них рассчитан на оптимальную фильтрацию синфазного сигнала, то второй — на фильтрацию сигналов, находящихся в квадра-

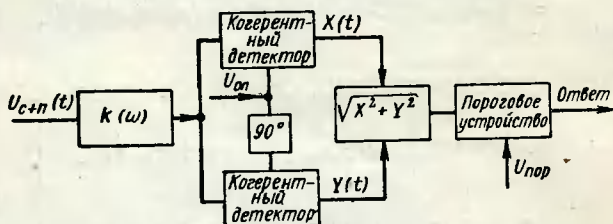


Рис. 1.40. Структурная схема оптимального приемника для сигналов с «неизвестной» фазой, использующего сдвиг по фазе опорного сигнала,  $k(\omega)$  — оптимальный фильтр.

туре с первыми, т. е. сдвинутых по фазе на  $90^\circ$ . Уравнения оптимальных фильтров в этом случае получаются из соотношения (1.79):

$$\left. \begin{aligned} k_x(\omega) &= \frac{F^*(\omega, 0)}{G(\omega)} e^{-j\omega t_0}, \\ k_y(\omega) &= \frac{F^*\left(\omega, \frac{\pi}{2}\right)}{G(\omega)} e^{-j\omega t_0}. \end{aligned} \right\} \quad (1.149)$$



На выходе этих квадратурных каналов сигналы равны

$$x(t) = E(t) \cos(\omega_0 t + \psi),$$

$$y(t) = E(t) \sin(\omega_0 t + \psi).$$

Огибающая может быть получена на основании соотношения (1.147):

$$E(t) = \sqrt{x^2(t) + y^2(t)}.$$

Структурная схема оптимальной обработки для этого случая представлена на рис. 1.39.

Таким образом, оптимальное обнаружение сигналов с «неизвестной» фазой сводится к двухканальной оптимальной фильтрации когерентному детектированию и образованию суммарной огибающей сигнала, после чего проводится сравнение с пороговым значением.

Систему построения обработки [1.10] можно упростить, если вводить дополнительный фазовый сдвиг на  $90^\circ$  в напряжение опорного сигнала, подаваемого на когерентный детектор одного из каналов (рис. 1.40).

## ЛИТЕРАТУРА

1.1. Бергман П. Г. Введение в теорию относительности. Изд-во иностранной литературы, 1947.

1.2. Вудворд Ф. М. Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации. Изд-во «Советское радио», 1955.

1.3. Фалькович С. Е. Прием радиолокационных сигналов на фоне флуктуационных помех. Изд-во «Советское радио», 1961.

1.4. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике. Гостехиздат, 1954.

1.5. Цянь Сюэ-Сень. Техническая кибернетика. Изд-во иностранной литературы, 1956.

1.6. Левин Б. Р. Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике. Изд-во «Советское радио», 1960.

1.7. Вайнштейн Л. А., Зубаков В. Д. Выделение сигналов на фоне случайных помех. Изд-во «Советское радио», 1960.

1.8. Urkowitz H. J. Appl. Phys., 1953, v. 24, № 8, p. 1024—1031 на русск. яз. см.: Фильтры для обнаружения слабых радиолокационных сигналов на фоне мешающих отражений, «Вопросы радиолокационной техники», 1954, № 2.

1.9. Westerfield E. C., Prager R. H., Stewart J. L. Processing gains against reverberation (clutter) using matched filters. IRE Trans., 1960, June, v. IT-6, № 3. На русск. яз. см.: Выигрыш в отношении сигнал/пассивная помеха при использовании согласованных фильтров. «Зарубежная радиоэлектроника», 1961, № 3.

1.10. Brown W. M., Palermo C. J., Theory of coherent systems. IRE Trans. 1962, v. MIL-6, April, № 2.

## ГЛАВА ВТОРАЯ

### РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ МЕТОДЫ СЕЛЕКЦИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

Выбор формы зондирующего сигнала для радиолокаторов селекции движущихся целей в основном зависит от тактических задач, которые должен решать проектируемый радиолокатор. Это следует из анализа основных характерных свойств радиолокационных сигналов, который показал, что почти все виды сигналов имеют разрешающую способность по скорости, однако согласно принципу неопределенности не все сигналы обладают одновременно разрешающей способностью и по дальности, и по скорости. То же можно утверждать и в отношении точности измерения дальности и скорости. Следовательно, именно назначение радиолокатора во многом определяет выбор формы зондирующего сигнала и структурную схему, применяемую для рациональной обработки принятых (отраженных) сигналов.

Следует отметить, что трудности технической реализации радиолокаторов с оптимальной обработкой сигналов и жесткие требования к качеству селекции движущихся целей привели к тому, что в радиолокаторах СДЦ в очень редких случаях используется оптимальное построение. Это можно объяснить и тем, что характеристика зондирующих сигналов с общих позиций и вопросы оптимальной обработки радиолокационной информации, по зарубежным данным, разработаны лишь в самое последнее время.

Сущность селекции движущихся целей (СДЦ) заключается в сравнении отраженных сигналов с некоторым опорным сигналом. Для установления различий параметров отраженных и зондирующих сигналов опорный сигнал должен быть связан по сравниваемому параметру с зондирующим сигналом. В зависимости от вида зонди-

рующего сигнала и метода сравнения параметров отраженного сигнала с параметрами опорного сигнала различают пять основных методов СДЦ:

1. Когерентный метод непрерывного излучения.
2. Когерентный метод непрерывного излучения с модуляцией.
3. Когерентно-импульсный метод.
4. Метод индикации конечного перемещения.
5. Метод, использующий побочные эффекты движения.

В когерентных радиолокаторах непрерывного излучения в качестве опорного сигнала используется сигнал генератора высокой частоты, поэтому отраженные сигналы и опорный сигнал имеют жесткую временную связь, т. е. являются когерентными.

В когерентных системах непрерывного излучения с модуляцией опорный сигнал также формируется в передатчике и, следовательно, также имеется когерентность отраженных сигналов с опорным.

В когерентно-импульсных радиолокаторах в паузе между зондирующими импульсами опорный сигнал может образовываться в задающем генераторе, работающем в непрерывном режиме передатчика, либо путем фазовой синхронизации колебаний генератора высокой частоты, работающего в импульсном режиме, с колебаниями специального когерентного гетеродина. В первом случае когерентность опорного колебания сохраняется в течение большого числа периодов повторения, и такие радиолокаторы называют истинно когерентными. Во втором случае когерентность сохраняется лишь в пределах одного периода повторения, и такие радиолокаторы называют псевдокогерентными.

В зависимости от скважности зондирующих импульсов когерентно-импульсные радиолокаторы подразделяются на когерентно-импульсные радиолокаторы малой и высокой скважности. В свою очередь, в зависимости от частоты повторения зондирующих импульсов различают когерентно-импульсные радиолокаторы с низкой и высокой частотой повторения. Поскольку скважность излучения в таких радиолокаторах мала ( $S < 10$ ), опорный сигнал в них образовывается задающим генератором передатчика и, следовательно, их можно отнести к истинно когерентным радиолокаторам. Подчеркивая это обстоя-

тельство, очень часто такие радиолокаторы в литературе именуют радиолокаторами с квазинепрерывным излучением или импульсно-доплеровскими.

Опорный сигнал в псевдокогерентных радиолокаторах можно получать использованием специального когерентного гетеродина или сигналов, отраженных неподвижными целями, находящимися в пределах объема одного импульсного пакета с движущейся целью. В первом случае получаем системы СДЦ с внутренней когерентностью, во втором — с внешней когерентностью.

Метод индикации конечного перемещения движущихся целей, по существу, также относится к когерентным методам, поскольку здесь используется изменение периода повторения (частоты повторения) или периода обзора (частоты обзора) отраженного сигнала. Эти изменения, как было показано в гл. 1, также связаны с эффектом Доплера, однако здесь сравнение осуществляется не по фазе заполнения импульсов, а по фазе частоты повторения или частоты обзора.

Методы, использующие побочные эффекты движения, основаны на расширении спектра сигналов движущихся целей за счет вторичного доплеровского эффекта, изрезанности диаграммы вторичного излучения и т. п.

В данной главе последовательно рассматриваются системы селекции движущихся целей, использующие основные методы СДЦ.

Прежде всего установим понятие когерентности сигналов или колебаний.

Когерентными сигналами или колебаниями называют такие сигналы или колебания, у которых на интервале наблюдения  $T_n$  существует жесткая связь любой части колебаний с любой другой частью колебания.

Когерентными могут быть два или несколько колебаний, у которых имеется жесткая временная связь различных участков колебания.

Автокогерентностью иногда называют жесткую связь отдельных «кусков» одного и того же колебания или сигнала.

Определение когерентности часто связывают с интерференцией или законом сложения двух или нескольких сигналов. Если сигналы когерентны, то происходит сложение напряжений сигнала, если некогерентны — мощностей сигналов.

Пусть  $U_1(t)$  и  $U_2(t)$  — два сигнала, тогда на интервале наблюдения  $T_H$  мощность сигналов равна

$$P_{\Sigma} \lim_{T_H \rightarrow \infty} \frac{1}{T_H} \int_0^{T_H} [U_1(t) + U_2(t)]^2 dt.$$

Преобразуя подынтегральное выражение, получаем

$$P_{\Sigma} = \lim_{T_H \rightarrow \infty} \left[ \int_0^{T_H} U_1^2(t) dt + \int_0^{T_H} U_2^2(t) dt + 2 \int_0^{T_H} U_1(t) U_2(t) dt \right]$$

или

$$P_{\Sigma} = P_{1cp} + P_{2cp} + \lim_{T_H \rightarrow \infty} \frac{2}{T_H} \int_0^{T_H} U_1(t) U_2(t) dt,$$

где  $P_{1cp}$  и  $P_{2cp}$  — средние мощности первого и второго сигналов.

Таким образом, вопрос о когерентности сигналов  $U_1(t)$  и  $U_2(t)$  математически сводится к существованию интеграла вида:

$$P_{12cp} = \lim_{T_H \rightarrow \infty} \frac{1}{T_H} \int_0^{T_H} U_1(t) U_2(t) dt. \quad (2.1)$$

Этот интеграл по смыслу является взаимной средней мощностью сигналов  $U_1(t)$  и  $U_2(t)$  и дает меру их когерентности. Очевидно, интеграл (2.1) есть функция взаимной корреляции сигналов  $U_1$  и  $U_2$  при условии  $\tau=0$ . В самом деле,

$$P_{12cp} = \psi_{12}(\tau=0) = \lim_{T_H \rightarrow \infty} \frac{1}{T_H} \int_0^{T_H} U_1(t) U_2(t+\tau) dt. \quad (2.2)$$

Если сигналы некогерентны и, следовательно, некоррелированы, то  $P_{12cp} = \psi_{12}(\tau) = 0$  и поэтому происходит сложение мощностей:

$$P_{\Sigma} = P_{1cp} + P_{2cp}.$$

Если сигналы когерентны и, следовательно, коррелированы, то  $P_{12cp} = \psi(\tau) \neq 0$  и поэтому происходит сложение напряжений сигналов:

$$P_{\Sigma} = P_{1cp} + P_{2cp} + 2P_{12cp} = (U_1 + U_2)_{cp}^2.$$

Таким образом, можно связывать понятие когерентности с существованием функции корреляции сигналов. Для двух сигналов существует функция взаимной корреляции, для одного сигнала — функция автокорреляции.

Одновременно можно отождествить понятие времени корреляции или интервала корреляции  $\tau_K$  с понятием интервала когерентности сигналов.

Интервал когерентности можно найти из условия

$$\psi(\tau_K) = \lim_{T_n \rightarrow \infty} \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} U_1(t) U_2(t + \tau) dt \leq \psi(0) \lambda, \quad (2.3)$$

где  $\lambda = \frac{\psi(\tau_K)}{\psi(0)} \leq 1$  — мера когерентности сигналов.

Как и в гл. 1, можно считать, что сигналы некогерентны и некоррелированы в случае, если

$$\lambda \leq 0,5.$$

Истинно когерентные сигналы имеют бесконечный интервал когерентности или по крайней мере больший интервала наблюдения. Если интервал когерентности сигналов ограничен или меньше интервала наблюдения, то такие сигналы называют почти когерентными или условно когерентными. Однако в радиолокации понятие когерентности сигналов расширяется. Когерентными сигналами обычно называют такие, у которых имеется произвольная жесткая функциональная связь фазы высокочастотного заполнения (несущего колебания) любых частей сигнала в пределах интервала когерентности. Следовательно, когерентные сигналы могут иметь любую модулирующую детерминированную функцию и не должны иметь лишь случайных изменений или хаотических скачков фазы высокочастотного заполнения.



## 2.1. КОГЕРЕНТНЫЙ МЕТОД НЕПРЕРЫВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Простейший радиолокатор, реализующий когерентный метод непрерывного излучения, использует непрерывный монохроматический зондирующий сигнал вида

$$U_1(t) = U_{m1} \cos(\omega_0 t + \varphi_{01}),$$

где  $U_{m1}$  — амплитуда сигнала;

$\omega_0$  — круговая частота сигнала;

$\varphi_{01}$  — начальная фаза сигнала.

Упрощенная блок-схема такого радиолокатора показана на рис. 2.1. Передающее устройство состоит из генератора высокой частоты, приемное устройство — из де-

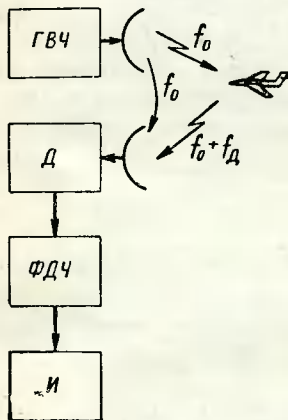


Рис. 2.1. Блок-схема когерентного радиолокатора непрерывного излучения:

ГВЧ — генератор высокой частоты; Д — детектор; ФДЧ — фильтр доплеровских частот; И — индикатор.

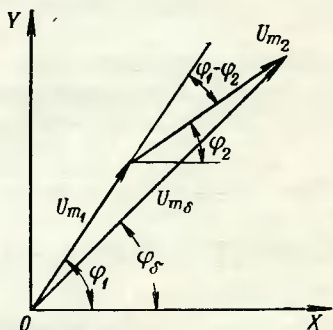


Рис. 2.2. Векторная диаграмма напряжений на входном контуре детектора.

тектора и фильтра доплеровских частот. Обнаружение сигналов выполняется с помощью индикатора. На входной контур детектора поступают прямой сигнал генера-

тора высокой частоты и сигнал, отраженный от цели. За счет запаздывания отраженный сигнал имеет измененную фазу, а за счет распространения на расстоянии  $2R$  — уменьшенную амплитуду:

$$U_2(t) = U_{m2} \cos[\omega_0(t - t_R) + \varphi_{01} + \varphi_{отр}],$$

где  $t_R = \frac{2R}{c}$  — время запаздывания;

$\varphi_{отр}$  — изменение фазы при отражении.

На входном контуре детектора образуется геометрическая сумма сигналов или так называемый сигнал биений (рис. 2.2):

$$U_{m1} \cos \varphi_1 + U_{m2} \cos \varphi_2 = U_{m6} \cos \varphi_6,$$

где  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  — мгновенные фазы прямого и отраженного сигналов;

$U_{m6}$  — амплитуда сигнала биений, равная

$$U_{m6} = \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 + 2U_{m1}U_{m2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}. \quad (2.4)$$

Фаза сигнала биений  $\varphi_6$  равна

$$\varphi_6 = \operatorname{arctg} \frac{U_{m1} \sin \varphi_1 + U_{m2} \sin \varphi_2}{U_{m1} \cos \varphi_1 + U_{m2} \cos \varphi_2}. \quad (2.5)$$

На нагрузке детектора выделяется огибающая сигнала биений, которая может быть представлена в виде

$$U_{m6} = U_{m1} \sqrt{1 + M^2 + 2M \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}.$$

При  $M = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} \ll 1$  это выражение упрощается:

$$U_{m6} \approx U_{m1} [1 + M \cos(\varphi_1 - \varphi_2)] = U_{m1} + U_{m2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2). \quad (2.6)$$

Учитывая, что разность фаз прямого и отраженного сигналов

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \omega_0 t_R - \varphi_{\text{отр}},$$

а  $t_R = \frac{2R(t)}{c}$ , где  $R(t)$  — текущее расстояние до цели,

в общем случае равное  $R(t) = R_0 + v_r t + \frac{at^2}{2} + \dots$ , и ограничиваясь равномерным прямолинейным законом движения цели, получаем

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \omega_0 \frac{2R_0}{c} + \frac{2v_r}{c} \omega_0 t - \varphi_{\text{отр}}.$$

Поскольку  $\frac{2v_r}{c} \omega_0 = \omega_D$ , то

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \omega_0 \frac{2R_0}{c} - \varphi_{\text{отр}} + \omega_D t. \quad (2.7)$$

Таким образом, если цель движется, т. е.  $v_r \neq 0$  и  $\omega_D \neq 0$ , разность фаз  $\varphi_1 - \varphi_2$  линейно зависит от вре-



мени, следовательно, на векторной диаграмме вектор  $U_{m2}$  вращается относительно вектора  $U_{m1}$  с угловой скоростью

$$\Omega = \frac{d(\varphi_1 - \varphi_2)}{dt} = \omega_D, \quad (2.8)$$

равной круговой частоте Допплера (рис. 2.3).

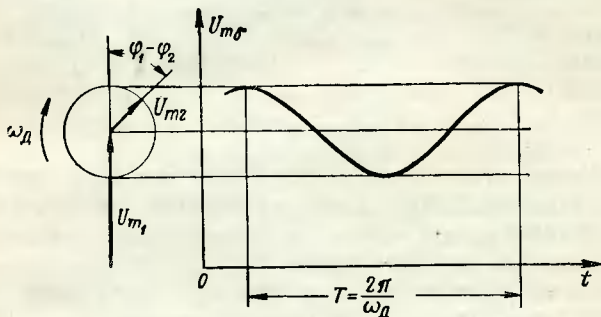


Рис. 2.3. Векторная диаграмма и график изменения во времени амплитуды биений при движении цели.

Если цель неподвижна, то  $v_r = 0$  и  $\omega_D = 0$ , следовательно, разность фаз  $\varphi_1 - \varphi_2$  постоянна и векторная диаграмма неизменна во времени (рис. 2.4).

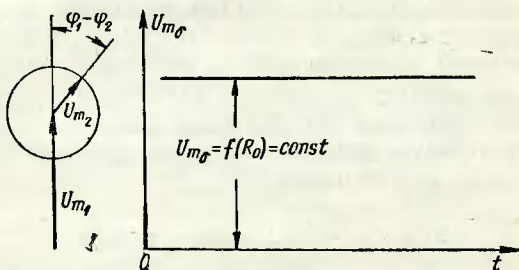


Рис. 2.4. Векторная диаграмма и график изменения во времени амплитуды биений при неподвижной цели.

В случае движения цели частота огибающей равна доплеровской частоте и зависит от радиальной скорости цели. От расстояния до цели  $R_0$  будет зависеть начальная фаза огибающей.

В случае неподвижной цели огибающая биений не изменяется во времени, но ее уровень зависит от расстояния до цели, так как

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \frac{2R_0}{c} \omega_0 - \varphi_{\text{отр.}}$$

Таким образом, существо когерентного метода непрерывного излучения сводится к сравнению по фазе отраженного сигнала с опорным прямым или когерентным сигналом. Следовательно, для селекции движущихся целей необходима когерентность опорного и отраженного сигналов в течение времени сравнения и обработки или фильтрации.

Фильтрация осуществляется фильтром доплеровских частот, который пропускает переменные составляющие продетектированных сигналов, попадающие в полосу возможных частот Допплера.

Индикаторное устройство фиксирует значения доплеровских частот, т. е. измеряет  $v_r$  — радиальную скорость сближения с целью.

Как было показано в гл. 1, спектр непрерывного немодулированного сигнала можно представить в виде  $\delta$ -функции. Учитывая, что при подаче двух сигналов на вход нелинейного элемента — детектора (например, с характеристикой  $i_d = a + bU + cU^2$ ) образуются комбинационные и кратные составляющие исходных колебаний, можно процесс селекции, или фильтрации сигналов движущихся целей, иллюстрировать спектральным составом сигналов на выходе различных элементов радиолокатора, изображенного на рис. 2.1 (рис. 2.5).

Полоса пропускания фильтра доплеровских частот выбирается из соотношения

$$\Delta F_{\text{д}} = \frac{2}{c} \int_0 (v_{r \text{ макс}} - v_{r \text{ мин}}).$$

Таким образом, данный радиолокатор может однозначно измерять радиальную скорость целей, а используя направленные свойства антенной системы, может измерять и направление на цель.

Однако следует учесть, что в режиме обзора пространства на вход приемника будут приходить отраженные сигналы, ограниченные во времени за счет модуляции характеристикой направленности антенн. В этом

случае, как было показано в гл. 1 (см. рис. 1.17), спектр отраженных сигналов расширяется и его ширина может быть оценена как

$$\Delta f_{\text{сп}} \approx \frac{2}{\tau_{\text{огиб}}}.$$

Кроме того, спектр состоит из дискретных линий, смещенных друг относительно друга на частоту обзора пространства (угловая скорость движения луча антенны). Правда, обычно скорость обзора мала, поэтому

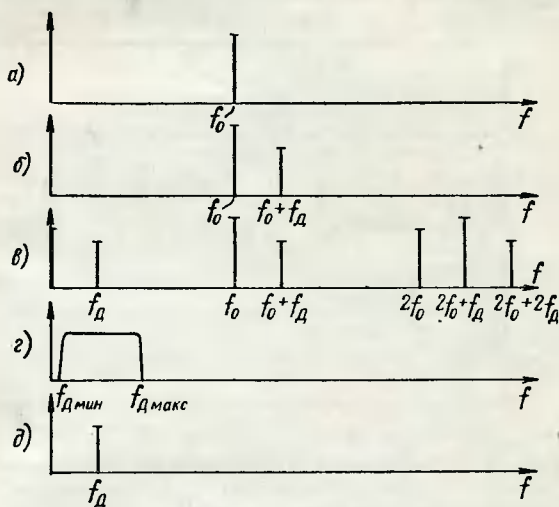


Рис. 2.5. Спектральный состав сигналов в различных элементах радиолокатора, работающего в прожекторном режиме (рис. 2.1):

*а* — спектр на выходе генератора высокой частоты; *б* — спектр на входе детектора; *в* — спектр на выходе детектора; *г* — амплитудно-частотная характеристика ФДЧ; *д* — спектр на выходе ФДЧ.

время  $\tau_{\text{огиб}}$  сравнительно велико, а частота  $F_{\text{обз}}$  сравнительно мала, и картина спектров преобразуется так, как это показано на рис. 2.6. Здесь же показаны сигналы, отраженные от неподвижных целей, причем учтена возможная флюктуация этих сигналов, что приводит к расширению спектра отраженных сигналов и делает его сплошным.

При замене фильтра доплеровских частот анализатором спектра или при введении такого анализатора

в индикаторное устройство радиолокатор будет обладать разрешающей способностью по скорости. Минимальная полоса пропускания фильтра анализатора будет определяться длительностью сигнала при обзоре пространства, а также дополнительным расширением спектра при флюктуации отраженных сигналов и за счет эволюции цели.

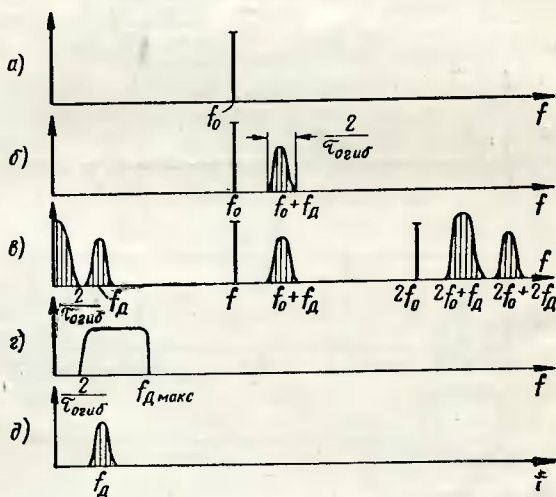


Рис. 2.6. Спектральный состав сигналов в различных элементах радиолокатора (рис. 2.1), работающего в режиме обзора:

а — спектр зондирующего сигнала; б — спектр на входе детектора; в — спектр на выходе детектора; г — амплитудно-частотная характеристика ФДЧ; д — спектр на выходе ФДЧ.

В радиолокаторах непрерывного излучения возможен синтез системы обработки входных сигналов, приближающийся к оптимальному построению.

В самом деле оптимальной системой, как было показано в гл. 1, является система оптимального следящего фильтра. На рис. 2.7 показано именно такое построение системы. Управляемый гетеродин дает частоту  $f_0 + f_d$ .

Сигнал, управляющий частотой, вырабатывается системой частотной автоподстройки, состоящей из частотного дискриминатора и фильтра. После захвата сигнала системой автоподстройки фильтр может быть оптималь-

ным для непрерывного сигнала и давать на выходе достаточно большое отношение сигнала к шуму [2.1].

Основным недостатком такого построения радиолокатора СДЦ является отсутствие информации о дальности

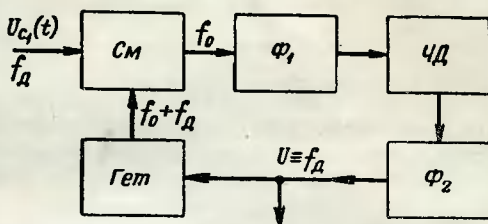


Рис. 2.7. Оптимальное построение системы измерения скорости радиолокатора непрерывного излучения:

СМ — смеситель,  $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$  — фильтры, ЧД — частотный дискриминатор, Гет — гетеродин.

цели. Однако путем усложнения радиолокатора удастся измерить и дальность цели. Рассмотрим радиолокатор для измерения дальности движущихся целей с несколькими несущими частотами. Для простоты рассуждения положим, что передатчик излучает две частоты,  $f_1$  и  $f_2$  (рис. 2.8).

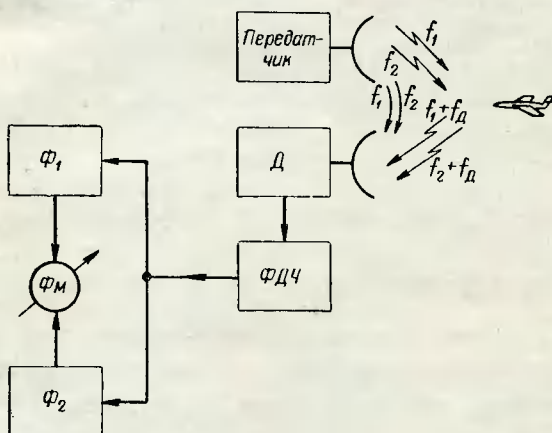


Рис. 2.8. Двухчастотный радиолокатор непрерывного излучения с фазовым методом измерения дальности:

Д — детектор; ФДЧ — фильтр доплеровских частот;  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  — узкополосные фильтры; ФМ — фазометр.

В этом случае при наличии одной цели на вход детектора поступают четыре сигнала:

$$U_1 = U_{m1} \cos \varphi_1,$$

$$U_2 = U_{m2} \cos \varphi_2,$$

$$U_3 = U_{m3} \cos \varphi_3,$$

$$U_4 = U_{m4} \cos \varphi_4,$$

где  $U_{m1}$  и  $U_{m2}$  — амплитуды сигналов передатчика;  
 $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  — фазы сигналов передатчика;  
 $U_{m3}$  и  $U_{m4}$  — амплитуды отраженных сигналов;  
 $\varphi_3$  и  $\varphi_4$  — фазы отраженных сигналов.

Пусть

$$\varphi_1 = \omega_1 t + \varphi_{01},$$

$$\varphi_2 = \omega_2 t + \varphi_{02},$$

а

$$\varphi_3 = \omega_1 (t - t_R) + \varphi_{01} + \varphi_{отр1},$$

$$\varphi_4 = \omega_2 (t - t_R) + \varphi_{02} + \varphi_{отр2},$$

где  $\varphi_{отр1}$  и  $\varphi_{отр2}$  — изменение фазы при отражении от цели.

Поскольку обычно  $\omega_1 - \omega_2 \ll \omega_1, \omega_2$ , то можно считать, что  $\varphi_{отр1} \approx \varphi_{отр2} \approx \varphi_{отр}$ .

При движении цели за счет поправок Допплера после детектора возникают разностные комбинационные составляющие, которые отфильтровываются фильтром доплеровских частот. В самом деле,

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \omega_1 t_R - \varphi_{отр} = \omega_1 \frac{2R_0}{c} + \omega_{д1} t - \varphi_{отр},$$

$$\varphi_2 - \varphi_4 = \omega_2 t_R - \varphi_{отр} = \omega_2 \frac{2R_0}{c} + \omega_{д2} t - \varphi_{отр}.$$

Фильтры  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  выделяют соответственно сигналы частотой  $\omega_{д1}$  и  $\omega_{д2}$  после чего эти сигналы поступают на фазометр, где измеряется их мгновенная разность фаз:

$$\begin{aligned} \Phi(t) &= (\varphi_1 - \varphi_3) - (\varphi_2 - \varphi_4) = \\ &= (\omega_1 - \omega_2) \frac{2R_0}{c} + (\omega_{д1} - \omega_{д2}) t. \end{aligned}$$

Это выражение можно преобразовать к виду:

$$\Phi(t) = (\omega_1 - \omega_2) \frac{2}{c} (R_0 + v_r t) = \frac{2(\omega_1 - \omega_2)}{c} R(t). \quad (2.9)$$

Таким образом, фазометр можно отградуировать в единицах расстояния:

$$R(t) = \frac{c}{2(\omega_1 - \omega_2)} \Phi(t). \quad (2.10)$$

При наличии нескольких целей необходимо произвести предварительную селекцию цели по скорости путем настройки узкополосных фильтров  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ . Это по существу будет последовательным анализом сигнала на выходе детектора. Применяя параллельный анализатор с  $2n$  фильтрами и фазометрами, можно получать одновременную информацию о дальности  $n$  целей, различающихся по скоростям.

Радиолокаторы непрерывного излучения используются преимущественно там, где необходимо прежде всего измерять скорость цели или обнаруживать цели на фоне интенсивных помех от местных предметов.

Например, такие системы могут применяться при измерении скоростей самолетов, снарядов, мин и ракет. Предполагается, что подобные радиолокаторы найдут применение при обнаружении низколетящих целей. По этому же принципу могут быть построены радиолокационные взрыватели. Кроме того, при обнаружении небольших движущихся целей на фоне местных предметов станции непрерывного излучения можно использовать и в качестве «часовых», способных обнаружить движение даже такой цели, как человек, ползущий в густом кустарнике или движущийся в условиях города. В этом случае импульсные станции могут быть не в состоянии выделить полезный сигнал и, кроме того, могут иметь значительную мертвую зону.

При технической реализации систем непрерывного излучения нужно учесть некоторые особенности таких систем. Прежде всего на вход приемника поступает сигнал передающего устройства, превышающий по интенсивности отраженные сигналы. Большой уровень этого сигнала на входе опасен по нескольким причинам. Во-первых, могут произойти повреждения входных цепей приемника, например кристаллического детектора или



смесителя. Во-вторых, может произойти перегрузка приемника, и, в-третьих, возникает необходимость ограничить уровень паразитной модуляции передатчика ниже уровня собственной чувствительности или пороговых сигналов приемника. Далее будет показано, что последнее условие выполнить чрезвычайно тяжело.

Наиболее простым способом уменьшения уровня просачивающегося сигнала передатчика является применение отдельных приемной и передающей антенн. Однако это усложняет и утяжеляет конструкцию радиолокатора.

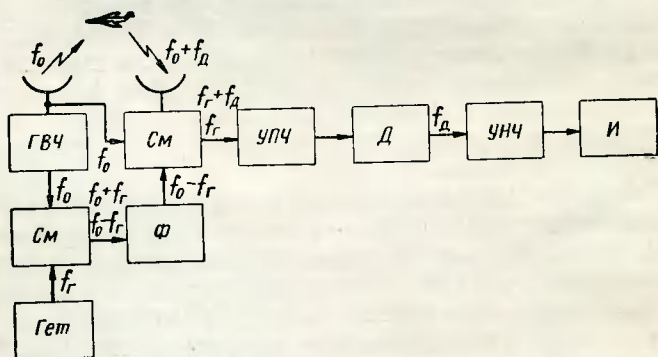


Рис. 2.9. Радиолокатор непрерывного излучения с супергетеродинным приемником:

ГВЧ — генератор высокой частоты; См — смеситель; Гет — гетеродин; Ф — фильтр; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; Д — детектор; УНЧ — усилитель низкой частоты; И — индикатор.

Как известно, детекторный приемник имеет низкую чувствительность из-за значительного уровня шумов кристаллического детектора в области низких частот. Для повышения чувствительности используют супергетеродинный приемник, причем гетеродин преобразователя является когерентным и стабильность его колебания должна быть достаточно высокой. Пример построения такой системы показан на рис. 2.9.

В качестве индикаторных устройств определения скорости и обнаружения сигналов могут использоваться громкоговорители, телефоны, частотомеры и анализаторы спектра.

Как показали опыты, при доплеровских частотах до нескольких тысяч герц наиболее чувствительным индикатором является ухо в сочетании со слуховым аппара-



том (телефон), при этом можно получить выигрыш в пороговой мощности сигнала по сравнению с визуальными индикаторами в 15 раз. Если частоты лежат выше пределов чувствительности уха, то сигнал частоты Доплера модулируют дополнительно чистым тоном около 400 гц, причем, когда сигнала частоты Доплера нет, отсутствует и модулированный сигнал.

Удаление и приближение цели может определяться при анализе сигнала на некоторой промежуточной частоте, что может достигаться использованием второго преобразования по частоте принимаемых сигналов. Однако при этом для селекции движущихся целей следует подавить на выходе приемника сигнал, соответствующий несущей частоте.

## 2.2. КОГЕРЕНТНЫЙ МЕТОД НЕПРЕРЫВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ МОДУЛЯЦИИ

Измерение дальности движущихся целей возможно, как было показано выше, при использовании нескольких непрерывных сигналов разной частоты. Однако при этом нет надобности иметь несколько передатчиков или генераторов высокой частоты. Непрерывные сигналы разной частоты могут рассматриваться как спектр частот одного, но более сложного сигнала. Такой спектр легко получить путем модуляции по какому-нибудь параметру непрерывного сигнала.

Как известно, при модуляции гармонического сигнала по амплитуде, частоте или фазе по периодическому закону спектр сигнала состоит из ряда гармоник, смещенных относительно несущего колебания и друг относительно друга на частоту модуляции. Число гармоник в спектре и величина их амплитуд будут определяться глубиной и законом модуляции. Выбор частоты модуляции зависит от пределов однозначного отсчета дальности [см. (1.69)] и от ширины спектра мешающих отражений.

Спектр мешающих отражений определяется характеристикой направленности антенны, а также взаимным перемещением радиолокатора и мешающих объектов.

Такой подход к спектрам мешающих сигналов является наиболее общим, так как включает и все случаи движения радиолокатора по поверхности и над поверхностью земли. В этом случае характеристика направлен-

ности должна учитывать все боковые лепестки, по которым тоже происходит прием мешающих сигналов. Вследствие перемещения радиолокатора относительно поверхности земли отраженные от этой поверхности сигналы, а также сигналы всех целей, расположенных на поверхности земли, получают доплеровские приращения частоты и образуют широкий шумоподобный спектр помех земли. Этот спектр имеет две характерные области:

1) отражения от поверхности земли, приходящие по главному лепестку характеристики направленности,

2) отражения от поверхности земли, приходящие по боковым лепесткам характеристики направленности.

Отражения, соответствующие главному лепестку, будут наиболее интенсивными. Ширина и положение спектра частот этих отражений зависят от формы главного лепестка (особенно его ширины) и от направления максимума излучения относительно вектора путевой скорости. Отражения, соответствующие боковым лепесткам, менее интенсивны, но занимают полосу частот  $\pm \omega_{\text{Д макс}}$ . В общем случае спектральная плотность отражений от земли может быть определена [2.2, 2.3] из соотношения

$$P_2(f) = \frac{P_1 G_0^2 \lambda^2 \eta}{(4\pi)^3 \delta} \int \frac{g^2(\Delta, S) dS_n}{R^4}, \quad (2.11)$$

где  $dS_n$  — дифференциал элемента площади земли, равный

$$dS_n = dS_\theta \cos \theta \sin \gamma = R^2 \sin \gamma d\gamma d\theta;$$

$\gamma$  — угол между максимумом диаграммы направленности и вектором путевой скорости;

$\theta$  — угол поворота вокруг вектора скорости (рис. 2.10);

$$dS_n = \frac{R^2}{f_{\text{Д макс}}} df d\theta.$$

$$f_{\text{Д}} = \frac{2v}{\lambda} \cos \gamma = f_{\text{Д макс}} \cos \gamma \text{ — частота Допплера;}$$

$G_0$  — коэффициент усиления антенны;

$\eta$  — коэффициент отражения от земли;

$g(\Delta, S)$  — характеристика направленности антенны;

$\Delta$  — угол в наклонной плоскости относительно максимума диаграммы направленности;

$S$  — угол поворота наклонной плоскости относительно вектора путевой скорости;

$f_{Д \text{ макс}} = \frac{1}{2\pi} \omega_{Д \text{ макс}}$  — максимальная частота Допплера;  
 $\delta$  — потери в системе.

При этих обозначениях

$$P_2(f) = \frac{P_1 G_0^2 \lambda^2 \eta}{(4\pi)^3 \delta f_{Д \text{ макс}}} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{g^2 d\theta}{R^2}.$$

Учитывая, что  $H = R \cos \theta \sin \gamma$  — высота радиолокатора над поверхностью земли;

$$P_2(f) = \frac{P_1 G_0^2 \lambda^2 \eta}{(4\pi)^3 H^2 f_{Д \text{ макс}}} \delta \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} g^2 \cos^2 \theta \sin^2 \gamma d\theta. \quad (2.12)$$

Задавая конкретными  $\gamma$  и  $g(\Delta, S)$ , можно вычислить интеграл и получить спектральную плотность помех для различного положения главного лепестка антенны.

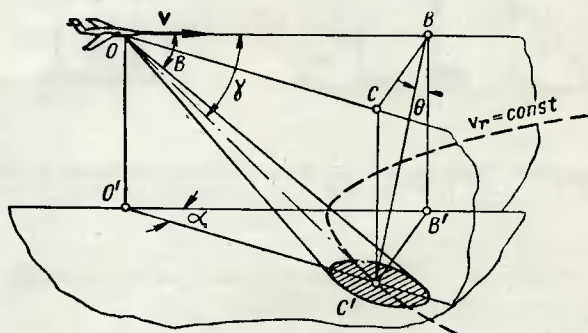


Рис. 2.10. К вычислению спектральной плотности мешающих отражений земной поверхности.

На рис. 2.11 показаны характерные случаи спектров помехи от земли для режима монохроматического излучения.

При использовании нескольких колебаний либо при использовании модулированных колебаний спектры помехи возникают у каждой гармоники модуляции в спектре отраженного землей сигнала. В зависимости от глубины и закона модуляции интенсивность различных

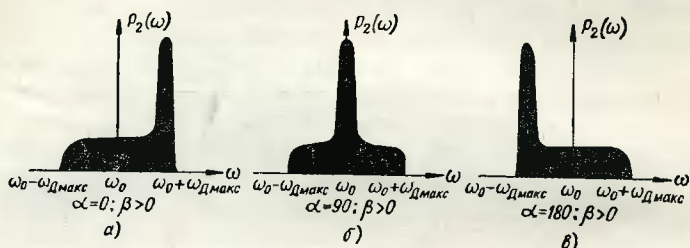


Рис. 2.11. Спектры помех земли при монохроматическом излучении при различной направленности антенны:  
а — вперед по курсу; б — в бок; в — назад по курсу.

участков спектра помехи изменяется. Изменение соотношения доплеровской частоты и частоты модуляции может привести к перекрытию спектров помехи от отдельных гармоник частоты повторения (рис. 2.12).

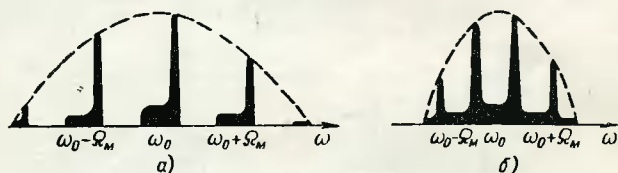


Рис. 2.12. Спектры помех земли при модуляции зондирующего сигнала при высокой (а) и низкой (б) частоте модуляции.

Рассмотрим работу радиолокатора непрерывного излучения, использующего гармонический закон частотной модуляции (рис. 2.13) [2.4].

На выходе смесителя при любой форме сигналов образуется так называемый преобразованный сигнал, являющийся биениями прямого и отраженного колебаний. Тогда мы можем воспользоваться соотношением (2.6), полученным именно для этого случая:

$$U_{m\phi} \approx U_{m1} + U_{m2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2).$$

### При гармоническом законе модуляции

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega_M t,$$

где  $\omega_0$  — несущая частота колебания;

 $\Delta\omega$  — девиация частоты;

$\Omega_M$  — частота модуляции.

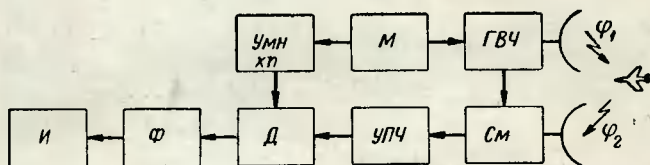


Рис. 2.13. Блок-схема радиолокатора непрерывного излучения с гармонической частотной модуляцией:

*M* — модулятор; *ГВЧ* — генератор высокой частоты; *Умн* — умножитель частоты; *См* — смеситель; *Д* — детектор; *Ф* — фильтр;  
*И* — индикатор.

Фазы прямого и отраженного сигналов  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  находятся из соотношений

$$\varphi_1 = \int_0^t \omega dt = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega_M} \sin \Omega_M t, \quad (2.13)$$

$$\varphi_2 = \int_0^{t-t_R} \omega dt = \omega_0(t-t_R) + \frac{\Delta\omega}{\Omega_M} \sin[\Omega_M(t-t_R)]. \quad (2.14)$$

Разность фаз прямого и отраженного сигнала можно представить в виде

$$\begin{aligned}\Delta\varphi &= \varphi_1 - \varphi_2 = \omega_0 t_R + \frac{\Delta\omega}{\Omega_M} [\sin \Omega_M t_R - \sin (\Omega_M t - \Omega_M t_R)] = \\ &= \omega_0 t_R + \frac{2\Delta\omega}{\Omega_M} \sin \frac{\Omega_M t_R}{2} \cos \left[ \Omega_M \left( t - \frac{t_R}{2} \right) \right].\end{aligned}\quad (2.15)$$

Обозначим

$$\left. \begin{aligned} \varphi_0 &= \omega_0 t_R, \\ \varphi_m &= \frac{2\Delta\omega}{\Omega_m} \sin \frac{\Omega_m t_R}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (2.16)$$

Тогда выражение (2.6) запишется в форме

$$U_m \sigma = U_{m1} + U_{m2} \cos \left\{ \varphi_0 + \varphi_m \cos \left[ \Omega_M \left( t - \frac{t_R}{2} \right) \right] \right\}.$$

Это выражение можно преобразовать. В самом деле,

$$\begin{aligned}
 U_{m\phi} &= U_{m1} + U_{m2} \left\{ \cos \varphi_0 \cos \left[ \varphi_m \cos \left( \Omega_M t - \frac{\Omega_M t_R}{2} \right) \right] - \right. \\
 &\quad \left. - \sin \varphi_0 \sin \left[ \varphi_m \cos \left( \Omega_M t - \frac{\Omega_M t_R}{2} \right) \right] \right\} = \\
 &= U_{m1} + U_{m2} \left\{ \cos \varphi_0 [J_0(\varphi_m) - 2J_2(\varphi_m) \cos(2\Omega_M t - \Omega_M t_R) + \right. \\
 &\quad \left. + 2J_4(\varphi_m) \cos(4\Omega_M t - 2\Omega_M t_R) - \dots] - \right. \\
 &\quad \left. - \sin \varphi_0 \left[ 2J_1(\varphi_m) \cos \left( \Omega_M t - \frac{\Omega_M t_R}{2} \right) - \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. - 2J_3(\varphi_m) \cos \left( 3\Omega_M t - \frac{3\Omega_M t_R}{2} \right) + \dots \right] \right\} = \\
 &= U_{m1} + U_{m2} \left\{ J_0(\varphi_m) \cos \varphi_0 + \right. \\
 &\quad \left. + \sum_{2, 4, 6}^{\infty} (-1)^{\frac{n}{2}} J_n(\varphi_m) \left[ \cos \left( \varphi_0 - n\Omega_M t + \frac{n\Omega_M t_R}{2} \right) + \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \cos \left( \varphi_0 + n\Omega_M t - \frac{n\Omega_M t_R}{2} \right) \right] + \right. \\
 &\quad \left. + \sum_{1, 3, 5}^{\infty} (-1)^{\frac{n+1}{2}} J_n(\varphi_m) \left[ \sin \left( \varphi_0 - n\Omega_M t + \frac{n\Omega_M t_R}{2} \right) - \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. - \sin \left( \varphi_0 + n\Omega_M t - \frac{n\Omega_M t_R}{2} \right) \right] \right\}.
 \end{aligned}$$

Заменяя в этом выражении  $\varphi_0 = \omega_0 t_R$ , получаем

$$\begin{aligned}
 U_{m\phi} &= U_{m1} + U_{m2} \left\{ J_0(\varphi_m) \cos \omega_0 t_R + \right. \\
 &\quad \left. + \sum_{2, 4, 6}^{\infty} (-1)^{\frac{n}{2}} J_n(\varphi_m) \left[ \cos \left\{ n\Omega_M \left( t - \frac{t_R}{2} \right) - \omega_0 t_R \right\} + \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \cos \left\{ n\Omega_M \left( t - \frac{t_R}{2} \right) + \omega_0 t_R \right\} \right] + \right. \\
 &\quad \left. + \sum_{1, 3, 5}^{\infty} (-1)^{\frac{n+1}{2}} J_n(\varphi_m) \left[ \sin \left\{ n\Omega_M \left( t - \frac{t_R}{2} \right) - \omega_0 t_R \right\} - \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. - \sin \left\{ n\Omega_M \left( t - \frac{t_R}{2} \right) + \omega_0 t_R \right\} \right] \right\}. \quad (2.17)
 \end{aligned}$$

Для неподвижной цели  $t_R = t_{R_0} = \frac{2R_0}{c} = \text{const}$  и спектр преобразованного сигнала состоит из гармоник частоты модуляции  $n\Omega_M$ , величина амплитуд которых зависит от дальности цели, так как

$$J_n(\varphi_m) = J_n\left(\frac{2\Delta\omega}{\Omega_M} \sin \frac{\Omega_M t_R}{2}\right).$$

При  $\Omega_M t_R < \frac{1}{2}$  можно считать, что  $\sin \frac{\Omega_M t_R}{2} \approx \frac{\Omega_M t_R}{2}$ , и поэтому

$$J_n(\varphi_m) \approx J_n(\Delta\omega t_R).$$

Для движущейся цели  $t_R \approx t_{R_0} + \frac{2v_r}{c} t$ , поэтому спектр изменяется:

$$\begin{aligned} U_{m\sigma} = & U_{m1} + U_{m2} \left\{ J_0(\varphi_m) \cos \left[ \omega_0 \left( t_{R_0} + \frac{2v_r}{c} t \right) \right] + \right. \\ & + \sum_{2, 4, 6}^{\infty} (-1)^{\frac{n}{2}} J_n(\varphi_m) \left[ \cos \left\{ n\Omega_M \left( t - \frac{t_{R_0}}{2} \right) - \right. \right. \\ & \left. \left. - \omega_0 \left( t_{R_0} + \frac{2v_r}{c} t \right) \right\} + \cos \left\{ n\Omega_M \left( t - \frac{t_{R_0}}{2} \right) + \right. \right. \\ & \left. \left. + \omega_0 \left( t_{R_0} + \frac{2v_r}{c} t \right) \right\} \right] + \sum_{1, 3, 5}^{\infty} (-1)^{\frac{n+1}{2}} J_n(\varphi_m) \times \\ & \times \left[ \sin \left\{ n\Omega_M \left( t - \frac{t_{R_0}}{2} \right) - \omega_0 \left( t_{R_0} + \frac{2v_r}{c} t \right) \right\} - \right. \\ & \left. - \sin \left\{ n\Omega_M \left( t - \frac{t_{R_0}}{2} \right) + \omega_0 \left( t_{R_0} + \frac{2v_r}{c} t \right) \right\} \right] \Big\} = \\ & = U_{m1} + U_{m2} \left\{ J_0(\varphi_m) \cos(\omega_D t + \omega_0 t_R) + \right. \\ & + \sum_{2, 4, 6}^{\infty} (-1)^{\frac{n}{2}} J_n(\varphi_m) \left[ \cos \left\{ (n\Omega_M - \omega_D) t - \right. \right. \\ & \left. \left. - \left( \frac{n\Omega_M}{2} + \omega_0 \right) t_{R_0} \right\} + \cos \left\{ (n\Omega_M + \omega_D) t - \right. \right. \\ & \left. \left. - \left( \frac{n\Omega_M}{2} - \omega_0 \right) t_{R_0} \right\} \right] + \sum_{1, 3, 5}^{\infty} (-1)^{\frac{n+1}{2}} J_n(\varphi_m) \times \end{aligned}$$

$$\times \left[ \sin \left\{ (n\Omega_M - \omega_D) t - \left( \frac{n\Omega_M}{2} + \omega_0 \right) t_{R_0} \right\} - \right. \\ \left. - \sin \left\{ (n\Omega_M + \omega_D) t - \left( \frac{n\Omega_M}{2} - \omega_0 \right) t_{R_0} \right\} \right]. \quad (2.18)$$

Видно, что спектр преобразованного сигнала движущейся цели состоит из гармоник частоты  $n\Omega_M \pm \omega_D$ .

Для селекции движущейся цели из спектра преобразованного сигнала с помощью селективного усилителя

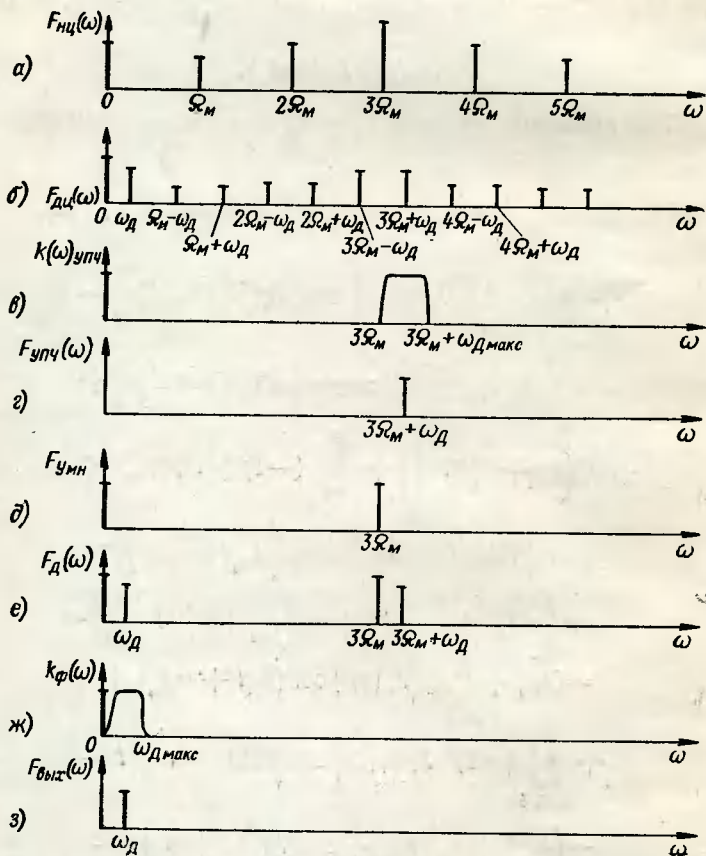


Рис. 2.14. Графики, поясняющие работу радиолокатора (рис. 2.13): а — спектр отраженного сигнала неподвижной цели; б — спектр отраженного сигнала движущейся цели; в — амплитудно-частотная характеристика УПЧ; г — спектр на выходе УПЧ; д — спектр на выходе умножителя; е — спектр на выходе детектора; ж — амплитудно-частотная характеристика фильтра; з — спектр на выходе фильтра.



(УПЧ) достаточно выбрать одну из составляющих  $n\Omega_M \pm \omega$ . При этом выбором соответствующего  $n > 1$  можно, при данной частоте модуляции  $\Omega_M$ , без значительного энергетического проигрыша избежать влияния шумов передатчика и определить скорость движущейся цели. Для этого гармоника  $n\Omega_M \pm \omega_D$  сравнивается после усиления в УПЧ, настроенном на частоту  $n\Omega_M$ , с гармоникой частоты модуляции  $n\Omega_M$ . На выходе элемента сравнения — детектора, после фильтрации остается лишь сигнал частоты  $\omega_D$  (рис. 2.14).

Таким образом, данная система позволяет выделить сигнал доплеровской частоты, причем приемник настроен относительно частоты передатчика на величину  $n\Omega_M$ , что уменьшает влияние просачивающегося сигнала и шумов генератора высокой частоты.

Путем усложнения такой системы можно обеспечить при известной частоте  $f_D$  измерение дальности цели  $R$ . Действительно, пусть

$$\omega_2(t) \approx \omega_0 + \Delta\omega \cos[\Omega_M(t - t_{R_0})] + \omega_D.$$

Тогда

$$\begin{aligned} \omega_6(t) = \omega_1(t) - \omega_2(t) = 2\Delta\omega \sin \frac{\Omega_M t_{R_0}}{2} \times \\ \times \sin\left[\Omega_M\left(t - \frac{t_{R_0}}{2}\right)\right] + \omega_D. \end{aligned} \quad (2.19)$$

При  $t_{R_0} \ll \frac{2\pi}{\Omega_M}$  можно считать, что

$$\omega_6(t) = \Omega_M \Delta\omega t_{R_0} \sin \Omega_M t + \omega_D.$$

Если теперь вычислить среднюю частоту биений для двух полупериодов модуляции, получим для первого полупериода

$$\begin{aligned} \omega_{61}(t) = \frac{2}{T_M} \int_0^{\frac{T_M}{2}} |\omega_6(t)| dt = \left| \frac{2\Omega_M \Delta\omega t_{R_0}}{T_M} \int_0^{\frac{T_M}{2}} \sin \Omega_M t dt + \right. \\ \left. + \frac{2\omega_D}{T_M} \int_0^{\frac{T_M}{2}} dt \right| = \left| -\frac{4\Delta\omega t_{R_0}}{T_M} + \omega_D \right| = |-\bar{\omega}_R + \omega_D|, \end{aligned} \quad (2.20)$$

где  $\omega_R = \frac{4\Delta\omega t_{R_0}}{T_M} = \frac{8\Delta\omega F_M}{c} R_0$  — средняя круговая частота, пропорциональная дальности цели.

Производя аналогичные вычисления, для второго полу- периода модуляции получаем:

$$\overline{\omega_{\text{б}_2}(t)} = \frac{2}{T_M} \int_{\frac{T_M}{2}}^{T_M} |\omega_{\text{б}}(t)| dt = |\overline{\omega_R} - \omega_D|. \quad (2.21)$$

Зная  $\omega_D$ , можно, усредняя частоты биения на отрезках  $\frac{T_M}{2}$ , вычислять значения  $\omega_R$  и, значит, определять таким образом  $R$ .

Рассмотрим теперь радиолокатор непрерывного излучения [2.5] с частотной модуляцией по закону меандра (рис. 2.15). В этом радиолокаторе частота передатчика

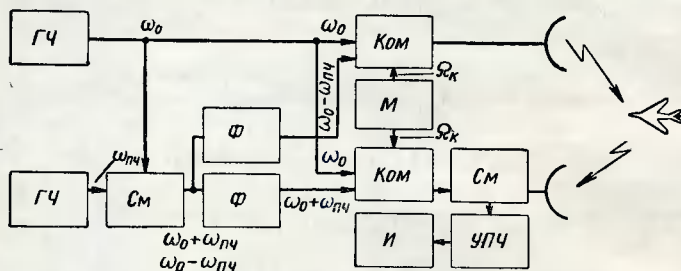


Рис. 2.15. Блок-схема радиолокатора непрерывного излучения с частотной модуляцией по закону меандра:

ГЧ — генератор частоты; См — смеситель; Ф — фильтр; М — модулятор; Ком — коммутатор; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; И — индикатор.

скачками меняется между двумя значениями  $\omega_0$  и  $\omega_0 - \omega_{пч}$  с низкой частотой  $\Omega_M$ . Приемник супергетеродинного типа работает на промежуточной частоте  $\omega_{пч}$  также с изменением частоты гетеродина в пределах  $\omega_0$  и  $\omega_0 + \omega_{пч}$ .

Графики изменения частот сигналов в данной системе показаны на рис. 2.16. Очевидно, импульсы в канале промежуточной частоты будут наиболее широкими, если

время запаздывания будет кратно нечетному числу половин периода модуляции:

$$t_R = \frac{2n+1}{2} T_M.$$

В этом случае в канале УПЧ будет непрерывный сигнал частоты  $\omega_{ПЧ} - \omega_D$ . И наоборот, при времени запаздывания, кратном периоду модуляции сигнала  $t_R = nT_M$ , импульсы в канале УПЧ будут отсутствовать.

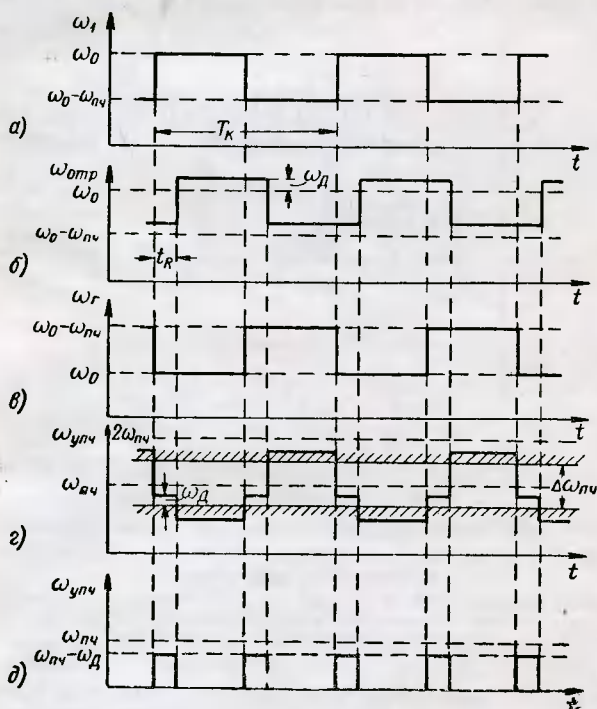


Рис. 2.16. Графики, поясняющие работу радиолокатора (рис. 2.15):

а — изменение частоты передатчика; б — изменение частоты отраженного сигнала; в — изменение частоты гетеродина; г — изменение частоты преобразованного сигнала; д — изменение частоты сигнала в УПЧ.

Таким образом, при селектировании сигнала одной цели путем вариации  $T_M$  можно подобрать наиболее выгодный энергетический режим для обнаружения этой цели.

Для разделения сигналов целей, имеющих одинаковую радиальную скорость, но различную дальность, можно использовать линейную модуляцию частоты внутри каждой половины меандра. В этом случае сигналы целей с дальностей, не соответствующих оптимальному периоду модуляции, будут иметь разностные частоты  $\omega_p = \omega_D$  —

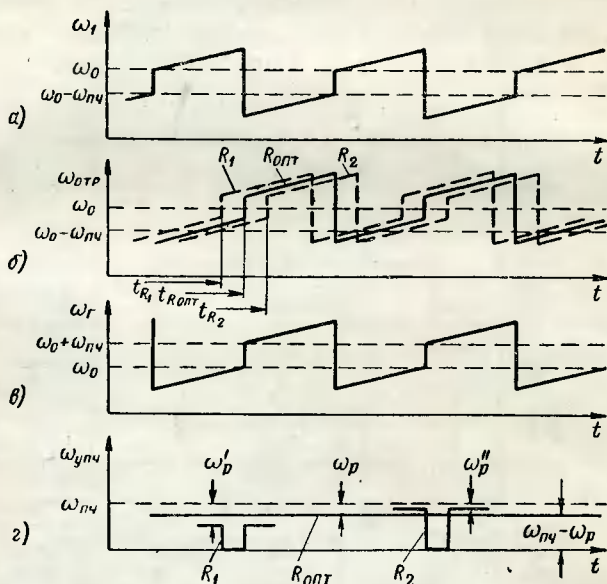


Рис. 2.17. Графики, поясняющие разделение сигналов целей с различных дальностей с помощью дополнительной линейной модуляции:

а — изменение частоты передатчика; б — изменение частоты отраженных сигналов; в — изменение частоты гетеродина; г — изменение частоты сигнала в УПЧ.

—  $\frac{2\omega_0}{T_m} t_R$ , большие или меньшие по сравнению с сигналом цели, находящейся на оптимальной дальности (рис. 2.17).

Качество фильтрации, или, что то же самое, селекции сигналов движущихся целей на фоне мешающих отражений от поверхности земли, зависит от соотношения частоты модуляции  $\Omega_m$ , доплеровской частоты движущейся цели  $\omega_{дц}$  и диапазона доплеровских частот мешающих отражений  $\pm \omega_{д макс}$  (см. рис. 2.11).

В нашем случае для повышения качества селекции необходимо выполнить соотношения

$$\Omega_M - \omega_{Д\text{ макс}} > \omega_{ДЦ} > \omega_{Д\text{ макс}}.$$

При этом спектральные составляющие сигнала движущейся цели не будут совпадать со спектром помехи (рис. 2.18).

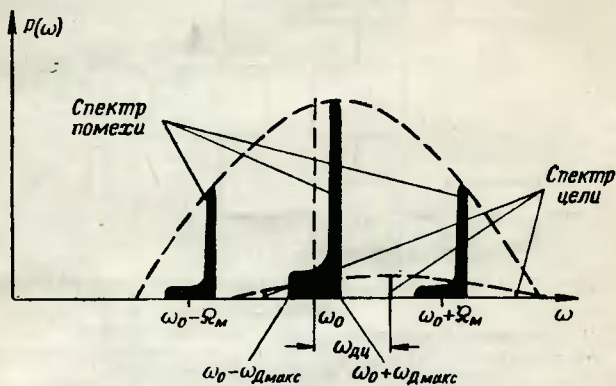


Рис. 2.18. К выбору частоты модуляции для обеспечения селекции целей по скорости.

Таким образом, частота модуляции  $\Omega_M$  в данной системе может быть весьма большой, что приводит даже к неоднозначности измерения дальности.

### 2.3. КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНЫЕ МЕТОДЫ СДЦ

Сущность когерентно-импульсных методов сводится к сравнению по фазе отраженных сигналов с опорным сигналом. Как было показано в § 2.1, при когерентных методах непрерывного излучения в качестве опорного сигнала можно использовать сигнал генератора высокой частоты. В когерентно-импульсном методе такая возможность отсутствует, ибо генератор высокой частоты работает в импульсном режиме. Таким образом, в паузе между зондирующими импульсами необходим дополнительный источник опорного сигнала. Таким дополнительным источником обычно является специальный генератор — так называемый когерентный генератор или гете-

родин, работающий в режиме фазовой синхронизации с генератором высокой частоты. Фазовая синхронизация (или фазирование) необходима для обеспечения когерентности сигналов генератора высокой частоты и когерентного гетеродина.

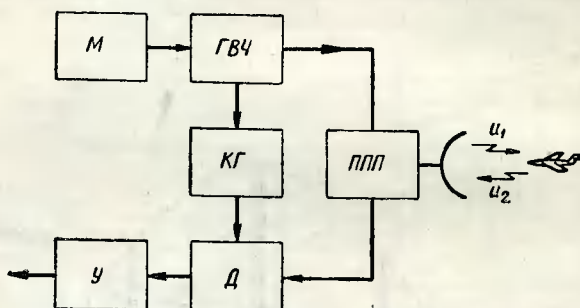


Рис. 2.19. Блок-схема когерентно-импульсного радиолокатора:

*М* — импульсный модулятор; *ГВЧ* — генератор высокой частоты; *КГ* — когерентный гетеродин; *ППП* — переключатель прием — передача; *Д* — детектор; *У* — усилитель.

Блок-схема когерентно-импульсного радиолокатора показана на рис. 2.19 [2.6]. На элементе сравнения — детекторе, образуются биения отраженного сигнала и опорного сигнала когерентного гетеродина. Поэтому соотношения (2.4), (2.5), (2.6) и векторные диаграммы (рис. 2.2, 2.3 и 2.4), полученные в § 2.1, справедливы и в рассматриваемом случае. Следует лишь учесть одну характерную особенность, заключающуюся в том, что отраженный сигнал  $U_2(t)$  имеет импульсный характер. Поэтому даже при непрерывном опорном сигнале когерентного гетеродина биения могут возникнуть лишь во время существования отраженного сигнала (рис. 2.20):

$$t_R \leq t \leq t_R + \tau.$$

При отсчете времени от начала какого-либо одного периода повторения биения существуют на отрезках времени

$$(n-1)T_{\Pi} + t_R \leq t \leq (n-1)T_{\Pi} + t_R + \tau, \quad (2.22)$$

где  $n=1, 2, 3, \dots$  — номер периода повторения.

Таким образом, напряжение биений может быть записано аналогично соотношению (2.6):

$$U_{m\delta} = U_{m\kappa\Gamma} + U_2 \cos(\varphi_{\kappa\Gamma} - \varphi_2).$$

Поскольку когерентный гетеродин синхронизируется по фазе с генератором высокой частоты, можно считать, что

$$\varphi_1 = \varphi_{\kappa\Gamma}$$

и, следовательно,

$$U_{m\delta} = U_{m\kappa\Gamma} + U_m \cos(\varphi_1 - \varphi_2). \quad (2.23)$$

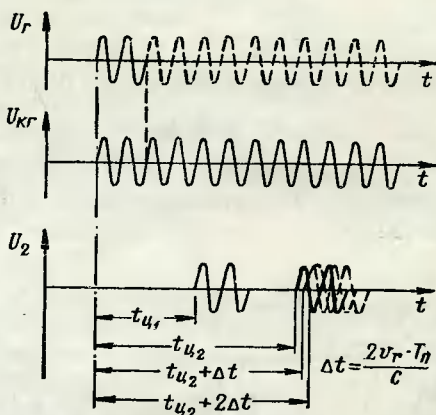


Рис. 2.20. Графики сигналов генератора высокой частоты, когерентного гетеродина и отраженного сигнала, поясняющие работу радиолокатора (рис. 2.19).

Между импульсами биения, т. е. когда

$$(n-1)T_{\Pi} + t_R + \tau \leq t \leq nT_{\Pi} + t_R, \quad (2.24)$$

на входе детектора имеется лишь опорный сигнал  $U_{\kappa\Gamma}$ , следовательно, на этих интервалах

$$U_{m\delta} = U_{m\kappa\Gamma}. \quad (2.25)$$

Сопоставляя (2.23) и (2.25), приходим к заключению, что на входе элемента сравнения имеется непрерывный опорный сигнал  $U_{\kappa\Gamma}$ , к которому в моменты прихода отраженных сигналов добавляются импульсы биений.



Используя для сигнала движущихся целей соотношение (2.7) и (2.22), получаем

$$U_{m\delta} = U_{m\kappa\Gamma} + U_{m2} \cos \left\{ \omega_0 \frac{2R_0}{c} - \varphi_{отр} + \right. \\ \left. + \omega_D [(n-1)T_{\Pi} + t_{R_0} + t'] \right\}, \quad (2.26)$$

где  $n = 1, 2, 3, \dots$  — номер периода повторения;  
 $t'$  — время, отсчитываемое в пределах  $0 \leq t' \leq \tau$ .

Таким образом, биения будут возникать через интервалы времени  $T_{\Pi}$ , в течение которых фаза изменяется на величину

$$\Delta\varphi_{T_{\Pi}} = \omega_D T_{\Pi}.$$

Изменение фазы за время импульса будет равно

$$\Delta\varphi_{\tau} = \omega_D \tau.$$

В результате при движении цели, когда  $\omega_D \neq 0$ , амплитуда напряжения на детекторе изменяется согласно соотношению (2.26).

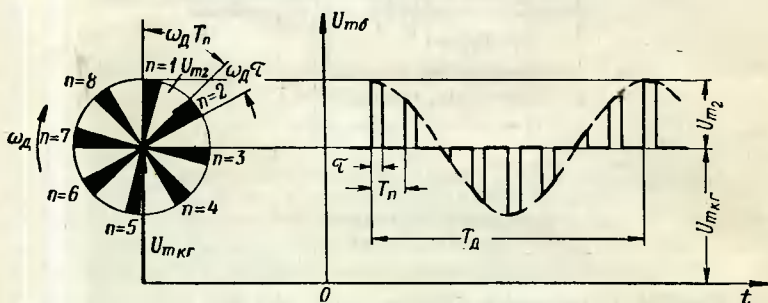


Рис. 2.21. Векторная диаграмма и график изменения во времени амплитуды импульсов биений при движении цели.

Учитывая непрерывность первого слагаемого выражения (2.26) и импульсный характер второго, построим график изменения амплитуды сигнала биений на элементе сравнения (рис. 2.21).

Для неподвижной цели  $\omega_D = 0$ , поэтому

$$U_{m\delta} = U_{m\kappa\Gamma} + U_{m2} \cos \left\{ \omega_0 \frac{2R_0}{c} - \varphi_{отр} \right\}, \quad (2.27)$$



когда

$$(n-1)T_{\Pi} + t_{R_0} \leq t \leq (n-1)T_{\Pi} + t_{R_0} + \tau.$$

В течение времени

$$(n-1)T_{\Pi} + t_{R_0} + \tau \leq t \leq nT_{\Pi} + t_{R_0}$$

амплитуда биений равна

$$U_{m\delta} = U_{m\text{ кг.}}$$

Учитывая непрерывность первого слагаемого (2.27) и импульсный характер второго, можно построить график амплитуды напряжения на элементе сравнения, приведенный на рис. 2.22.

Следовательно, на выходе детектора после фильтрации постоянной составляющей выходного напряжения сигналы движущихся целей будут представлять собой

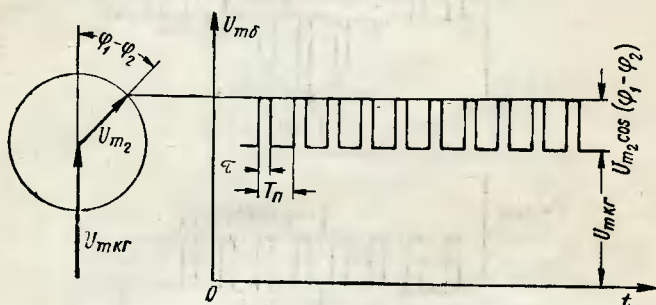


Рис. 2.22. Векторная диаграмма и график изменения во времени амплитуды импульсов биений при неподвижной цели.

знакопеременные модулированные по амплитуде импульсные последовательности (рис. 2.23,а). В то же время сигналы неподвижных целей будут являться последовательностями импульсов с неизменной от периода к периоду повторения амплитудой, причем в зависимости от дальности разность фаз  $\varphi_1 - \varphi_2$  может меняться в пределах  $\pm\pi$ , что соответствует изменению амплитуды в пределах  $\pm U_{m_2}$  (рис. 2.23,б). При наличии в одной и той же точке пространства в пределах объема импульсного пакета движущейся и неподвижной целей результи-

рующий сигнал биений будет состоять из суммы сигналов биений движущейся и неподвижной целей:

$$U_{m \Sigma} = U_{m \text{ кг}} + U_{m \text{ н ц}} \cos \left\{ \omega_0 \frac{2R_0}{c} - \varphi_{\text{отр н ц}} \right\} + \\ + U_{m \text{ д ц}} \cos \left\{ \omega_0 \frac{2R_0}{c} - \varphi_{\text{отр д ц}} + \omega_{\text{д}} [(n-1) T_{\text{п}} + t_{R_0} + t'] \right\}. \quad (2.28)$$

В выражении (2.28) первое слагаемое имеет непрерывный характер, а два последующих — импульсный. Поэтому после фильтрации постоянной составляющей

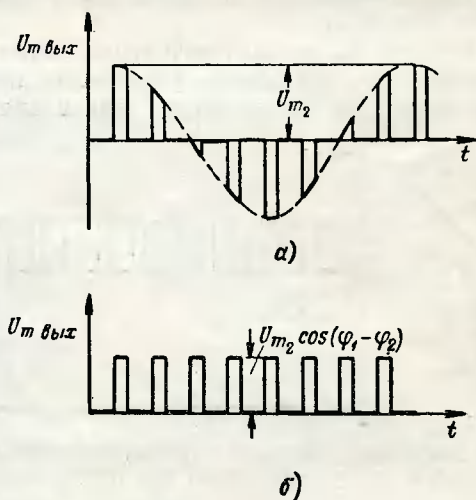


Рис. 2.23. Импульсы биений после фильтрации постоянной составляющей при движущейся (а) и неподвижной (б) целях.

выходного напряжения детектора получают видеоимпульсы, модулированные по амплитуде так, как это показано на рис. 2.24,б.

Переноса начало отсчета в соотношениях (2.26) и (2.28) и рассматривая лишь выходное напряжение детектора, которое после фильтрации является чисто им-

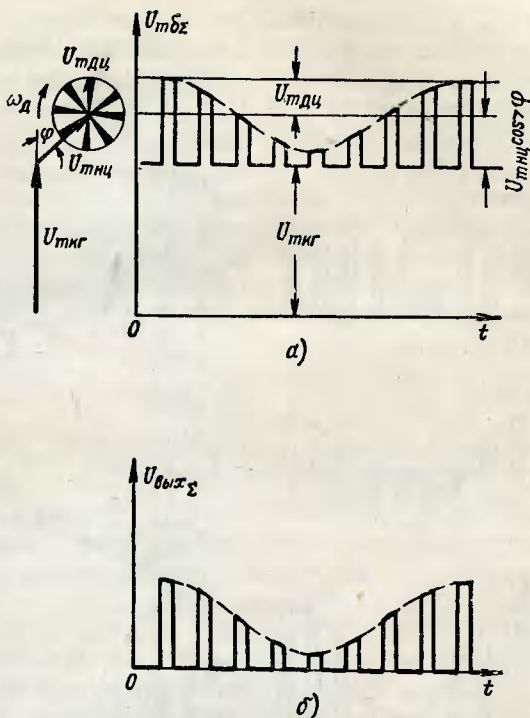


Рис. 2.24. Векторная диаграмма и график изменения во времени амплитуды импульсов биений суммы сигналов движущейся и неподвижной целей:

а — на входном контуре детектора; б — на выходе детектора после фильтрации постоянной составляющей.

пульсным, можно получить следующие зависимости для сигналов движущейся и неподвижной целей:

$$U_{m\delta} = U_{m2} \sin \omega_d t, \quad (2.26a)$$

$$U_{m\delta} = U_{m2\text{нц}} (1 + M \sin \omega_d t), \quad (2.28a)$$

где  $U_{m2\text{нц}} = U_{m\text{нц}} \cos \left( \omega_0 \frac{2R_0}{c} - \varphi_{\text{отрцц}} \right)$  — сигнал неподвижной цели;

$U_{m\text{дц}}$  — амплитуда сигнала движущейся цели;

$M = \frac{U_{m\text{дц}}}{U_{m2\text{нц}}}$  — коэффициент модуляции сигнала биений.

Формулы (2.26а) и (2.28а) дают последовательности модулированных по амплитуде видеоимпульсов, спектральный состав которых был найден в гл. 1 [см. выражения (1.124), (1.125) и (1.126) и рис. 1.33, 1.34 и 1.35].

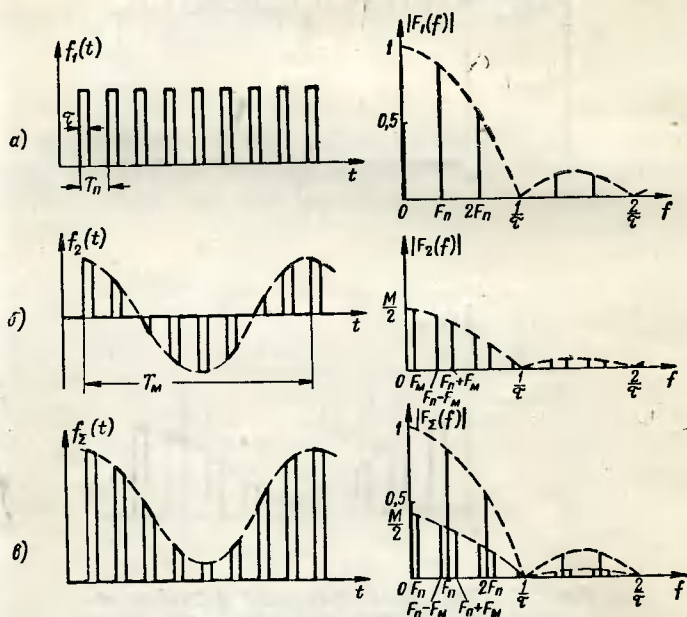


Рис. 2.25. Сигналы неподвижных (а) и движущихся (б) целей, а также суммарный сигнал движущейся и неподвижной целей (в) и их спектральный состав.

Сравнивая импульсы движущихся и неподвижных целей на выходе элемента сравнения, можно сделать заключение, что основным отличием временных функций, соответствующих этим последовательностям, будет наличие переменной составляющей в сигнале движущейся цели. В самом деле, даже в случае совпадения во времени сигналов движущейся и неподвижной целей функцию времени  $f_{\Sigma}(t)$ , соответствующую рис. 2.24, можно заменить суммой постоянной составляющей  $f_1(t)$  и переменной составляющей  $f_2(t)$ , как это изображено на рис. 2.25,а.

Можно считать, что для движущейся цели  $f_{\Sigma}(t) = f_2(t)$ , для неподвижной цели  $f_{\Sigma \text{ н ц}} = f_1(t)$  и, наконец, в случае совпадения в пространстве неподвижной и движущейся цели  $f_{\Sigma}(t) = f_1(t) + f_2(t)$ . Переходя к спектральным представлениям, можно утверждать, что спектр немодулированных видеоимпульсов, соответствующих функции времени  $f_1(t)$ , будет состоять лишь из гармоник частоты повторения  $nF_{\Pi}$  (рис. 2.25, б). Спектр знакопеременной последовательности видеоимпульсов, модулированных по закону (2.26) и соответствующих функции времени  $f_2(t)$ , на основании соотношений (1.125) и (1.126) будет состоять из гармоник

$$nF_{\Pi} \pm F_{\text{м}}.$$

Наконец, спектр последовательности видеоимпульсов, соответствующих функции  $f_{\Sigma}(t) = f_1(t) + f_2(t)$ , будет состоять из гармоник  $nF_{\Pi}$  и из гармоник  $nF_{\Pi} \pm F_{\text{м}}$ .

Следовательно, для селекции движущихся целей необходимо компенсировать на выходе элемента сравнения импульсные последовательности с постоянной амплитудой или подавлять в спектре сигнала после элемента сравнения все гармоники частоты повторения  $nF_{\Pi}$ .

Однако при построении устройств селекции движущихся целей на основе различия сигналов движущихся и неподвижных целей в когерентно-импульсных радиолокаторах следует учитывать наличие так называемого стробоскопического эффекта.

Запишем выражение (2.28а) с учетом фильтрации постоянной составляющей в виде

$$U_{\text{мб}\Sigma} = U_{\text{м2 н ц}} + U_{\text{мд ц}} \cos[(n-1)T_{\Pi}\omega].$$

Очевидно,  $U_{\text{мб}\Sigma}$  будет однозначной функцией  $n$  только в пределах однозначности функции косинуса его аргументу. Следовательно, можно считать, что для однозначной связи  $U_{\text{мб}}$  и  $n$  необходимо, чтобы

$$(n-1)T_{\Pi}\omega_{\text{д}} \leq \pi$$

или

$$(n-1)f_{\text{д}} \leq \frac{F_{\Pi}}{2}.$$

Это соотношение должно выполняться для любого  $n$ . Поэтому, полагая  $n=2$ , получаем пределы однозначного соответствия частоты биений импульсной последовательности частоте Допплера:

$$f_b = f_d \text{ при } f_d \leq \frac{F_n}{2}. \quad (2.29)$$

При увеличении  $f_d > \frac{F_n}{2}$  за счет периодичности косинуса получаем периодическое повторение указанного соответствия. Сказанное поясняется графиками рис. 2.26 [2.6].

На рис. 2.27 показана зависимость частоты биений от частоты Допплера. Видно, что в случае, когда частота Допплера кратна частоте повторения, последовательность импульсов оказывается немодулированной, так как  $f_b = 0$ . Этот случай соответствует соотношению

$$f_d = nF_n,$$

где  $n = 1, 2, 3, \dots$

Подставляя в это выражение значение частоты Допплера, получаем

$$v_{rn} = n \frac{\frac{\lambda}{2}}{T_n}. \quad (2.30)$$

Таким образом, модуляция импульсов движущейся цели отсутствует, а следовательно, отсутствует различие сигналов движущейся и неподвижной целей при радиальных скоростях, удовлетворяющих условию (2.30). Эти скорости называются «слепыми». Цель,двигающаяся с одной из «слепых» скоростей, за период повторения приближается или удаляется от радиолокатора на отрезок расстояния, кратный целому числу половин длины волны несущего колебания радиолокатора. При этом разность фаз прямого и отраженного сигналов за период повторения будет изменяться на величину, кратную  $2\pi$ . В самом деле

$$\Delta\varphi = \omega_d T_n = n2\pi.$$

Стробоскопический эффект проявляется и в изменении спектров модулированной последовательности. Рассмотрим участок спектра модулированной импульс-

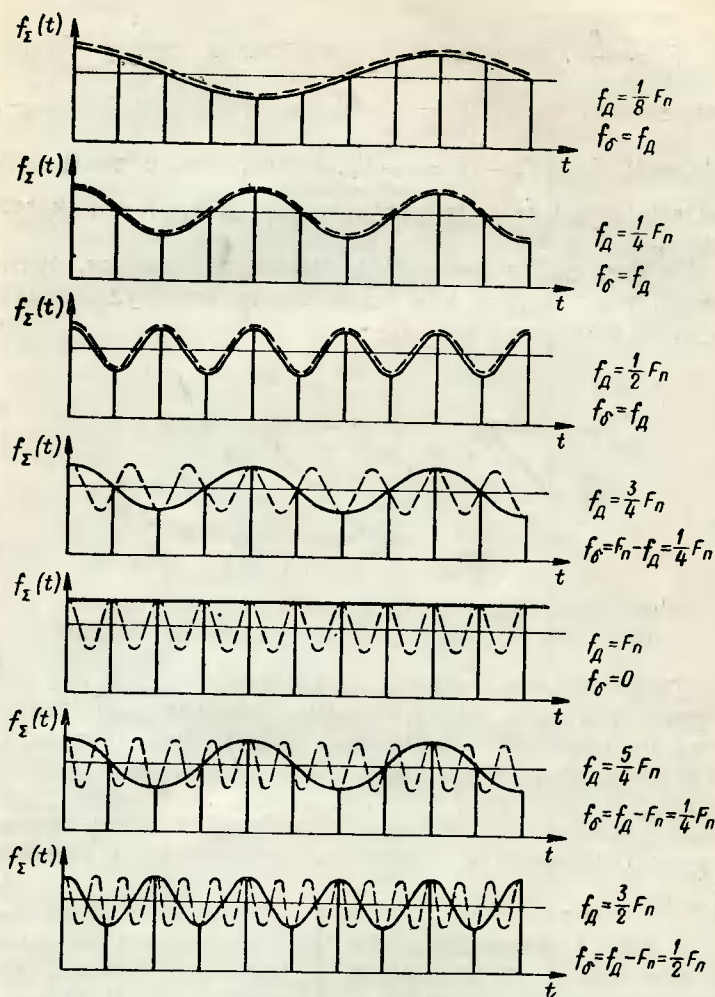


Рис. 2.26. К пояснению сущности стробоскопического эффекта.

ной последовательности, соответствующей выражению (1.124) и рис. 1.30.

На рис. 2.28,а изображен спектр биений для случая, когда  $f_d < \frac{1}{2} F_n$  и, следовательно,  $f_\delta = f_d = \frac{F_n}{2}$ . На рис. 2.28,б изображен спектр биений для случая, когда



$f_6 = f_D = \frac{F_n}{2}$ . На рис. 2.28, в изображен спектр биений для случая, когда  $f_D = \frac{2}{3} F_n$ , и, поскольку  $f_D > \frac{F_n}{2}$ , получаем  $f_6 = F_n - f_D = \frac{1}{3} F_n$ . Видно, что с точки зрения структуры спектра случаи на рис. 2.28, а и в тождественны.

На рис. 2.28, г изображен спектр для случая, когда  $f_6 = 0$ , так как  $f_D = n F_n$ . Это спектр немодулированной последовательности импульсов.

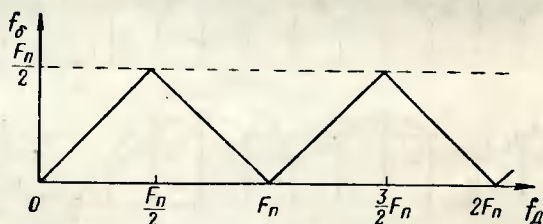


Рис. 2.27. Зависимость частоты огибающей импульсов от частоты Допплера при стробоскопическом эффекте.

Таким образом, сигналы движущихся целей при скоростях движения целей, равных „слепым“, не отличаются от сигналов неподвижных целей. При одномерной задаче, когда  $v_r = v$ , имеется бесконечный ряд „слепых“ скоростей, так как  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ . Однако реальные современные объекты, подлежащие обнаружению, имеют ограниченный диапазон скоростей, и поэтому  $n = 0, 1, 2, \dots, n_{\text{макс}} = \frac{2v_{\text{макс}}}{\lambda F_n}$ .

Следует учитывать, что цель может перемещаться в пространстве по отношению к радиолокатору в любом направлении с любой скоростью в пределах от 0 до  $v_{\text{гмакс}}$ . В результате этого радиальная скорость цели зависит от направления ее полета и может совпасть с одной из слепых скоростей. При таком совпадении выполняется соотношение

$$v \cos \varphi_n = \frac{n \lambda F_n}{2}, \quad (2.31)$$

где  $\varphi_n$  — угол в плоскости, соответствующий слепой скорости  $v_{rn}$ . Следовательно, при скорости движения



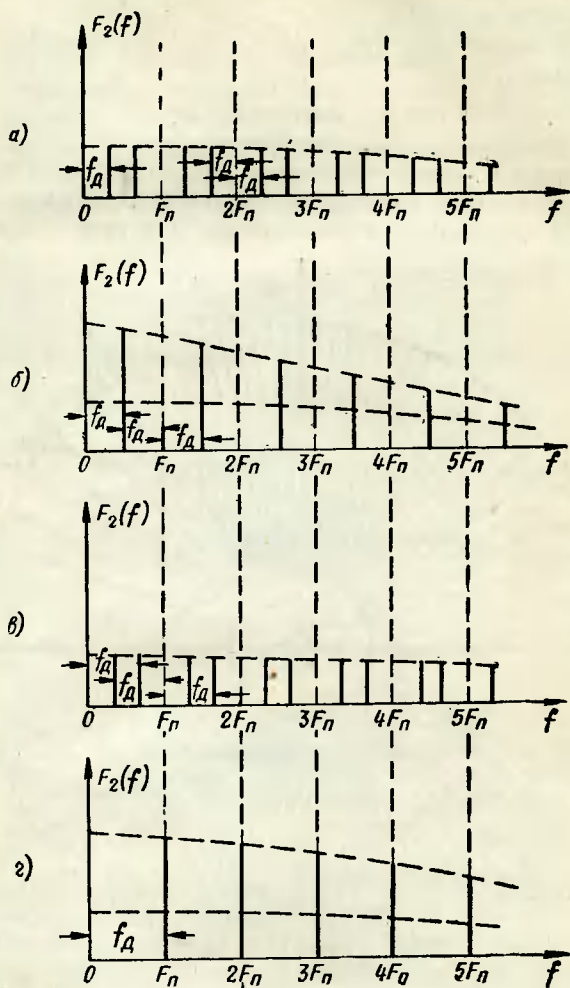


Рис. 2.28. К пояснению сущности стробоскопического эффекта.

$v = \text{const}$  для этой цели будет существовать ряд так называемых «слепых» направлений, на которых скорость будет равна «слепой» скорости.

Угол между вектором скорости  $v$  и этими направлениями равен

$$\varphi_n = \arccos \frac{n\lambda F_{\pi}}{2v}. \quad (2.32)$$

Например, для  $v = 300$  м/сек,  $F_{\pi} = 1\,000$  гц и  $\lambda = 3$  см образуется сорок слепых направлений в плоскости, проходящей через цель, радиолокатор и вектор скорости  $v$ .

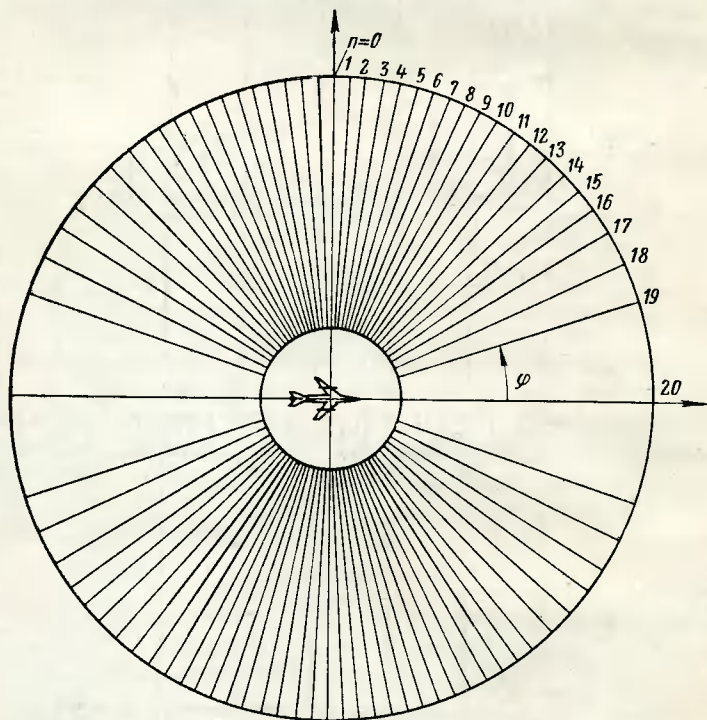


Рис. 2.29. Диаграмма «слепых» направлений.

Эта диаграмма слепых направлений показана на рис. 2.29.

Используя различия сигналов биений движущихся и неподвижных целей, можно построить несколько систем

селекции движущихся целей. Рассмотрим основные пути реализации когерентно-импульсного метода селекции движущихся целей.

Пути осуществления когерентно-импульсных систем селекции сильно различаются в зависимости от соотношения параметров импульсной модуляции. Обычно различают когерентно-импульсные режимы малой и высокой скважности. Естественно, граница разделения весьма условна и соответствует значению скважности

$$S = \frac{T_n}{\tau} \approx 10.$$

При  $S < 10$  имеем режим малой скважности, а при  $S > 10$  — большой скважности.

Проанализируем когерентно-импульсный метод селекции малой скважности [2.7].

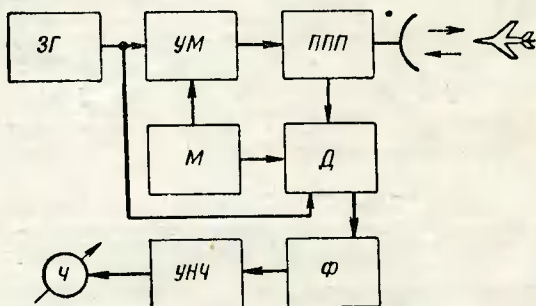


Рис. 2.30. Блок-схема когерентно-импульсного радиолокатора малой скважности:

ЗГ — задающий генератор; УМ — усилитель мощности; ППП — переключатель прием-передача; М — модулятор; Д — детектор; Ф — фильтр; УНЧ — усилитель низкой частоты; Ч — частотомер.

Исторически этот метод возник при решении проблемы развязки приемного и передающего каналов радиолокаторов непрерывного излучения. Уменьшение влияния просачивающегося прямого сигнала, особенно при невозможности использования нескольких антенн, привело к использованию способа временной развязки приемного и передающего каналов, т. е. к их импульсной поочередной работе. Рассмотрим работу простейшего радиолокатора (рис. 2.30).

Модулятор попеременно включает и выключает передатчик и приемник на равное время. Таким образом, передатчик работает импульсами, длительность которых равна половине периода повторения, а скважность равна 2.

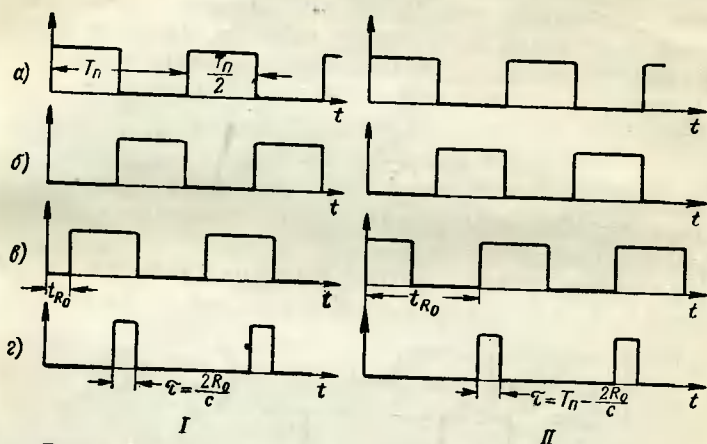


Рис. 2.31. График сигналов в элементах радиолокатора (рис. 2.30):

$$I - t_{R_0} < \frac{T_n}{2}, \quad II - t_{R_0} > \frac{T_n}{2};$$

*a* — импульсы модулятора; *б* — импульсы коммутации приемника; *в* — огибающая отраженных импульсов; *г* — импульсы на выходе детектора.

Отраженные импульсы на входе переключателя прием — передача имеют длительность, равную длительности импульсов передатчика, и запаздывают на время  $t_{R_0}$ . Поскольку приемник периодически коммутируется, импульсы в его тракте оказываются укороченными в различной степени в зависимости от величины времени запаздывания. Например, при  $t_R < \frac{T_n}{2}$  длительность укороченных импульсов равна

$$\tau = t_{R_0} = \frac{2R_0}{c}, \quad (2.33)$$

при  $\frac{T_n}{2} < t_R < T_n$

$$\tau = T_n - t_{R_0} = T_n - \frac{2R_0}{c} \quad (2.34)$$

и т. д. (рис. 2.31),

В общем случае при произвольном соотношении времени запаздывания  $t_{R_0}$  и периода повторения получаем:

$$\text{при } t_{R_0} < \frac{2n+1}{2} T_{\Pi} \quad \tau = t_{R_0} - nT_{\Pi};$$

$$\text{при } \frac{2n+1}{2} T_{\Pi} < t_{R_0} < (n+1) T_{\Pi} \quad \tau = (n+1) T_{\Pi} - t_{R_0}.$$

Происходящее вследствие коммутации приемника укорочение импульсов приводит к расширению спектра принимаемых сигналов. При произвольном соотношении интервалов времени  $T_{\Pi}$  и  $t_{R_0}$  и при изменении дальности цели длительность импульсов в канале приемника плавно и многократно изменяется в пределах от 0 до  $\frac{T_{\Pi}}{2}$ . Рас-

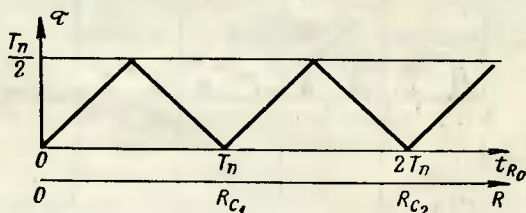


Рис. 2.32. К пояснению эффекта «слепых» дальностей.

стояния, соответствующие нулевым длительностям импульсов в приемном канале, т. е. фактически отсутствию сигнала, называются слепыми дальностями (рис. 2.32).

С точки зрения однозначной дальнометрии, как и следует из соотношений гл. 1 [см. (1.69)], необходимо выполнить соотношение  $t_{R_0} < T_{\Pi}$ .

На выходе детектора импульсы сигнала движущейся цели, находящейся в общем случае на расстоянии, не кратном половине периода повторения, имеют длительность, меньшую  $\frac{T_{\Pi}}{2}$ , и модулированы по амплитуде с частотой Допплера. Следовательно, спектр этих импульсов после детектора становится более широким и в нем появляются частоты  $nF_{\Pi} \pm f_D$ . Спектр неподвижных целей также расширяется, но в нем будут лишь составляющие частоты повторения. При ограниченной пачке

импульсов ширина каждой спектральной линии увеличивается (рис. 2.33).

С помощью фильтра доплеровских частот можно выбрать составляющие спектра, попадающие в полосу возможных частот Допплера  $f_{Д\text{ макс}} - f_{Д\text{ мин}}$ . Усилив эти

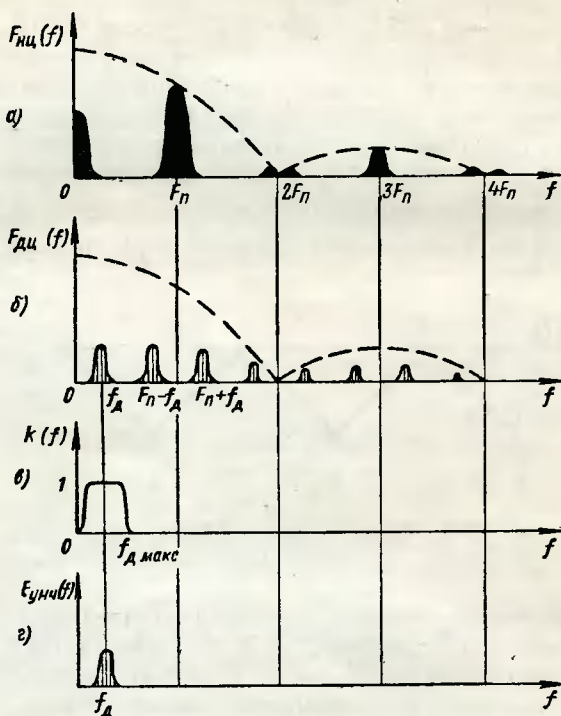


Рис. 2.33. Спектры сигналов на выходе детектора радиолокатора (рис. 2.31):

*a* — спектр сигнала неподвижной цели; *б* — спектр сигнала движущейся цели, *в* — амплитудно-частотная характеристика фильтра; *г* — спектр сигнала УНЧ после фильтрации.

составляющие с помощью усилителя, можно затем произвести обнаружение доплеровского сигнала и измерение его частоты  $f_{Д}$ , а значит, и скорости движения цели  $v_r$  на индикаторе. Как видно, составляющие спектров сигналов от неподвижных целей отфильтровываются, следовательно, эти сигналы подавляются,

Такая система построения когерентно-импульсного радиолокатора малой скважности не всегда позволяет измерить дальность движущихся целей. Выбор метода измерения дальности в радиолокаторе этого типа в сильной степени определяется соотношением периода повторения  $T_{\text{п}}$  и времени запаздывания сигнала с максимальной дальности  $t_{\text{Рмакс}}$ . В свою очередь, выбор периода повторения зависит от соотношения ширины спектра поме-

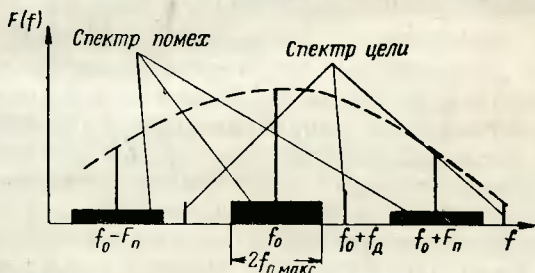


Рис. 2.34. К выводу условия селекции целей по частоте Допплера.

хи неподвижных целей, и особенно земли, и ширины диапазона возможных доплеровских частот движущихся целей [2.9].

При малой ширине спектра помех неподвижных целей или спектра помех от земли и небольшом диапазоне возможных частот Допплера удастся выбрать малую частоту повторения, удовлетворяющую условию однозначного измерения дальности (1.69).

Таким образом, основным условием селекции целей по частоте Допплера, как это и указывалось в гл. 1, является отсутствие перекрытия спектров цели и помехи, т. е. (рис. 2.34)

$$\begin{aligned} f_0 + f_{\text{Д п макс}} &< f_0 - f_{\text{Д мин}}, \\ f_0 + F_{\text{п}} - f_{\text{Д п макс}} &> f_0 + f_{\text{Д макс}}. \end{aligned}$$

Объединяя эти неравенства и решая их относительно  $F_{\text{п}}$ , получаем условие выбора  $F_{\text{п}}$ , исходя из условия обеспечения селекции по скорости или частоте Допплера:

$$F_{\text{п}} > 2f_{\text{Д п макс}} + (f_{\text{Д макс}} - f_{\text{Д мин}}). \quad (2.35)$$



Если  $f_{Д\text{п макс}}$  мало и  $(f_{Д\text{ макс}} - f_{Д\text{ мин}})$  тоже мало и найденная из соотношения (2.35)  $F_{\Pi}$  удовлетворяет условиям однозначного отсчета дальности, т. е. невелика, то это соответствует когерентно-импульсному радиолокатору малой скважности с низкой частотой повторения. Обычно  $f_{Д\text{п макс}}$  и  $(f_{Д\text{ макс}} - f_{Д\text{ мин}})$  невелики в случае наземных и морских радиолокаторов, работающих с медленно перемещающимися целями.

При больших  $f_{Д\text{п макс}}$  и  $(f_{Д\text{ макс}} - f_{Д\text{ мин}})$ , что соответствует радиолокаторам, устанавливаемым на летательных аппаратах, согласно (2.35) получается высокая частота повторения, не удовлетворяющая условию однозначного отсчета дальности. Такие радиолокаторы называются когерентно-импульсными радиолокаторами малой скважности с высокой частотой повторения.

Рассмотрим построение когерентно-импульсных радиолокаторов малой скважности с малой частотой повторения (рис. 2.35).

Измерение дальности в таких системах обычно осуществляется методом измерения разности фаз на нескольких частотах, изложенным выше.

Основной особенностью радиолокатора является двухканальный приемник, каналы которого расстроены на величину  $F_{\Pi}$  [2. 7]. Ширина полосы пропускания усилителей промежуточной частоты определяется диапазоном доплеровских частот  $f_{Д\text{ макс}} - f_{Д\text{ мин}}$ . Фильтры в каналах подавляют гармоники частоты повторения, которые, как известно, принадлежат спектрам неподвижных целей. С помощью детекторов и селективных усилителей низкой частоты выделяются колебания частоты Доплера, которые затем поступают на фазометр для дальнометрии, которая в этом случае осуществляется на основании соотношения (2.10). Азимут определяется по индикатору кругового обзора.

Передающее устройство построено по каскадной схеме и состоит из задающего генератора, умножителей частоты и усилителя мощности. Сигнал гетеродина формируется также в передающем устройстве. Для этого частота задающего генератора берется равной промежуточной частоте, а двухканальный умножитель с коэффициентами умножения каналов  $n$  и  $n-1$  формируют колебания генератора высокой частоты и гетеродина, так





чае нужно измерить разность фаз колебания частоты  $F_{\text{п}}$ , сформированного из отраженного сигнала, и опорного колебания частоты  $F_{\text{п}}$ , полученного от модулятора

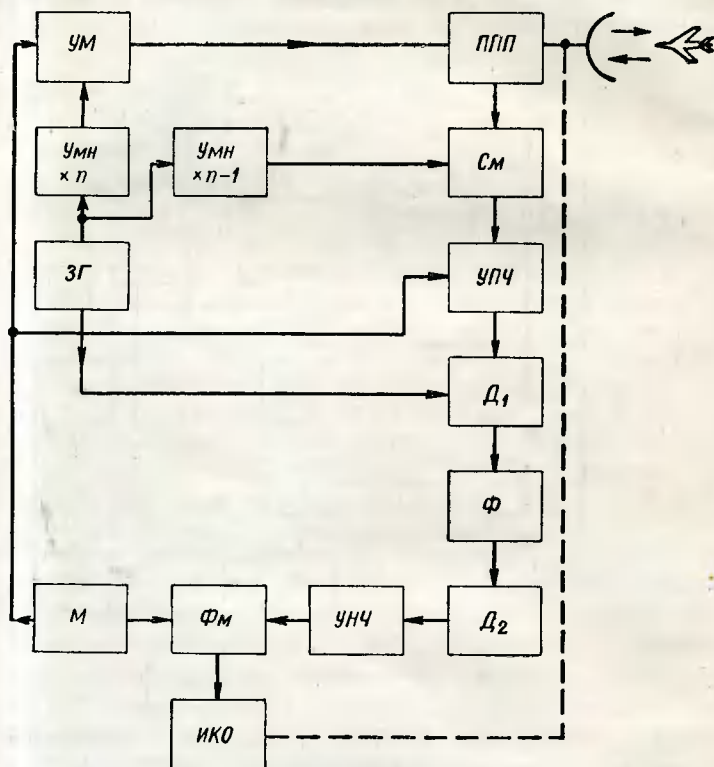


Рис. 2.36. Блок-схема когерентно-импульсного радиолокатора малой скважности с низкой частотой повторения с одноканальным приемником:

$M$  — модулятор;  $ЗГ$  — задающий генератор;  $УМ \times n$  — умножитель передатчика;  $УМ \times (n-1)$  — умножитель гетеродина;  $УМ$  — усилитель мощности;  $ППП$  — переключатель прием — передача;  $См$  — смеситель;  $УПЧ$  — усилитель промежуточной частоты;  $Д_1$  — первый детектор;  $Д_2$  — второй детектор;  $\Phi$  — фильтр;  $УНЧ$  — усилитель низкой частоты;  $\Phi_m$  — фазометр,  $ИКО$  — индикатор кругового обзора.

(рис. 2.36) [2.7]. После усиления в коммутируемом УПЧ отраженные импульсы детектируются детектором  $Д_1$ . Фильтр, включенный на выходе детектора, выделяет из спектра видеоимпульсов две составляющие, отличающиеся

ся по частоте (рис. 2.37). Проще всего осуществляется фильтрация составляющих  $f_d$  и  $F_n - f_d$ . При выполнении условия  $f_d < F_n$  на выходе второго детектора образуется ряд комбинационных составляющих  $nF_n \pm mf_d$ .

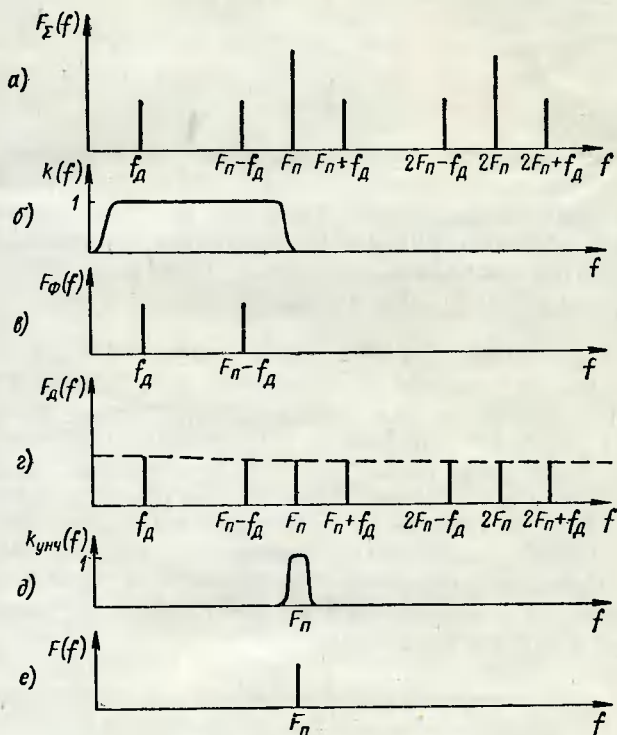


Рис. 2.37. Графики, поясняющие работу радиолокатора (рис. 2.36):

*a* — суммарный спектр сигналов движущейся и неподвижной цели; *б* — амплитудно-частотная характеристика фильтра, *в* — спектр сигнала на выходе фильтра; *г* — спектр сигнала после второго детектора; *д* — амплитудно-частотная характеристика УНЧ; *е* — спектр сигнала на выходе УНЧ.

Селективный усилитель низкой частоты настроен на частоту  $F_n$  и отфильтровывает все остальные составляющие. Фазометр измеряет разность фаз  $\Phi(t)$  колебания с частотой  $F_n$  и опорного колебания той же частоты от модулятора.

Рассмотренные системы измерения дальности не обладают разрешающей способностью по дальности и имеют низкую точность, так как существующие фазометры плохо работают при малом отношении сигнал/шум. Известно, что ошибка в этом случае равна

$$\sigma_{\varphi} \approx \frac{1}{\sqrt{\frac{P_c}{P_{ш}}}}.$$

Кроме того, эти системы реализуют лишь часть энергии отраженного сигнала, так как фактически используется энергия одной-двух гармоник спектра. Повысить качество дальнометрии можно, используя все составляющие спектра сигнала движущейся цели, т. е. сохраняя форму импульса и отказываясь от использования фазометра.

Для улучшения разрешающей способности по дальности следует уменьшать длительность импульса, а для лучшего использования энергии отраженного сигнала следует выделять как можно больше гармоник спектра отраженного сигнала. Лучшего использования энергии можно достичь, применяя длинные импульсы, у которых большая часть энергии сосредоточена на малом количестве составляющих спектра, прилегающих к несущей частоте. Число используемых гармоник  $N$  в этом случае определяется соотношением ширины главного лепестка спектра к частоте повторения:

$$N = \frac{2}{\tau F_{п}} = \frac{2T_{п}}{\tau}.$$

При малой скважности  $S = \frac{T_{п}}{\tau} \leq 10$  число используемых гармоник не будет превышать (без учета расширения спектра при коммутации, см. рис. 2.31) двадцати:

$$N \leq 20.$$

Следовательно, для фильтрации нескольких десятков гармоник спектра фильтры подавления помех (отражений неподвижных целей и земли) усложняются. Эти фильтры называются гребенчатыми. Однако техническая реализация гребенчатых фильтров с ограниченным числом 10—20 «гребешков» характеристики вполне удовле-

ства, чего нельзя сказать о гребенчатых фильтрах радиолокаторов высокой скважности.

Блок-схема такой более сложной станции показана на рис. 2.38 [2.8]. С выхода детектора сигналы поступают на гребенчатый фильтр  $\Gamma\Phi_1$ , имеющий амплитудно-частотную характеристику, изображенную на рис. 2.39,а, который подавляет все составляющие спектров неподвижных целей. На выходе фильтра остаются только переменные составляющие импульсной последовательности (рис. 2.40,а). Двухтактный детектор биполярную последовательность видеоимпульсов делает униполярной (рис. 2.40).

Гребенчатый фильтр  $\Gamma\Phi_2$  с амплитудно-частотной характеристикой, показанной на рис. 2.40,б, выделяет постоянную составляющую импульсной последовательности (рис. 2.37,б). На выходе получается последовательность импульсов с одинаковой амплитудой (рис. 2.40,в).

Дифференцирующая цепочка образует узкие видеоимпульсы, соответствующие фронтам импульсов целей (рис. 2.40,г). Ограничитель ( $O_2$ ) выделяет лишь импульсы, соответствующие передним фронтам импульсов целей (рис. 2.40,д). Эти импульсы и подаются на индикатор кругового обзора.

Аттенюатор сглаживает изменение постоянной составляющей на выходе детектора за счет коммутации УПЧ, для чего в противофазе добавляется импульс коммутации той же амплитуды. Таким образом, эти импульсы компенсируют эффект коммутации УПЧ.

По положению переднего продифференцированного импульса на индикаторе кругового обзора судят о дальности цели. При скважности  $S \approx 10$  такой радиолокатор может следить за десятью целями.

Основным достоинством когерентно-импульсных радиолокаторов с гребенчатыми фильтрами или просто с фильтрами подавления отражений неподвижных целей является хорошее качество подавления мешающих сигналов. Качество подавления зависит от ширины полосы и крутизны спадов амплитудно-частотной характеристики фильтра и может достигать величины 70—130 дб. Считая среднее значение подавления 90—95 дб, можно сделать заключение о том, что уровень оставшихся помех соизмерим с уровнем шумов. Во многих случаях

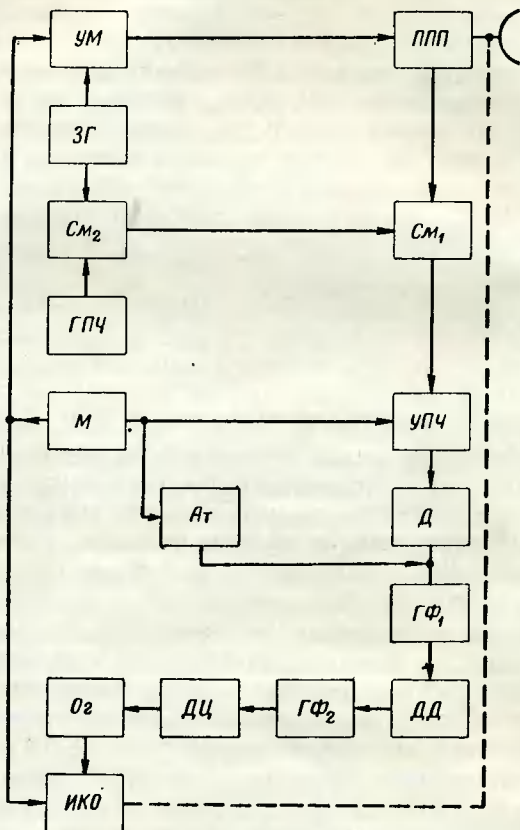


Рис. 2.38. Блок-схема когерентно-импульсного радиолокатора малой скважности с малой частотой повторения, использующего импульсный метод дальности:

ЗГ — задающий генератор; УМ — усилитель мощности; ППП — переключатель прием — передача; СМ<sub>1</sub> — смеситель приемника; СМ<sub>2</sub> — смеситель гетеродина; ГПЧ — генератор промежуточной частоты; Ат — аттенуатор; Д — детектор; ГФ<sub>1</sub> — первый гребенчатый фильтр; ДД — двухтактный детектор; ГФ<sub>2</sub> — второй гребенчатый фильтр; ДЦ — дифференцирующая цепь; Ог — ограничитель; ИКО — индикатор кругового обзора.

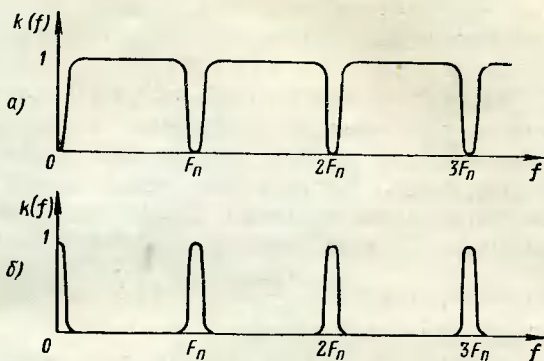


Рис. 2.39. Амплитудно-частотные характеристики гребенчатых фильтров:  
а — фильтра ГФ<sub>1</sub>; б — фильтра ГФ<sub>2</sub>.

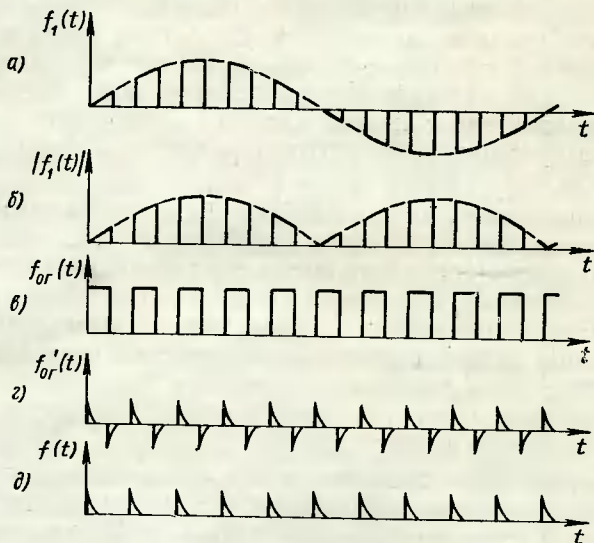


Рис. 2.40. Графики, поясняющие работу радиолокатора (рис. 2.39).

Сигнал на выходе первого гребенчатого фильтра (а), двухтактного детектора (б), второго гребенчатого фильтра (в), дифференцирующей цепи (г) и после ограничителя (д).



подавление помех является решающим, несмотря на неоптимальность обработки сигналов.

Рассмотрим теперь построение когерентно-импульсных радиолокаторов малой скважности с высокой частотой повторения.

В этом случае частота повторения выбирается настолько высокой, что условие однозначной дальнометрии не удовлетворяется. Частота повторения может достигать нескольких сотен килогерц. Более того, на интервале от 0 до  $t_{R \text{ макс}}$  укладывается большое число перио-

дов повторения, так как  $\frac{t_{R \text{ макс}}}{T_{\Pi}} \gg 1$ , и, следовательно, при приближении или удалении точечной цели имеет место так называемый эффект слепых дальностей, когда на расстояниях, кратных периоду повторения, за счет коммутации приемника отраженный сигнал пропадает (см. рис. 2.30).

Такие системы прежде всего должны решать задачу селекции сигнала по скорости. Скелетная схема радиолокационной станции с селекцией по скорости показана на рис. 2.41. Передающее устройство такое же, как и в радиолокаторе с низкой частотой повторения, только модулятор генерирует импульсы с высокой частотой повторения.

В приемнике имеется развитая фильтровая система из  $N$  параллельно включенных фильтров  $\Phi_1, \dots, \Phi_N$ , с помощью которой осуществляется параллельный частотный анализ сигнала на промежуточной частоте. Число фильтров зависит от полосы пропускания каждого фильтра и диапазона анализируемых доплеровских частот. Полоса пропускания фильтра определяется шириной выделяемого спектра цели, т. е. зависит от времени наблюдения и флюктуаций сигнала цели [2.9].

В принципе построение такой системы обработки может быть достаточно близким к оптимальному, это можно видеть из сравнения рис. 2.41 и 1.36. Но при приближении схемы к оптимальной может потребоваться слишком большое число каналов анализатора. Поэтому часто отказываются от оптимального построения фильтров  $\Phi_1, \dots, \Phi_N$ , увеличивают их полосу пропускания и тем самым уменьшают количество каналов. Для некоторой компенсации потерь за счет неоптимальности фильтров



используют последетекторное интегрирование. Для этого в каналы анализатора введены детекторы и интеграторы. При превышении порогового уровня на пороговых

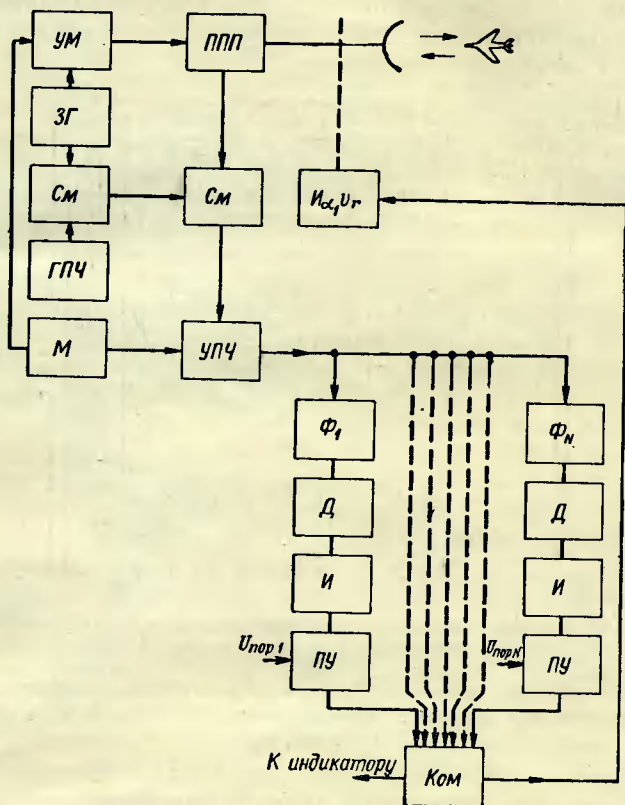


Рис. 2.41. Блок-схема когерентно-импульсного радиолокатора малой скважности с высокой частотой повторения:

ЗГ — задающий генератор; УМ — усилитель мощности; ППП — переключатель прием — передача; СМ — смеситель; ГПЧ — генератор промежуточной частоты; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; М — модулятор;  $\Phi_1, \dots, \Phi_N$  — фильтры; Д — детектор; И — интегратор; ПУ — пороговое устройство; Ком — коммутатор;  $I_{\alpha, v_r}$  — индикатор скорость — азимут.

устройствах сигнал соответствующего канала с помощью коммутатора подается на индикатор «азимут—скорость» ( $I_{\alpha, v_r}$ ), где и осуществляется наблюдение сигнала цели.

Дополнительное улучшение отношения сигнала к шуму может быть получено при использовании на выходе УПЧ селекции по дальности при скважности  $2 < S < 10$ . В этом случае построение системы обработки значительно усложняется (рис. 2.42): получается  $N$  каналов скорости и  $M$  каналов дальности.

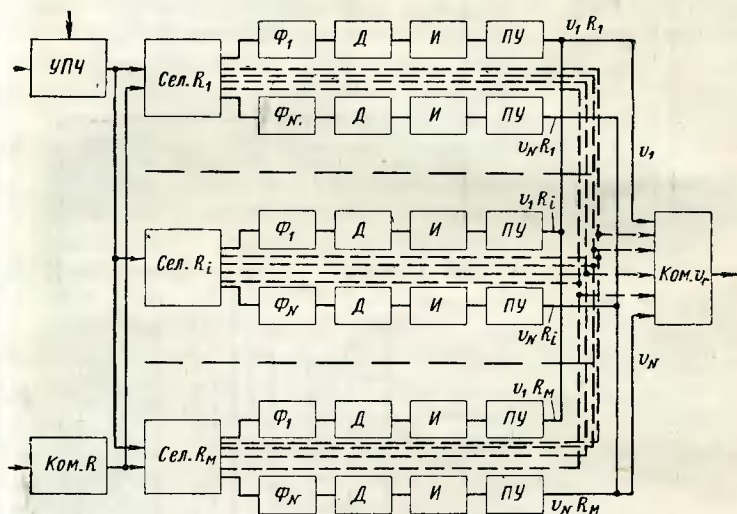


Рис. 2.42. Блок-схема приемника когерентно-импульсного радиолокатора малой скважности с высокой частотой повторения:

УПЧ — усилитель промежуточной частоты; Ком. R — коммутатор дальности; Сел. R — селекторы дальности;  $\Phi_1, \dots, \Phi_N$  — фильтры доплеровских частот; Д — детектор; И — интегратор; ПУ — пороговое устройство; Ком.  $v_r$  — коммутатор скорости.

Измерение дальности может осуществляться либо при использовании нескольких частот повторения, либо при непрерывном изменении частоты повторения по какому-нибудь периодическому закону, т. е. при модуляции частоты повторения [2.10, 2.11]. Однозначное определение дальности возможно, если разница в частотах повторения или частота модуляции по величине не будет превышать частоту повторения, выбираемую из условия однозначного измерения дальности.

$$\left. \frac{F_{\text{п макс}}}{F_{\text{в}}} \right\} \leq \frac{c}{2R_{\text{макс}}}.$$

Кроме того, для измерения дальности может использоваться дополнительная низкочастотная модуляция несущего колебания передатчика по амплитуде, частоте, фазе или ширине импульсов и их положению.

Хотя модуляция периода повторения импульсов или их положения сглаживает эффект слепых дальностей, в общем случае любая модуляция приводит к дополнительному расширению спектра помех неподвижных целей и земли, а также к появлению гармоник модуляции в спектре сигналов. Это обстоятельство затрудняет селекцию сигналов движущихся целей и ухудшает качество селекции по скорости.

При измерении с помощью нескольких частот повторения индикация истинного положения отраженного импульса производится по совпадению отраженных импульсов на всех частотах повторения. Для соотношения частот повторения 3 к 4 процесс измерения дальности иллюстрируется рис. 2.43. На графиках б) и в) показаны зондирующие и отраженные импульсы на двух сменных частотах повторения, относящихся, как 3 к 4. После сравнения импульсных последовательностей совпавшие отраженные импульсы дают информацию об истинной дальности (рис. 2.43, а и г).

После обнаружения целей можно осуществлять сопровождение целей по скорости и по дальности [2.10]. Блок-схема такой станции показана на рис. 2.44.

В режиме поиска производится обнаружение сигнала цели с помощью системы доплеровских фильтров. После выбора сигнала цели производится переход в режим сопровождения. При этом осуществляется автоматическое сопровождение сигнала цели по частоте Доплера, т. е. по скорости, с помощью синхронного следящего фильтра, построенного на принципе частотной или фазовой автоподстройки генератора сопровождения. В систему автоподстройки входят: смеситель  $См_2$ , усилитель, доплеровский фильтр и управляющий элемент, находящийся в блоке сопровождения по скорости (Сопр.  $v_r$ ). Одновременно осуществляется сопровождение цели по дальности путем изменения временного рассогласования положения селекторных импульсов, коммутирующих приемник, и импульса цели. Для этого в схему станции введены блок сопровождения по дальности (Сопр.  $R$ ) и генератор селекторных импульсов. Кроме того, обычны-

ми методами может осуществляться сопровождение выбранной цели по направлению.

Выбор длины волны когерентно-импульсных радиолокаторов малой скважности зависит от диапазона скоростей целей.

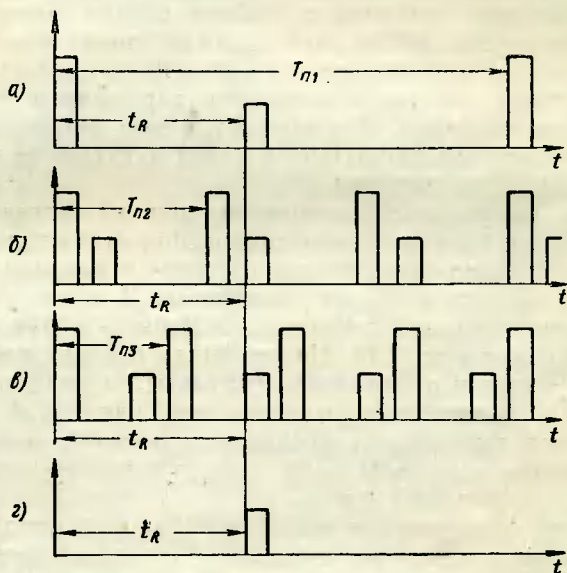


Рис. 2.43. Графики, поясняющие измерение дальности в режиме малой скважности с высокой частотой повторения с помощью нескольких частот повторения:

а)  $F_{п1} < \frac{c}{2R_{\max}}$ ; б)  $F_{п2} > \frac{c}{2R_{\max}}$ ; в)  $F_{п3} = \frac{4}{3} F_{п2}$ ; г) после каскада совпадений.

Мощность передатчика радиолокатора выбирается, исходя из заданной дальности действия и чувствительности или пороговой мощности приемника, которая зависит от ширины полосы пропускания приемника, определяемой в основном шириной полосы пропускания фильтров анализатора или гребенчатого фильтра. Полоса же фильтра должна выбираться, исходя из длительности пачки отраженных импульсов и из спектра флуктуаций сигнала селектируемой цели, а также исходя из ширины спектра помехи.

Особенностью таких радиолокаторов являются и жесткие допуски на стабильность передатчика по частоте и фазе. Обычно применяются многокаскадные передатчики с кварцевой стабилизацией задающего генератора. Для питания используется хорошо фильтрованное на-

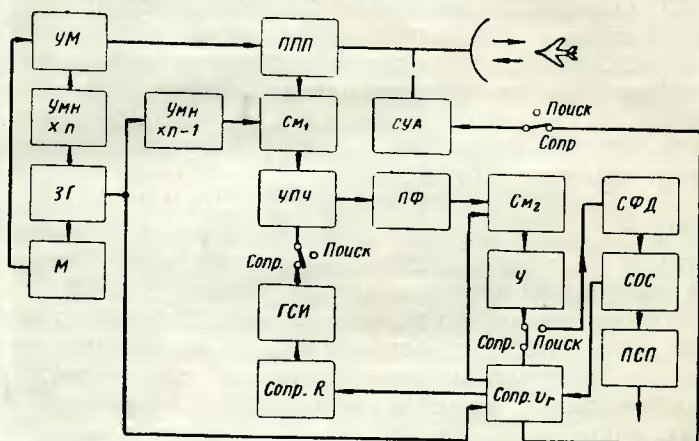


Рис. 2.44. Блок-схема когерентно-импульсного радиолокатора малой скважности с высокой частотой повторения и сопровождением цели по дальности и скорости:

ЗГ — задающий генератор;  $УМН \times n$  — умножитель передатчика;  $УМН \times (n-1)$  — умножитель гетеродина; УМ — усилитель мощности; ППП — переключатель прием — передача; М — модулятор;  $СМ_1$  — смеситель приемника; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; ПФ — полосовой фильтр;  $СМ_2$  — смеситель сопровождения по скорости; У — усилитель;  $Сопр. v_r$  — система сопровождения по скорости; СФД — система фильтров доплеровских частот; СОС — система обнаружения сигналов; ПСП — переключатель режимов поиска и сопровождения;  $Сопр. R$  — система сопровождения по дальности; ГСИ — генератор селекторных импульсов; СУА — система управления антенной.

пряжение, нити накала электровакуумных приборов питаются от источников постоянного тока или от источников с частотой, большей полосы пропускания гребенчатых фильтров или системы доплеровских фильтров, а узлы аппаратуры тщательно амортизируются [2.7, 2.8].

Рассмотрим теперь когерентно-импульсный метод высокой скважности. Основным преимуществом когерентно-импульсных радиолокаторов высокой скважности является высокая разрешающая способ-

ность по дальности, определяемая в основном длительностью импульса

$$\delta R \approx k \frac{c\tau}{2}.$$

По построению различают истинно когерентные радиолокаторы и псевдокогерентные радиолокаторы, которые часто называют также когерентными радиолокаторами селекции движущихся целей. Различие этих систем заключается в способе построения передающего устройства и способе получения опорного когерентного напряжения, что приводит к различному интервалу когерентности сигналов радиолокаторов [2.1, 2.13, 2.19, 2.14, 2.15].

На рис. 2.45 приведен пример схемы истинно когерентного радиолокатора высокой скважности. Передатчик построен по многокаскадному принципу. Стабильные колебания задающего генератора усиливаются в усилителе мощности. Одновременно в этом же каскаде происходит импульсная модуляция сигнала с высокой скважностью и частотой повторения, зависящей от модулятора.

С помощью смесителя  $См_2$ , на который подаются колебания задающего генератора и генератора промежуточной частоты, формируется гетеродинный сигнал, используемый для преобразования частоты принимаемых сигналов в смесителе  $См_1$ . Усиленные в УПЧ сигналы сравниваются с опорным колебанием генератора промежуточной частоты на детекторе того или иного типа. Сигнал биений в виде модулированной или немодулированной последовательности видеоимпульсов (см. рис. 2.23) подается на режекторный гребенчатый фильтр, который и осуществляет селекцию сигналов движущихся целей, так как подавляет все составляющие частоты повторения. После усиления в усилителе сигналы движущихся целей подаются на индикатор, где и осуществляется их обнаружение и определение координат  $R$ ,  $\alpha$ . На рис. 2.46 показаны спектры сигналов на входе и выходе режекторного гребенчатого фильтра, а также амплитудно-частотная характеристика этого фильтра.

На рис. 2.47 показаны графики сигналов неподвижной и движущейся целей на входе и движущейся цели на выходе режекторного гребенчатого фильтра.



Скорость движения цели  $v_r$  может измеряться, только если выполняется неравенство

$$f_d \leq \frac{F_{\pi}}{2},$$

учитывающее наличие стробоскопического эффекта в радиолокаторе. Система измерения скорости представ-

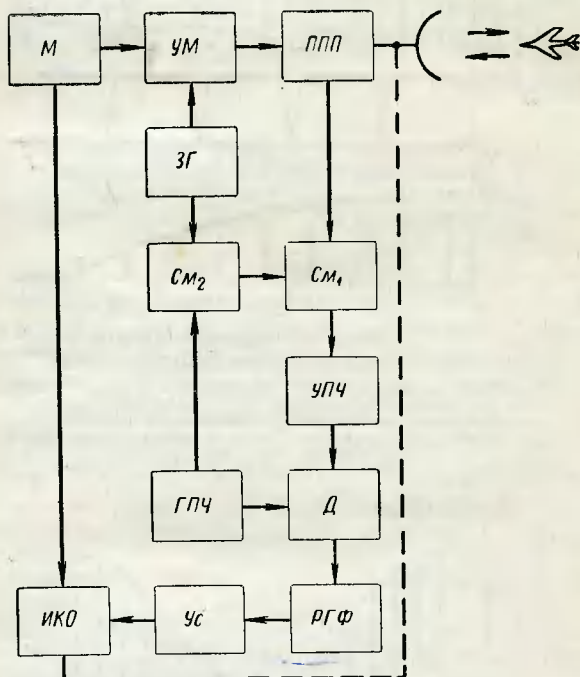


Рис. 2.45. Блок-схема истинно когерентного радиолокатора высокой скважности:

ЗГ — задающий генератор; УМ — усилитель мощности; ППП — переключатель прием — передача; М — модулятор; СМ<sub>1</sub> — смеситель приемника; ГПЧ — генератор промежуточной частоты; СМ<sub>2</sub> — смеситель гетеродина; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; Д — детектор; РГФ — режекторный гребенчатый фильтр; Ус — усилитель; ИКО — индикатор кругового обзора.

ляет собой набор доплеровских фильтров, перекрывающих диапазон частот, не превышающий  $\frac{F_{\pi}}{2}$ . Фильтры с помощью селектора дальности включаются на

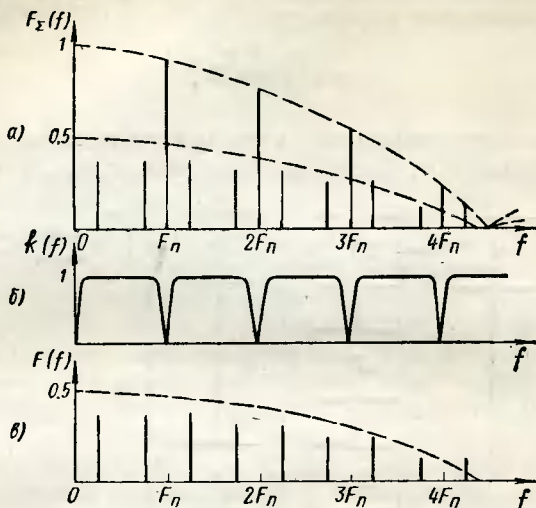


Рис. 2.46. Графики, поясняющие работу радиолокатора (рис. 2.45):

*a* — спектр суммы сигналов движущейся и неподвижной цели на выходе детектора; *б* — амплитудно-частотная характеристика режекторного гребенчатого фильтра; *в* — спектр сигнала движущейся цели на выходе режекторного гребенчатого фильтра.

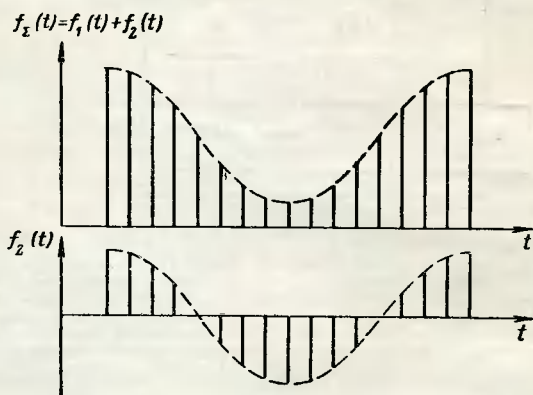


Рис. 2.47. Сигналы на входе и выходе режекторного гребенчатого фильтра.



выход приемника на короткий отрезок времени, соответствующий участку дальности или элементу разрешения по дальности. Такая система обработки сигналов пока-

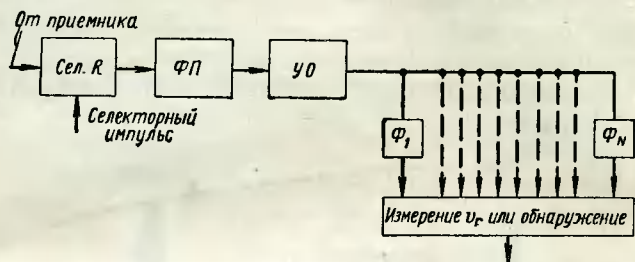


Рис. 2.48. Измерение скорости в когерентно-импульсных радиолокаторах высокой скважности:

Сел.  $R$  — селектор дальности; ФП — фильтр помех; УО — усилитель-ограничитель;  $\Phi_1, \dots, \Phi_N$  — фильтры доплеровских частот.

зана на рис. 2.48 [2.16]. Селектор дальности позволяет обрабатывать сигналы с определенного участка дальности. Фильтр защиты от помех выделяет из спектра сигналов составляющие, лежащие в диапазоне частот

$$f_{\text{п макс}} < f \leq \frac{F_{\text{п}}}{2},$$

где  $f_{\text{п макс}}$  — максимальная частота спектра помехи.

Усилитель-ограничитель выравнивает амплитуды сигналов. Фильтры доплеровских частот  $\Phi_1, \dots, \Phi_N$  перекрывают диапазон частот  $f_{\text{п макс}} \div \frac{F_{\text{п}}}{2}$  и имеют полосы пропускания, соответствующие требуемой разрешающей способности по скорости или определяемые шириной частотных составляющих спектра сигнала.

На рис. 2.49 показаны спектры сигналов в элементах такой системы, а также частотные характеристики этих элементов. Сигналы с выходов доплеровских фильтров используются либо для обнаружения цели, либо для измерения ее скорости  $v_r$ .

Такая система обработки не является оптимальной, так как используется лишь одна гармоника спектра сигнала. Поэтому имеется энергетический проигрыш. Для использования всех гармоник спектра необходимо существенно усложнить фильтровую систему. Число фильтров

нужно увеличить примерно в пропорции  $\frac{T_n}{\tau}$ , что технически трудно реализовать.

Для частичной компенсации энергетического проигрыша иногда используют трансформацию спектра сигнала с помощью нелинейного элемента или демодулятора.

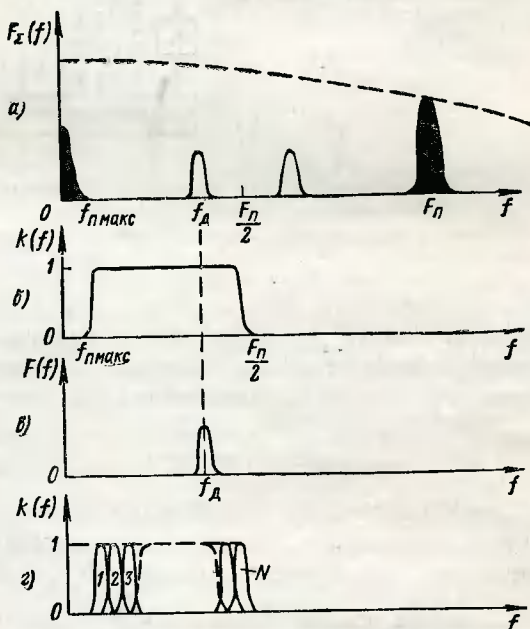


Рис. 2.49. Графики, поясняющие работу системы рис. 2.48:

*а* — спектр суммы сигнала движущейся цели и помехи на выходе селектора; *б* — амплитудно-частотная характеристика фильтра защиты от помех; *в* — спектр сигнала на выходе фильтра ФП, *г* — амплитудно-частотные характеристики фильтров  $\Phi_1, \dots, \Phi_N$ .

Часто этим нелинейным элементом является пиковый детектор. Такая система обработки сигнала показана на рис. 2.50 [2.16]. Характеристики фильтровой системы те же, что и в предыдущей системе (см. рис. 2.49).

Вид импульсов движущейся цели на входе и выходе пикового детектора показан на рис. 2.51. Длительность импульсов увеличивается с  $\tau$  до  $T_n$ . За счет этого спектр импульсной последовательности становится более узким

и энергия низкочастотных гармоник увеличивается. Процесс трансформации спектра иллюстрируется рис. 2.52. Кроме энергетического выигрыша такое построение ра-

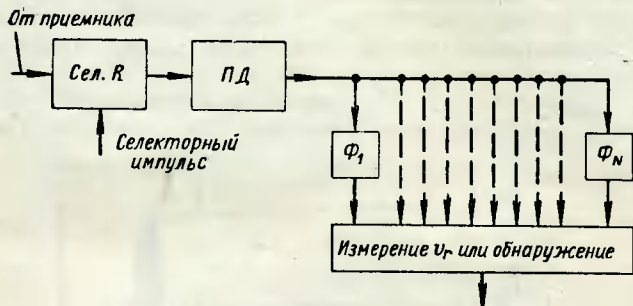


Рис. 2.50. Измерение скорости в когерентно-импульсных радиолокаторах высокой скважности с использованием трансформации спектра:

Сел.  $R$  — селектор дальности; ПД — пик-детектор;  $\Phi_1, \dots, \Phi_N$  — фильтры доплеровских частот.

диолокатора упрощает фильтрацию высших гармоник спектра, особенно гармоник, кратных частоте повторения.

Многокаскадное построение передатчиков в истинно-когерентных радиолокаторах позволяет получить высокую стабильность несущего колебания сигнала. Таким обра-

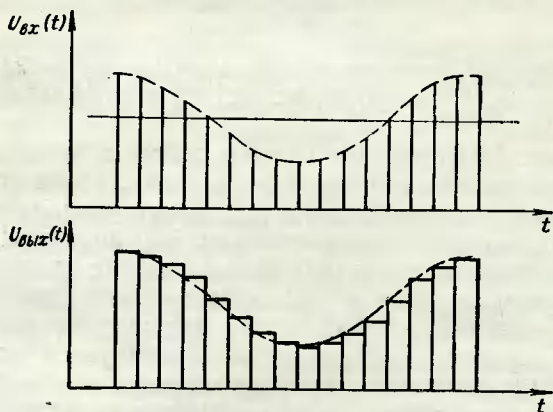


Рис. 2.51. Графики напряжений на входе и выходе пик-детектора.

зом, интервал когерентности может быть увеличен во всяком случае до величины, значительно превосходящей период повторения импульсов. Это означает, что кроме удобного метода формирования стабильного гетеродинного сигнала и опорного сигнала истинно когерентные радиолокаторы отличаются тем, что работают когерентными импульсами. Интервал когерентности определяется стабильностью частоты несущего колебания

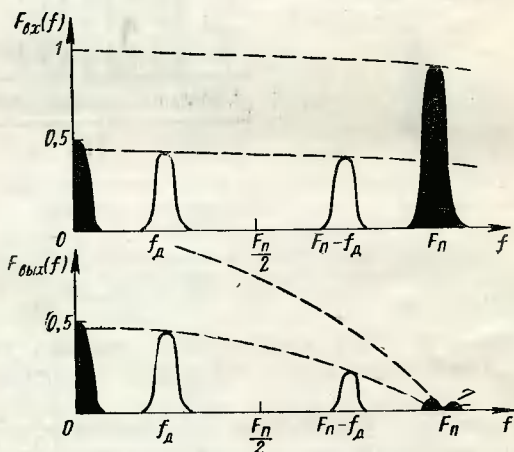


Рис. 2.52. Спектры сигналов на входе и выходе пик-детектора.

(рис. 1.21,б). Спектр когерентных импульсов был рассмотрен в гл. 1 [см. формулы (1.112) и (1.115), а также рис. 1.25].

На рис. 2.53 приведен пример схемы псевдокогерентного радиолокатора высокой скважности. Такое построение когерентно-импульсных радиолокаторов характерно при использовании однокаскадных передатчиков. Генератор высокой частоты работает в режиме самовозбуждения при модуляции импульсами высокой скважности.

Опорный когерентный сигнал формируется когерентным гетеродином, который синхронизируется по фазе импульсами генератора высокой частоты, предварительно преобразованными на промежуточную частоту, так как когерентный генератор работает на промежуточной частоте. Принятые сигналы сравниваются с опорным

также на промежуточной частоте в детекторе. Основным отличием видеоимпульсов движущейся цели является модуляция по амплитуде, поэтому для их селекции могут использоваться методы подавления немодулированных видеоимпульсов. Такое подавление может выпол-

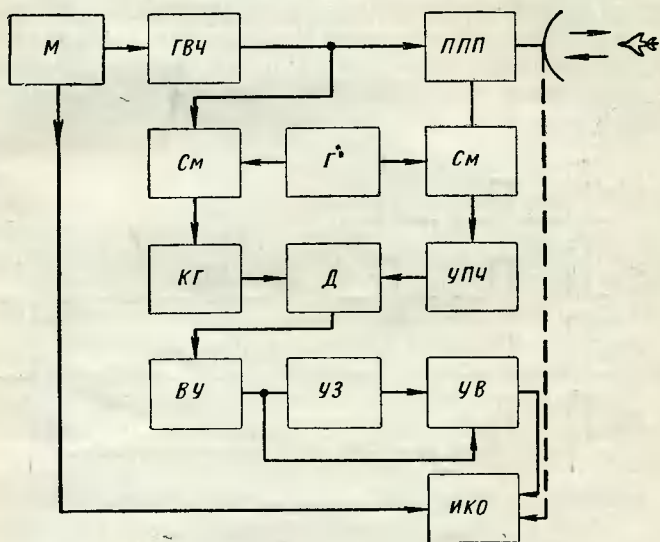


Рис. 2.53. Блок-схема псевдокогерентного радиолокатора высокой скважности:

ГВЧ — генератор высокой частоты; М — модулятор; ППП — переключатель прием — передача; Г — гетеродин; КГ — когерентный генератор; См — смеситель; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; Д — детектор; ВУ — видеоусилитель; УЗ — устройство задержки; УВ — устройство вычитания; ИКО — индикатор кругового обзора.

няться системой череспериодного вычитания, состоящей из устройства задержки импульсов на период повторения и устройства вычитания.

Импульсы неподвижных целей не меняются по амплитуде от периода к периоду, поэтому они в устройстве вычитания полностью компенсируются. Импульсы движущихся целей модулированы по амплитуде, поэтому после вычитания остаются импульсы, равные разности амплитуд двух соседних импульсов, так называемый некомпенсированный остаток. Этот процесс показан на рис. 2.54.

Таким образом, подавление, или компенсация, импульсов неподвижных целей позволяет подать на индикатор лишь импульсы некомпенсированного остатка сигналов движущихся целей.

По существу система компенсации сигналов неподвижных целей осуществляет во временной форме операцию, аналогичную операции фильтрации составляющих спектра сигналов движущихся целей, выполняемой гребенчатым фильтром. Подробнее этот вопрос рассматривается в гл. 4.

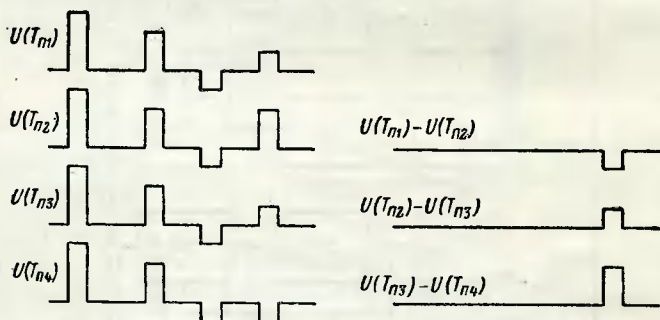


Рис. 2.54. Графики, поясняющие работу устройства черес-периодного вычитания.

Особенностью псевдокогерентных радиолокаторов является малый интервал когерентности сигнала, равный одному периоду повторения. Это объясняется тем, что колебания генератора высокой частоты имеют случайную начальную фазу от импульса к импульсу, или от периода к периоду повторения. Следовательно, спектр таких импульсов является сплошным и описывается соотношением (1.118), см. также рис. 1.31. Поэтому фазовая синхронизация осуществляется импульсом генератора высокой частоты в начале каждого периода повторения, и когерентность колебаний генератора высокой частоты и опорного сигнала когерентного гетеродина сохраняется лишь на этот период повторения.

То же повторяется и в каждом следующем периоде. В двух соседних периодах или в двух любых периодах повторения когерентность колебаний отсутствует. В этом смысле радиолокатор и называется псевдокогерентным. Получение опорного напряжения с помощью

фазовой синхронизации, или, как говорят, фазирования, требует высокой стабильности частоты колебаний генератора высокой частоты, гетеродина и когерентного гетеродина. Требование на стабильность частоты колебаний этих узлов подробно рассмотрено в гл. 5.

## 2.4. МЕТОД С ИНДИКАЦИЕЙ КОНЕЧНОГО ПЕРЕМЕЩЕНИЯ ЦЕЛЕЙ [2.6]

В системах, реализующих этот метод, используется принцип сравнения положения сигналов целей через определенный промежуток времени. Интервал времени, через который производится сравнение положения целей, зависит от скорости движения цели. В этом случае используется также эффект Доплера, но не на частоте заполнения, а на частоте повторения или на частоте смены кадров изображения [см. гл. 1, соотношения (1.28) и (1.26)]. Для уверенной индикации движения цели сигналы должны за интервал времени сравнения переместиться на величину, сравнимую с длительностью импульса. Таким образом, должно выполняться соотношение

$$T_{\text{ср}} v_r \approx \frac{c\tau}{2}.$$

Следовательно, уверенная индикация возможна для известных  $\tau$  и  $v_r$  при интервале сравнения, равном

$$T_{\text{ср}} \approx \frac{\tau}{\frac{2v_r}{c}}. \quad (2.36)$$

Блок-схема устройства, реализующего метод индикации конечного перемещения цели, показана на рис. 2.55. На рис. 2.56 приведены графики, поясняющие работу этого устройства.

Основной трудностью при технической реализации такой системы селекции является осуществление запоминающего или задерживающего устройства. При скоростях реальных целей интервал сравнения должен составлять несколько секунд или даже несколько десят-

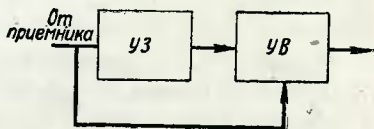


Рис. 2.55. Устройство кадрового вычитания:

УЗ — устройство запоминания; УВ — устройство вычитания.



ков секунд при приемлемой разрешающей способности по дальности, определяемой длительностью импульса  $\tau$ . Поэтому сравнение положения сигналов приходится производить через интервал времени, равный периоду вращения или качания антенны радиолокатора. Скорость цели при выбранных  $\tau$  и  $T_{\Omega} \approx T_{\Omega}$  можно определить как

$$v_r = \frac{c}{2} \frac{\tau_{\text{ост}}}{T_{\Omega}}, \quad (2.37)$$

где  $\tau_{\text{ост}}$  — длительность импульсов некомпенсированного остатка;

$T_{\Omega}$  — период вращения антенны.

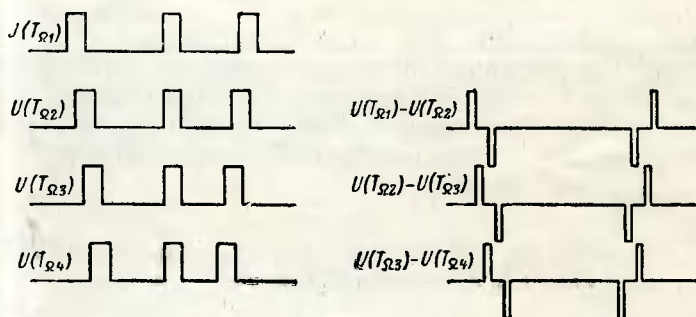


Рис. 2.56. Графики, поясняющие работу устройства (рис. 2.55).

Пределы измеряемой скорости равны:

$$0 \leq v_r \leq v_{r \text{ макс}} = \frac{c}{2} \frac{\tau}{T_{\Omega}}. \quad (2.38)$$

Сложность технической реализации когерентно-импульсных радиолокаторов явилась причиной разработки и использования более простых методов селекции сигналов движущихся целей. Рассмотрим некоторые из них.

## 2.5. МЕТОДЫ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЕ ПОБОЧНЫЕ ЭФФЕКТЫ ДВИЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ

Наиболее часто используется так называемый вторичный доплеровский эффект, заключающийся в том, что различные части объекта имеют различные ра-



диальные скорости относительно радиолокатора и, следовательно, различные доплеровские частоты. Таким образом, сигнал движущейся цели имеет целый спектр частот, поскольку цель должна рассматриваться как сложная точечная цель, меняющая непрерывно ориентацию относительно радиолокатора. При детектировании в приемном канале образуются комбинационные составляющие, т. е. вторичные частоты Допплера. За счет этих частот, обычно лежащих в диапазоне низких звуковых частот, сигналы цели изменяются — флюктуируют или мерцают с небольшой частотой. На индикаторе эти мерцания заметны на глаз, а по их интенсивности легко отличить движущуюся цель от неподвижной.

Кроме того, эффект мерцания может вызываться изрезанностью диаграммы рассеяния цели, которая в случае движения цели также непрерывно меняет ориентировку относительно радиолокатора, чем и вызывает дополнительную флюктуацию сигнала.

Индикация движущихся целей по мерцанию является простейшей селекцией и при всем своем несовершенстве в ряде случаев может эффективно осуществляться.

## **2.6. ОСОБЕННОСТИ АВТОМАТИЧЕСКОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ ПО НАПРАВЛЕНИЮ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ**

При использовании в когерентно-импульсных радиолокаторах конического сканирования для сопровождения движущихся целей в спектре отраженного сигнала до фазового детектора появляются составляющие частоты сканирования за счет амплитудной модуляции сигналов. При выделении сигнала ошибки для автоматического сопровождения движущейся цели возникают затруднения, заключающиеся в том, что в спектре подавляемых сигналов неподвижных целей также будут существовать составляющие частоты сканирования. Так как спектр отражения неподвижных целей (поверхность земли, моря и т. п.) имеет сплошной характер и большую интенсивность спектральных линий, могут возникать значительные ошибки сопровождения сигналов движущихся целей.

Система автоматического сопровождения в этом случае помещается после системы подавления сигналов неподвижных целей, например системы череспериодного

вычитания, и состоит из квадратичного выпрямителя двухтактного детектора, фильтра низких частот, выделяющего сигнал ошибки на частоте сканирования, и остальных элементов обычной системы автосопровождения по направлению (рис. 2.57) [2.17].

Необходимо отметить ряд особенностей работы такой системы сопровождения. Дело в том, что при

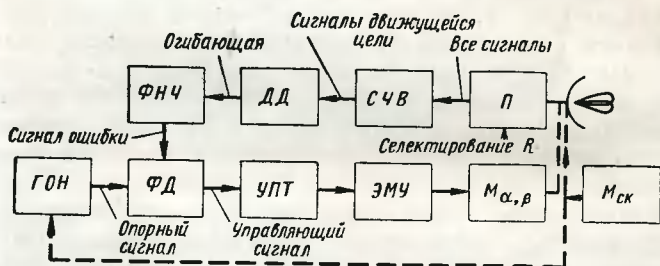


Рис. 2.57. Блок-схема системы автоматического сопровождения по направлению движущейся цели:

$\Pi$  — приемник;  $СЧВ$  — система череспериодного вычитания;  $ДД$  — двухтактный детектор;  $ФНЧ$  — фильтр нижних частот;  $ГОН$  — генератор опорного напряжения;  $ФД$  — фазовый детектор;  $УПТ$  — усилитель постоянного тока;  $ЭМУ$  — электромагшинный усилитель;  $M_{\alpha, \beta}$  — мотор вращения антенны;  $M_{ск}$  — мотор сканирования.

движении радиолокатора спектральные составляющие сигналов неподвижных целей также смещаются на соответствующие поправки Допплера и в этом случае требуются специальные устройства компенсации эффекта собственного движения радиолокатора, описанные в § 2.7. Кроме того, следует иметь в виду, что составляющие частоты сканирования появляются в спектре сигналов неподвижных целей только в случае точечных неподвижных целей или в случае крупной структуры протяженных неподвижных целей.

Большое значение имеет построение когерентно-импульсной системы, а именно способ получения когерентного напряжения и способ сравнения отраженных сигналов с когерентным опорным напряжением. Построение когерентно-импульсного радиолокатора по схеме с внутренней когерентностью имеет преимущество по сравнению с радиолокатором по схеме с внешней когерентностью, заключающееся в том, что при этом осуществляется линейное преобразование спектров сигналов при сравнении в фазовом детекторе, исключая

щее расширение спектральных составляющих сигналов движущихся целей. Напротив, при использовании в качестве опорного сигнала сигналов неподвижных целей в схеме с внешней когерентностью при сравнении происходит взаимная модуляция (образование комбинационных составляющих), приводящая к необратимым изменениям спектра сигналов движущихся целей. Вид спектров в характерных точках схемы (рис. 2.57) показан на рис. 2.58 для случая мелкой структуры протяженной неподвижной цели.

Появление дискретных составляющих на частоте сканирования после двухтактного детектора в системе с внешней когерентностью объясняется существованием когерентной жесткой связи спектральных составляющих частоты сканирования для сигналов движущихся целей, играющих основную роль в преобразовании спектров двухтактным детектором. Следует отметить, что при наличии в спектре неподвижных целей составляющих частоты сканирования (крупная структура) эти составляющие исчезают в спектре сигнала после двухтактного детектора в системе с внутренней когерентностью, что объясняется линейным преобразованием спектров в фазовом детекторе и существованием когерентной связи этих составляющих при преобразовании сигналов двухтактным детектором. Это важное преимущество систем с внутренней когерентностью.

Таким образом, на выходе фильтра низких частот образуется сигнал ошибки на частоте сканирования  $F_{ск}$  и сигнал помехи, пропорциональный интенсивности спектральных составляющих неподвижных целей и ширине полосы пропускания системы автосопровождения. Поскольку последняя выбирается исходя из необходимых динамических свойств системы, она не может быть сделана очень малой. Поэтому при наличии отражений от неподвижных целей, особенно протяженных, ошибки системы сопровождения резко возрастают даже при наличии блока подавления сигналов неподвижных целей.

## 2.7. ОСОБЕННОСТИ СЕЛЕКЦИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ ПРИ ДВИЖЕНИИ РАДИОЛОКАТОРА

При движении когерентно-импульсного радиолокатора с внутренней когерентностью неподвижные относительно

поверхности земли цели движутся относительно радиолокатора с различными радиальными скоростями. Такие случаи встречаются при установке когерентно-импульс-

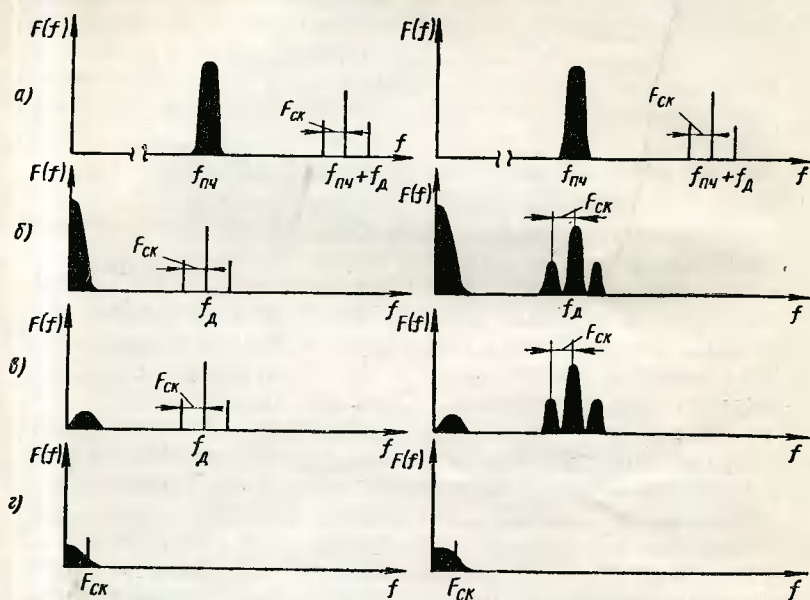


Рис. 2.58. Графики, поясняющие работу системы с внутренней и внешней когерентностью (рис. 2.57):

а — в канале УПЧ приемника; б — после фазового детектора; в — после системы череспериодного вычитания; г — после двухтактного детектора и фильтра нижних частот.

ных радиолокаторов на летательных аппаратах, кораблях, автомобилях и т. п. Сигналы неподвижных относительно земли целей теперь получают соответствующие поправки Допплера по частоте. Следовательно, эти сигналы не смогут быть подавлены с помощью фильтров или системы компенсации. Задача селекции усложняется в этом случае и тем, что антенная система радиолокатора может работать в режиме обзора пространства, т. е. изменять положение диаграммы направленности в пределах  $360^\circ$  по азимуту и  $90^\circ$  по углу места. Согласно рис. 2.59 относительная радиальная скорость перемещения цели и радиолокатора равна [2.3, 2.7]

$$v_{rM} = v \cos \alpha_M \cos \beta_M = v \cos \gamma_M, \quad (2.39)$$

где  $\alpha_M$  — азимут цели в точке  $M$ ;  
 $\beta_M$  — угол места цели в точке  $M$ ;  
 $\gamma_M$  — угол между вектором путевой скорости и направлением на цель в точку  $M$ ;  
 $v$  — путевая скорость.

Компенсация движения в радиолокаторах с внешней когерентностью получается автоматически. Дело в том, что при движении радиолокатора относительно поверх-

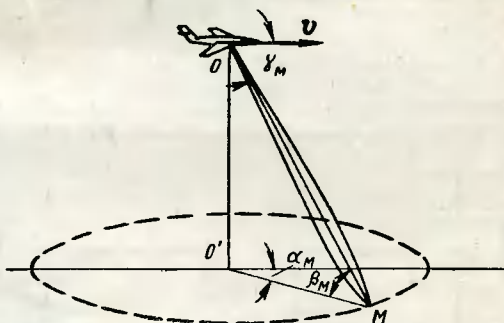


Рис. 2.59. К пояснению особенностей работы когерентно-импульсного радиолокатора на летательном аппарате.

ности земли разность частот движущихся и неподвижных относительно земли целей не будет изменяться. Пусть  $f_D$  — доплеровская частота сигнала биений движущейся и неподвижной целей;  $f_{Dц}$  — доплеровская частота движущейся цели;  $f_{Dз}$  — доплеровская частота сигнала цели, неподвижного относительно земли, а  $v_r$ ,  $v_{rc}$ ,  $v_{rz}$  — соответствующие скорости движения, тогда

$$f_D = f_{Dц} - f_{Dз} = \frac{2v_{rc}}{\lambda} - \frac{2v_{rz}}{\lambda} = \frac{2}{\lambda} (v_{rc} - v_{rz}) = \frac{2}{\lambda} v_r.$$

Таким образом, доплеровская частота биений оказывается пропорциональной радиальной скорости движения движущейся цели относительно неподвижной. Для компенсации эффекта движения когерентно-импульсного радиолокатора с внутренней когерентностью необходимо





(рис. 2.62). Необходимо отметить, что фазосдвигающий блок получается достаточно сложным и требует точного измерения и введения величины путевой скорости  $v$

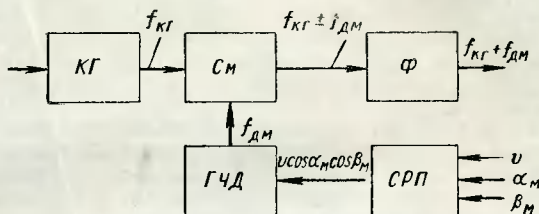


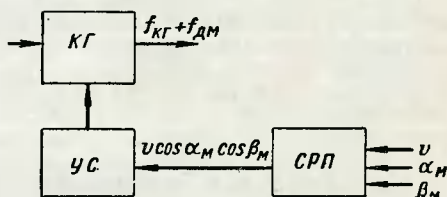
Рис. 2.61. Пример построения блока поправок:

КГ — когерентный гетеродин; СМ — смеситель; Ф — фильтр;  
ГЧД — генератор частоты Допплера; СРП — счетно-решающий прибор.

углов  $\alpha_M$  и  $\beta_M$ , а это можно осуществить простыми техническими средствами только на промежуточной ча-

Рис. 2.62. Пример построения блока поправок:

КГ — когерентный гетеродин;  
УС — управляющая схема;  
СРП — счетно-решающий прибор.



стоте. Кроме того, следует иметь в виду, что полная компенсация эффекта движения радиолокатора получается лишь для направления максимума диаграммы направленности антенны.

## ЛИТЕРАТУРА

- 2.1. Gillespe N. R., Higley J. B., Mac Kinnon N. The evolution and application of coherent radar system, IRE Trans., 1961, MIL-5, № 2. Развитие и применение когерентных радиолокационных систем, «Зарубежная радиоэлектроника», 1962, № 2.
- 2.2. Mooney J., Ralston G. Performance in clutter of airborne pulse. MTJ, CW doppler and pulse doppler radar. IRE International Convention Record, 1961, March 20—23, pt. 5.
- 2.3. Джордж Т. Флуктуация сигналов самолетной радиолокационной станции, отраженных от земли. «Вопросы радиолокационной техники», 1953, № 5.
- 2.4. Saunders W. K. Past-war developments in continuouswave and frequency-modulated radar. IRE Trans., Aerospace and Navig. Electr., 1961, v. 8, № 1.

2.5. Galejs J. Frequency multiplex doppler radar. IRE Wescon Conv. Record, 1958. Допплеровская радиолокационная система непрерывного излучения с разделением частот. «Зарубежная радиоэлектроника», 1960, № 5.

2.6. Бакулев П. А. Радиолокационные методы селекции движущихся целей. Оборонгиз, 1958.

2.7. Barlow E. J., Doppler radar. Proc. IRE, 1949, № 4.

2.8. «Радиолокационная техника», т. I и II. Пер. с англ. Изд-во «Советское радио», 1949.

2.9. Maguir W. W. Application of pulse doppler to airborne radar systems. Aeronautical Electronics National Conference Proceedings, 1958, May. Применение импульсного доплеровского метода в самолетных радиолокаторах, «Зарубежная радиоэлектроника», 1959, № 11.

2.10. Goetz L. P., Albright J. D. Airborne pulse-doppler radar, IRE Trans., 1961, MIL-5, № 2, Самолетная импульсно-доплеровская радиолокационная станция. «Зарубежная радиоэлектроника», 1962, № 2.

2.11. Patter N. S. Range ambiguity resolution in high PRF radar. IRE Conv. Record, 1960, pt. 8. Устранение неоднозначности измерения дальности в радиолокационной станции с высокой частотой повторения импульсов. «Зарубежная радиоэлектроника», 1961, № 6.

2.12. Бувье. Радиолокационная станция для регулирования воздушного движения в зоне аэродромов Орли. «Вопросы радиолокационной техники», 1954, № 1.

2.13. Иствуд Д., Блейкмор Т., Уитт Б. Радиолокационная станция на волне 50 см с когерентной системой индикации движущихся целей. «Вопросы радиолокационной техники», 1956, № 5.

2.14. Старр А. Т. Радиотехника и радиолокация. Пер. с англ. под ред. Л. И. Буняка и В. Т. Овчарова. Изд-во «Советское радио», 1960.

2.15. Пенроз и Боулдинг. Принципы и техника радиолокации. Пер. с англ. Воениздат, 1956.

2.16. Сарджент Р. Обнаружение движущейся цели импульсно-доплеровским методом. «Вопросы радиолокационной техники», 1955, № 2.

2.17. «Сопровождение цели на фоне помех самолетным радиолокатором с конической разверткой луча». «Зарубежная радиоэлектроника», 1959, № 10.

2.18. Виницкий А. С. Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн. Изд-во «Советское радио». 1961.

2.19. Rode H., Stange R. Ein Dopplerradar zur zusätzlichen Vorzeichenunter scheidung der Geschwindigkeit. Hochfrequenztechnik und Elektroakustik, 1963, Febr., Bd. 72, H. 1, S. 25—31. Допплеровский радиолокатор с дополнительным определением знака радиальной скорости цели. «Зарубежная радиоэлектроника», 1963, № 9.

2.20. Hetrich G. R. Frequency modulation techniques as applied to pulse doppler radar. IRE International Convention Record, 1962, March 26—29, pt. 5.

2.21. Bager W. D. A duplex, doppler phase comparison radar. IRE International Convention Record, 1962, March 26—29, pt. 5.



## ГЛАВА ТРЕТЬЯ

### МЕТОДЫ ПОЛУЧЕНИЯ И СРАВНЕНИЯ КОГЕРЕНТНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Рассмотрим основные методы образования когерентных опорных колебаний и их особенности.

Фазовая синхронизация, или фазирование, осуществляется в течение длительности зондирующего импульса и может иметь ряд особенностей [3.1, 3.2]:

1) направление фазовой синхронизации — от генератора высокой частоты или когерентного гетеродина;

2) частота фазирования — высокая или промежуточная;

3) частота сравнения отраженных сигналов с опорным колебанием — высокая или промежуточная;

4) режим работы когерентного гетеродина — непрерывный или прерывистый.

Выбор направления фазирования зависит в основном от диапазона радиоволн, на котором работает радиолокатор. Поэтому в метровом, дециметровом и сантиметровом диапазонах возможны оба направления фазирования, чего нельзя сказать о диапазонах более коротких радиоволн.

Частота фазирования может быть и высокой и промежуточной. Однако чаще используется фазирование на промежуточной частоте ввиду того, что в этом случае легче примирить противоречивые требования высокой стабильности колебаний когерентного гетеродина, легкости навязывания фазы при фазировании и простоты введения поправки при движении радиолокатора. Это объясняется тем, что на высокой частоте высокая стабильность колебаний получается обычно за счет стабилизации генераторов с помощью высокочастотных контуров, а получение хорошей фазовой синхронизации

короткими фазирующими импульсами требует снижения добротности контуров генераторов. Наиболее просто сравнивать колебания отраженных сигналов с колебаниями когерентного гетеродина на промежуточной частоте. Режим работы когерентного гетеродина выбирается в зависимости от направления фазовой синхронизации и схемы гетеродина.

Исходя из перечисленных особенностей можно предложить ряд схем построения когерентно-импульсных радиолокаторов. Простота технической реализации этих схем тесно связана с требованиями к стабильности узлов радиолокаторов. Узлы, от которых зависит качество селекции движущихся целей, различны при различных схемах построения радиолокатора. Рассмотрим этот вопрос подробнее.

### 3.1. МЕТОДЫ ОБРАЗОВАНИЯ КОГЕРЕНТНЫХ ОПОРНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Качество селекции всегда зависит от степени подавления сигналов неподвижных целей. Подавление сигналов неподвижных целей зависит от того, насколько постоянны на выходе элемента сравнения (обычно детектора) сигналы неподвижных целей. Поскольку согласно соотношению для неподвижных целей амплитуда видеоимпульсов равна

$$U_{m\text{ б}} = U_{m\text{ кг}} + U_{m_2} \cos \varphi_p, \quad (3.1)$$

то постоянство этой амплитуды  $U_{m\text{ б}}$  требует, чтобы  $U_{m\text{ кг}} = \text{const}$ ,  $U_{m_2} = \text{const}$  и  $\varphi_p = \text{const}$ . Особенно сильно  $U_{m\text{ б}}$  зависит от постоянства  $\varphi_p$ . В формировании этой разностной фазы при различных вариантах построения радиолокатора участвуют различные узлы.

Например, упрощенная схема радиолокатора, изображенного на рис. 2.53, показана на рис. 3.1. При такой схеме построения фазирование осуществляется от генератора высокой частоты на промежуточной частоте, сравнение колебаний также происходит на промежуточной частоте. Когерентный гетеродин, как правило, работает в прерывистом режиме для облегчения условий фазирования. Как видно, разность фаз сигнала непо-

движной цели и опорного сигнала когерентного гетеродина равна в момент сравнения

$$\varphi_p(t) = \varphi'_2(t) - \varphi'_{кг}(t), \quad (3.2)$$

где  $\varphi'_2(t) = \varphi_2(t) - \varphi_1(t)$  — фаза отраженного сигнала неподвижной цели на промежуточной частоте;

$\varphi_2(t)$  — фаза отраженного сигнала неподвижной цели на высокой частоте;

$\varphi_1(t)$  — фаза сигнала гетеродина;

$\varphi'_{кг}(t)$  — фаза опорного сигнала когерентного гетеродина, работающего на промежуточной частоте.

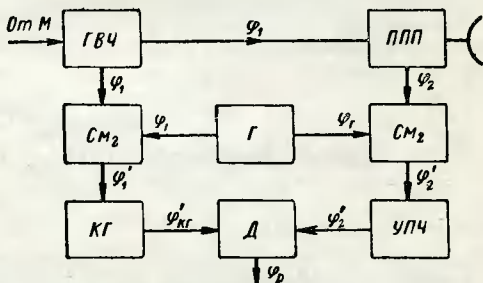


Рис. 3.1. Блок-схема псевдокогерентного радиолокатора с фазированием когерентного гетеродина на промежуточной частоте от генератора высокой частоты и сравнением сигналов на промежуточной частоте:

ГВЧ — генератор высокой частоты; ППП — переключатель прием — передача; Г — гетеродин; СМ<sub>1</sub> — смеситель приемника; СМ<sub>2</sub> — смеситель канала фазирования; КГ — когерентный гетеродин; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; Д — детектор.

Фаза отраженного сигнала может быть вычислена по известной фазе передатчика или генератора высокой частоты с учетом запаздывания  $t_R$  и сдвига фазы при отражении  $\varphi_{отр}$ :

$$\varphi_2(t) = \int_0^{t-t_R} \omega_1(t) dt + \varphi_{01} + \varphi_{отг}, \quad (3.3)$$

где  $\omega_1(t)$  и  $\varphi_{01}$  — круговая частота и начальная фаза колебаний передатчика.

Фаза сигнала гетеродина равна:

$$\varphi_{\Gamma}(t) = \int_0^t \omega_{\Gamma}(t) dt + \varphi_{0\Gamma}, \quad (3.4)$$

где  $\omega_{\Gamma}(t)$  и  $\varphi_{0\Gamma}$  — круговая частота и начальная фаза колебаний гетеродина.

С учетом того, что к концу импульса фазирования или зондирующего импульса фазы сигнала фазирования и сигнала когерентного гетеродина равны, можно записать фазу опорного сигнала как

$$\varphi'_{\text{кг}}(t) = \int_0^{\tau} \omega_1(t) dt + \varphi_{01} - \int_0^{\tau} \omega_{\Gamma}(t) dt - \varphi_{0\Gamma} + \int_{\tau}^t \omega'_{\text{кг}}(t) dt. \quad (3.5)$$

Подставляя в выражение (3.2) соотношения (3.3), (3.4) и (3.5), получаем

$$\varphi_p(t) = \int_{\tau}^{t-t_R} \omega_1(t) dt - \int_{\tau}^t [\omega_{\Gamma}(t) + \omega'_{\text{кг}}(t)] dt + \varphi_{\text{отр}}. \quad (3.6)$$

В момент прихода сигнала  $t = t_R$

$$\varphi_p(t_R) = - \int_0^{\tau} \omega_1(t) dt - \int_{\tau}^{t_R} [\omega_{\Gamma}(t) + \omega'_{\text{кг}}(t)] dt + \varphi_{\text{отр}}. \quad (3.7)$$

Таким образом, для постоянства  $\varphi_p(t_R) = \text{const}$  требуется стабильность частот передатчика, гетеродина и когерентного гетеродина. В этом случае:

$$\omega_1(t) = \omega_1 = \text{const},$$

$$\omega_{\Gamma}(t) = \omega_{\Gamma} = \text{const},$$

$$\omega'_{\text{кг}}(t) = \omega'_{\text{кг}} = \text{const}$$

и

$$\varphi_p = -(\omega_{\Gamma} + \omega'_{\text{кг}})(t_R - \tau) - \omega_1\tau + \varphi_{\text{отр}} = \text{const}. \quad (3.8)$$

При перемене направления фазовой синхронизации в рассмотренной системе приходим к построению, показанному на рис. 3.2. На рис. 3.2 показана, по существу,

истинно когерентная система, полученная путем замены генератора высокой частоты услителем мощности, аналогичная приведенной на рис. 2.45.

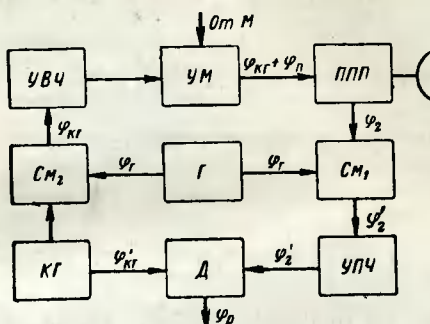


Рис. 3.2. Блок-схема истинно когерентного радиолокатора с когерентным гетеродином, работающим на промежуточной частоте, и сравнением сигналов на промежуточной частоте:

КГ — когерентный гетеродин; УВЧ — усилитель высокой частоты; УМ — усилитель мощности; ППП — переключатель прием — передача; Г — гетеродин; СМ<sub>1</sub> — смеситель приемника; СМ<sub>2</sub> — смеситель передатчика; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; Д — детектор.

Для системы построения, изображенной на рис. 3.2, используя принятые обозначения, получаем

$$\varphi_{\text{Д}}(t) = \varphi_2(t) - \varphi_{\text{Г}}(t) - \varphi'_{\text{КГ}}(t), \quad (3.9)$$

где

$$\varphi'_{\text{КГ}}(t) = \int_0^t \omega'_{\text{КГ}}(t) dt + \varphi_{0\text{КГ}}; \quad (3.10)$$

$$\varphi_{\text{Г}}(t) = \int_0^t \omega_{\text{Г}}(t) dt + \varphi_{0\text{Г}}; \quad (3.11)$$

$$\varphi_2(t) = \varphi_1(t - t_R) + \varphi_{\text{отр}}.$$

Следует учесть, что

$$\varphi_{\text{КГ}}(t) = \varphi'_{\text{КГ}}(t) + \varphi_{\text{Г}}(t) = \int_0^t [\omega'_{\text{КГ}}(t) + \omega_{\text{Г}}(t)] dt + \varphi_{0\text{КГ}} + \varphi_{0\text{Г}},$$

$$\varphi_1(t) = \varphi_{\text{кг}}(t) + \varphi_{\text{п}} = \int_0^t [\omega'_{\text{кг}}(t) + \omega_{\text{г}}(t)] dt + \\ + \varphi_{0\text{кг}} + \varphi_{\text{г}} + \varphi_{\text{п}} = \int_0^t \omega_1(t) dt + \varphi_{0\text{кг}} + \varphi_{0\text{г}} + \varphi_{\text{п}},$$

где  $\varphi_{\text{п}}$  — сдвиг фаз в тракте передатчика.

Поэтому

$$\varphi_2(t) = \int_0^{t-t_R} \omega_1(t) dt + \varphi_{0\text{кг}} + \varphi_{0\text{г}} + \varphi_{\text{п}} + \varphi_{\text{отр}}. \quad (3.12)$$

Используя соотношения (3.10), (3.11) и (3.12) совместно с (3.9), можно получить

$$\varphi_{\text{р}}(t) = \int_0^{t-t_R} \omega_1(t) dt - \int_0^t [\omega'_{\text{кг}}(t) + \omega_{\text{г}}(t)] dt + \varphi_{\text{п}} + \varphi_{\text{отр}}.$$

При  $t = t_R$

$$\varphi_{\text{р}}(t_R) = - \int_0^{t_R} [\omega'_{\text{кг}}(t) + \omega_{\text{г}}(t)] dt + \varphi_{\text{п}} + \varphi_{\text{отр}}. \quad (3.13)$$

Следовательно, постоянство  $\varphi_{\text{р}}$  зависит от стабильности частоты колебаний когерентного гетеродина и гетеродина и от постоянства набег фазы в тракте передатчика  $\varphi_{\text{п}}$ . На рис. 3.3 представлено построение радиолокатора с фазированием на высокой частоте от генератора высокой частоты и со сравнением сигналов на высокой частоте.

Для такого построения

$$\varphi_{\text{р}}(t) = \varphi_2(t) - \varphi_{\text{кг}}(t),$$

где  $\varphi_2(t) = \int_0^{t-t_R} \omega_1(t) dt + \varphi_{01} + \varphi_{\text{отр}}$  — фаза отраженного сигнала,

$\varphi_{\text{кг}}(t)$  — фаза опорного сигнала, равная

$$\varphi_{\text{кг}}(t) = \int_0^t \omega_1(t) dt + \varphi_{01} + \int_0^t \omega_{\text{кг}}(t) dt.$$

Следовательно,

$$\varphi_p(t) = \int_{\tau}^{t-t_R} \omega_1(t) dt - \int_{\tau}^t \omega_{\text{кг}}(t) dt + \varphi_{\text{отр}}.$$

Полагая  $t = t_R$ , получаем

$$\varphi_p(t_R) = - \int_0^{\tau} \omega_1(t) dt - \int_{\tau}^{t_R} \omega_{\text{кг}}(t) dt + \varphi_{\text{отр}}. \quad (3.14)$$

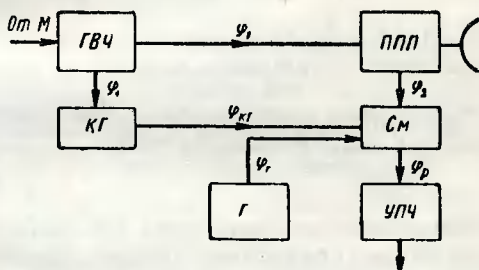


Рис. 3.3. Блок-схема псевдокогерентного радиолокатора с фазированием когерентного гетеродина на высокой частоте от генератора высокой частоты и сравнением сигналов на высокой частоте:

ГВЧ — генератор высокой частоты; КГ — когерентный гетеродин; ППП — переключатель прием — передача; Г — гетеродич; СМ — смеситель; УПЧ — усилитель промежуточной частоты.

Постоянство  $\varphi_p$  определяется стабильностью частоты колебаний генератора высокой частоты и когерентного гетеродина. При изменении направления фазирования (см. рис. 3.4) получаем соотношение

$$\varphi_p(t) = \int_t^{t-t_R} \omega_{\text{кг}}(t) dt + \varphi_{\text{отр}} + \varphi_{\text{п}}, \quad (3.15)$$

что при  $t = t_R$  дает

$$\varphi_p(t_R) = - \int_0^{t_R} \omega_{\text{кг}}(t) dt + \varphi_{\text{отр}} + \varphi_{\text{п}},$$

и значит постоянство  $\varphi_p$  зависит только от стабильности частоты колебаний когерентного генератора и набега фазы в передающем канале.

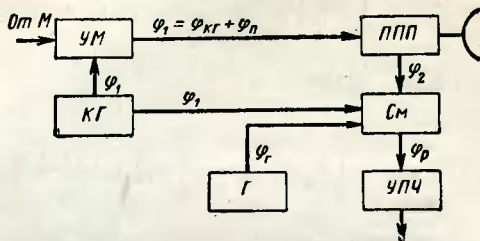


Рис. 3.4. Блок-схема истинно когерентного радиолокатора с сравнением сигналов на высокой частоте:

КГ — когерентный гетеродин; УМ — усилитель мощности; ППП — переключатель прием — передача; СМ — смеситель; Г — гетеродин; УПЧ — усилитель промежуточной частоты.

При фазировании от генератора высокой частоты на высокой частоте сравнение отраженных сигналов с опорным напряжением может производиться на промежуточной частоте, как показано на рис. 3.5.

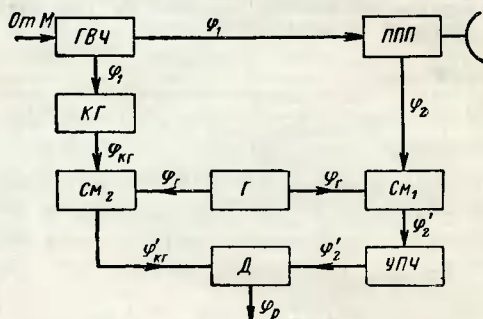


Рис. 3.5. Блок-схема псевдокогерентного радиолокатора с фазированием когерентного гетеродина на высокой частоте от генератора высокой частоты и сравнением сигналов на промежуточной частоте:

ГВЧ — генератор высокой частоты; КГ — когерентный гетеродин; Г — гетеродин; ППП — переключатель прием — передача; СМ<sub>1</sub> — смеситель приемника; СМ<sub>2</sub> — смеситель канала фазирования; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; Д — детектор.



В этом случае

$$\varphi_p(t) = \varphi'_2(t) - \varphi'_{\text{кг}}(t), \quad (3.16)$$

где

$$\varphi'_2(t) = \int_0^{t-t_R} \omega_1(t) dt + \varphi_{01} - \int_0^t \omega_{\text{кг}}(t) dt - \varphi_{0\Gamma} + \varphi_{\text{отр}},$$

а

$$\varphi'_{\text{кг}}(t) = \int_0^{\tau} \omega_1(t) dt + \varphi_{01} + \int_{\tau}^t \omega_{\text{кг}}(t) dt - \int_0^{\tau} \omega_{\Gamma}(t) dt - \varphi_{0\Gamma}.$$

После подстановки этих соотношений в (3.16) получаем

$$\varphi_p(t) = \int_{\tau}^{t-t_R} \omega_1(t) dt - \int_{\tau}^t \omega_{\text{кг}}(t) dt + \varphi_{\text{отр}}. \quad (3.17)$$

При  $t = t_R$

$$\varphi_p(t_R) = - \int_0^{\tau} \omega_1(t) dt - \int_{\tau}^{t_R} \omega_{\text{кг}}(t) dt + \varphi_{\text{отр}},$$

и, следовательно, постоянство  $\varphi_p$  зависит от стабильности частоты колебаний генератора высокой частоты и когерентного гетеродина.

При изменении направления фазовой синхронизации, как это показано на рис. 3.6, получаем соотношение

$$\begin{aligned} \varphi_p(t) &= \varphi'_2(t) - \varphi'_{\text{кг}}(t) = \varphi_2(t) - \varphi_{\text{кг}}(t) = \\ &= \int_t^{t-t_R} \omega_{\text{кг}}(t) dt + \varphi_{\text{отр}} + \varphi_{\Pi}. \end{aligned} \quad (3.18)$$

Полагая  $t = t_R$

$$\varphi_p(t_R) = - \int_0^{t_R} \omega_{\text{кг}}(t) dt + \varphi_{\text{отр}} + \varphi_{\Pi},$$

и постоянство  $\varphi_p$  будет определяться стабильностью опорного колебания когерентного гетеродина и набега фазы в тракте передатчика. Радиолокатор можно выполнить по схеме, в которой фазирование от генератора

высокой частоты производится на промежуточной частоте, а сравнение опорного колебания с отраженными сиг-

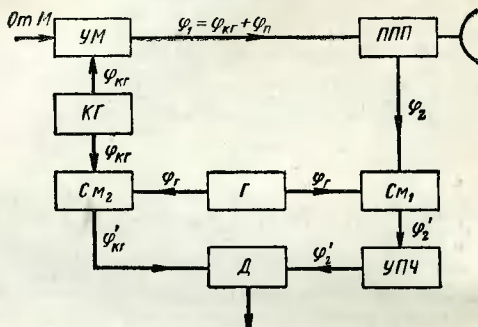


Рис. 3.6. Блок-схема истинно когерентного радиолокатора с когерентным гетеродином, работающим на высокой частоте, и сравнением сигналов на промежуточной частоте:

КГ — когерентный гетеродин; УМ — усилитель мощности; ППП — переключатель прием — передача; Г — гетеродин; СМ<sub>1</sub> — смеситель приемника; СМ<sub>2</sub> — смеситель канала фазирования; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; Д — детектор.

налами осуществляется на высокой частоте. Такое построение радиолокатора показано на рис. 3.7.

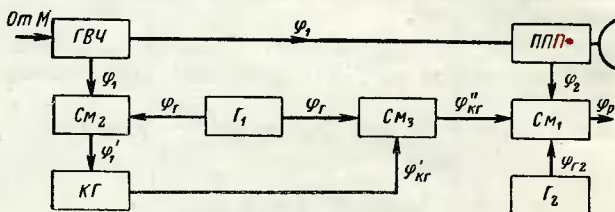


Рис. 3.7. Блок-схема псевдокогерентного радиолокатора с фазированием когерентного гетеродина на промежуточной частоте от генератора высокой частоты и сравнением сигналов на высокой частоте:

ГВЧ — генератор высокой частоты; ППП — переключатель прием — передача; КГ — когерентный гетеродин; Г<sub>1</sub> — первый гетеродин; Г<sub>2</sub> — второй гетеродин; СМ<sub>1</sub> — смеситель приемника; СМ<sub>2</sub> — смеситель канала фазирования; СМ<sub>3</sub> — смеситель гетеродина.

В этом случае

$$\varphi_p(t) = \varphi_2(t) - \varphi''_{кг}(t),$$

где

$$\varphi_2(t) = \int_0^{t-t_R} \omega_1(t) dt + \varphi_{01} + \varphi_{отр},$$

а

$$\begin{aligned} \varphi''_{кг}(t) &= \varphi'_{кг}(t) + \varphi_{\Gamma}(t) = \int_0^{\tau} \omega_1(t) dt - \\ &- \int_0^{\tau} \omega_{\Gamma}(t) dt + \int_{\tau}^t \omega'_{кг}(t) dt + \int_0^t \omega_{\Gamma}(t) dt + \varphi_{01} \end{aligned}$$

Поэтому

$$\varphi_p(t) = \int_{\tau}^{t-t_R} \omega_1(t) dt - \int_{\tau}^t [\omega'_{кг}(t) + \omega_{\Gamma}(t)] dt + \varphi_{отр} \quad (3.19)$$

и при  $t = t_R$

$$\tau_p(t_R) = - \int_0^{\tau} \omega_1(t) dt - \int_{\tau}^{t_R} [\omega'_{кг}(t) + \omega_{\Gamma}(t)] dt + \varphi_{отр};$$

постоянство  $\varphi_p$  определяется стабильностью частоты колебаний генератора высокой частоты, гетеродина  $\Gamma_1$  и когерентного гетеродина. Если направление фазовой синхронизации изменить, то согласно рис. 3.8 получаем

$$\varphi_p(t) = \varphi_2(t) - \varphi''_{кг}(t) = \int_t^{t-t_R} [\omega'_{кг}(t) + \omega_{\Gamma}(t)] dt + \varphi_{отр} + \varphi_{п}, \quad (3.20)$$

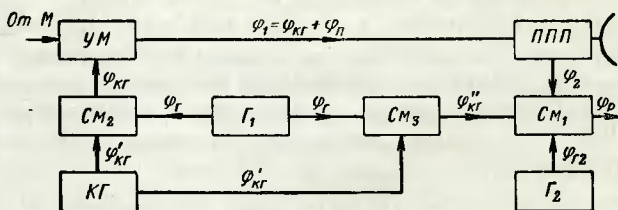


Рис. 3.8. Блок-схема истинно когерентного радиолокатора с когерентным гетеродином, работающим на промежуточной частоте, и со сравнением сигналов на высокой частоте:

$КГ$  — когерентный гетеродин;  $УМ$  — усилитель мощности;  $ППП$  — переключатель прием — передача;  $\Gamma_1$  — первый гетеродин;  $\Gamma_2$  — второй гетеродин;  $СМ_1$  — смеситель приемника;  $СМ_2$  — смеситель передатчика;  $СМ_3$  — смеситель гетеродина.

что при подстановке  $t = t_R$  дает

$$\varphi_{\text{P}}(t_R) = - \int_0^{t_R} [\omega'_{\text{K}\Gamma}(t) + \omega_{\Gamma}(t)] dt + \varphi_{0\text{TP}} + \varphi_{\text{H}},$$

и, следовательно, постоянство  $\Phi_R$  может быть обеспечено за счет стабильности частоты колебаний гетеродина  $\Gamma_1$ , когерентного гетеродина и постоянства набега фазы в передатчике. При использовании в передатчике усили-

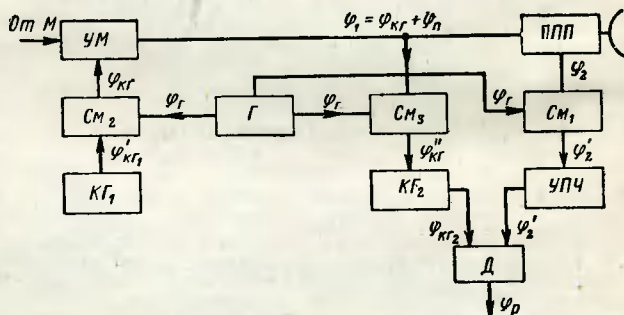


Рис. 3.9. Блок-схема истинно когерентного радиолокатора, не чувствительного к набегам фазы передатчика:

$KГ_1$  — первый когерентный гетеродин;  $KГ_2$  — второй когерентный гетеродин;  $Г$  — гетеродин;  $УМ$  — усилитель мощности;  $ППП$  — переключатель прием — передача;  $См_1$  — смеситель приемника;  $См_2$  — смеситель передатчика;  $См_3$  — смеситель канала фазирования;  $УПЧ$  — усилитель промежуточной частоты;  $Д$  — детектор.

телей мощности, особенно таких, как лампа бегущей волны, платинотрон и усилительный клистрон, набег фазы  $\varphi_{\Pi}$  могут достигать значительных величин. Для ликвидации влияния этих набегов на работу радиолокатора применяют схему построения, показанную на рис. 3.9. При таком построении системы фазирования и сравнения

$$\varphi_p(t) = \varphi'_2(t) - \varphi_{\text{KГ}_2}(t),$$

где

$$\varphi'_2(t) = \varphi_2(t) - \varphi_{\Gamma}(t);$$

$$\varphi_{\text{KT}}(t) = \varphi''_{\text{KT}}(\tau) + \varphi_{\text{KT}_2}(t);$$

$$\varphi''_{\kappa\Gamma}(\tau) = \varphi_{\kappa\Gamma}(\tau) + \varphi_{\Pi} - \varphi_{\Gamma}(\tau);$$

$$\begin{aligned}
\varphi_{\text{КГ}}(t) &= \varphi'_{\text{КГ}_1}(t) + \varphi_{\Gamma}(t) = \int_0^t [\omega_{\text{КГ}_1}(t) + \omega_{\Gamma}(t)] dt + \varphi_{0\text{КГ}} + \varphi_{0\Gamma}, \\
\varphi'_{\text{КГ}}(t) &= \int_0^t [\omega_{\text{КГ}_1}(t) + \omega_{\Gamma}(t)] dt - \int_0^t \omega_{\Gamma}(t) dt + \\
&+ \varphi_{0\text{КГ}} + \varphi_{\Pi} = \int_0^t \omega_{\text{КГ}_1}(t) dt + \varphi_{0\text{КГ}} + \varphi_{\Pi}, \\
\varphi_{\text{КГ}}(t) &= \int_0^{\tau} \omega_{\text{КГ}_1}(t) dt + \varphi_{0\text{КГ}} + \varphi_{\Pi} + \int_{\tau}^t \omega_{\text{КГ}_2}(t) dt; \\
\varphi'_2(t) &= \int_0^{t-t_R} [\omega_{\text{КГ}_1}(t) + \omega_{\Gamma}(t)] dt + \varphi_{0\text{КГ}} - \\
&- \int_0^t \omega_{\Gamma}(t) dt + \varphi_{0\text{КГ}} + \varphi_{0\text{ТР}} + \varphi_{\Pi}.
\end{aligned}$$

Следовательно,

$$\varphi_{\text{Р}}(t) = \int_{\tau}^{t-t_R} \omega_{\text{КГ}_1}(t) dt + \int_{\tau}^{t-t_R} \omega_{\Gamma}(t) dt - \int_{\tau}^t \omega_{\text{КГ}_2}(t) dt + \varphi_{0\text{ТР}}. \quad (3.21)$$

При  $t = t_R$  получаем

$$\varphi_{\text{Р}}(t_R) = - \int_0^{\tau} \omega_{\text{КГ}_1}(t) dt - \int_0^{t_R} \omega_{\Gamma}(t) dt - \int_{\tau}^{t_R} \omega_{\text{КГ}_2}(t) dt + \varphi_{0\text{ТР}}.$$

Таким образом, видно, что постоянство  $\varphi_{\text{Р}}$  зависит от стабильности частоты колебаний когерентных гетеродинов  $\text{КГ}_1$  и  $\text{КГ}_2$  и гетеродина  $\Gamma$ , но не зависит от фазового набега в канале передатчика  $\varphi_{\Pi}$ .

Анализируя приведенные схемы построения, можно сделать заключение, что в тех случаях, когда фазовая синхронизация производится от когерентного гетеродина, радиолокатор по существу перестает быть псевдокогерентным и становится истинно когерентным, ибо передатчик является в этом случае многокаскадным, а зондирующий сигнал имеет когерентное заполнение несущим колебанием, когерентным на интервале, значительно превосходящем период повторения.

При фазовой синхронизации когерентного гетеродина от генератора высокой частоты начальная фаза фазирующего импульса случайна и распределена в пределах  $\pm\pi$ . При небольших длительностях фазирующих импульсов, измеряемых микросекундами и долями микросекунды, фазовая синхронизация должна осуществляться в каждом периоде на отрезке времени, не превышающем длительность зондирующего импульса при изменяющихся в широких пределах начальных условиях. Кроме того, необходимо учитывать, в импульсном или непрерывном режиме работает когерентный гетеродин.

### 3.2. ПРИНЦИП ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ КОГЕРЕНТНЫХ ГЕТЕРОДИНОВ

Анализ процессов фазовой синхронизации автогенераторов был проведен в ряде работ [3.3, 3.4, 3.5, 3.6, 3.7]. Как известно, процесс фазовой синхронизации описывается уравнением

$$\varphi_a(t) = -(\omega_c - \omega_0)t - \frac{E_c}{K_1 \tau U_a} \sin \varphi_a(t), \quad (3.22)$$

где  $\varphi_a(t)$  — фаза напряжения на контуре автогенератора;

$\omega_c$  — частота синхронизирующей э. д. с.;

$\omega_0$  — резонансная частота колебательной системы автогенератора;

$E_c$  — амплитуда синхронизирующей э. д. с., введенная в контур генератора последовательно;

$U_a$  — амплитуда напряжения автогенератора;

$K_1 = (|K_{oc}| - D)$  — обобщенный коэффициент связи;

$K_{oc}$  — коэффициент обратной связи;

$\tau = 2Cr$  — постоянная времени контура автогенератора.

Решая это уравнение, можно найти полосу фазовой синхронизации или полосу фазирования, которая оказывается равной

$$\frac{2(\omega_c - \omega_0)_{\max}}{\omega_0} \approx \frac{E_c}{K_1 U_a} \frac{1}{Q} = \frac{E_c}{U_g}, \quad (3.23)$$

где  $Q$  — добротность колебательной системы;

$U_g = K_1 U_a Q$  — амплитуда колебаний на сетке генератора.

В непрерывном режиме работы когерентного гетеродина, когда напряжение фазирования по амплитуде больше амплитуды автоколебаний когерентного гетеродина:

$$\frac{E_c}{U_g} > 1,$$

а расстройка контура гетеродина относительно частоты фазирования не превышает половины полосы пропускания контура гетеродина:

$$\omega_c - \omega_0 < \frac{\Delta\omega}{2},$$

процесс фазирования, или процесс установления навязываемой фазы колебаний, практически происходит мгновенно. Однако при соотношении амплитуд импульса фазирования и колебаний гетеродина, меньшем единицы:

$$\frac{E_c}{U_g} < 1,$$

время, требуемое для установления равенства фаз колебаний гетеродина и формирующих колебаний, увеличивается и может быть оценено по формуле

$$t_{\phi} \approx \frac{3}{(\omega_c - \omega_0)_{\max}} = \frac{3\tau K_1 U_a}{E_c}. \quad (3.24)$$

В импульсном режиме работы фазирующий импульс подается или до начала генерации колебаний, или в момент нарастания автоколебаний когерентного гетеродина. Следовательно, начальные условия самовозбуждения всегда таковы, что можно считать

$$\frac{E_c}{U_g} > 1.$$

Однако, следует учитывать соотношение величины амплитуды сигнала фазирования к величине напряжения шума в контуре автогенератора. При соизмеримости фазирующего сигнала и шума начальные условия возникновения колебаний ухудшаются, так как увеличивается разброс начальной фазы колебаний, поэтому для облегчения фазирования нужно работать со значительным превышением фазирующего сигнала над шумом.



Кроме того, поскольку в прерывистом режиме даже при малых э. д. с. фазирования в начальный момент легко обеспечить соотношение

$$\frac{E_c}{U_g} > 1,$$

время установления фазовой синхронизации всегда будет невелико и меньше, чем в режиме непрерывного генерирования.

После окончания фазирования, т. е. после окончания фазирующего импульса, когерентный гетеродин генерирует колебания в свободном режиме на частоте собственных автоколебаний  $\omega_0$ , но с навязанной начальной фазой. Для правильной работы когерентно-импульсных систем необходима высокая стабильность частоты колебаний автогенератора. Следовательно, когерентный гетеродин в режиме свободных автоколебаний должен иметь высокую стабильность частоты, а это всегда связано с увеличением добротности колебательной системы. Трудность разрешения противоречивых требований увеличения добротности контура когерентного гетеродина с точки зрения повышения стабильности частоты и понижения ее с точки зрения увеличения полосы фазирования привели к тому, что наибольшее распространение получили когерентные гетеродины, работающие на промежуточной частоте.

Как известно, с точки зрения стабильности свободных колебаний на промежуточной частоте наиболее предпочтительным является автогенератор, собранный по трехточечной схеме с емкостной связью. На рис. 3.10 в качестве примера показан один из вариантов схемы такого гетеродина [3.8, 3.9]. На рис. 3.11 приведены эпюры напряжения, поясняющие работу когерентного гетеродина. Каскад, собранный на лампе  $L_1$  (рис. 3.10), является усилителем фазирующего импульса промежуточной частоты  $u_{\phi}$ . На лампе  $L_2$  собран гетеродин по трехточечной схеме с емкостной связью. На третью сетку лампы  $L_2$  подано запирающее напряжение.

Отпирающий импульс  $u_{\text{отп}}$  подается синхронно с импульсом фазирования, и, таким образом, генерация начинается при появлении в общем для усилителя и гетеродина контуре фазирующего импульса. Колебания



этого импульса определяют начальные условия (начальную фазу) автогенерации, которая затем продолжается с навязанной фазой.

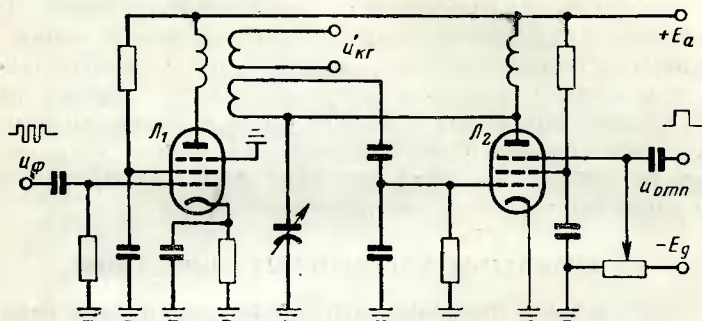


Рис. 3.10. Принципиальная схема когерентного гетеродина, работающего на промежуточной частоте.

Длительность отпирающего импульса выбирается в соответствии с максимальной дальностью действия

$$\tau_{отп} \geq t_{R \text{ макс.}}$$

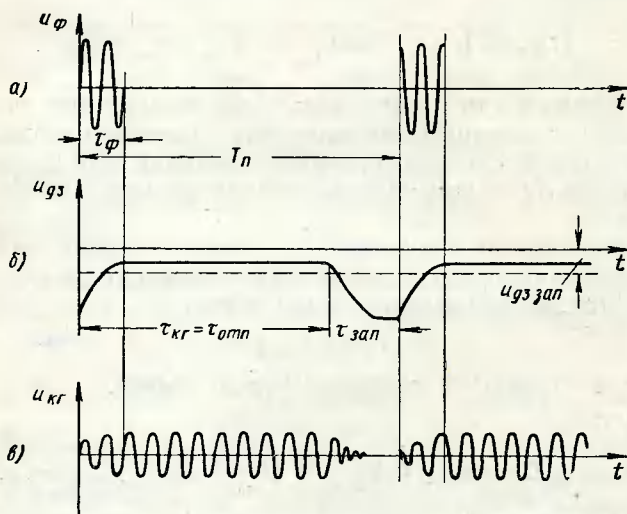


Рис. 3.11. Графики напряжения, поясняющие работу схемы рис. 3.10:

а — сигнал фазирования; б — напряжение на третьей сетке  $L_2$ ; в — опорный сигнал когерентного гетеродина.

Перед началом каждого нового цикла фазирования лампа  $L_2$  снова запирается, причем за время запираания в контуре автогенератора должны затухнуть колебания.

Особенностью импульсного режима когерентных гетеродинов является периодическое отпирание и запираание лампы гетеродина. При резком отпирании этой лампы в контуре гетеродина могут возникать собственные затухающие колебания (ударное возбуждение), которые ухудшают условия фазирования и затягивают этот процесс. Во избежание этого передний фронт отпирающего импульса должен быть достаточно пологим.

### 3.3. СРАВНЕНИЕ КОГЕРЕНТНЫХ КОЛЕБАНИЙ

В гл. 2 было показано, что процесс сравнения отраженных сигналов с опорным сигналом когерентного гетеродина сводится к образованию биений на нелинейном элементе, каким, например, является амплитудный детектор. В контуре детектора при сравнении отраженных сигналов с опорным напряжением когерентного гетеродина имеется векторная сумма указанных сигналов с амплитудой

$$U_{m\delta} = \sqrt{U_{m\kappa\Gamma}^2 + U_{m2}^2 + 2U_{m\kappa\Gamma}U_{m2}\cos\varphi}.$$

В зависимости от величины  $U_{m\delta}$  конкретной характеристики нелинейного элемента (детектора, диода, триода и т. п.) детектирование колебаний может происходить на линейном или нелинейном участке характеристики.

При больших значениях  $U_{m\delta}$  можно считать, что детектирование будет происходить на линейном участке. Следовательно, характеристика детектора

$$i_d \approx \kappa_1 U_{m\delta}$$

будет изображаться линейно-ломаной линией.

Поэтому

$$U_d = i_d Z_H = \kappa_1 Z_H \sqrt{U_{m\kappa\Gamma}^2 + U_{m2}^2 + 2U_{m\kappa\Gamma}U_{m2}\cos\varphi}.$$

Обозначая  $\kappa_1 Z_H = \epsilon$ , получаем

$$U_d = \epsilon \sqrt{U_{m\kappa\Gamma}^2 + U_{m2}^2 + 2U_{m\kappa\Gamma}U_{m2}\cos\varphi}.$$

Разлагая  $U_d$  в биномиальный ряд, получаем

$$\begin{aligned}
 U_d = \varepsilon \left\{ \sqrt{U_{m\text{ КГ}}^2 + U_{m2}^2} - \frac{1}{4} \frac{U_{m\text{ КГ}} U_{m2}}{\sqrt{U_{m\text{ КГ}}^2 + U_{m2}^2}} - \right. \\
 \left. - \frac{15}{8} \frac{U_{m\text{ КГ}}^3 U_{m2}}{(U_{m\text{ КГ}}^2 + U_{m2}^2)^{3/2}} + \dots \right\} + \\
 + \varepsilon \left\{ \frac{U_{m\text{ КГ}} U_{m2}}{\sqrt{U_{m\text{ КГ}}^2 + U_{m2}^2}} + \frac{3}{8} \frac{U_{m\text{ КГ}}^3 U_{m2}}{(U_{m\text{ КГ}}^2 + U_{m2}^2)^{3/2}} + \dots \right\} \cos \varphi - \\
 - \varepsilon \left\{ \frac{1}{4} \frac{U_{m\text{ КГ}}^2 U_{m2}^2}{(U_{m\text{ КГ}}^2 + U_{m2}^2)^{3/2}} + \frac{5}{2} \frac{U_{m\text{ КГ}}^4 U_{m2}^2}{(U_{m\text{ КГ}}^2 + U_{m2}^2)^{5/2}} + \dots \right\} \cos 2\varphi + \\
 + \varepsilon \left\{ \frac{1}{8} \frac{U_{m\text{ КГ}}^3 U_{m2}^3}{(U_{m\text{ КГ}}^2 + U_{m2}^2)^{5/2}} + \dots \right\} \cos 3\varphi + \\
 + \varepsilon \left\{ \frac{5}{8} \frac{U_{m\text{ КГ}}^4 U_{m2}^4}{(U_{m\text{ КГ}}^2 + U_{m2}^2)^{7/2}} + \dots \right\} \cos 4\varphi + \dots \quad (3.25)
 \end{aligned}$$

или в иной форме

$$U_d = \varepsilon U_{m\text{ КГ}} \{ \alpha_0 + \alpha_1 \cos \varphi + \alpha_2 \cos 2\varphi + \alpha_3 \cos 3\varphi + \dots \}, \quad (3.26)$$

где  $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  и  $\alpha_n$  — коэффициенты тригонометрического ряда, зависящие от номера члена ряда и соотношения  $m = \frac{U_{m2}}{U_{m\text{ КГ}}}$ .

В частном случае, когда  $m \gg 1$  или  $m \ll 1$ , коэффициенты  $\alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \dots$  стремятся к нулю, коэффициент  $\alpha_0 = 1$  и коэффициент  $\alpha_1 = m$ , поэтому

$$U_d \approx \varepsilon U_{m\text{ КГ}} (1 + m \cos \varphi) = \varepsilon (U_{m\text{ КГ}} + U_{m2} \cos \varphi). \quad (3.27)$$

В более общем случае нужно учесть избирательный характер нагрузки детектора  $Z = Z(\omega)$ . Однако при воспроизведении на нагрузке детектора видеопульсов, имеющих спектр более широкий, чем спектр гармоник частоты модуляции, равной

$$\Omega_M = \frac{d\varphi}{dt} \leq 2\pi \frac{F_H}{2},$$

эти гармоники отфильтровать не удастся. При фильтрации постоянной составляющей в случае, когда  $1 \ll m \ll 1$ , на нагрузке выделится напряжение

$$U_d \approx \frac{\epsilon U_{m2} U_{m\text{ кг}}}{\sqrt{U_{m\text{ кг}}^2 + U_{m2}^2}} \cos \varphi, \quad (3.28)$$

являющееся непрерывным во времени и повторяющее закон модуляции импульсов сигнала биений.

Рассматривая напряжение когерентного гетеродина как непрерывный сигнал

$$U_{\text{кг}}(t) = U_{m\text{ кг}} \cos(\omega_{\text{кг}} t + \varphi_{0\text{кг}}), \quad (3.29)$$

а отраженные импульсы — как импульсный сигнал с периодом повторения  $T_{\text{п}}$ , согласно (1.56) получаем

$$U_2(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} U_{m2}(t - t_R - nT_{\text{п}}) \cos[\omega_2(t - t_R - nT_{\text{п}}) + \varphi_{02}]$$

со спектром в области положительных частот вида [см. рис. 1.20,б и соотношение (1.115)]

$$U_2(t) \approx U_{m2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \cos[\omega_2(t - t_R) - n\Omega_{\text{п}} + \varphi_n], \quad (3.30)$$

где  $C_n$  — коэффициенты разложения в ряд Фурье, найденные путем перехода:

$$C_n = \lim_{\omega \rightarrow n\Omega_{\text{п}}} \frac{\Omega_{\text{п}}}{\pi} |F(\omega)| \quad \text{из соотношений } F(\omega) \quad (1.112) - (1.116);$$

$n$  — номер гармоники спектра;

$\varphi_n$  — начальная фаза гармоники спектра.

Если ограничиться главной частью спектра в области положительных частот, то

$$U_2(t) \approx U_{m2} \sum_{n=-k}^{+k} C_n \cos[\omega_2 t - \omega_2 t_R - n\Omega_{\text{п}} t + \varphi_n]. \quad (3.31)$$

Тогда на нагрузке детектора получаем напряжение

$$\begin{aligned}
 U_{\text{д}} = \varepsilon \left\{ U_{m \text{ кг}}^2 + U_{m2}^2 \sum_{-k}^{+k} C_n^2 + \right. \\
 + 2U_{m \text{ кг}} U_{m2} \sum_{-k}^{+k} C_n \cos [(\omega_2 - \omega_{\text{кг}}) t - \omega_2 t_R - \\
 - n\Omega_{\text{п}} t + \varphi_n - \varphi_{0\text{кг}}] + \\
 + 2U_{m2}^2 \sum_{-k+1}^k C_n C_{-k+1} \cos [(-k+1-n)\Omega_{\text{п}} t] + \\
 \dots \dots \dots \\
 + 2U_{m2}^2 \sum_0^k C_n C_0 \cos [-n\Omega_{\text{п}} t] + \\
 \dots \dots \dots \\
 \left. + 2U_{m2}^2 C_{k-1} C_k \cos [\Omega_{\text{п}} t] \right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (3.32)
 \end{aligned}$$

Видно, что в общем случае амплитудный детектор с линейно-ломаной характеристикой является нелинейным элементом, поскольку на его нагрузке возникают комбинационные составляющие вида

$$U_{m2}^2 C_k C_p \cos [(k-p)\Omega_{\text{п}} t] \quad \text{при} \quad k \neq p.$$

Однако предполагая, как и ранее,  $1 \ll m \ll 1$ , можно пренебречь этими комбинационными составляющими, так как

$$U_{m2}^2 C_k C_p \ll U_{m \text{ кг}} U_{m2} C_{p,k},$$

$$U_{m2}^2 \sum_{-k}^k C_n^2 \ll U_{m \text{ кг}}^2.$$

Поэтому в пределах выполнения этого неравенства с учетом соотношения (2.26)

$$\begin{aligned}
 U_{\text{д}} = \varepsilon \left\{ U_{m \text{ кг}} + U_{m2} \sum_{n=-k}^k C_n \cos [(\omega_2 - \omega_{\text{кг}} - n\Omega_{\text{п}}) t - \right. \\
 \left. - \omega_2 t_R + (\varphi_n - \varphi_{0\text{кг}})] \right\}. \quad (3.33)
 \end{aligned}$$

Таким образом, при  $1 \ll m \ll 1$  детектор с линейно-ломаной характеристикой близок к линейному элементу. Он линейно переносит спектр импульсного отраженного сигнала на разностную частоту

$$\omega_2 - \omega_{\text{кг}}.$$

В случае точной настройки когерентного гетеродина на частоту отраженного сигнала  $\omega_2 - \omega_{\text{кг}} = 0$ , и поэтому

$$U_{\text{д}} = \varepsilon \left\{ U_{m \text{ кг}} + U_{m_2} \sum_{-k}^k C_n \cos [-n\Omega_{\text{п}}t - \omega_2 t_R + (\varphi_n - \varphi_{0\text{кг}})] \right\}. \quad (3.34)$$

При неподвижной цели  $t_R = \text{const}$ , второе слагаемое выражения (3.33) дает спектр немодулированных видеоимпульсов:

$$U_{\text{д}} \approx \varepsilon U_{m \text{ кг}} + \varepsilon \left\{ 2U_{m_2} \sum_0^k C_n \cos (n\Omega_{\text{п}}t + \varphi_{n\Sigma}) \right\},$$

где

$$\varphi_{n\Sigma} = \varphi_n - \varphi_{0\text{кг}} - \omega_2 t_R.$$

Поскольку

$$\sum_0^{\infty} U_{m_2}(t - t_R - nT_{\text{п}}) \approx 2U_{m_2} \sum_0^k C_n \cos (n\Omega_{\text{п}}t + \varphi_{n\Sigma}),$$

то можно утверждать, что

$$U_{\text{д}} = \varepsilon U_{m \text{ кг}} + \varepsilon \sum_{-\infty}^{\infty} U_{m_2}(t - t_R - nT_{\text{п}}), \quad (3.35)$$

что совпадает с выражением (2.27), записанным в несколько иной форме.

При движении цели  $t_R = t_{R_0} + \frac{2v_r}{c} t$ , следовательно,

$$U_{\text{д}} \approx \varepsilon \left\{ U_{m \text{ кг}} + U_{m_2} \sum_{n=-k}^k C_n \cos (-n\Omega_{\text{п}}t - \omega_{\text{д}}t + \varphi_{n\Sigma}) \right\},$$

где

$$\varphi_{n\Sigma} = \varphi_n - \varphi_{0\text{кг}} - \omega_2 t_{R_0}.$$

Или, учитывая изменения знака  $n\Omega_{\Pi}$  и постоянство знака  $\omega_D$ ,

$$U_D \approx \varepsilon U_{m \text{ КГ}} + \varepsilon U_{m_2} \sum_0^k C_n \{ \cos [(n\Omega_{\Pi} + \omega_D)t + \varphi_{n\Sigma}] + \\ + \cos [(n\Omega_{\Pi} - \omega_D)t + \varphi_{n\Sigma}] \}. \quad (3.36)$$

На основании (1.123)—(1.125) можно утверждать, что это выражение дает спектр импульсной последовательности вида, показанного на рис. 2.25, в. Поэтому

$$U_{m_2} \sum_0^k C_n \{ \cos [(n\Omega_{\Pi} + \omega_D)t + \varphi_{n\Sigma}] + \\ + \cos [(n\Omega_{\Pi} - \omega_D)t + \varphi_{n\Sigma}] \} = \\ = \sum_{-\infty}^{\infty} U_{m_2} (t - t_{R_0} - nT_{\Pi}) \cos \omega_D t$$

и выражение (3.35) представляется в виде

$$U_D \approx \varepsilon U_{m \text{ КГ}} + \varepsilon \sum_{-\infty}^{\infty} U_{m_2} (t - t_{R_0} - nT_{\Pi}) \cos \omega_D t, \quad (3.37)$$

совпадающим с выражением (2.26), записанным в несколько иной форме.

Анализируя выражения (3.27), (3.33), (3.35) и (3.37), можно утверждать, что при  $m \ll 1$  амплитудный детектор с линейно-ломаной характеристикой является линейным элементом, осуществляющим линейную операцию смещения спектра отраженных сигналов на величину частоты опорного сигнала когерентного гетеродина.

В тех случаях, когда характеристику нелинейного элемента можно считать квадратичной, например при малой величине  $U_{m6}$ , вопрос о линейности элемента сравнения решается весьма просто.

В самом деле

$$i_D \approx \kappa_2 U_{m6}^2$$

и, вследствие этого

$$U_D = \kappa_2 U_{m6}^2 Z_H = \nu U_{m6}^2.$$

Наконец,

$$U_{\text{д}} = v(U_{m \text{ кг}}^2 + U_{m_2}^2) + 2vU_{m \text{ кг}}U_{m_2} \cos \varphi. \quad (3.38)$$

Видно, что в данном случае комбинационные составляющие вообще не возникают, следовательно, квадратичный детектор также является линейным (в смысле влияния на спектр сигналов) устройством.

Осуществляя фильтрацию постоянной составляющей, можно напряжение на выходе детектора записать в виде

$$U_{\text{д}} = 2vU_{m \text{ кг}}U_{m_2} \cos \varphi. \quad (3.39)$$

Выражения (3.27) и (3.39) могут быть представлены в виде

$$U_{\text{д}} = U_{\text{д} \text{ м}} \cos \varphi \quad (3.40)$$

и графически изображены на рис. 3.12,а.

Чувствительность амплитудного детектора к изменению разностной фазы  $\varphi$  определяется коэффициентом  $K_{\varphi_1}$ :

$$K_{\varphi_1} = \left| \frac{\partial U_{\text{д}}}{\partial \varphi} \right| = U_{\text{д} \text{ м}} |\sin \varphi|.$$

Эта зависимость показана на рис. 3.12,б. В тех точках, где  $K_{\varphi_1} = 0$ , т. е. там, где  $\varphi = n\pi$  ( $n = 0, 1, 2, \dots$ ), изменение фазы не приводит к изменению амплитуды на выходе элемента сравнения. Из-за этого сигналы движущихся целей, имеющие при сравнении сдвиг по фазе относительно опорного напряжения, кратный  $180^\circ$ , не дадут на выходе детектора импульсов изменяющейся амплитуды, т. е. движущаяся цель будет иметь такой же сигнал, как и неподвижная.

Селекция в этом случае невозможна. Разностные фазы, соответствующие условию  $\varphi = n\pi$ , называются «слепыми» [3.8]. С точки зрения улучшения селекции следует число слепых фаз уменьшать.

Если при детектировании на линейном участке обеспечить равенство амплитуд сравниваемых сигналов  $U_{m_2} = U_{m \text{ кг}} = U_m$ , то

$$U_{m \text{ б}} = 2U_m \cos \frac{\varphi}{2}$$

и, следовательно,

$$U_{\text{д}} = 2U_{m \text{ д}} \cos \frac{\varphi}{2}.$$



Чувствительность такого детектора оказывается равной

$$K_{\varphi_2} = U_{m \text{ д}} \left| \sin \frac{\varphi}{2} \right|$$

эта функция имеет „слепые“ фазы, идущие в два раза реже, ибо  $K_{\varphi_2} = 0$  при  $\varphi = n2\pi$  (рис. 3.12, в).

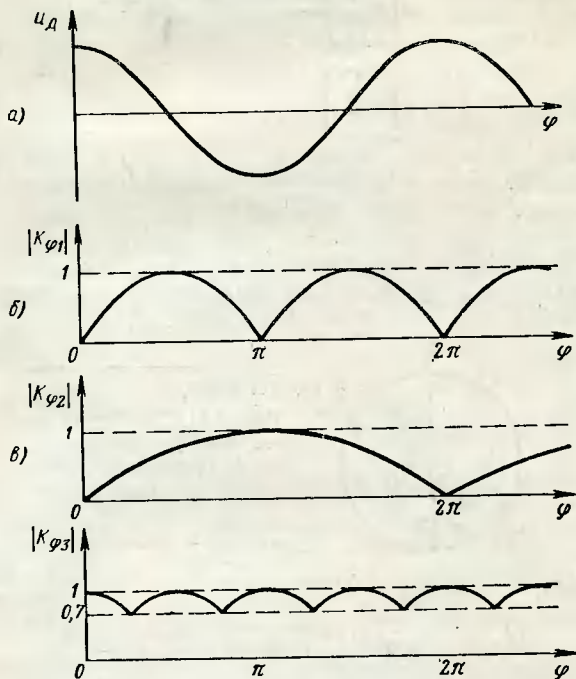


Рис. 3.12. Графики чувствительности фазовых детекторов:

а — выходное напряжение фазового детектора; б — чувствительность амплитудного детектора; в — чувствительность амплитудного детектора при выполнении условия  $U_{m \text{ кг}} = U_{m_2}$ ; г — чувствительность балансного детектора при условии  $U_{m \text{ кг}} = U_{m_2}$ .

Еще больший выигрыш в отношении „слепых“ фаз дает балансный детектор, схема которого показана на рис. 3.13.

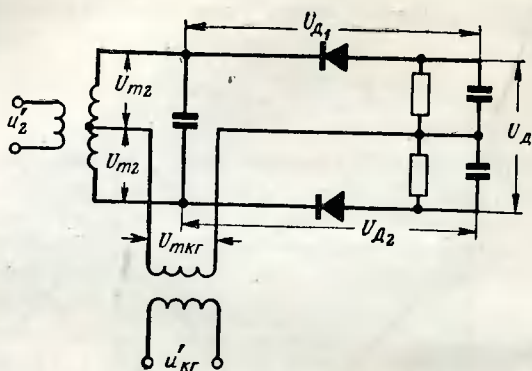


Рис. 3.13. Принципиальная схема балансного детектора.

Если обеспечить условие  $U_{m\text{ кр}} = U_{m2} = U_m$ , то векторная диаграмма напряжений, приложенных к каждому диоду, изобразится так, как показано на рис. 3.14.

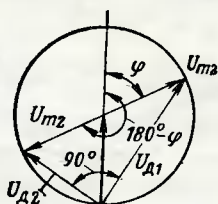


Рис. 3.14. Векторная диаграмма, поясняющая работу балансного детектора.

Видно, что при  $\varphi < 180^\circ$

$$U_{d1} = U_m \sqrt{2(1 + \cos \varphi)} = 2U_m \cos \frac{\varphi}{2},$$

$$U_{d2} = U_m \sqrt{2[1 + \cos(180 + \varphi)]} = 2U_m \sin \frac{\varphi}{2},$$

поэтому

$$U_d = \varepsilon(U_{d1} - U_{d2}) = 2\varepsilon U_m \left( \cos \frac{\varphi}{2} - \sin \frac{\varphi}{2} \right)$$

При  $180^\circ < \varphi < 360^\circ$

$$U_{d1} = U_m \sqrt{2[1 + \cos(180 + \varphi)]} = 2U_m \sin \frac{\varphi}{2},$$

$$U_{d2} = U_m \sqrt{2(1 + \cos \varphi)} = 2U_m \cos \frac{\varphi}{2}.$$

Поэтому

$$U_{\text{д}} = \varepsilon (U_{\text{д}_1} - U_{\text{д}_2}) = 2\varepsilon U_m \left( \sin \frac{\varphi}{2} - \cos \frac{\varphi}{2} \right).$$

Чувствительность такого детектора оказывается равной

$$K_{\varphi_3} = 1,4\varepsilon U_m \left| \sin \frac{\varphi}{2} + \cos \frac{\varphi}{2} \right| \quad \text{при} \quad 0 < \varphi < 360^\circ.$$

Эта зависимость изображена на рис. 3.12,г и показывает, что балансный детектор является наилучшим с точки зрения слепых фаз, поскольку чувствительность ухудшается лишь на 30% в точках, кратных  $\frac{\pi}{4}$ . Для обеспечения условия  $U_{m \text{ кг}} = U_{m_2}$  в тракт основного УПЧ следует ввести ограничитель амплитуды с уровнем ограничения  $U_{\text{огр}} = U_{m \text{ кг}}$ . Эта мера, как будет показано ниже, дает также выигрыш при работе в режиме обзора, так как уменьшается модуляция импульсов неподвижных целей из-за перемещения характеристики направленности в пространстве.

## ЛИТЕРАТУРА

3.1. «Радиолокационная техника», т. II, Пер. с англ. Изд-во «Советское радио», 1949.

3.2. Бакулев П. А. Радиолокационные методы селекции движущихся целей. Оборонгиз, 1958.

3.3. Ицхоки Я. С. Нелинейная радиотехника. Изд-во «Советское радио», 1955.

3.4. Харкевич А. А. Нелинейные и параметрические явления в радиотехнике. Гостехиздат, 1956.

3.5. Гоноровский И. С. Основы радиотехники. Связьиздат, 1957.

3.6. Лисициан Р. Р. О захватывании автогенератора на частоте внешней силы. «Труды МЭИ», вып. XXVIII, 1956.

3.7. David E. Управление фазой высокочастотных колебаний импульсных магнетронов при помощи внешнего сигнала. Proc. IRE, 1952, v. 40, № 6, «Вопросы радиолокационной техники», 1953, № 1.

3.8. «Приемники радиолокационных станций», т. II. Пер. с англ. Изд-во «Советское радио», 1949.

3.9. Пенроз и Боулдинг. Принципы и техника радиолокации. Пер. с англ. Воениздат, 1956.

## ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

### ПОДАВЛЕНИЕ СИГНАЛОВ НЕПОДВИЖНЫХ ЦЕЛЕЙ

В гл. 2 было показано, что основное отличие сигналов движущихся целей от сигналов неподвижных целей на выходе фазового детектора заключается в модуляции импульсной последовательности движущихся целей по амплитуде, что приводит к появлению в спектре такой последовательности комбинационных составляющих частоты модуляции и частоты повторения ( $nF_{\Pi} \pm F_{\text{м}}$ ). В той же главе было указано на возможность подавления сигналов неподвижных целей с помощью гребенчатых режекторных фильтров или систем череспериодного вычитания.

#### 4.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМ ПОДАВЛЕНИЯ СИГНАЛОВ НЕПОДВИЖНЫХ ЦЕЛЕЙ

Из рассмотрения спектров сигналов движущихся и неподвижных целей (рис. 2.26) ясно, что для подавления или компенсации сигналов неподвижных целей необходимо подавить в спектре сигнала на выходе фазового детектора все составляющие частоты повторения  $nF_{\Pi}$ . Однако из-за конечной ширины пачки отраженных импульсов в режиме обзора, а также из-за флуктуаций сигналов неподвижных целей ширина спектральных составляющих частоты повторения увеличиваются, поэтому встает задача подавления не только составляющих  $nF_{\Pi}$ , но также и спектральных полос, примыкающих к частотам повторения  $nF_{\Pi} \pm F_{\text{ном}}$ .

Таким образом, функцию компенсации или подавления сигналов неподвижных целей может выполнить

устройство, имеющее характеристику режекторного гребенчатого фильтра (рис. 2.46). Форма амплитудно-частотной характеристики подавления сопрягается с формой спектра подавляемых сигналов. Глубина полос подавления выбирается из требования необходимого подавления спектральных составляющих помехи ниже уровня собственных шумов. Ширина полос подавления зависит от степени частотной и амплитудной флюктуации подавляемых сигналов. В самом деле, пусть спектр сигнала неподвижных целей, который необходимо скомпенсировать, состоит из повторяющегося по частотной оси спектра  $F_1(\omega)$ . С учетом повторяемости этого спектра через интервал частот  $F_{\Pi}$  можно записать результирующий спектр подавляемого сигнала:

$$F_{\Sigma}(\omega) = \sum_{i=0}^n F_1(\omega - i2\pi F_{\Pi}) = \sum_{i=0}^n F_1\left(\omega - \frac{2\pi i}{T_{\Pi}}\right).$$

Оптимальным может считаться устройство компенсации, имеющее коэффициент передачи или амплитудно-частотную характеристику  $|k(\omega)|$ , отвечающую условию подавления мешающего спектра  $|F_{\Sigma}(\omega)|$  ниже уровня спектра собственных шумов устройства  $|G(\omega)|$ . Следовательно, должно выполняться условие

$$|k(\omega)F_{\Sigma}(\omega)|^2 \leq G(\omega).$$

Поэтому уравнением оптимальной частотной характеристики устройства компенсации будет

$$|k(\omega)| \leq \frac{\sqrt{G(\omega)}}{|F_{\Sigma}(\omega)|} = \frac{\sqrt{G(\omega)}}{\left| \sum_{i=0}^n F_1\left(\omega - \frac{2\pi i}{T_{\Pi}}\right) \right|}. \quad (4.1)$$

Число полос подавления определяется числом составляющих частоты повторения в спектре сигнала после детектора. Учитывая основную часть спектра импульсных сигналов, можно считать это число равным

$$n = \frac{T_{\Pi}}{\tau}.$$

Синтез таких устройств подавления является достаточно сложной технической задачей. В радиолокаторах

непрерывного излучения и когерентно-импульсных радиолокаторах малой скважности часто используют фильтровую систему, имеющую ограниченное число режекторных фильтров, состоящих из  $L$ ,  $C$  и  $R$  элементов, каждый из которых настроен на одну из частот, кратных частоте повторения. В когерентно-импульсных радиолокаторах с высокой скважностью излучения чаще применяют устройства подавления, не являющиеся фильтрами в обычном понимании этого слова, но имеющие нужную характеристику подавления. Этот метод синтеза устройств подавления приводит к созданию так называемых устройств компенсации сигналов с постоянной амплитудой.

Рассмотрим подробнее задачу синтеза устройств компенсации. Вначале остановимся на наиболее простом и распространенном устройстве однократной череспериодной компенсации (рис. 2.56). Такое устройство должно содержать два основных элемента: элемент задержки, или запоминания, сигнала на период повторения  $T_n$  и элемент вычитания. Если сигнал на входе устройства компенсации в общем случае можно записать как  $U(t)$ , то на выходе элемента задержки его можно записать как  $U(t - T_n)$ . Переходя к спектральным представлениям сигналов, можно представить спектр сигнала на входе в виде

$$F_1(p) = \int_0^{\infty} U(t) e^{-pt} dt. \quad (4.2)$$

Тогда на выходе элемента задержки спектр равен

$$F_2(p) = \int_0^{\infty} U(t - T_n) e^{-pt} dt. \quad (4.3)$$

Используя теорему о запаздывании сигнала, получаем

$$F_2(p) = e^{-pT_n} \int_0^{\infty} U(t) e^{-pt} dt = e^{-pT_n} F_1(p). \quad (4.4)$$

Таким образом, функция, или коэффициент передачи элемента задержки, равна

$$k_3(p) = e^{-pT_n}. \quad (4.5)$$

После вычитания с учетом линейности устройства компенсации спектр выходного сигнала равен

$$F_{\text{вых}}(p) = F_1(p) - F_2(p) = F_1(p)(1 - e^{-pT_{\text{п}}}).$$

Обозначая  $F_1(p) = F_{\text{вх}}(p)$ , найдем коэффициент передачи устройства череспериодной компенсации:

$$k_{\Sigma}(p) = \frac{F_{\text{вых}}(p)}{F_{\text{вх}}(p)} = 1 - e^{-pT_{\text{п}}}. \quad (4.6)$$

Модуль коэффициента передачи легко найти после перехода от  $p$  к  $j\omega$ . В самом деле,

$$\begin{aligned} k_{\Sigma}(j\omega) &= (1 - e^{-j\omega T_{\text{п}}}) = -2je^{-j\frac{\omega T_{\text{п}}}{2}} \left( \frac{e^{j\frac{\omega T_{\text{п}}}{2}} - e^{-j\frac{\omega T_{\text{п}}}{2}}}{2j} \right) = \\ &= 2 \sin \frac{\omega T_{\text{п}}}{2} e^{j\frac{\omega T_{\text{п}}}{2} + \frac{3}{2}\pi} = k_{\Sigma}(\omega) e^{j\varphi_{\Sigma}(\omega)}. \end{aligned} \quad (4.7)$$

Следовательно, модуль коэффициента передачи

$$|k_{\Sigma}(j\omega)| = k_{\Sigma}(\omega) = 2 \sin \frac{\omega T_{\text{п}}}{2}.$$

Абсолютное значение нормированного модуля коэффициента передачи равно

$$\left| \frac{k_{\Sigma}(\omega)}{k_{\Sigma \text{ макс}}} \right| = \left| \sin \frac{\omega T_{\text{п}}}{2} \right|. \quad (4.8)$$

Зависимость (4.8) является амплитудно-частотной характеристикой устройства череспериодной компенсации (рис. 4.1). Характеристика весьма похожа на требуемую.

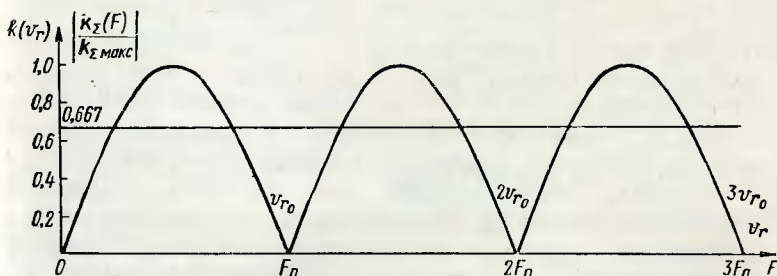


Рис. 4.1. Амплитудно-частотная (скоростная) характеристика системы череспериодного вычитания.

Однако кроме составляющих частоты повторения  $nF_{\Pi}$  ослабляются и все другие частоты спектра, за исключением частот, кратных нечетному числу половины частоты повторения  $\frac{2n-1}{2}F_{\Pi}$ , где  $n=1, 2, \dots$ . Характеристика устройства череспериодного вычитания, показанная на рис. 4.1, может рассматриваться как скоростная характеристика системы. Подавая на это устройство видеоимпульсы, модулированные по амплитуде, т. е. видеосигналы движущихся целей, получим после вычитания разность или некомпенсированный остаток, величина которого зависит от соотношения частоты модуляции или частоты Допплера и частоты повторения. Амплитуда сигнала на выходе детектора может быть представлена в виде

$$U_{\text{вых}}(N) = U_0 + U_m \cos [\omega_{\text{Д}}(N-1)T_{\Pi} + \varphi].$$

Разность таких импульсов в двух соседних периодах повторения, т. е. сигнал на выходе устройства череспериодного вычитания [4.1, 4.2],

$$\begin{aligned} \Delta U &= U_{\text{вых}}(N) - U_{\text{вых}}(N+1) = \\ &= U_m \{ \cos [\omega_{\text{Д}}(N-1)T_{\Pi} + \varphi] - \cos [\omega_{\text{Д}}NT_{\Pi} + \varphi] \}. \end{aligned}$$

Вычисляя разность косинусов, получаем

$$\Delta U = -2U_m \sin \left( \frac{\omega_{\text{Д}}T_{\Pi}}{2} \right) \sin \left( \frac{\omega_{\text{Д}}(2N-1)T_{\Pi} + \varphi}{2} \right),$$

обозначая

$$k(\omega_{\text{Д}}) = \left| \frac{\Delta U}{2U_m} \right| = \left| \sin \left( \frac{\omega_{\text{Д}}T_{\Pi}}{2} \right) \right|. \quad (4.9)$$

Как видим, скоростная характеристика подобна частотной. Однако между ними есть существенная разница. Дело в том, что, как это и было показано в гл. 2, вследствие стробоскопического эффекта частота модуляции видеоимпульсов не может быть выше половины частоты повторения. Таким образом, при изменении радиальной скорости в широких пределах частота Допплера также изменяется в широких пределах, но из-за стробоскопического эффекта частота модуляции видеоимпульсов  $F_{\text{м}}$  и составляющие  $nF_{\Pi} \pm F_{\text{м}}$  спектра модулированных видеоимпульсов лишь многократно изменяют свое положение на



оси частот в пределах  $nF_{\Pi} - nF_{\Pi} \pm \frac{F_{\Pi}}{2}$ , что фактически соответствует только первому лепестку скоростной характеристики, лежащему в пределах  $0 - F_{\Pi}$ .

Однако, не забывая этой особенности скоростной характеристики, весьма удобно при изменении  $v_r$  в широких пределах условно отождествлять  $F_{\Pi}$  и  $f_{\text{Д}}$ . Это дает возможность вычислять количество слепых скоростей и исследовать ослабление импульсов, модулированных различной частотой Допплера. В таком случае удобно в соотношении (4.9) перейти от  $\omega_{\text{Д}}$  к  $v_r$ :

$$k(v_r) = \left| \sin \left( \pi \frac{f_{\text{Д}}}{F_{\Pi}} \right) \right| = \left| \sin \left( \frac{2\pi T_{\Pi}}{\lambda} v_r \right) \right|. \quad (4.10)$$

Слепые скорости или слепые доплеровские частоты получаются из условия

$$v_{r0} = n \frac{\lambda}{2} F_{\Pi}, \quad f_{\text{Д}0} = n F_{\Pi},$$

где  $n = 0, 1, 2, \dots, \infty$  — целые числа.

Слепые скорости являются нежелательным явлением, снижающим вероятность обнаружения движущихся целей. Поскольку характеристика рис. 4.1 вносит ослабление и на остальных частотах, можно вычислить среднее ослабление сигналов движущихся целей при равновероятной радиальной скорости в пределах  $0 - n \frac{\lambda}{2} F_{\Pi}$ . Это ослабление равно

$$\frac{\overline{k(v_r)}}{k_{\text{макс}}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sin \varphi d\varphi = \frac{2}{\pi} = 0,667. \quad (4.11)$$

Таким образом, проигрыш по сравнению с обычным радиолокатором без учета собственных шумов равен  $1 - \frac{\overline{k(v_r)}}{k_{\text{макс}}} \approx 0,333$ , что составляет около 4,8 дб. Однако равная вероятность радиальных скоростей целей или постоянная плотность распределения вероятностей является идеализацией. Более правильным будет предположить равновероятность скоростей в некотором диапазоне  $v_{\text{мин}} - v_{\text{макс}}$  при равновероятном направлении полета ( $\alpha$ ).

Следовательно, плотность распределения вероятностей для  $\alpha$

$$f(\alpha) = \frac{1}{\pi}. \quad (4.12)$$

Плотность распределения вероятностей скорости

$$f(v) = \frac{1}{v_{\max} - v_{\min}}. \quad (4.13)$$

Радиальная скорость целей, как известно, равна

$$v_r = v \cos \alpha$$

и является функцией двух независимых величин,  $v$  и  $\alpha$ . Плотность распределения вероятностей этой сложной функции найдем по формуле для произведения двух независимых функций [4.3]:

$$f(x) = \int_{-\infty}^{\infty} f\left(y, \frac{x}{y}\right) \frac{dy}{|y|}, \quad (4.14)$$

где

$$x = v_r = v \cos \alpha; \quad y = v.$$

Тогда

$$f(v_r) = \int_{-\infty}^{\infty} f(v, \cos \alpha) \frac{dv}{|v|}. \quad (4.15)$$

Плотность распределения скорости  $v$  известна и дается соотношением (4.13).

Плотность распределения вероятностей  $\cos \alpha$  можно вычислить как

$$f(\cos \alpha) = f(\alpha) \frac{1}{\frac{\partial \cos \alpha}{\partial \alpha}} = \frac{1}{\pi \sin \alpha}.$$

Поскольку  $\cos \alpha = \frac{v_r}{v}$ , то

$$\sin \alpha = \sqrt{1 - \cos^2 \alpha} = \frac{1}{v} \sqrt{v^2 - v_r^2}.$$

Следовательно,

$$f(\cos \alpha) = \frac{v}{\pi \sqrt{v^2 - v_r^2}}. \quad (4.16)$$

Подставляя (4.13) и (4.16) в соотношение (4.15), получаем

$$f(v_r) = \frac{1}{\pi (v_{\text{макс}} - v_{\text{мин}})} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{v}{\sqrt{v^2 - v_r^2}} dv. \quad (4.17)$$

Для интервала радиальных скоростей  $0 \leq v_r \leq |v_{\text{мин}}|$

$$\begin{aligned} f(v_r) &= \frac{2}{\pi (v_{\text{макс}} - v_{\text{мин}})} \int_{v_{\text{мин}}}^{v_{\text{макс}}} \frac{dv}{\sqrt{v^2 - v_r^2}} = \\ &= \frac{2}{\pi (v_{\text{макс}} - v_{\text{мин}})} \ln \frac{v_{\text{макс}} + \sqrt{v_{\text{макс}}^2 - v_r^2}}{v_{\text{мин}} + \sqrt{v_{\text{мин}}^2 - v_r^2}}. \end{aligned} \quad (4.18)$$

Для интервала радиальных скоростей  $|v_{\text{мин}}| \leq v_r \leq v_{\text{макс}}$

$$\begin{aligned} f(v_r) &= \frac{2}{\pi (v_{\text{макс}} - v_{\text{мин}})} \int_{v_r}^{v_{\text{макс}}} \frac{dv}{\sqrt{v^2 - v_r^2}} = \\ &= \frac{2}{\pi (v_{\text{макс}} - v_{\text{мин}})} \ln \frac{v_{\text{макс}} + \sqrt{v_{\text{макс}}^2 - v_r^2}}{|v_r|}. \end{aligned} \quad (4.19)$$

График плотности распределения вероятностей радиальной скорости, соответствующий соотношениям (4.18) и (4.19), показан на рис. 4.2 [4.1]. На этом же рисунке нанесена скоростная характеристика устройства череспериодного вычитания. Значения ординат  $a$  и  $b$  равны:

$$\begin{aligned} a &= \frac{2}{\pi (v_{\text{макс}} - v_{\text{мин}})} \ln \frac{v_{\text{макс}}}{v_{\text{мин}}}, \\ b &= \frac{2}{\pi (v_{\text{макс}} - v_{\text{мин}})} \ln \frac{v_{\text{макс}} + \sqrt{v_{\text{макс}}^2 - v_{\text{мин}}^2}}{v_{\text{мин}}}. \end{aligned}$$

В случае, иллюстрируемом с помощью рис. 4.2, имеется шесть слепых скоростей в пределах возможных значений радиальной скорости. Для грубой оценки чис-

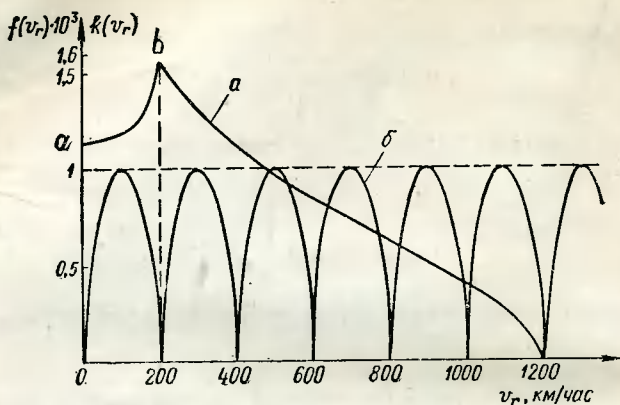


Рис. 4.2. График плотности распределения вероятностей радиальной скорости цели:

*a* — плотность распределения вероятностей; *б* — скоростная характеристика системы череспериодного вычитания.

ла слепых скоростей в пределах возможных значений радиальной скорости можно воспользоваться простым соотношением

$$N = \frac{v_{\max}}{v_{r0}} = \frac{2v_{\max}}{\lambda F_{\Pi}} = \frac{f_{\text{Дмакс}}}{F_{\Pi}}. \quad (4.20)$$

Чтобы устранить ослабление полезных спектральных составляющих, устройства компенсации усложняются. Например, часто используется двукратная система че-

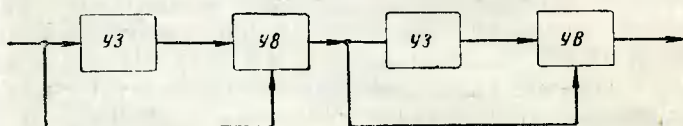


Рис. 4.3. Блок-схема двукратной системы череспериодного вычитания:

УЗ — устройство задержки; УВ — устройство вычитания.

респериодного вычитания, состоящая из двух последовательно включенных систем однократного вычитания (рис. 4.3) [4.4].

Коэффициент передачи двукратной системы компенсации  $k_{\Sigma 2}(p)$  равен произведению коэффициентов пере-

дачи каждой из однократных систем  $k_{\Sigma 1}(p)$ . При идентичности однократных систем компенсации

$$k_{\Sigma 2}(p) = k_{\Sigma 1}^2(p) = (1 - e^{-pT_n})^2. \quad (4.21)$$

Переходя от  $p$  к  $j\omega$ , получаем

$$k_{\Sigma 2}(j\omega) = k_{\Sigma 1}^2(\omega) \exp[j2\varphi_{\Sigma 1}(\omega)]. \quad (4.22)$$

Следовательно, абсолютное значение нормированного модуля коэффициента передачи равно

$$\left| \frac{k_{\Sigma 2}(\omega)}{k_{\Sigma 2 \text{ макс}}} \right| = \sin^2 \frac{\omega T_n}{2}. \quad (4.23)$$

Частотная характеристика двукратной системы компенсации, соответствующая соотношению (4.23), показана на рис. 4.4. Для сравнения здесь же нанесена частотная характеристика однократной системы компенсации.

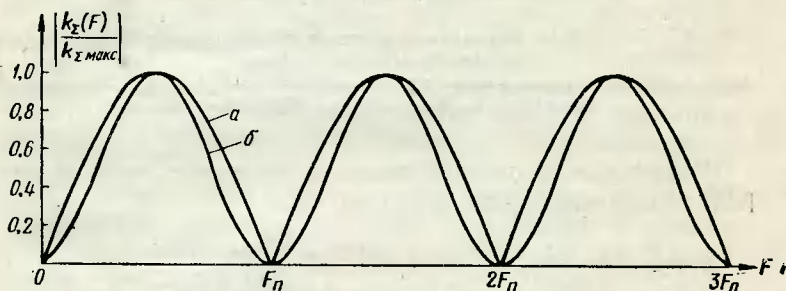


Рис. 4.4. Амплитудно-частотная характеристика двукратной системы череспериодного вычитания:

*a* — однократная система компенсации; *б* — двукратная система компенсации.

Дальнейшее совершенствование систем компенсации с целью получения частотных характеристик, близких к оптимальной, приводит к использованию запаздывающих обратных связей как положительных, так и отрицательных.

На рис. 4.5. показан пример двукратного устройства компенсации с положительными обратными связями

[4.4]. При правильной работе устройства справедлива следующая система уравнений:

$$\left. \begin{aligned} F_2(p) &= F_1(p) + \beta_2 F_7(p), \\ F_3(p) &= F_2(p) e^{-pT_{\pi}}, \\ F_4(p) &= F_2(p) (1 - e^{-pT_{\pi}}), \\ F_5(p) &= F_4(p) + \beta_1 F_7(p), \\ F_6(p) &= F_5(p) (1 - e^{-pT_{\pi}}), \\ F_7(p) &= F_5(p) e^{-pT_{\pi}}. \end{aligned} \right\} \quad (4.24)$$

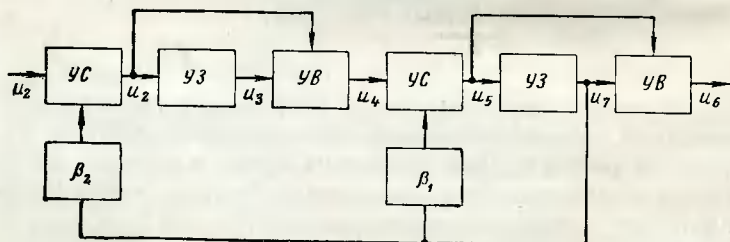


Рис. 4.5. Блок-схема двукратной системы компенсации с положительными обратными связями:

УС — устройство суммирования; УЗ — устройство задержки; УВ — устройство вычитания;  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  — элементы обратной связи.

Решая уравнения этой системы совместно, можно определить коэффициент передачи:

$$k_{\Sigma}(p) = \frac{F_6(p)}{F_1(p)} = \frac{(1 - e^{-pT_{\pi}})^2}{1 - \beta_1 e^{-pT_{\pi}} - \beta_2 e^{-pT_{\pi}} + \beta_2 e^{-2pT_{\pi}}}. \quad (4.25)$$

Абсолютное значение модуля нормированного коэффициента передачи равно

$$\left| \frac{k_{\Sigma}(\omega)}{k_{\Sigma\text{макс}}} \right| = \frac{\sin^2 \frac{\omega T_{\pi}}{2}}{\sqrt{[1 - (\beta_1 + \beta_2) \cos \omega T_{\pi} + \beta_2 \cos 2\omega T_{\pi}]^2 + [(\beta_1 + \beta_2) \sin \omega T_{\pi} - \beta_2 \sin 2\omega T_{\pi}]^2}}. \quad (4.26)$$

Частотные характеристики, соответствующие соотношению (4.26), изображены на рис. 4.6 для различных значений  $\beta_1$  и  $\beta_2$ .

Видно, что, используя усложненные устройства компенсации, можно получить достаточно хорошее приближение к оптимальным характеристикам подавления.

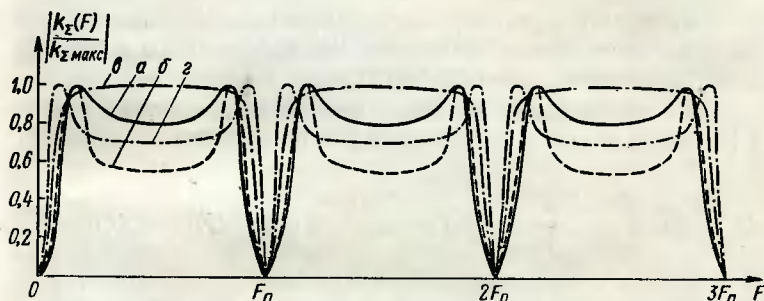


Рис. 4.6. Амплитудно-частотные характеристики двукратной системы компенсации с положительными обратными связями:

а —  $\beta_1=0,5$ ,  $\beta_2=0,5$ ; б —  $\beta_1=0,5$ ,  $\beta_2=0,9$ ; в —  $\beta_1=0,9$ ,  $\beta_2=0,5$ ;  
 $\beta_1=0,9$ ,  $\beta_2=0,9$ .

Расширение зон подавления приводит к сужению общей полосы пропускания системы компенсации. Это нежелательное явление увеличивает время переходных процессов в системе компенсации, которое существенно сказывается в режиме обзора пространства. В самом деле, в случае однократной системы вычитания сигнал на выходе системы при подаче в момент  $t=0$  последовательности немодулированных импульсов  $U(t-nT_\pi)$  со спектром

$$F_\Sigma(p) = F_1(p) \frac{1}{1 - e^{-pT_\pi}},$$

где  $F_1(p) \doteq U(t)$  — спектр одиночного импульса, будет равен

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} k(p) F_\Sigma(p) e^{pt} dp.$$

Подставляя в это выражение  $F_{\Sigma}(p)$  и  $k(p)$  в виде соотношения (4.6), получаем

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F_1(p) e^{p t} dp = U(t).$$

Таким образом, на выход системы проходит первый импульс и можно считать время переходного процесса равным одному периоду повторения.

Для двукратной системы компенсации можно вместо  $k(p)$  подставить выражение (4.21) и получить

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F_1(p) (1 - e^{-p T_n}) dp = U(t) - U(t - T_n).$$

Следовательно, на выходе системы имеются два первых некомпенсированных импульса и время переходного процесса равно двум периодам повторения. Для системы компенсации с положительной обратной связью переходный процесс еще более удлиняется и зависит от выбора коэффициентов  $\beta_1$  и  $\beta_2$ . Кроме того, так как зоны подавления или слепые зоны расширяются, понижается вероятность обнаружения движущихся целей особенно при наличии большого уровня собственных шумов.

Если обозначить уровень собственных шумов  $\sigma_{\text{ш}}$ , а амплитуду движущейся с оптимальной скоростью цели  $U_m$ , то вероятность обнаружения сигнала с этой амплитудой будет пропорциональна отношению отрезков  $ab$  и  $cd$  (рис. 4.7). Обозначим отношение сигнал/шум

$$q = \frac{U_m}{\sigma_{\text{ш}}}; \quad (4.27)$$

тогда вероятность обнаружения сигнала  $U_m$  при заданном  $q$  равна

$$p(q) = \frac{ab}{cd} = \frac{\frac{\pi}{2} - \varphi}{\frac{\pi}{2}} = 1 - \frac{2}{\pi} \varphi. \quad (4.28)$$



С другой стороны,

$$\varphi = \arcsin \frac{\sigma_{ш}}{U_m} = \arcsin \frac{1}{q}. \quad (4.29)$$

Следовательно,

$$p(q) = 1 - \frac{2}{\pi} \arcsin \frac{1}{q}. \quad (4.30)$$

Эта характеристика представлена на рис. 4.8. При более сложной амплитудно-частотной характеристике подавления или более сложной скоростной характеристике можно вероятность обнаружения  $p(q)$  рассчитать графически, используя соотношение

$$p(q) = \frac{ab}{cd}. \quad (4.31)$$

Как видно, 50-процентную вероятность обнаружения будут иметь сигналы, превышающие среднее квадратическое значение шума в 1,42 раза. Это означает, что однократная система компенсации в среднем дает проигрыш при обнаружении сигналов в 1,42 раза или на

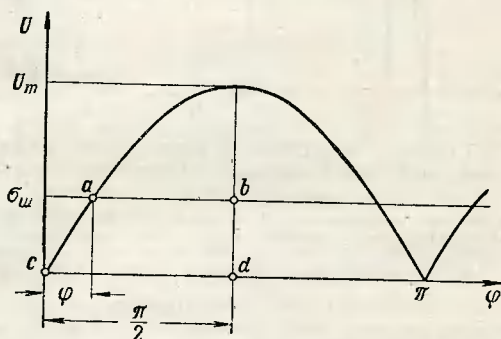


Рис. 4.7. К вычислению вероятности обнаружения сигнала движущейся цели.

3 дБ. Однако за счет удвоения амплитуда сигнала целей, движущихся с оптимальными скоростями, эти 3 дБ компенсируются. На рис. 4.8 приведены графики вероятности обнаружения, построенные путем графического интегрирования кривых рис. 4.4 и 4.6 для системы двукратного чересперподного вычитания (рис. 4.3) и системы с обратными связями (рис. 4.5).

Видно, что увеличение вероятности обнаружения идет быстрее в области, близкой к оптимальным скоростям, и медленнее в области, близкой к слепым скоростям.

Уменьшение влияния слепых зон на вероятность обнаружения при достаточно хорошем подавлении мешающих сигналов неподвижных целей может быть до-

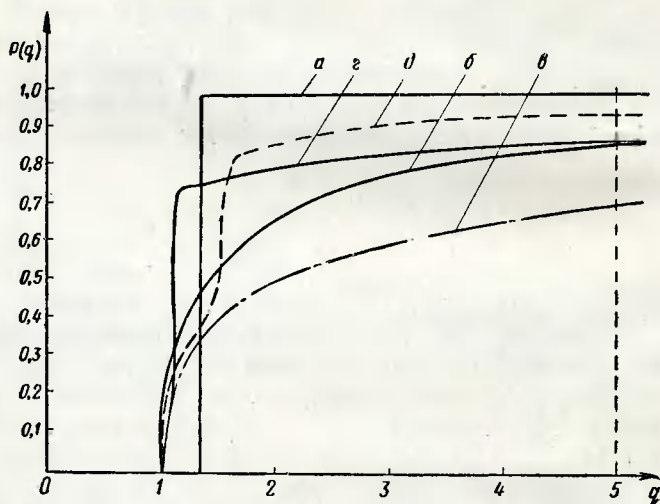


Рис. 4.8. Графики вероятности обнаружения движущихся целей радиолокаторами с различными системами компенсации.

*а* — без системы компенсации; *б* — с однократной системой компенсации; *в* — с двукратной системой компенсации; *г* — с двукратной системой компенсации с положительными обратными связями при  $\beta_1 = 0,5$ ,  $\beta_2 = 0,5$ ; *д* — с однократной системой компенсации и перестройкой частоты повторения  $T_{п2} = \frac{2}{3} T_{п1}$ .

стигнуто путем изменения несущей частоты или периода повторения. Изменение, или вобуляция, несущей частоты или длины волны станции, как правило, встречает при реализации большие технические трудности, хотя при этом не приходится менять параметры самой системы компенсации. Поэтому чаще осуществляют устранение слепых зон путем изменения частоты повторения [4.4, 4.5, 4.6, 4.7]. Например, можно использовать череспериодную смену частоты повторения. Скачкообразное изменение частоты повторения характеризуют так назы-



задержки  $\Delta T_{\Pi}$  показан на рис. 4.10. Для того чтобы можно было при этом использовать устройство компенсации с неизменной длительностью задержки, видеоимпульсы также пропускаются через элемент задержки  $\Delta T_{\Pi}$ , но включаемый в других периодах по сравнению с импульсами запуска передатчика. Это приводит к тому, что импульсы после элемента дополнительной

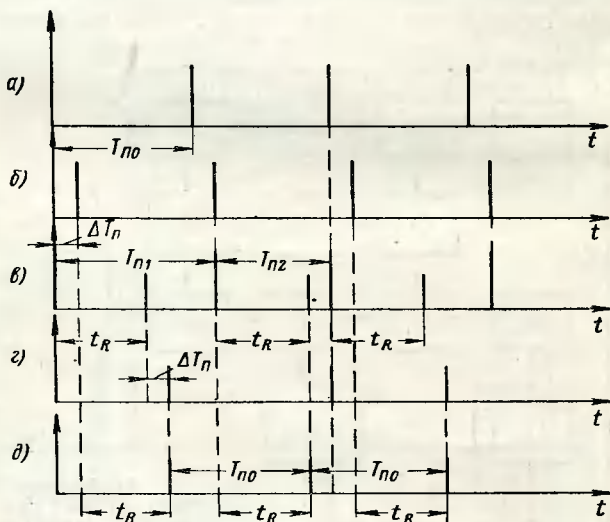


Рис. 4.10. Графики, поясняющие работу радиолокатора с перестройкой частоты повторения:

*а* — импульсы от хронизатора; *б* — импульсы после задержки и на запуск индикатора; *в* — импульсы на запуск передатчика и с выхода приемника; *г* — импульсы с выхода приемника после задержки; *д* — импульсы на систему вычитания и индикатор.

череспериодной задержки имеют неизменные первоначальные период и частоту повторения. Следовательно, влияние смены частоты повторения скажется на сигналах движущихся целей, но никак не повлияет на сигналы неподвижных целей, имеющих на выходе детектора неизменную амплитуду.

Большой интерес в этом случае представляет построение скоростной характеристики, имеющей смысл в отношении сигналов только движущихся целей, так как по отношению сигналов неподвижных целей остается

справедливой частотная характеристика системы черес-периодной компенсации.

Для построения скоростной характеристики рассмотрим сигналы на выходе детектора в трех соседних периодах повторения:

$$U_{\text{ВЫХ}}(N) = U_0 + U_m \cos \{ \omega_D N T_{\text{п0}} + \varphi \},$$

$$U_{\text{ВЫХ}}(N+1) = U_0 + U_m \cos \{ \omega_D [(N+1) T_{\text{п0}} + \Delta T_{\text{п}}] + \varphi \},$$

$$U_{\text{ВЫХ}}(N+2) = U_0 + U_m \cos \{ \omega_D [(N+2) T_{\text{п0}}] + \varphi \}, \quad (4.32)$$

где  $N=1, 2, 3 \dots$  — целые числа.

Следовательно, при вычитании могут образоваться две разности:

$$\begin{aligned} \Delta U_1 &= U_{\text{ВЫХ}}(N+1) - U_{\text{ВЫХ}}(N) = 2U_m \sin \left[ \frac{\omega_D (T_{\text{п0}} + \Delta T_{\text{п}})}{2} \right] \times \\ &\times \sin \left\{ \frac{\omega_D}{2} [(2N+1) T_{\text{п0}} + \Delta T_{\text{п}}] + \varphi \right\} = 2U_m \sin \left( \frac{\omega_D T_{\text{п1}}}{2} \right) \times \\ &\times \sin \left\{ \frac{\omega_D}{2} [(2N+1) T_{\text{п0}} + \Delta T_{\text{п}}] + \varphi \right\}, \quad (4.33) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta U_2 &= U_{\text{ВЫХ}}(N+2) - U_{\text{ВЫХ}}(N+1) = \\ &= 2U_m \sin \left[ \frac{\omega_D (T_{\text{п0}} - \Delta T_{\text{п}})}{2} \right] \sin \left\{ \frac{\omega_D}{2} [(2N+3) T_{\text{п0}} + \right. \\ &+ \Delta T_{\text{п}}] + \varphi \left. \right\} = 2U_m \sin \left( \frac{\omega_D T_{\text{п2}}}{2} \right) \sin \left\{ \frac{\omega_D}{2} [(2N+3) T_{\text{п0}} + \right. \\ &\left. + \Delta T_{\text{п}}] + \varphi \right\}. \quad (4.34) \end{aligned}$$

Нормированные модули разностей (4.33) и (4.34) записываются в виде

$$\left\{ \begin{aligned} \left| \frac{\Delta U_1}{2U_m} \right| &= \left| \sin \left( \frac{\omega_D T_{\text{п1}}}{2} \right) \right|, \\ \left| \frac{\Delta U_2}{2U_m} \right| &= \left| \sin \left( \frac{\omega_D T_{\text{п2}}}{2} \right) \right| \end{aligned} \right\} \quad (4.35)$$

и имеют смысл скоростных характеристик системы компенсации в четных и нечетных периодах повторения. Поскольку эти характеристики не существуют во времени

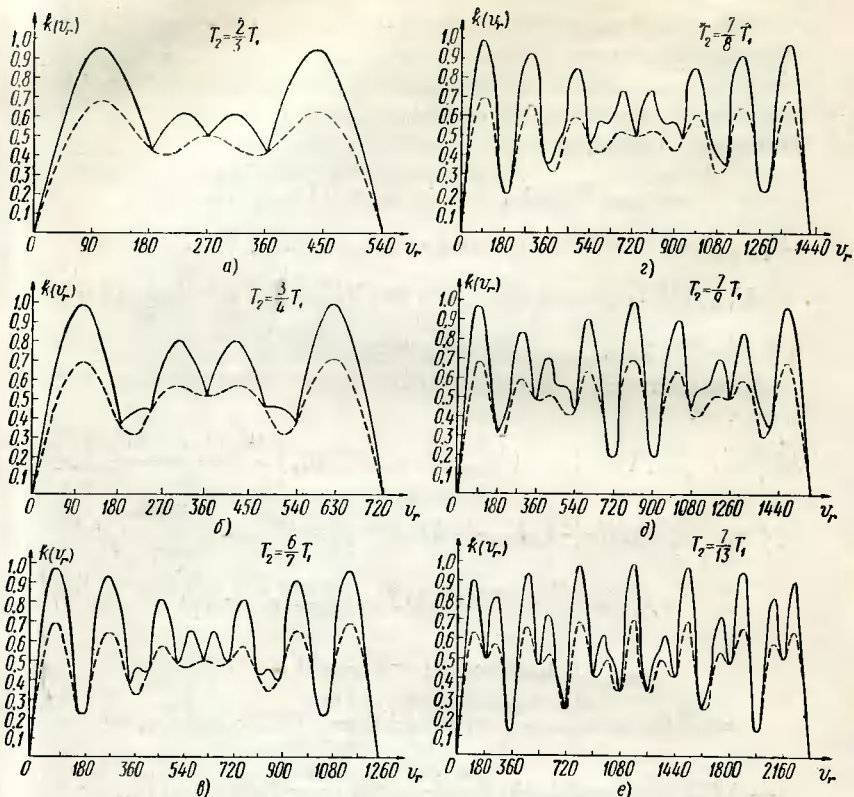


Рис. 4.11. Графики скоростных характеристик радиолокатора с перестройкой частоты при различных соотношениях  $T_{п1}$  и  $T_{п2}$ :  
 — по формуле (4.36) для  $k_1$ ; — — — по формуле (4.37) для  $k_2$ .

одновременно, суммарную характеристику можно найти, просуммировав соотношение (4.35):

$$\left| \frac{\Delta U_{12}}{2U_m} \right| = \left| \sin \left( \frac{\omega_{\Delta} T_{п1}}{2} \right) \right| + \left| \sin \left( \frac{\omega_{\Delta} T_{п2}}{2} \right) \right|. \quad (4.36)$$

Иногда [4.5] эту характеристику строят по соотношению для среднего квадрата приращения напряжения:

$$\left| \frac{\sigma}{2U_m} \right| = \sqrt{\sin^2 \left( \frac{\omega_{\Delta} T_{п1}}{2} \right) + \sin^2 \left( \frac{\omega_{\Delta} T_{п2}}{2} \right)}. \quad (4.37)$$

На рис. 4.11 приведены скоростные характеристики однократной череспериодной системы вычитания для различных соотношений  $\frac{T_{п1}}{T_{п2}}$ .

Путем численного интегрирования кривой рис. 4.11, а, построенной для соотношения  $\frac{T_{п1}}{T_{п2}} = \frac{2}{3}$ , рассчитана вероятность обнаружения сигнала движущейся цели в системе с перестройкой частоты повторения. Кривая вероятности обнаружения [4.5] показана на рис. 4.8. Как видно, вероятность обнаружения повышается при  $q > 1,5$ .

## 4.2. ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ ПОДАВЛЕНИЯ СИГНАЛОВ НЕПОДВИЖНЫХ ЦЕЛЕЙ

Как было показано выше, системы компенсации выполняются с использованием элементов задержки или запоминания и элементов вычитания и суммирования. Техническая структура компенсирующих устройств в значительной степени зависит от типа элемента задержки или запоминания.

В случае использования для запоминания линий задержки, по которым сигналы распространяются с определенной скоростью, получаем так называемые динамические системы компенсации. В тех же случаях, когда в качестве элемента запоминания используются электронно-лучевые трубки — потенциалоскопы и тому подобные устройства памяти, — получаем так называемые статические системы компенсации.

### Динамические системы компенсации

В качестве линий задержки могут быть использованы электрические, ультразвуковые или магнитострикционные линии задержки.

Электрические линии с сосредоточенными или распределенными параметрами могут эффективно осуществлять задержку видеосигналов на время, обычно не превышающее 10 мксек. Величина времени задержки в этих линиях определяется соотношением

$$\tau_3 = l\sqrt{LC}, \quad (4.38)$$

где  $L$  и  $C$  — параметры линии на единицу длины;  
 $l$  — общая длина линии.



Для наиболее распространенной и простой линии задержки в виде отрезка коаксиального кабеля задержка в микросекундах на единицу длины в сантиметрах равна

$$\frac{\tau_3}{l} = 0,33 \cdot 10^{-4} \sqrt{\epsilon}, \quad (4.39)$$

или скорость распространения в сантиметрах в микросекунду в таком кабеле равна

$$v_3 = \frac{l}{\tau_3} = \frac{3 \cdot 10^4}{\sqrt{\epsilon}}. \quad (4.40)$$

Для кабеля с полиэтиленовой изоляцией ( $\epsilon = 2,25$ ) эти величины равны

$$\frac{\tau_3}{l} = \frac{1}{200} \frac{\text{мксек}}{\text{м}},$$

$$v_3 = 200 \frac{\text{м}}{\text{мксек}}.$$

Таким образом, для задержки сигналов на период повторения, равной, например, 1000 мксек, понадобится кабель длиной 200 км, что, конечно, не является реальным в техническом отношении, не говоря уже о большом затухании сигнала в кабеле такой длины.

Ультразвуковые линии задержки в настоящее время находят основное применение в системах компенсации, так как позволяют осуществлять задержки до нескольких миллисекунд. Основным достоинством ультразвуковых линий является малая скорость распространения ультразвуковых сигналов в среде, составляющая от 1200 до 6000 м/сек. Ультразвуковые линии конструктивно состоят из звукопровода, к которому прикрепляются ультразвуковые преобразователи. В качестве материала звукопровода используют твердые и жидкие вещества. Основными параметрами оценки качества звукопровода служат: скорость распространения ультразвука в материале, плотность материала, акустическое сопротивление среды, зависимость скорости от температуры среды и затухание сигналов при распространении в линии. В таблице приведены параметры некоторых материалов, используемых в качестве звукопроводов для линий задержки [4.7]. В качестве преобразователей ультразвуковых колебаний применяются



Материал	Скорость, $\text{м/сек} \cdot 10^3$	Плотность $\rho$ , $\text{кг/м}^3 \cdot 10^3$	Акустическое сопротивление $R$ , $\text{ом} \cdot 10^5$	Температурный коэффициент, $\frac{\Delta \tau}{\tau^\circ \text{К}}$	Затухание, $\text{дБ/м}$ на $10 \text{ Мгц}$
Вода	1,43—1,5	1	1,43	$2 \cdot 10^{-3}$	4,7
Смесь 100 частей воды и 15,8 частей этилового спирта	1,43—1,5	1	1,43	0 при $343,15^\circ \text{К}$	4,7
Ртуть	1,44—1,46	13,6	19,8	$-2 \cdot 10^{-4}$	8,3
Плавленый кварц	3,76	2,2—2,96	13,1—14,4	$2,3 \cdot 10^{-2} - 5 \cdot 10^{-6}$	0,68
Стекло	4,5—5,6	2,5	11,2—14	$-5,8 \cdot 10^{-5}$	22,80
Сталь	4,7—6,1	7,85—8,5	39,3—41	$4 \cdot 10^{-4}$	9—44
Дюралюминий	6,2—6,5	2,6	15,1—15,2	—	10—18
Магниеые сплавы	5,6—5,8	2,4—2,7	13,4—15,3	—	10—20
Латунь	3,4—4,2	8,5	29—36,7	—	—
Алюминий	5,1—6,4	2,68	13,6—17,1	$-2,15 \cdot 10^{-4}$	11,8
Свинец	1,2—2,4	11,4—5,7	13,7	—	Очень велико
Керамика	4,5—6,7	2,47—3,38	11,1—22,6	$-4,5 \cdot 10^{-6} - -2,15 \cdot 10^{-4}$	—
Кварцевые кристаллы $x$ -среза	5,76	2,65	12,55	—	—
Титанат бария	5,82	5,4	3,26	—	—
Турмалин	7,54	—	—	—	—

пластинки кристаллического пьезокварца и керамики титаната бария ( $\text{BaTiO}_3$ ). Скорость распространения продольных колебаний является наименьшей, поэтому обычно используются пластинки пьезокварца с  $x$ -срезом, резонансная частота которых равна

$$f_0 = \frac{2,86}{d_x}, \quad (4.41)$$

где  $f_0$  — частота,  $\text{МГц}$ ;

$d_x$  — толщина пластинки,  $\text{мм}$ .

Для пластинок из титаната бария соответствующая зависимость выглядит следующим образом:

$$f_0 = \frac{2,91}{d_x}. \quad (4.42)$$

Пластинки пьезопреобразователей плотно прикрепляются к звукопроводу. Большую роль при преобразовании электрических колебаний в механические играет контакт пластинки со средой. При использовании жидких звукопроводов контакт может обеспечиваться как с обеих сторон пластинки, так и с одной ее стороны. При использовании твердых звукопроводов контакт преобразователей с материалом звукопровода, как правило, обеспечивается лишь с одной стороны.

Резонансные свойства пьезопреобразователей определяют специфику использования ультразвуковых линий задержки. В самом деле ультразвуковые линии могут рассматриваться как эквивалентный четырехполюсник с резонансными свойствами, определяемыми пьезопреобразователями, нагруженными акустическим сопротивлением среды звукопровода. Добротность  $Q$  такого эквивалентного четырехполюсника может быть определена как

$$Q = \frac{n\pi}{4} \frac{\rho_{\text{пр}} v_{\text{пр}}}{\rho_{\text{ср}} v_{\text{ср}}}, \quad (4.43)$$

где  $n$  — номер гармоники возбуждения преобразователя;

$\rho_{\text{ср}} v_{\text{ср}} = \frac{R_{\text{ср}}}{S}$  — удельное акустическое сопротивление среды;

$\rho_{\text{пр}} v_{\text{пр}} = \frac{R_{\text{пр}}}{S}$  — удельное акустическое сопротивление преобразователей;

$R_{\text{пр}}, R_{\text{ср}}$  — полные акустические сопротивления среды и преобразователей;

$S$  — площадь преобразователя или звукопровода.

Например, для кварцевого преобразователя и ртути на основной частоте ( $n=1$ ) добротность равна  $Q \approx 0,6$ , для воды  $Q=8,3$ . Для кварцевого преобразователя и плавленого кварца  $Q \approx 0,5$ , а для плавленого кварца и преобразователей из титаната бария  $Q \approx 0,45$ .

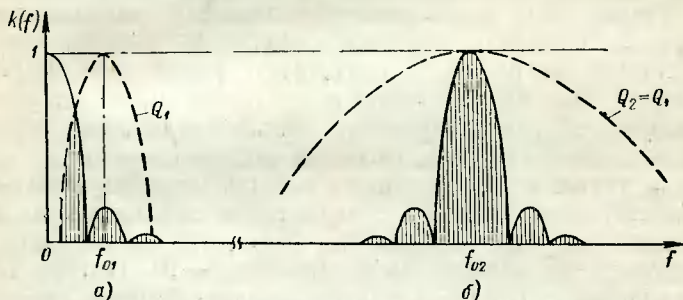


Рис. 4.12. Работа ультразвуковых линий задержки с видео- и радиоимпульсами:

$a$  — видеоимпульсы;  $b$  — радиоимпульсы; ——— спектр импульсов;  
 — — — амплитудно-частотная характеристика преобразователей.

Таким образом, при известном спектре сигнала, который необходимо передать с минимальными искажениями, выгодно увеличивать удельное акустическое сопротивление среды и резонансную частоту пьезопреобразователей. По этим же соображениям чаще применяются линии задержки на несущей частоте пьезопреобразователей, так как линии задержки видеосигналов работают с искажениями и с потерями, на 20—25 дБ большими, чем у линии на несущей частоте (рис. 4.12).

Видно, что искажения получаются гораздо меньше при использовании линий задержки на более высокой несущей частоте кварца. Однако увеличению несущей частоты преобразователей препятствует уменьшение толщины  $d_x$  пьезопреобразователей и увеличение емкости кристалла преобразователей, определяемой из соотношения

$$C_0 = \frac{\epsilon S}{d_x}, \quad (4.44)$$

где  $\epsilon$  — диэлектрическая постоянная пьезопреобразователя (для кварца  $\epsilon = 4,06 \cdot 10^{-11}$  ф/м, для титаната бария  $\epsilon = 400 \cdot 10^{-11}$  ф/м).

Обычно емкость передающего преобразователя включается в контур возбуждителя и таким образом нейтрализуется, а емкость приемного преобразователя включается в контур усилителя и также нейтрализуется настройкой этого контура в резонанс с несущей частотой усиливаемых колебаний.

Кроме того, повышению резонансной частоты преобразователей или увеличению несущей частоты задерживаемых сигналов препятствует увеличение потерь в линии. Все это приводит к тому, что диапазон рабочих частот ультразвуковых линий задержки лежит в пределах 1—70 Мгц. Высокая частота заполнения выгодна также и для хорошего воспроизведения импульсных сигналов, так как с этой точки зрения число периодов частоты заполнения в течение длительности импульса не должно быть меньше 7—10. Потери или ослабления сигналов в ультразвуковых линиях задержки возникают по нескольким причинам [4.8, 4.9].

Из-за рассогласований пьезопреобразователей со средой могут возникать потери преобразования энергии электрических сигналов в механические ультразвуковые и обратно. При контакте среды с одной стороной пластинки преобразователей потери оцениваются соотношением

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{8R_{\text{н}}}{R'_{\text{ср}} + 4R_{\text{н}}}. \quad (4.45)$$

Здесь  $R_{\text{н}}$  — активное сопротивление, нагружающее приемный преобразователь;

$R'_{\text{ср}}$  — полное акустическое сопротивление среды, переведенное в электрическое сопротивление с помощью соотношения

$$R'_{\text{ср}} = \frac{R_{\text{ср}}}{4 \left( \frac{DS}{K_{\text{уп}}d} \right)^2} = \frac{K_{\text{уп}}^2 d^2}{4D^2 S} \rho v, \quad (4.46)$$

где  $D$  — пьезоэлектрическая постоянная преобразователя;

$K_{\text{уп}}$  — коэффициент упругости преобразователя.

Для кварцевого преобразователя  $D = 2 \cdot 10^{-12} \frac{\kappa}{\text{н}}$ ,  
 $K_{\text{уп}} = 1,16 \cdot 10^{-11} \frac{\text{м}^2}{\text{н}}$ ,  $R'_{\text{ср}} = 8,4 \frac{d^2}{S} \rho_{\text{ср}} v_{\text{ср}}$ , где  $d$  выра-  
 жено в  $\text{м}$ ,  $S$  — в  $\text{м}^2$ ,  $\rho$  — в  $\text{кг/м}^3$ , а  $v$  — в  $\text{м/сек}$ .

Аналогично для преобразователя из титаната бария

$$D = 51 \cdot 10^{-12} \frac{\kappa}{\text{н}},$$

$$K_{\text{уп}} = 0,57 \cdot 10^{-11} \frac{\text{м}^2}{\text{н}},$$

$$R'_{\text{ср}} = 3,12 \cdot 10^{-3} \frac{d^2}{S} \rho_{\text{ср}} v_{\text{ср}}.$$

В тех случаях, когда сопротивление нагрузки много меньше сопротивления среды:  $R_{\text{н}} \ll R'_{\text{ср}}$ , можно считать  $\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \approx \frac{8R_{\text{н}}}{R'_{\text{ср}}}$  и потери могут достигать значительной величины. Например, для кварцевых кристаллов  $x$ -среза на частоте  $10 \text{ МГц}$  и ртути эти потери при  $R_{\text{н}} = 500 \text{ ом}$  равны  $44 \text{ дБ}$ . Для кварцевого кристалла  $x$ -среза на частоте  $10 \text{ МГц}$  и плавленого кварца при  $R_{\text{н}} = 500 \text{ ом}$  эти потери равны  $39 \text{ дБ}$  [4.9].

При контакте со средой с обеих сторон преобразователя потери оцениваются соотношением

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{2R_{\text{н}}}{R'_{\text{ср}} + 4R_{\text{н}}}, \quad (4.47)$$

что при выполнении неравенства  $R_{\text{н}} \ll R'_{\text{ср}}$  приводит к формуле

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \approx \frac{2R_{\text{н}}}{R'_{\text{ср}}},$$

и, таким образом, потери преобразования увеличиваются в четыре раза или на  $12 \text{ дБ}$ , по  $6 \text{ дБ}$  на каждый преобразователь. Для рассмотренных выше примеров потери будут составлять  $56$  и  $51 \text{ дБ}$  соответственно.

Для преобразователей из титаната бария потери получаются ниже ввиду большего значения пьезоэлектрической постоянной  $D$ , равной для титаната бария  $51 \cdot 10^{-12} \frac{\kappa}{\text{н}}$  (у кварцевых кристаллов  $D \approx 2 \cdot 10^{-12} \frac{\kappa}{\text{н}}$ ) и могут до-

ходить до 10 дБ, правда, при несколько меньших полосах пропускания.

Из-за ослабления сигнала в среде на пути распространения могут возникать потери, что объясняется внутренним трением или гистерезисом упругости частиц материала среды и рассеянием энергии этими частицами. Опыт показывает, что это ослабление подчиняется закону

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} 10^{-0,05\alpha l}, \quad (4.48)$$

где  $\alpha$  — удельный коэффициент ослабления, который зависит от свойств материала и частоты сигнала:  $\alpha = k_1 f^2$ ; Например, для ртути  $k_1 = 0,039 \text{ дБ/Мгц}^2 \cdot \text{м}$ .

$l$  — длина звукопровода линии.

Таким образом, потери можно оценить как

$$20 \lg \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} = k_1 f^2 l. \quad (4.49)$$

Для ртутной линии задержки на частоте 10 Мгц длиной 145 см получаются потери величиной 6,1 дБ [4. 9].

Еще одним источником ослабления могут являться потери и отражения на границах звукопровода или потери на границе звукопровода и кожуха или окружающей среды. Дело в том, что передающий преобразователь ведет себя, как антенна с шириной главного лепестка диаграммы излучения

$$\theta_0 \approx \arcsin 0,61 \frac{\lambda}{r}, \quad (4.50)$$

где  $\lambda$  — длина волны в среде;

$r$  — радиус пластинки преобразователя.

При ограниченном поперечном сечении звукопровода часть излученной энергии попадает на боковые стенки звукопровода и рассеивается. Возникают потери, равные

$$20 \lg \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} \approx k_2 \frac{\sqrt{f}}{a} l, \quad (4.51)$$

где  $k_2$  — коэффициент, зависящий от материала звукопровода и окружающей среды (для ртути равный  $0,45 \text{ дБ/Мгц}^{\frac{1}{2}}$ );

$a$  — поперечный размер звукопровода, см.



Например, для ртутной линии задержки на частоте 10 Мгц длиной 145 см и диаметром 1 см получаются потери 4,63 дб. Таким образом, общие потери в ультразвуковой линии задержки с ртутью могут достигать 55—67 дб при длине линии 145 см и на частоте 10 Мгц [4.9]. При увеличении частоты и длины линий с ртутью потери могут увеличиваться до 60—80 дб, причем основные потери происходят из-за рассогласования преобразователей, особенно приемного.

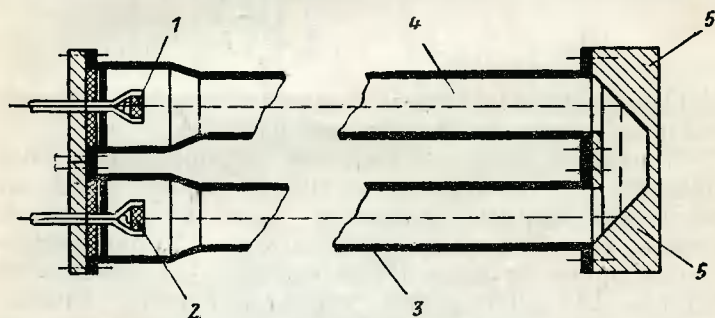


Рис. 4.13. Схематический чертеж конструкции ультразвуковой линии задержки с жидким звукопроводом:

1 — передающий преобразователь; 2 — приемный преобразователь; 3 — кожух звукопровода; 4 — звукопровод; 5 — уголковые отражатели.

Особое внимание при конструировании ультразвуковых линий следует обратить на отсутствие многократных паразитных отражений сигналов в линии, так как они создают мешающий фон или некомпенсированный остаток, а он должен быть не более 30—40 дб.

Конструктивно линии задержки с жидким звукопроводом представляют собой стальные трубы, наполненные ртутью, водой и т. п. На концах линий в специальной арматуре монтируются пьезопреобразователи. Пластинки преобразователей могут соприкасаться с жидкостью с одной или с обеих сторон. Оконечные камеры (сзади преобразователей) имеют специальную форму, предотвращающую многократные отражения. Для уменьшения габаритов линии выполняют в виде нескольких секций, соединенных уголковыми отражателями (рис. 4.13). Правда, при этом возникают дополнительные потери, достигающие 1—3 дб на каждый отра-

жатель. Таким образом, общее затухание или потери в линии могут характеризоваться соотношением

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{(2 \div 8) R_{\text{н}}}{R'_{\text{ср}}} 10^{-0,05 \left\{ \left[ k_1 f^2 + k_2 \frac{\sqrt{f}}{a} \right] l + n \alpha_{\text{отр}} \right\}},$$

где  $n$  — число уголкового отражателя.

$\alpha_{\text{отр}}$  — потери при отражении от одного отражателя.

В децибелах потери равны

$$20 \lg \frac{R'_{\text{ср}}}{(2 \div 8) R_{\text{н}}} + k_1 f^2 l + k_2 \frac{\sqrt{f}}{a} l + n \alpha_{\text{отр}}.$$

Основным недостатком жидкостных линий задержки является их конструктивная громоздкость.

Линии задержки с твердым звукопроводом более компактны и представляют собой бруски материала различной формы. Основным материалом являются плавленый кварц и магниевые сплавы. Пьезопреобразователи прикрепляются (приклеиваются) к поверхности бруска. Для уменьшения габаритов линий с твердым звукопроводом применяются бруски с пропилами, что при использовании многократных отражений сигналов в линии удлиняет траекторию, т. е. увеличивает задержку (рис. 4.14). При отражении могут создаваться условия для распространения как продольных, так и поперечных колебаний [4.10, 4.11, 4.12].

При использовании ультразвуковых линий компенсации сигналов неподвижных целей может осуществляться по огибающей или по несущей частоте. При компенсации по огибающей (рис. 4.15) видеоимпульсы с выхода приемника модулируют генератор частоты ультразвука — возбудитель. Полученные в результате модуляции радиоимпульсы на частоте ультразвуковых колебаний поступают на передающий пьезопреобразователь ультразвуковой линии задержки, преобразуются в ультразвуковые механические сигналы, которые распространяются по звукопроводу и принимаются и воспроизводятся в виде электрических сигналов приемным пьезопреобразователем. Кроме задержки, сигналы ослабляются на 40—80 дБ, поэтому до детектирования они усиливаются в усилителе промежуточной частоты УПЧ<sub>1</sub> с коэффициентом усиления 40—80 дБ. При этом кроме усиления УПЧ<sub>1</sub> несколько искажает и задержи-



ваает сигнал. Для компенсации этих искажений и дополнительной задержки в прямой канал ставится также усилитель промежуточной частоты  $УПЧ_2$ , идентичный с  $УПЧ_1$ .

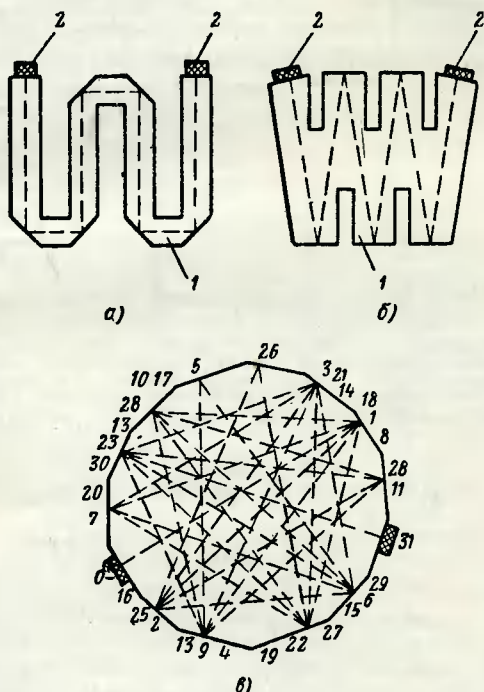


Рис. 4.14. Схематический чертеж конструкции ультразвуковых линий задержки с твердым звуководом:

1 — звуковод; 2 — преобразователи; а — линия со сгибами; б — линия с пропилами; в — линия с многократными отражениями.

Аттенюатор в прямом канале вносит затухание, равное затуханию в линии задержки 40—80 дБ, и обеспечивает этим нормальный режим усиления  $УПЧ_2$ . При конструировании  $УПЧ_1$  и  $УПЧ_2$  необходимо учесть расстройку, вносимую линией задержки за счет неодинаковости поглощения на различных частотах (рис. 4.16) [4.11]. Компенсацию этой расстройки можно получить включением корректирующего звена в прямой или за-

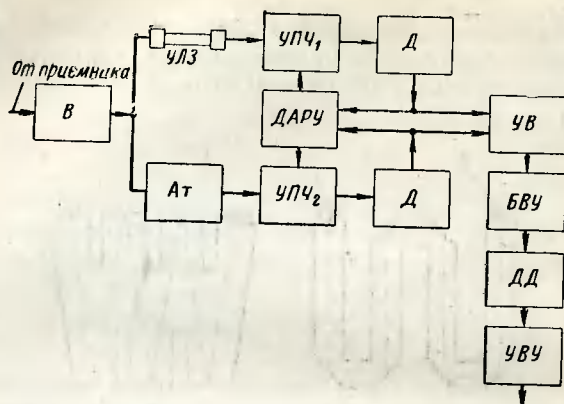


Рис. 4.15. Общая блок-схема однократной системы компенсации на ультразвуковой линии задержки:

*В* — возбудитель; *УЛЗ* — ультразвуковая линия задержки; *Ат* — аттенюатор; *УПЧ<sub>1</sub>* — усилитель промежуточной частоты задерживающего канала; *УПЧ<sub>2</sub>* — усилитель промежуточной частоты прямого канала; *Д* — детектор; *ДАРУ* — дифференциальная автоматическая регулировка усиления; *УВ* — устройство вычитания; *БВУ* — биполярный видеоусилитель; *ДД* — двутактный детектор, *УВУ* — униполярный видеоусилитель.

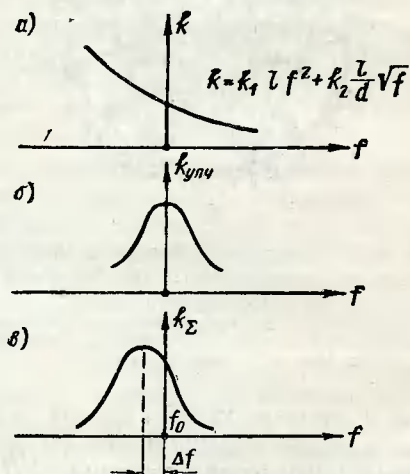


Рис. 4.16. Графики, поясняющие образование расстройки, вносимой линией задержки:

*а* — затухание; *б* — резонансная кривая УПЧ без учета затухания; *в* — резонансная кривая УПЧ с учетом затухания.

держивающий канал. Такой корректирующей цепочкой может быть обычный контур в УПЧ<sub>1</sub> или УПЧ<sub>2</sub>, слегка расстроенный относительно несущей частоты 10 — 30 МГц.

Задерживающий и прямой каналы оканчиваются детекторами, выделяющими огибающую радиоимпульсов. Видеоимпульсы сравниваются в вычитающем устройстве. Обычно детектирующие и вычитающие цепи совмещаются, и с нагрузки детектора непосредственно сни-

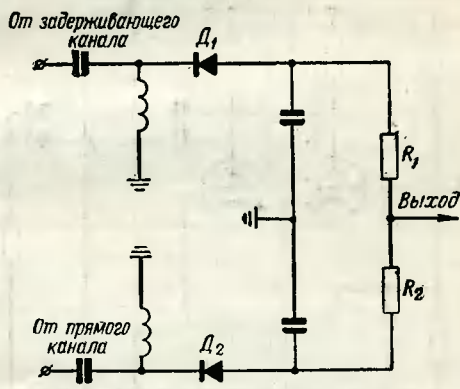


Рис. 4.17. Схема дифференциального детектора.

мается нескомпенсированный остаток в виде биполярных видеоимпульсов движущейся цели. Типичная детектирующе-вычитающая цепочка изображена на рис. 4.17 в виде так называемого дифференциального детектора. Нагрузкой каждого детектора служит общее сопротивление  $R_1 + R_2$ . Так как токи детекторов замыкаются через оба диода, то со средней точки нагрузки снимается нескомпенсированный остаток.

Поскольку нескомпенсированные видеоимпульсы биполярны, первые каскады видеоусилителя должны быть рассчитаны на усиление биполярных сигналов. Трудность создания БВУ с большим динамическим диапазоном и необходимость подачи на индикатор видеоимпульсов одной полярности заставляют использовать двутактное детектирование биполярных видеоимпульсов и последующее усиление в обычных видеоуси-

лителях, рассчитанных на усиление униполярных сигналов.

На рис. 4.18 показан вариант двухтактного детектора видеоимпульсов. Для хорошей компенсации сигналов неподвижной цели необходимо поддерживать равенство времени задержки и периода повторения с точностью, достаточной для обеспечения необходимой степени компенсации и доходящей до долей длительности видеоимпульсов. Кроме того, прямой и задерживающий кана-

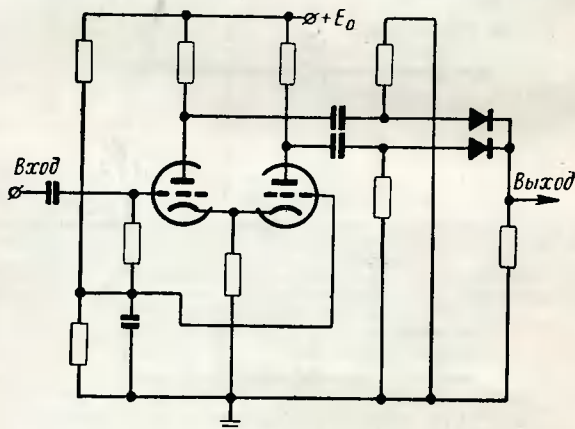


Рис. 4.18. Схема двухтактного детектора видеосигналов.

лы должны иметь равные коэффициенты усиления с точностью, достаточной для обеспечения нужной степени компенсации. Например, при компенсации сигналов неподвижных целей на 40 дБ равенство коэффициентов усиления должно поддерживаться также с точностью не хуже 40 дБ (1%). Для этих целей в схему компенсации вводится дифференциальная автоматическая регулировка усиления каналов (ДАРУ). Вариант схемы такой регулировки показан на рис. 4.19.

Для хорошего воспроизведения формы импульсов необходимо работать с небольшим динамическим диапазоном входных сигналов, так как возбудитель удовлетворительно воспроизводит форму огибающей лишь при малом динамическом диапазоне модулирующих сигналов. Кроме того, электронно-лучевая трубка индикатора

с модуляцией по яркости также имеет небольшое число градаций яркости и способна воспроизвести малый динамический диапазон сигналов. Поэтому часто бывает необходимо ограничить или сжать на входе системы

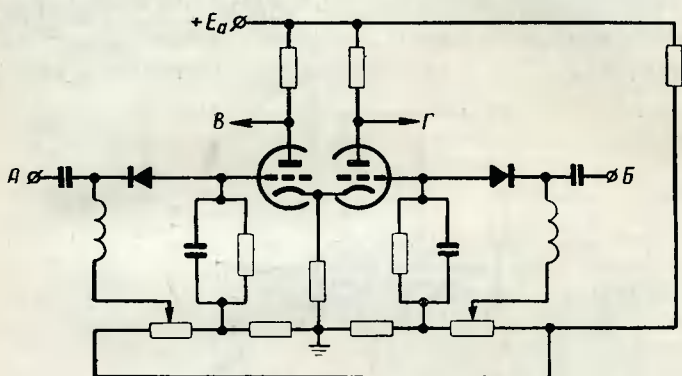


Рис. 4.19. Схема дифференциальной автоматической регулировки усиления:

$A, B$  — от прямого и задерживающего каналов;  $V, \Gamma$  — регулирующие напряжения на УПЧ<sub>1</sub> и УПЧ<sub>2</sub>.

компенсации диапазон входных сигналов. Это может быть достигнуто специальными схемами сжатия динамического диапазона видеоимпульсов. Одна из возможных схем линейного сжатия динамического диапазона показана на рис. 4.20,а. Напряжение на выходе схемы равно

$$U_{\text{вых}} = k(U_{g1} - U_{g2}),$$

где  $U_{g1}$  — напряжение на сетке левой лампы, равное

$$U_{g1} = \frac{U_{\text{вх}}}{2}, \text{ так как } R_1 = R_2;$$

$U_{g2}$  — напряжение на сетке правой лампы, равное  $-U_3$  при  $U_{\text{вх}} < U_3$  и равное  $U_{\text{вх}} - U_3$  при  $U_{\text{вх}} > U_3$ .

Поэтому при  $U_{\text{вх}} < U_3$  напряжение на выходе растет, а при  $U_{\text{вх}} > U_3$  — падает. На рис. 4.20,б показана характеристика сжатия диапазона входных сигналов. Кроме того, можно использовать усилители с логарифмическими амплитудными характеристиками.

Чтобы устранить неточность воспроизведения огибающей при детектировании при непостоянстве начальной фазы несущей каждого радиоимпульса на величину полупериода несущей частоты, в плечах дифференциаль-

ного детектора приходится использовать двухтактные детекторы, хотя это несколько усложняет схему. Устранить неточность воспроизведения огибающей можно также применением в качестве генератора несущей частоты так называемого генератора с ударным возбуждением, один из вариантов схемы которого показан на рис. 4.21. Однако чаще такие генераторы используются в качест-

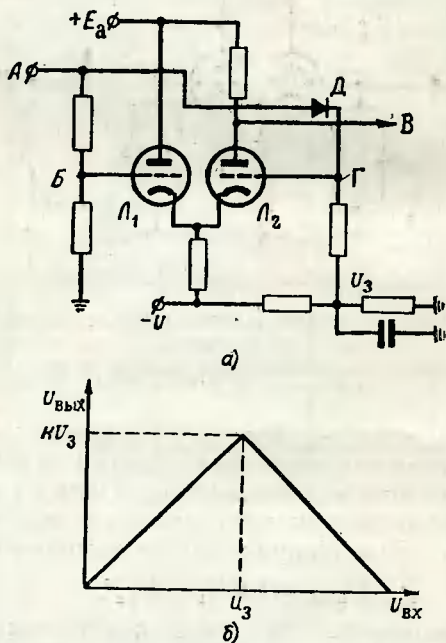


Рис. 4.20. Принципиальная схема линейного сжатия динамического диапазона сигналов (а) и амплитудная характеристика схемы сжатия (б).

ве возбуждателей хронизаторов с линией задержки (см. гл. 5).

Обычно возбуждатель состоит из генератора несущей частоты и усилителя мощности, работающего в режиме импульсной модуляции. Основными требованиями к подобным генераторам являются стабильность частоты и стабильность амплитуды. Стабильность частоты определяется условием сохранения спектра сигнала в пределах

полосы пропускания пьезопреобразователей. Стабильность амплитуды должна поддерживаться достаточно высокой во избежание образования ложных сигналов после вычитания огибающей. Модулируемый усилитель должен иметь достаточно стабильную и линейную моду-

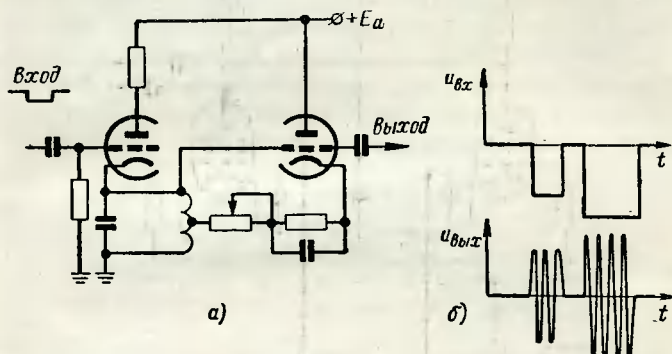


Рис. 4.21. Принципиальная схема возбудителя на генераторе ударного возбуждения (а) и графики напряжений, поясняющие работу возбудителя (б).

ляционную характеристику. Могут использоваться два режима построения возбудителя:

1) импульсная модуляция автогенератора, когда отсутствует непрерывный уровень несущего колебания (рис. 4.22, а);

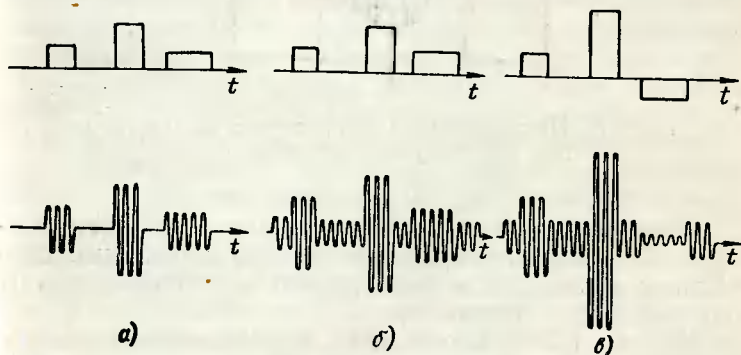


Рис. 4.22. Графики, поясняющие работу возбудителя в различных режимах:

а — модуляция автогенератора; б — односторонняя модуляция генератора с независимым возбуждением; в — двухсторонняя модуляция генератора с независимым возбуждением.

2) импульсная модуляция генератора с независимым возбуждением, когда имеется непрерывный уровень несущего колебания (рис. 4.22,б).

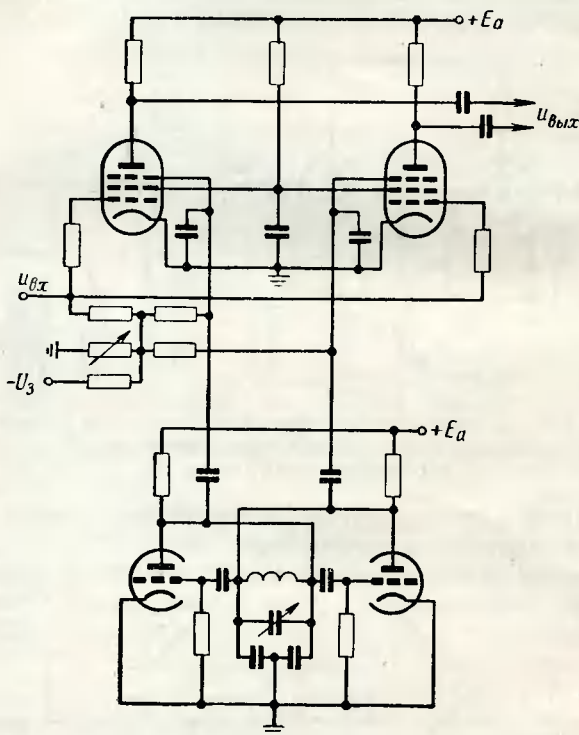


Рис. 4.23. Принципиальная схема двухтактного возбуждателя ультразвуковой линии задержки.

Последний режим позволяет достаточно просто осуществить дифференциальное регулирование усиления каналов путем сравнения уровней постоянных составляющих после детектирования.

На рис. 4.23 показана одна из применяющихся схем возбуждателя, построенная по двухтактной схеме, с использованием модуляции с непрерывным уровнем несущего колебания. Такая схема облегчает борьбу с просачиванием модулирующего сигнала и позволяет



использовать модуляцию биполярными видеоимпульсами (рис. 4.22, в).

При компенсации по несущей частоте вычитание происходит на несущей частоте. В этом случае вычитаются или сравниваются радиоимпульсы и поэтому для достижения необходимой степени компенсации требуется сохранение от периода к периоду повторения одинаковых фазовых соотношений колебаний несущей частоты с точностью до долей периода несущей частоты. Это приводит к трудно выполнимым требованиям к стабильности поддержания равенства времени задержки периоду

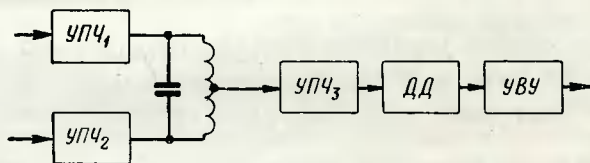


Рис. 4.24. Общая блок-схема компенсации на несущей частоте:

УПЧ<sub>1</sub> и УПЧ<sub>2</sub> — усилители промежуточной частоты прямого и задерживающего каналов; УПЧ<sub>3</sub> — усилитель промежуточной частоты разностного канала; ДД — двухтактный детектор; УВУ — униполярный видеоусилитель.

повторения. Структура компенсирующего устройства в этом случае схожа со структурой устройства компенсации по огибающей, за исключением схемы вычитающего устройства, которое осуществляет сравнение амплитуд импульсов с заполнением. После вычитания на таком элементе, например контуре, некомпенсированные сигналы являются радиоимпульсами, модулированными по амплитуде и по начальной фазе заполнения. Поэтому основное усиление их может быть выполнено на несущей частоте (УПЧ<sub>3</sub>), после чего они могут быть продетектированы двухтактным детектором и усилены видеоусилителем, рассчитанным на усиление видеоимпульсов одной полярности (рис. 4.24).

При компенсации на несущей частоте возможна подача сигналов на линию непосредственно с основного усилителя промежуточной частоты приемника, однако при этом требуется сохранение от периода к периоду повторения одинаковых фазовых соотношений колебаний промежуточной частоты приемника [4.8]. Это условие можно выполнить только в истинно когерентных системах.

Магнитострикционные линии являются разновидностью ультразвуковых линий задержки, в которых используются магнитострикционные свойства сплавов некоторых металлов, например никеля. Магнитострикционный эффект заключается в изменении длины бруска или ленты металла под воздействием магнитного поля, и наоборот. Скорость распространения продольных механических колебаний определяется соотношением

$$v = \sqrt{\frac{E}{\rho}}, \quad (4.52)$$

где  $E$  — модуль упругости металла первого рода;  
 $\rho$  — плотность металла.

Следовательно, время задержки сигнала равно

$$\tau_z = \frac{l}{v}. \quad (4.53)$$

Например, для никеля при температуре  $333,15^\circ\text{K}$   $v = 4800$  м/сек и удельная задержка  $\frac{\tau_z}{l} = 2,075$  мксек/см.

Конструктивно магнитострикционные линии задержки представляют собой металлическую ленту, на которую надеты преобразователи в виде электромагнитных

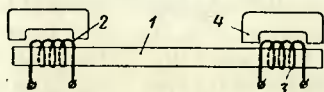


Рис. 4.25. Упрощенная схема конструкции магнитострикционной линии задержки:

1 — звукопровод; 2 — передающая катушка; 3 — приемная катушка; 4 — полярный магнит.

катушек, обычно находящихся в поле постоянного поляризующего магнита (рис. 4.25). Напряжение, наводимое в приемной катушке, пропорционально изменению магнитного потока в ленте, т. е. производной ультразвукового сигнала в линии. Этим объясняются искажения при

непосредственной передаче видеоимпульсов, которые приводят к дифференцированию импульсных сигналов. Поэтому возможна задержка без значительных искажений формы только очень коротких видеоимпульсов (1,5—4 мксек), причем потери составляют около 30—40 дБ [4.9]. Практически удается задержать видеоимпульсы на время не более 100 мксек.

Для преодоления трудностей с передачей видеоимпульсов через магнитострикционные линии пропускают импульсы с заполнением несущими колебаниями частот 1—10 МГц. При этом отсутствует влияние дифференцирования на форму сигнала, что позволяет без значительных искажений задерживать сигналы длительностью от 1 до 10 мксек на время до 150 мксек и выше с затуханием в 70—90 дБ и полосой пропускания около 1 МГц [4.13].

### Статические системы компенсации

В статических системах компенсации в качестве запоминающих устройств часто используются потенциалоскопы или электронно-лучевые трубки с накоплением зарядов. Положительным свойством таких систем является отсутствие необходимости строго выдерживать равенство времени задержки сигналов и периода повторения. Это объясняется тем, что время запоминания, эквивалентное в этих системах времени задержки, определяется запуском развертки считывания потенциалоскопа, а момент запуска строго синхронизируется с началом генерирования зондирующего импульса. Таким образом осуществляется автоматическое совмещение начала сравниваемых сигналов предыдущего и последующего периодов повторения. Рассмотрим принцип работы потенциалоскопов и их применение для компенсации сигналов неподвижных целей.

На рис. 4.26 приведен схематический чертеж вычитающего потенциалоскопа [4.14] или так называемого потенциалоскопа с барьерной или тормозящей сеткой. Потенциалоскоп содержит электронный прожектор (ЭП), отклоняющую систему (ОС), коллектор (К), тормозящую сетку (ТС), диэлектрическую мишень (М) и сигнальную пластину (СП). Диэлектрик мишени, например окись алюминия или слюда, покрывает тонким слоем (10—100 мк) сигнальную пластину. Густая тормозящая сетка располагается над поверхностью мишени на очень небольшом расстоянии (до нескольких десятков микрон) и препятствует перераспределению зарядов на мишени, отсекая вторичные электроны, прошедшие плоскость сетки. Входные видеосигналы подаются на сигнальную пластину от видеосуилителя записи. Выходные сигналы некомпенсированного остатка сни-

маются с коллектора и через разделительную емкость  $C_p$  подаются на видеоусилитель считывания.

Принцип образования электрических зарядов на мишени из диэлектрика сводится к явлению вторичной электронной эмиссии. Электронный луч с силой тока  $i_d$ , сформированный электронным прожектором, перемещается по поверхности мишени по траектории, опреде-

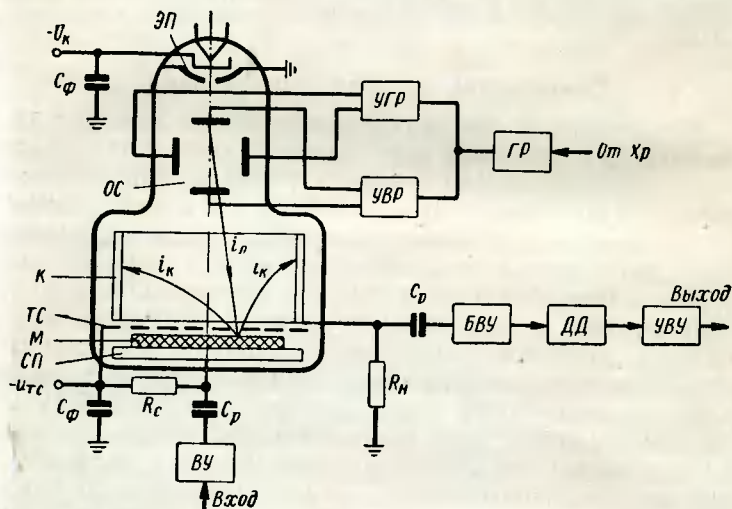


Рис. 4.26. Схематический чертеж вычитающего потенциоскопа: ВУ — видеоусилитель; БВУ — биполярный видеоусилитель; ДД — двухтактный детектор; УВУ — униполярный видеоусилитель; ГР — генератор развертки; УГР — усилитель горизонтальной развертки; УВР — усилитель вертикальной развертки.

ляемой отклоняющей системой. Разность потенциалов питающих напряжений катода и тормозящей сетки  $U_k - U_{тс}$  обеспечивает скорость электронного потока, достаточную для выбивания вторичных электронов при бомбардировке элементов диэлектрика с коэффициентом вторичной эмиссии большим единицы ( $\sigma_2 > 1$ ). По мере заряда данного элемента его потенциал становится все более положительным, в пределах стремясь к потенциалу коллектора, при этом коэффициент вторичной эмиссии стремится к 1.

В режиме записи большим током в отсутствие входных сигналов поверхность мишени заряжается до так

называемого равновесного потенциала  $U_a = U_p$ , при котором  $\sigma_a = 1$ , а вторичные электроны попадают на коллектор, образуя постоянный ток коллектора  $i_k = i_{\text{п}}$  через сопротивление нагрузки  $R_n$ . Естественно, в таком режиме на сопротивлении  $R_n$  образуется постоянное падение напряжения  $U_n = i_{\text{п}} R_n$  и на вход видеоусилителя считывания не будет поступать никаких сигналов.

Если подать на сигнальную пластину видеоимпульсы, то за счет емкости между верхней поверхностью диэлектрика и сигнальной пластиной потенциал поверхности мишени будет получать как добавку часть напряжения входного сигнала. Таким образом, при перезаряде какого-либо элемента мишени напряжение, определяющее коэффициент вторичной эмиссии перезаряда этого элемента, будет равно  $U_k \rightarrow U_{\text{тс}} \pm kU_{\text{вх}}$ . Следовательно, изменится как коэффициент вторичной эмиссии, так и поток вторичных электронов и ток коллектора. Однако потенциал, до которого зарядится данный элемент мишени, будет по-прежнему равен равновесному  $U_p$ . Поэтому при окончании заряда элемента и исчезновении входного сигнала элемент будет иметь потенциал, равный  $U_a = U_p \mp kU_{\text{вх}}$ .

При непрерывной записи входных сигналов во время движения электронного луча по траектории записи все элементы мишени окажутся заряженными до напряжений, соответствующих входным сигналам, и на поверхности мишени возникнет так называемый потенциальный рельеф, имеющий полярность, обратную полярности входных сигналов. В случае повторения цикла записи с другими входными сигналами новый потенциальный рельеф будет обязательно соответствовать новым значениям входных сигналов, так как потенциал каждого элемента приводится в процессе записи к равновесному потенциалу  $U_p$ .

Если перезаряд данного элемента мишени происходит при подаче видеосигнала одной и той же величины  $U_{\text{вх}}$ , то это соответствует бомбардировке при наличии рельефа с уровнем, равным равновесному потенциалу  $U_p$ , и коэффициент вторичной эмиссии  $\sigma_a = 1$ . Поэтому изменения тока коллектора и изменения напряжения на сопротивлении  $R_n$  не происходит.

Если перезаряд элемента происходит при подаче видеосигнала большей или меньшей величины, то при



бомбардировке мишени уровень потенциала заряда будет меньше или больше равновесного и коэффициент вторичной эмиссии будет больше или меньше единицы ( $1 < \sigma_a < 1$ ). Это приведет к изменению тока на коллектор, который будет меньше или больше тока луча трубки ( $i_{\text{л}} < i_{\text{к}} < i_{\text{л}}$ ), и к изменению падения напряжения на сопротивлении  $R_{\text{н}}$ , т. е. к появлению нескомпенсированного видеоимпульса, величина которого будет пропорциональна разности входных сигналов в данном элементе за два периода записи:

$$U_{\text{вых}} = i_{\text{к}} R_{\text{н}} = k \Delta U_{\text{вх}} = k[U_{\text{вх}}(N-1) - U_{\text{вх}}(N)].$$

Если  $U_{\text{вх}}(N) > U_{\text{вх}}(N-1)$ , то требуется больший вторичный ток  $i_{\text{к}}$ , чтобы достичь равновесного потенциала  $U_{\text{р}}$ , и наоборот. С возрастанием тока  $i_{\text{к}}$  напряжение  $U_{\text{н}}$  увеличивается на величину  $U_{\text{вых}}$ , и наоборот. Поэтому потенциалоскоп является электронным прибором, не меняющим фазы сигнала, или прибором положительной полярности.

Итак, в режиме последовательной записи видеоимпульсов с выхода приемника сигналы неподвижных целей, неизменные по амплитуде, полностью вычитаются, или компенсируются, а сигналы движущихся целей, модулированные по амплитуде, образуют на нагрузке потенциалоскопа нескомпенсированный остаток в виде биполярных видеоимпульсов, модулированных по амплитуде. Усилитель считывания является усилителем биполярных видеосигналов, за которым следуют двухтактный детектор и униполярный видеоусилитель.

Для правильной работы потенциалоскопа необходимо, чтобы луч в каждом цикле записи прочерчивал на мишени одну и ту же траекторию. Это обеспечивается соответствующим построением устройств развертки — генератора и усилителей развертки.

Потенциалоскопы выполняются и с электростатическим, и с магнитным отклонением луча, как и обычные электронно-лучевые трубки. Вид траектории перемещения луча по мишени выбирают из соображений максимального использования поверхности мишени, поэтому часто применяют растровую телевизионную развертку и спиральную развертку. Скорость развертки зависит от конструкции потенциалоскопа, и особенно от материала мишени.

Для осуществления спиральной развертки можно использовать генераторы ударного возбуждения (рис. 4.27) [4.8]. При подаче отрицательного импульса, равного длительности развертки, на лампу  $\mathcal{L}_1$  на контуре образуются колебания за счет накопленной в катушке контура энергии. Лампа  $\mathcal{L}_2$  осуществляет положительную обратную связь по току через часть витков контурной катушки. Величину обратной связи можно

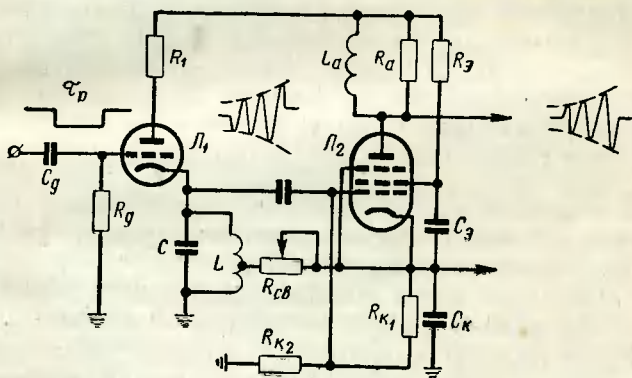


Рис. 4.27. Принципиальная схема генератора спиральной развертки.

регулировать, подбирая величину сопротивления  $R_{св}$ , причем колебания на контуре будут нарастать или спадать по экспоненциальному закону в зависимости от эквивалентного коэффициента затухания, зависящего от величины обратной связи:

$$U_K(t) = U_0 e^{\alpha t} \sin \omega t,$$

где  $U_0$  — начальная амплитуда колебаний при достаточно крутом фронте запирающего импульса, равная  $U_0 = \rho i_{a0}$  ( $\rho$  — волновое сопротивление контура,  $i_{a0}$  — постоянная составляющая анодного тока лампы);

$\alpha$  — эквивалентный коэффициент затухания, знак и величина которого зависят от величины обратной связи;

$\omega$  — круговая частота колебаний, равная  $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ .

Фазорасщепитель, собранный на лампе  $L_2$ , при выполнении условий

$$R_{K1} + R_{K2} = \omega L_a, \quad R_a = \frac{1}{\omega C_K}$$

даст на выходе два напряжения, сдвинутые друг относительно друга по фазе на  $90^\circ$ :

$$U_1 = U_{m1} e^{i\omega t} \sin \omega t, \quad U_2 = U_{m2} e^{i\omega t} \cos \omega t.$$

Подав эти напряжения на усилители горизонтального и вертикального отклонения, можно получить нарастающую ( $\alpha > 0$ ) или убывающую ( $\alpha < 0$ ) спиральную траекторию луча на мишени. Недостатком такого метода формирования развертки является непостоянная линейная скорость записи и считывания, равная

$$v_l = \omega r,$$

где  $\omega$  — угловая скорость движения луча по [мишени, являющаяся постоянной величиной;

$r$  — радиус витка спирали, являющийся убывающей ( $\alpha < 0$ ) или нарастающей ( $\alpha > 0$ ) величиной.

Кроме того, к генераторам и усилителям развертки потенциалоскопов предъявляются жесткие требования по обеспечению стабильности траектории развертки, которая существенно влияет на степень компенсации сигналов неподвижных целей. Основными параметрами оценки качества работы потенциалоскопов являются: число элементов мишени, влияющее на разрешающую способность радиолокатора; рабочий динамический диапазон входных сигналов; степень компенсации сигналов неподвижных целей и полоса пропускания, определяющая искажения сигналов. Число элементов мишени связано с качеством диэлектрика мишени и качеством фокусировки луча и может превышать 100 элементов на диаметр мишени. Рабочий диапазон входных сигналов и степень подавления недостаточно велики по сравнению с устройствами компенсации на линиях задержки.

Большим недостатком потенциалоскопов являются значительные междуэлектродные емкости, приводящие к искажению сигналов или сужению полосы пропускания устройства и к просачиванию сигналов со входа на выход, что заставляет применять специальные меры, уменьшающие это явление. Однако малые габариты и вес и отсутствие жестких требований на стабильность



равенства времени задержки периоду повторения привели несмотря на все указанные недостатки к широкому использованию вычитающих потенциалоскопов в системах компенсации [4.15].

## ЛИТЕРАТУРА

- 4.1. «Радиолокационная техника», т. II. Пер. с англ. Изд-во «Советское радио», 1949.
- 4.2. Бакулев П. А. Радиолокационные методы селекции движущихся целей. Оборонгиз, 1958.
- 4.3. Левин Б. Р. Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике. Изд-во «Советское радио», 1960.
- 4.4. Fowler C. A., Uzzo A. P., Ruvin A. E. Signal processing techniques for surveillance radar sets. IRE Trans., 1961, v. MIL-5, № 2. Обработка сигналов обзорного радиолокатора. «Зарубежная радиоэлектроника», 1962, № 3.
- 4.5. Perlman S. E. Staggered rep rate fills radar blind spots. Electronic Engineering issue. 1958, November 21, v. 31, № 47. Изменение частоты повторения радиолокационных станций при селекции движущихся целей. «Зарубежная радиоэлектроника», 1959, № 10.
- 4.6. Molz K. F. AN/FPN-34 air traffic control radar, Conference Proceedings East Coast Conference on aeronautical and navigational electronics. 1958, October. Радиолокационная станция AN/FPN-34 для регулирования воздушного движения. «Зарубежная радиоэлектроника», 1959, № 6.
- 4.7. Рис Ф. А., Томас М. Ф. Частотный метод определения подпомеховой видимости сигналов, возникающих вследствие статистических и нестатистических явлений, имеющих место при работе когерентного индикатора подвижных целей, IRE Wescon Convention Record, 1959, v. 3, pt. 5, № 18—21.
- 4.8. «Генерирование колебаний специальной формы», т. II. Пер. с англ. Изд-во «Советское радио», 1951.
- 4.9. «Детали и элементы радиолокационных станций», т. I, Пер. с англ. Изд-во «Советское радио», 1952.
- 4.10. Kroszczynski J., Grzenkiewicz J. Tlumienie ech stalych w radiolokacji, Przegląd telekomunikacyjny, 1957, № 11 и 12.
- 4.11. «Ламповые схемы для измерения времени», т. II. Пер. с англ. Изд-во «Советское радио», 1951.
- 4.12. Mason W. P. Применение ультразвука в радиотехнических, радиолокационных и гидроакустических системах, Proc. IRE, 1962, v. 50, № 5, pt. II.
- 4.13. Cohn G. J., Peach L. C., Epstein M., Sorensen H. O. and Kanellakos D. P. Magnetostrictive delay line for video signals. IRE Trans., 1958, III, v. CP-1. Магнитострикционная линия задержки сигналов. «Зарубежная радиоэлектроника», 1958, № 9.
- 4.14. Кноль М., Кейзен Б. Электронно-лучевые трубки с накоплением зарядов. Госэнергоиздат, 1955.
- 4.15. Moving-target radar using storage tubes. Electronics, 1961, v. 34, VIII, № 33.

## ГЛАВА ПЯТАЯ

### КАЧЕСТВО РАБОТЫ РАДИОЛОКАТОРОВ СЕЛЕКЦИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

Качество работы радиолокаторов СДЦ может оцениваться по различным критериям, но в сущности все они позволяют оценивать различимость сигналов движущихся целей на фоне сигналов неподвижных целей. Поскольку обнаружение сигналов осуществляется в выходном устройстве радиолокатора, оценка качества селекции сигналов проводится по его выходным параметрам и, следовательно, включает характеристики узлов радиолокатора.

#### 5.1. КРИТЕРИИ КАЧЕСТВА РАБОТЫ РАДИОЛОКАТОРОВ СДЦ

Основным показателем качества работы является так называемая степень компенсации или коэффициент подавления сигналов неподвижных целей, обычно выражаемый в децибелах

$$\Gamma = -20 \lg \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}}, \quad (5.1)$$

где  $U_{\text{вых}}$  — некомпенсированный остаток сигнала неподвижной цели на выходе радиолокатора, или на выходе системы подавления, или, наконец, на входе выходного устройства;

$U_{\text{вх}}$  — сигнал неподвижной цели на входе системы подавления.

Очень часто степень компенсации оценивают не по напряжению сигналов, а по мощности, тогда

$$\Gamma = -10 \lg \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вых}}}, \quad (5.2)$$

где  $P_{\text{вх}}$  — мощность сигнала неподвижной цели на входе системы подавления;

$P_{\text{вых}}$  — мощность нескомпенсированного остатка сигнала неподвижной цели.

Вводя частотную характеристику системы подавления и выражая мощность сигналов через спектральные плотности или энергетические спектры сигналов, получаем

$$\Gamma = -10 \lg \frac{\int_0^{\infty} \Phi_{\text{вх}}(\omega) d\omega}{\int_0^{\infty} |k(\omega)|^2 \Phi_{\text{вх}}(\omega) d\omega}, \quad (5.3)$$

где  $\Phi_{\text{вх}}(\omega)$  — энергетический спектр сигнала неподвижной цели на входе системы подавления;

$k(\omega)$  — частотная характеристика системы подавления.

Иногда для оценки качества работы радиолокатора используется так называемая подпомеховая видимость сигналов, количественно определяемая как отношение мощностей сигналов движущейся и неподвижной целей, имеющих на выходе системы компенсации или на входе выходного устройства одинаковую мощность. Количественно она определяется как отношение мощности движущейся цели к мощности неподвижной:

$$q_{\text{ппв}} = -10 \lg \frac{P_{\text{дц}}}{P_{\text{нц}}}.$$

В гл. 2 и 4 были рассмотрены принципы построения радиолокаторов селекции движущихся целей и синтез систем подавления сигналов неподвижных целей, причем исходной предпосылкой являлось предположение о неизменности амплитуды и фазы сигналов, отраженных неподвижными целями. Единственным источником расширения спектральных составляющих сигналов неподвижных целей было ограничение сигнала во времени при обзоре пространства.

В этом случае в принципе можно синтезировать систему оптимального подавления сигналов неподвижных целей ниже уровня собственных шумов.

Однако в действительности подавление сигналов неподвижных целей в лучшем случае может быть лишь частичным из-за того, что сигналы, отраженные реальными неподвижными целями, по целому ряду причин оказываются модулированными хаотически как по амплитуде, так и по фазе. Эта хаотическая модуляция или флюктуация сигналов неподвижных целей вызывается следующими основными причинами:

1) флюктуацией сигналов неподвижных целей, особенно распределенных или протяженных, состоящих из большого числа отдельных отражателей, которая возникает вследствие хаотического взаимного перемещения или смещения отдельных отражателей и при смещении центра группы отражателей, например, при наличии ветра. Интенсивность этих флюктуаций зависит от величины средней квадратической скорости флюктуирующих отражателей на траектории луча антенны или от траектории движения помехи;

2) перемещением характеристики направленности антенны радиолокатора при обзоре, вызывающим дополнительную модуляцию по амплитуде сигналов неподвижной цели;

3) движением самого радиолокатора, приводящим к смене участков отражения распределенных целей и к изменению ракурса этих участков из-за быстрых кренов и смещений радиолокатора относительно траектории движения;

4) нестабильностью работы узлов радиолокатора, приводящей к возникновению паразитных амплитудной, частотной и фазовой модуляций сигналов неподвижных целей при прохождении их по элементам и узлам радиолокатора.

Поскольку на наблюдаемость или различимость сигнала движущейся цели влияют только те неподвижные цели (или некомпенсированные остатки тех целей), которые расположены в непосредственной близости с движущейся целью или даже совпадают с ней, целесообразно представить сигналы неподвижных мешающих целей импульсной последовательностью, совпадающей с импульсной последовательностью движущейся цели. Следовательно, спектр мешающей последовательности импульсов или спектр флюктуаций и нестабильностей можно представить как спектр стационарной ста-

тистической импульсной величины. Функция автокорреляции такой величины равна

$$\begin{aligned}\psi_{\Sigma}(\tau) &= \psi_{U_{m\varphi}}(\tau) \sum_{k,i=-\infty}^{\infty} U(t - kT_{\Pi}) U(t - \tau + iT_{\Pi}) = \\ &= \psi_{U_{m\varphi}}(\tau) \psi_{T_{\Pi}}(\tau),\end{aligned}\quad (5.4)$$

где  $\psi_{U_{m\varphi}}(\tau)$  — функция автокорреляции по флюктуирующим параметрам импульсной последовательности;

$\psi_{T_{\Pi}}(\tau)$  — функция автокорреляции повторяющегося импульсного процесса.

Следует учитывать, что все приведенные выше причины, вызывающие флюктуацию сигналов, являются статистически независимыми. Поэтому результирующая функция автокорреляции равна сумме функций автокорреляции отдельных факторов:

$$\psi_{U_{m\varphi}}(\tau) = \psi_{\Phi}(\tau) + \psi_{\alpha}(\tau) + \psi_{\text{дв}}(\tau) + \psi_{\text{н}}(\tau), \quad (5.5)$$

где  $\psi_{\Phi}(\tau)$  — автокорреляционная функция флюктуации сигналов неподвижных целей;

$\psi_{\alpha}(\tau)$  — автокорреляционная функция модуляции неподвижных сигналов из-за перемещения характеристики направленности антенны;

$\psi_{\text{дв}}(\tau)$  — автокорреляционная функция флюктуации сигналов неподвижных целей из-за движения радиолокатора;

$\psi_{\text{нст}}(\tau)$  — автокорреляционная функция флюктуации сигнала из-за нестабильности узлов радиолокатора.

Энергетический спектр флюктуаций равен по теореме Винера — Хинчина

$$\Phi_{\Sigma}(\omega) = 4 \int_0^{\infty} \psi_{\Sigma}(\tau) \cos \omega \tau d\tau. \quad (5.6)$$

В часто встречающемся случае, когда имеют значение только флюктуации от импульса к импульсу, а флюктуации в пределах импульса незначительны, можно воспользоваться формулой (1.92).

В общем виде спектральную плотность случайного импульсного процесса  $g(A, \omega, t, \tau, \varphi)$  можно представить как

$$F_k(A, \omega, t, \tau, \varphi) = A_k \tau_k e^{j(\omega t_k - \varphi_k)} F(\omega, \tau),$$

где  $A_k, \tau_k, \varphi_k, t_k$  — случайные параметры последовательности, соответственно амплитуда, длительность, фаза и момент начала процесса;

$F(\omega, \tau)$  — спектральная плотность одной реализации для данной формы процесса.

При усреднении этой спектральной плотности по импульсам данного процесса и по всем возможным реализациям процессов получаем для процессов с детерминированным периодом повторения  $T_n$  [5.1] зависимость

$$\begin{aligned} \Phi(\omega) = & \frac{2}{T_n} \left[ (a^2 + \sigma^2) m_2 \{ |g(\omega, \varphi, \tau)|^2 \} - \right. \\ & - a^2 m_1 \{ g(\omega, \tau) \} |m_1 \{ e^{j(\omega k T_n - \varphi)} \}|^2 + a^2 m_1 \{ g(\omega, \tau) \} \times \\ & \times |m_1 \{ e^{j(\omega k T_n - \varphi)} \}|^2 \frac{2\pi}{T_n} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta \left( \omega - \frac{2\pi k}{T_n} \right) \Big], \quad (5.7) \end{aligned}$$

где  $a$  и  $\sigma^2$  — среднее значение и дисперсия случайной амплитуды  $A_k$ ;

$m_2 \{ |g(\omega, \varphi, \tau)|^2 \} = K_0(\omega)$  — начальный момент второго порядка импульсного процесса со случайной длительностью и фазой;

$m_1 \{ e^{j(\omega k T_n - \varphi)} \} = \theta(\omega)$  — характеристическая функция процесса со случайной фазой;

$m_1 \{ g(\omega, \tau) \} = K_\infty(\omega)$  — начальный момент первого порядка или среднее значение импульсного процесса со случайной длительностью.

Поскольку все виды паразитной модуляции и флюктуации фазы после фазового детектора преобразуются в амплитудную флюктуацию, можно считать, что на входе системы подавления импульсный процесс имеет



форму импульсов постоянной длительности  $\tau$  с постоянным периодом  $T_{\pi}$ .

$$g(A_0, \omega, \tau) = A_k g(\omega, \tau) = A_k F(\omega, \tau) = A_k \tau F(\omega)$$

и поэтому  $\Theta(\omega) = 1$ ,  $K_0(\omega) = |K_{\infty}(\omega)|^2 = |F(\omega, \tau)|^2 = |F(\omega)|^2 \tau^2$  и, следовательно,

$$\Phi_{\Sigma}(\omega) = \frac{2\tau^2}{T_{\pi}} |F(\omega)|^2 \left\{ \overline{A^2} + \frac{\overline{A^2} 2\pi}{T_{\pi}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{T_{\pi}}\right) \right\}, \quad (5.8)$$

где  $A$  — случайная амплитуда импульсной последовательности;

$\tau$  — длительность импульса;

$T_{\pi}$  — период повторения.

При обычно выполняющемся условии  $\overline{A} = 0$  и обозначении  $\overline{A^2} = \sigma_A^2$ , получаем

$$\Phi_{\Sigma}(\omega) = \frac{2\tau^2}{T_{\pi}} \sigma_A^2 |F(\omega)|^2. \quad (5.9)$$

Используя соотношения (5.3) и (5.6), приходим к выражению

$$\Gamma = -10 \lg \frac{\int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \psi_{\Sigma}(\tau) \cos \omega \tau d\tau d\omega}{\int_0^{\infty} |k(\omega)|^2 \int_0^{\infty} \psi_{\Sigma}(\tau) \cos \omega \tau d\tau d\omega}, \quad (5.10)$$

а используя соотношения (5.3) и (5.9),

$$\Gamma = -10 \lg \frac{\int_0^{\infty} |F(\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} |k(\omega)|^2 |F(\omega)|^2 d\omega}. \quad (5.11)$$

Рассмотрим подробнее отдельные факторы, приводящие к флуктуации сигналов неподвижных целей.

## 5.2. ФЛЮКТУАЦИИ СИГНАЛОВ НЕПОДВИЖНЫХ ЦЕЛЕЙ ИЛИ МЕСТНЫХ ПРЕДМЕТОВ

Эти флюктуации возникают вследствие взаимного перемещения отдельных отражателей, образующих сложную цель, например, из-за воздействия ветра. Дело в том, что большинство сигналов местных предметов, особенно протяженных (поверхность местности, водная поверхность, облака и т. п.), являются векторной суммой сигналов отдельных отражателей. При мелкой структуре протяженной цели, когда можно считать размеры отдельных отражателей соизмеримыми, а их взаимное положение при смещении случайным, плотность распределения вероятности амплитуды и фазы такого сложного сигнала характеризуется [5.2] соотношением

$$f(U_m, \varphi) = \frac{U_m}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{U_m^2}{2\sigma^2}\right), \quad (5.12)$$

причем фаза суммарного сигнала подчиняется равномерному закону распределения вероятности:

$$f(\varphi) = \frac{1}{2\pi}, \quad (5.13)$$

а амплитуда — закону распределения Релея:

$$f(U_m) = \frac{U_m}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{U_m^2}{2\sigma^2}\right). \quad (5.14)$$

Однако среди местных предметов могут быть более крупные, создающие наиболее интенсивное и устойчивое отражение: здания, сооружения, скалы и подобные объекты. При наличии таких предметов в пределах мелкоструктурного отражающего участка местности закон распределения вероятности сложного сигнала изменяется и приближается к обобщенному закону Релея:

$$f(U_m, \varphi) = \frac{U_m}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{U_m^2 + U_0^2 - 2U_m U_0 \cos \varphi}{2\sigma^2}\right), \quad (5.15)$$

где  $U_0$  — постоянный отраженный сигнал от крупного местного предмета.

При условии, что  $U_0 \gg \sigma$ , с достаточной степенью точности можно получить плотность распределения ве-



роятности амплитуды сложного сигнала в виде соотношения

$$f(U_m) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left[ -\frac{(U_m - U_0)^2}{2\sigma^2} \right] \quad (5.16)$$

и плотность распределения вероятности фазы сложного сигнала

$$f(\varphi) \approx \frac{U_0}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left( -\frac{U_0^2 \varphi^2}{2\sigma^2} \right). \quad (5.17)$$

Соотношения (5.16) и (5.17) показывают, что амплитуда и фаза сигнала, отраженного сложной целью, распределены по нормальному закону. Скорость амплитудных и фазовых флуктуаций таких сложных сигналов невелика, так как спектр флуктуаций оказывается узким и функция автокорреляции может занимать несколько периодов повторения импульсов. Это объясняется тем, что отражение происходит от целей, расположенных в пределах объема импульсного пакета, а распределение отражателей за один период не успевает сильно измениться.

Экспериментально установлено [5.3, 5.4], что энергетический спектр реальных сложных сигналов хорошо аппроксимируется кривой Гаусса:

$$\Phi(\omega) = \Phi(\omega_0) \exp \left[ -\alpha \left( \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right)^2 \right], \quad (5.18)$$

где  $\Phi(\omega_0)$  — мощность флуктуаций на частоте  $\omega_0$ ;

$\alpha$  — параметр, зависящий от вида отражающего объекта и метеорологических условий (особенно ветра);

$\omega_0 = 2\pi f_0$  — круговая несущая частота радиолокатора.

В табл. 5.1 приведены значения  $\alpha$  и ширины спектра мешающих отражений реальных сложных целей при определенных значениях скорости ветра и длины волны, а на рис. 5.1 — кривые соответствующих нормированных энергетических спектров на выходе амплитудного детектора.

Кроме того, при движении самого радиолокатора существенное значение приобретают флуктуации сигналов за счет изменения относительных или радиальных скоростей отдельных отражателей сложной цели за пе-

Отражающий объект	Условия		$\alpha$	$\Delta f_{0,1}, \text{ гц}$	Обозначение кривой на рис. 5.1
	Скорость ветра, км/час	$\lambda, \text{ см}$			
Холмы и горы, поросшие лесом и кустарником	0	10	$3,9 \cdot 10^{19}$	1,5	<i>a</i>
	32	10	$2,3 \cdot 10^{17}$	5	<i>б</i>
Волны на водных поверхностях	2	10	$1,4 \cdot 10^{16}$	20—30	<i>в</i>
Осадки	3—6	10	$0,4 \cdot 10^{16}$	110—215	<i>г</i>
Облака	—	30	$2,8 \cdot 10^{15}$	60	<i>д</i>
Дипольные помехи	16—40	10	$10^{15}—10^{16}$	20—75	<i>е</i>

риод повторения. Аппроксимируя диаграммы направленности кривой Гаусса, получаем спектр мощности сигнала:

$$\Phi(\omega) = \Phi(\omega_0) \exp \left[ -2,8 \left( \frac{\omega - \omega_0}{\Delta \omega_{0,5}} \right)^2 \right], \quad (5.19)$$

где  $\Delta \omega_{0,5}$  — ширина спектра на уровне половинной мощности, определяемая как

$$\begin{aligned} \Delta f_{0,5} &= f_{\text{д}_1 0,5} - f_{\text{д}_2 0,5} = \frac{2v}{c} f_0 [\cos(\theta + \theta_{0,5}) - \cos(\theta - \theta_{0,5})] = \\ &= \frac{2v}{c} f_0 2 \sin \theta \sin \theta_{0,5}. \end{aligned}$$

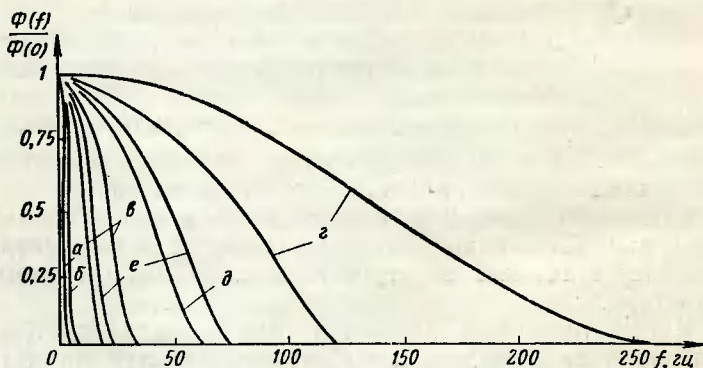


Рис. 5.1. Графики нормированных энергетических спектров амплитудных флуктуаций сложных распределенных целей.

При небольших величинах  $\theta_{0,5}$  можно считать, что

$$\Delta f_{0,5} \approx \frac{2v}{c} f_0 \theta_{0,5} \sin \theta. \quad (5.20)$$

Интенсивность флюктуации можно определить как

$$\sigma_{\text{дв}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \Phi(\omega) d\omega,$$

поскольку она определяется интенсивностью отражений сложной цели.

Скорость флюктуаций будет зависеть от ширины спектра доплеровских частот и, следовательно, будет определяться как свойством сложной цели, так и шириной характеристики направленности антенны и частотой повторения. Интенсивность флюктуаций можно оценить исходя из следующих соображений.

Векторные диаграммы сигналов, отраженных от сложной цели, изображены на рис. 5.2. Сигнал в каждом периоде повторения равен сумме постоянной составляющей сигнала  $U_0$  и переменной составляющей  $U_N, U_{N+1} \dots$ . Как было показано,  $U_N$  и  $\varphi_N$  распределены по нормальному закону [соотношения (5.16) и (5.17)]. Следовательно, в этом случае можно утверждать, что и векторная разность  $\Delta U$  также распределена по нормальному закону. Тогда для оценки интенсивности флюктуации следует определить величину среднего квадрата разности  $\Delta U$  за период повторения  $T_{\text{п}}$  при определенных условиях ( $\lambda$ , характер местности, скорость ветра).

Многочисленные исследования [5.3, 5.5] показали, что хорошее приближение дает формула

$$\sigma_{\Phi} = \sigma_{\Delta U} = K \frac{T_{\text{п}}}{\lambda} \sigma_{U_N}, \quad (5.21)$$

где  $K$  — коэффициент, зависящий от характера местности и метеоусловий.

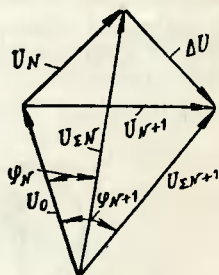


Рис. 5.2. Векторная диаграмма сигналов сложной цели.

Отражающий объект	Условия		$\frac{U_{\Sigma}}{\sigma \Delta U}$ дб для различных $F_{\Pi}$		
	Скорость ветра, км/час	$\lambda$ , см	$F_{\Pi}=500$ гц	$F_{\Pi}=1000$ гц	$F_{\Pi}=2000$ гц
Облака	—	10	5	11	17
Водная поверхность	—	10	13	19	25
Водная поверхность	—	3,2	8	14	20
Лес	72	3,2	14	20	26
Лес	40	3,2	22	28	34
Лес	40	10	34	39	46
Лес	16	10	51	54	57

В табл. 5.2 приведены примерные интенсивности флуктуаций сигналов различных местных предметов.

Определив  $\sigma_{\Phi}$  для данного вида сложной цели и для определенных метеоусловий, можно перейти к более

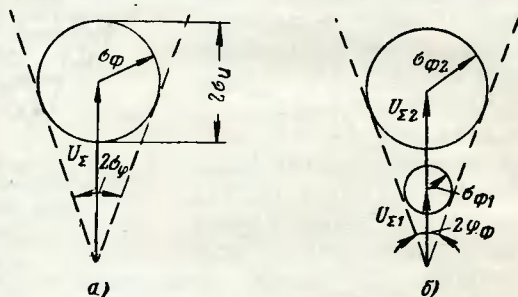


Рис. 5.3. Векторная диаграмма сигнала сложной цели:

*a* — модель флуктуирующего сигнала; *б* — модель флуктуирующих сигналов с постоянной относительной интенсивностью флуктуаций.

простой модели отраженного сигнала сложной цели (рис. 5.3,а). Таким образом, можно подсчитать интенсивность амплитудной флуктуации

$$\sigma_u = \sigma_{\Phi}$$

и фазовую флуктуацию

$$\sigma_{\varphi} \approx \frac{\sigma_{\Phi}}{U_{\Sigma}}.$$

Следует отметить, что для определенного типа отражающего объекта или местности и в определенных метеоусловиях среднее квадратическое значение флуктуаций амплитуды прямо пропорционально полной амплитуде отраженного сигнала (рис. 5.3,б).

### 5.3. МОДУЛЯЦИЯ СИГНАЛОВ ЗА СЧЕТ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ ПРИ ОБЗОРЕ ПРОСТРАНСТВА

Из-за перемещения характеристики направленности при обзоре все отраженные сигналы дополнительно модулируются по амплитуде. Очевидно, наибольшая глу-

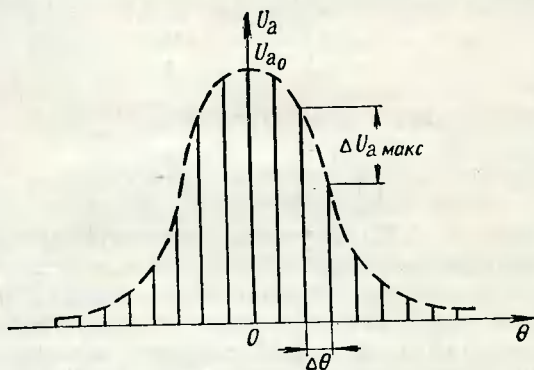


Рис. 5.4. Модуляция видеоимпульсов неподвижной цели из-за перемещения характеристики направленности антенны.

бина этой модуляции будет соответствовать наибольшей крутизне характеристики направленности (рис. 5.4). При аппроксимации характеристики направленности антенны кривой Гаусса

$$U_a = U_{a0} \exp \left[ -2,8 \left( \frac{\theta}{\theta_{0,5}} \right)^2 \right] \quad (5.22)$$

можно найти максимальное значение изменения амплитуды импульса. В самом деле

$$\Delta U_{a \text{ макс}} = \left| \frac{\partial U_a}{\partial \theta} \right|_{\text{макс}} \cdot \Delta \theta,$$

где  $\left| \frac{\partial U_a}{\partial \theta} \right|_{\text{макс}} = 1,43 \frac{U_{a0}}{\theta_{0,5}}$  — максимальная крутизна характеристики направленности в точках  $\theta = \pm 0,41\theta_{0,5}$ ;  
 $\Delta \theta = \Omega_0 T_{\text{п}}$  — угловое расстояние между соседними импульсами пачки.

Учитывая, что число импульсов, приходящееся на ширину характеристики направленности, [равно]  $n = \frac{\theta_{0,5}}{\Delta \theta}$ , получаем соотношение

$$\Delta U_{a \text{ макс}} = 1,43 \frac{U_{a \text{ макс}}}{\theta_{0,5}} \Delta \theta = 1,43 \frac{U_{a \text{ макс}}}{n}. \quad (5.23)$$

Величина среднего квадрата флюктуаций равна

$$\tau_a^2 \approx \left( \frac{\Delta U_{a \text{ макс}}}{3} \right)^2,$$

а максимальная глубина модуляции

$$\left| \frac{\Delta U_a}{U_{a0}} \right|_{\text{макс}} \approx \frac{0,48}{n}. \quad (5.24)$$

Выражение (5.22) с учетом реальной амплитудной характеристики приемника будет определять величину некомпенсированного остатка. Например, при линейной амплитудной характеристике приемного тракта и ширине диаграммы  $\theta_{0,5} = 2,4^\circ$ , скорости вращения антенны 120 град/сек и частоте повторения 1 000 гц величина некомпенсированного остатка будет равна 2,4%, что соответствует коэффициенту компенсации 24,8 дб.

#### 5.4. ФЛЮКТУАЦИЯ СИГНАЛОВ ЗА СЧЕТ ЧАСТИЧНОЙ СМЕНЫ УЧАСТКОВ ОТРАЖЕНИЯ ИЛИ ИЗМЕНЕНИЯ ИХ РАКУРСА ИЗ-ЗА ДВИЖЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПРАВЛЕННОСТИ РАДИОЛОКАТОРА

При изменении пространственного положения характеристики направленности происходит частичная смена участка отражения (рис. 5.5). Если допустить,

что за время, равное периоду повторения, изменение амплитуды сложного сигнала в основном определяется сменой участков отражения, а не изменением взаимного

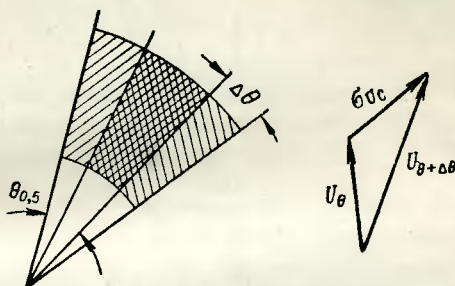


Рис. 5.5. Флюктуации сигнала из-за частичной смены участка отражения.

расположения отдельных отражателей, то величина среднего квадратического изменения сложного сигнала равна

$$\sigma_{U_c} = kU_{a0} \sqrt{\int [f(\theta + \Delta\theta) - f(\theta)]^2 d\theta}, \quad (5.25)$$

где  $f(\theta)$  — нормированная характеристика направленности;  
 $k$  — коэффициент, учитывающий амплитудную характеристику приемника;

$\Delta\theta$  — угловое смещение характеристики направленности за период повторения.

Поскольку  $\Delta\theta$  мало, разложим  $f(\theta + \Delta\theta)$  в степенной ряд и ограничимся двумя членами этого ряда.

Тогда

$$\begin{aligned} \sigma_{U_c} &= kU_{a0} \sqrt{\int [f(\theta) - f'(\theta)\Delta\theta - f(\theta)]^2 d\theta} = \\ &= kU_{a0} \sqrt{\Delta\theta^2 \int [f'(\theta)]^2 d\theta} = kU_{a0}\Delta\theta \sqrt{\int [f'(\theta)]^2 d\theta}. \end{aligned} \quad (5.26)$$

При усреднении  $\sigma_{U_c}$  по ряду периодов повторения или по ряду участков отражения в предположении равномерного и случайного взаимного размещения отражателей получаем эффективное значение флюктуаций

$$\sigma_{U_c} = \overline{\Delta U_c} = \frac{\Delta U_c}{\sqrt{2}}.$$



Следовательно, относительную флюктуацию можно оценить соотношением

$$\frac{\overline{\sigma_{U_c}}}{U_c} = \frac{\Delta \Theta}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\int [f'(\Theta)]^2 d\Theta}{\int [f(\Theta)]^2 d\Theta}}. \quad (5.27)$$

Например, при аппроксимации диаграммы направленности кривой Гаусса получаем

$$\frac{\overline{\sigma_{U_c}}}{U_c} \approx \frac{\Delta \Theta}{\sqrt{1,4\Theta_{0,5}}} = \frac{0,85}{n}. \quad (5.28)$$

Для рассмотренного выше примера получаем  $n = 20$

$$\frac{\overline{\sigma_{U_c}}}{U_c} = 4,25\% \text{ или } 27,5 \text{ дб.}$$

Закон распределения вероятностей флюктуаций за счет смены участков отражения можно считать нормальным. Таким образом, считая все факторы, вызывающие флюктуацию сигналов неподвижных целей, статистически независимыми, можно определить суммарную интенсивность флюктуаций

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sigma_{\Phi}^2 + \sigma_a^2 + \sigma_{U_c}^2}, \quad (5.29)$$

где  $\sigma_{\Sigma}$  — средняя квадратическая величина интенсивности флюктуаций;

$\sigma_{\Phi}$  — средняя квадратическая величина интенсивности флюктуаций за счет перемещения отражателей сложной цели;

$\sigma_a$  — средняя квадратическая величина интенсивности изменения сигнала за счет перемещения характеристики направленности антенны;

$\overline{\sigma_{U_c}}$  — средняя квадратическая величина интенсивности флюктуаций за счет смены участка отражения.

Если сигнал передатчика просачивается на вход приемника, особенно в режиме непрерывного и квазипрерывного излучения, следует учитывать мощность флюктуационных шумовых и модуляционных спектральных составляющих, попадающих в полосу пропускания приемника. В самом деле, пусть мощность передатчика или генератора высокой частоты равна  $P_{\text{п}}$ ,



величина развязки приемного и передающего каналов равна  $\beta$ , а интенсивность спектра боковых полос шума в сигнале передатчика равна

$$G_{\Pi}(f) = P_{\Pi}\gamma,$$

где  $\gamma = \frac{G_{\Pi}(f)}{P_{\Pi}} = \frac{P_{\text{ш}}}{P_{\Pi}\Delta f}$  — относительная спектральная плотность шумовых составляющих спектра передатчика, которая в первом приближении может быть принята постоянной.

Тогда мощность  $P_{\text{ш}}$  шумовых составляющих спектра сигнала передатчика, просачивающихся в приемный канал, равна

$$P_{\text{ш}} = P_{\Pi}\gamma\beta\Delta f_{\text{пр}}, \quad (5.30)$$

где  $\Delta f_{\text{пр}}$  — эффективная полоса пропускания приемного тракта.

Следовательно, можно считать, что интенсивность флюктуации равна

$$\sigma_{\text{ш}} = \sqrt{P_{\Pi}\gamma\beta\Delta f_{\text{пр}}} \quad (5.31)$$

и тогда соотношение (5.29) преобразуется к виду

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sigma_{\Phi}^2 + \sigma_a^2 + \sigma_{U_c}^2 + \sigma_{\text{ш}}^2}. \quad (5.32)$$

Однако с точки зрения непостоянства амплитуды отраженного сигнала удобнее оценивать интенсивность флюктуаций по коэффициенту паразитной модуляции амплитуды или фазы. В этом смысле можно использовать отношение

$$m_{A,\Phi} = \frac{\sigma_{\Sigma}}{U_c} = \sqrt{\left(\frac{\sigma_{\Phi}}{U_c}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_a}{U_c}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{U_c}}{U_c}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{\text{ш}}}{U_c}\right)^2}, \quad (5.33)$$

где  $m_A$  и  $m_{\Phi}$  — коэффициент амплитудной и индекс фазовой паразитной флюктуаций (модуляций) сигналов неподвижной цели.

При проектировании радиолокаторов селекции движущихся целей необходимо предусматривать все меры, уменьшающие  $m_{A,\Phi}$ , поскольку его величина может достигать в худших случаях 10—15 дБ.

### 5.5. УМЕНЬШЕНИЕ ВЛИЯНИЯ ФЛЮКТУАЦИИ СИГНАЛОВ НЕПОДВИЖНЫХ ЦЕЛЕЙ

В качестве мер, уменьшающих флюктуацию сигналов на выходе приемного устройства, можно указать следующие:

1) использование диаграмм направленности антенн специальной формы;

2) использование приемников со специальными формами амплитудных характеристик.

Чтобы найти наивыгоднейшую форму характеристики направленности, применим следующий подход. Пусть в двух соседних периодах повторения характеристика направленности антенны может быть представлена как

$$f(\theta) \text{ и } f(\theta + \Delta\theta),$$

где  $\Delta\theta = \Omega_0 T_{\Pi}$  ( $\Omega_0$  — угловая скорость вращения антенны).

Поскольку  $\Delta\theta$  обычно величина малая, то

$$f(\theta + \Delta\theta) = f(\theta) + \Delta\theta f'(\theta) + \frac{\Delta\theta^2}{2!} f''(\theta) + \dots$$

Следовательно, разность сигналов в двух соседних периодах, определяющая величину некомпенсированного остатка, равна

$$f(\theta + \Delta\theta) - f(\theta) = \Delta\theta f'(\theta) + \frac{\Delta\theta^2}{2!} f''(\theta) + \dots$$

Чтобы сделать эту разность равной нулю, необходимо использовать несколько антенн с характеристиками направленности  $f^n(\theta)$  и формировать в приемном канале разность

$$f(\theta + \Delta\theta) - f(\theta) - \sum_1^n \frac{f^n(\theta) \Delta\theta^n}{n!} \rightarrow 0. \quad (5.34)$$

При малых  $\Delta\theta$  можно ограничиться  $n=1$  или  $n=2$ , что уменьшает флюктуацию за счет перемещения пеленгационной характеристики на 17 и 36 дБ соответственно при числе импульсов в пределах ширины характеристики направленности, равном 10. При неизменной интенсивности флюктуации, например 30 дБ, использование этого метода позволяет повысить угловую скорость вращения антенны при обзоре в 5,1 раза для  $n=1$  и в 9,2 раза при  $n=2$  [5.6].

Приемники со специальной формой амплитудной характеристики используются для сжатия амплитудной флюктуации сигналов неподвижных целей. Могут быть использованы: приемник с ограничением, приемник с логарифмической характеристикой и приемник с мгновенной автоматической регулировкой усиления (МАРУ).

Приемник с ограничением эффективно устраняет или сжимает амплитудные флюктуации отраженных сигналов. При этом необходимо для выделения различий сигналов движущихся и неподвижных целей использовать фазовые соотношения сигналов на выходе УПЧ. Часто для этого применяют балансный детектор, а уровень ограничения выбирают из условия  $U_{огр} = U_{кг}$ , устраняя таким образом слепые фазы. Следовательно, приемник с ограничением можно применять лишь в радиолокаторах с внутренней когерентностью.

Эффективность сжатия флюктуаций можно оценить так:

$$m_{A\text{ вых}} = k \left( \frac{U_{огр}}{U_{\Sigma}} \right) m_{A\text{ вх}} \text{ при } U_{\Sigma} > U_{огр},$$

$$m_{A\text{ вых}} = m_{A\text{ вх}} \text{ при } U_{\Sigma} < U_{огр}, \quad (5.35)$$

где  $k \left( \frac{U_{огр}}{U_{\Sigma}} \right)$  — коэффициент, зависящий от отношения  $\frac{U_{огр}}{U_{\Sigma}}$ .

Сказанное поясняется векторной диаграммой (рис. 5.6), где показаны сигнал когерентного гетеродина и сигнал сложной цели, состоящий из постоянной и переменной составляющих. Для постоянного  $m_{A\text{ вх}}$  получается сжатие амплитудных флюктуаций при  $U_{\Sigma} > U_{огр}$ . Коэффициент  $m_{\omega}$  остается неизменным при любых  $U_{\Sigma}$ , так как фазовые флюктуации не сжимаются [5.7].

Приемник с логарифмической характеристикой сжимает амплитудные флюктуации до заданного уровня при постоянном  $m_{A\text{ вх}}$ . Пусть на входе приемника имеется флюктуация сигнала

$$\Delta U_{\text{вх}} = \sigma_{\text{ш}} + \Delta U_{\text{с}}, \quad (5.36)$$

где  $\sigma_{\text{ш}}$  — эффективное напряжение шума;

$\Delta U_{\text{с}}$  — изменение сигнала неподвижной цели, равное

$$\Delta U_{\text{с}} = m_A U_{\Sigma} = m_A U_{\text{вх}}.$$

Флюктуация на выходе приемника будет равна

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dU_{\text{ВХ}}} \Delta U_{\text{ВХ}}, \quad (5.37)$$

где  $\frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dU_{\text{ВХ}}}$  имеет смысл коэффициента усиления приемника.

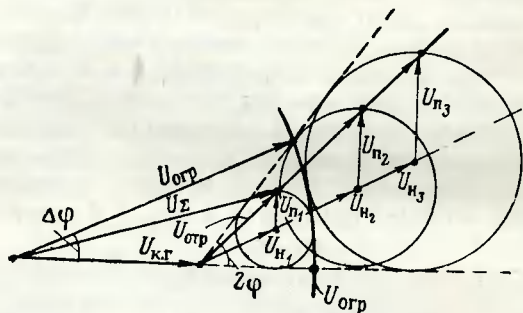


Рис. 5.6. Векторная диаграмма сигналов, поясняющая работу приемника с ограничением.

Для постоянства уровня флюктуаций на выходе независимо от величины сигнала или независимо от уровня флюктуаций сигнала неподвижной цели на входе необходимо соблюдение условия

$$\frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dU_{\text{ВХ}}} \Delta U_{\text{ВХ}} = \text{const} = \eta. \quad (5.38)$$

Используя (5.38) совместно с (5.36), получаем

$$dU_{\text{ВЫХ}} = \frac{\eta dU_{\text{ВХ}}}{\sigma_{\text{ш}} + m_A U_{\text{ВХ}}}. \quad (5.39)$$

Отсюда

$$U_{\text{ВЫХ}} = \eta \int \frac{dU_{\text{ВХ}}}{\sigma_{\text{ш}} + m_A U_{\text{ВХ}}} = \frac{\eta}{m_A} \ln(\sigma_{\text{ш}} + m_A U_{\text{ВХ}}) + C$$

или

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{\eta}{m_A} \ln \sigma_{\text{ш}} + \frac{\eta}{m_A} \ln \left( 1 + \frac{m_A U_{\text{ВХ}}}{\sigma_{\text{ш}}} \right) + C,$$

где  $C$  — постоянная интегрирования;  
 $\eta$  — константа.

$C$  и  $\eta$  можно определить по начальным условиям. В самом деле при  $U_{\text{вх}}=0$  необходимо  $U_{\text{вых}}=0$ , откуда следует

$$C = -\frac{\eta}{m_A} \ln \tau_{\text{ш}}.$$

При  $U_{\text{вх}}=0$ ,  $\frac{dU_{\text{вых}}}{dU_{\text{вх}}} = k_0$ , откуда следует  $\eta = k_0 \tau_{\text{ш}}$ .

Поэтому

$$U_{\text{вых}} = \frac{k_0 \sigma_{\text{ш}}}{m_A} \ln \left( 1 + \frac{m_A U_{\text{вх}}}{\sigma_{\text{ш}}} \right). \quad (5.40)$$

Характеристика такого приемника изображена на рис. 5.7. Она будет линейной в пределах  $m_A U_{\text{вх}} < \sigma_{\text{ш}}$  и логарифмической при  $m_A U_{\text{вх}} > \sigma_{\text{ш}}$ . Действие приемника с логарифмической характеристикой поясняется вектор-

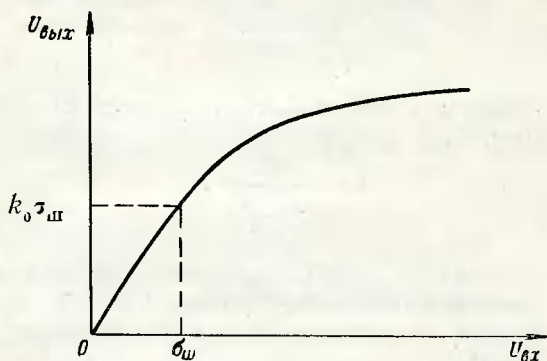


Рис. 5.7. Логарифмическая амплитудная характеристика.

ной диаграммой (рис. 5.8). Видно, что, оставляя неизменными фазовые флуктуации, такой приемник сжимает до заданного уровня амплитудные.

Получить логарифмические характеристики при большом динамическом диапазоне входных сигналов можно различными методами [5.8].

*Метод изменения полного сопротивления* основан на использовании нелинейной зависимости полных сопротивлений  $Z$  от приложенного напряжения. Эти сопротивления включаются в качестве нагрузок последователь-

ных каскадов усилителя промежуточной частоты. Величина этих сопротивлений в общем виде равна

$$Z = f\left(\frac{K}{U_{\text{вх}}}\right). \quad (5.41)$$

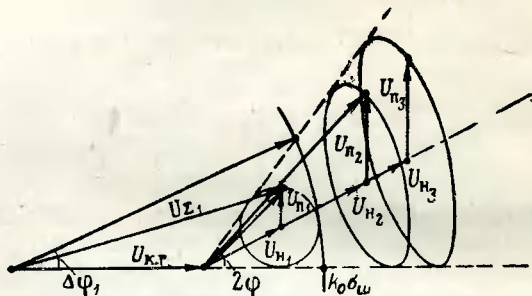


Рис. 5.8. Векторная диаграмма сигналов, поясняющая работу приемника с логарифмической характеристикой.

Эта зависимость может быть выражена в виде соотношений (рис. 5.9)

$$Z = -\frac{Z_0}{1 + \frac{U}{E_0}},$$

где  $Z$  — средняя за период колебаний высокой частоты величина полного сопротивления;

$Z_0$  — полное сопротивление при малой амплитуде сигнала;

$U$  — мгновенное значение амплитуды сигнала на сопротивлении  $Z$ .

Для одного каскада широкополосного усилителя можно записать:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} S Z.$$

При значительной полосе пропускания, т. е. при малом  $Z$ , это выражение справедливо даже для триодов. С учетом зависимости  $Z$  от приложенного напряжения получаем

$$U_{\text{вых}} = \frac{S Z_0 E_0}{1 + \frac{E_0}{U_{\text{вх}}}}. \quad (5.42)$$

Эта зависимость представляется графически на рис. 5.10. Как видно,  $\frac{dU_{\text{вых}}}{dU_{\text{вх}}}$  лишь при малых сигналах равен  $SZ_0$ , а при увеличении сигнала падает, стремясь в пределе

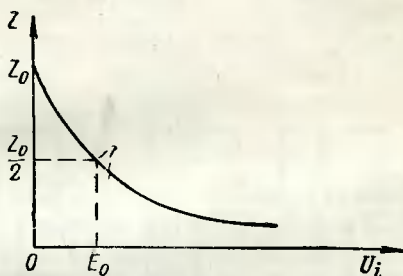


Рис. 5.9. Зависимость величины полного сопротивления от приложенного напряжения.

к нулю. Можно считать, что после достижения  $k = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 1$  при значении входного сигнала, равного  $U_{\text{вх}} =$

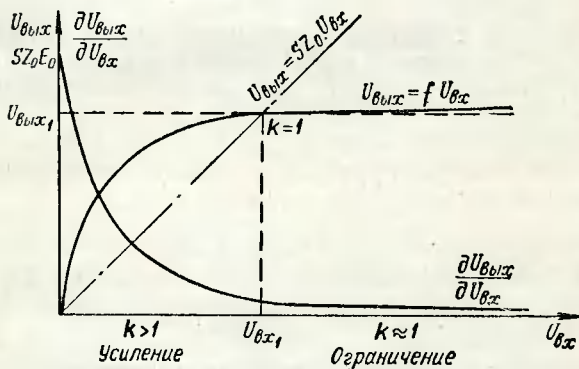


Рис. 5.10. Зависимость выходного напряжения каскада усилителя промежуточной частоты от входного напряжения.

$= E_0 (SZ_0 - 1) = U_{\text{огр}}$ , наступает режим ограничения с коэффициентом усиления, незначительно превышающим единицу.



Если имеется усилитель, состоящий из  $n$  последовательных каскадов (рис. 5.11), то при подаче на вход такого усилителя нарастающего напряжения каскады, начиная с последнего, будут постепенно переходить в режим ограничения. До перехода в такой режим ввиду того, что  $k > 1$  и  $U_{\text{вых}} > U_{\text{вх}}$ , можно считать, что  $Z \approx \frac{Z_0}{2}$  и  $k \approx$

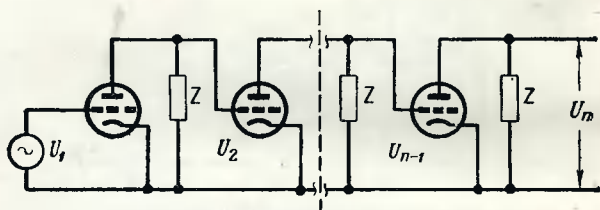


Рис. 5.11. Схема последовательного построения логарифмического усилителя.

$\approx S \frac{Z_0}{2}$ . В самом деле при  $K = 1$  справедливо соотношение  $\frac{U_{\text{вх}}}{E_0} = SZ_0 - 1$ . Согласно рис. 5.10 гипотетический каскад усиления с линейным режимом (штрих-пунктирная прямая) будет иметь коэффициент усиления  $SZ = 1$ . Поэтому, решая совместно два последних соотношения, получим

$$Z = Z_0 \left( 1 - \frac{1}{SZ_0} \frac{U_{\text{вх}}}{E_0} \right).$$

Поскольку для средних режимов  $\frac{U_{\text{вх}}}{E_0} \approx 5$ , а  $\frac{1}{SZ_0} \approx \frac{1}{10}$ , получаем  $Z \approx \frac{Z_0}{2}$ .

Значения напряжений на входе усилителя, соответствующих переходу  $i$ -го каскада в режим ограничения, подсчитываются из очевидного приближенного соотношения

$$\left( S \frac{Z_0}{2} \right)^i U_{\text{вх}i} = U_{\text{огр}} \quad \text{или} \quad U_{\text{вх}i} = \frac{U_{\text{огр}}}{\left( S \frac{Z_0}{2} \right)^i}.$$

Тогда справедливы следующие неравенства:

$$\Delta U_{\text{вх}1} = U_{\text{вх}i-1} - U_{\text{вх}i} = \frac{U_{\text{огр}} \left(1 - S \frac{Z_0}{2}\right)}{\left(S \frac{Z_0}{2}\right)^i},$$

$$\Delta U_{\text{вх}2} = U_{\text{вх}i-2} - U_{\text{вх}i-1} = \frac{U_{\text{огр}} \left(1 - S \frac{Z_0}{2}\right)}{\left(S \frac{Z_0}{2}\right)^{i-1}}$$

Таким образом видно, что ограничение каскадов наступает через равные интервалы входного напряжения. При наступлении ограничения очередного  $i$ -го каскада суммарный коэффициент усиления усилителя изменяется:

$$k_{\Sigma i} = k_1^{i-1},$$

где  $k_{\Sigma i}$  — суммарный коэффициент усиления каскадов;

$k_1$  — усиление одного каскада  $\left(k_1 \approx S \frac{Z_0}{2}\right)$ .

В точках, в которых входное напряжение достигает величины ограничения в  $i$ -м каскаде, происходит изменение коэффициента усиления от величины  $k_{\Sigma i} = k_1^{i-1}$  до величины  $k_{\Sigma i-1} = k_1^{i-2}$  и т. д. Процесс постоянного изменения коэффициента усиления иллюстрируется на рис. 5.12. В точках 1, 2, 3, ...,  $i$ , ...,  $n$  из-за перехода очередного, начиная с конца усилителя, каскада в режим ограничения суммарная характеристика преобразуется от вида  $k_{\Sigma} = k_1^i$  к виду  $k_{\Sigma} = k_1^{i-1}$  и т. д. Этот процесс показан на рис. 5.12 сплошной ломаной линией. Реально переход от одной характеристики к другой происходит плавно, так как  $Z = f(U_{\text{вх}})$  зависимость плавная, и таким образом получается результирующая характеристика, показанная пунктирной линией. Применяя в качестве линейного элемента нагрузки полупроводниковые диоды и подбирая смещения, подаваемые на них, и шунтирующие или выравнивающие сопротивления в каждом каскаде, можно подобрать суммарную амплитудную характеристику, весьма близкую к закону:

$$U_{\text{вых}} = K \ln(1 + kU_{\text{вх}}).$$

Метод непрерывного детектирования и сложения сигналов последовательно включенных каскадов заключается в том, что усиливаемый сигнал промежуточной частоты детектируется после каждого каскада или группы каскадов усиления. Каждая группа каскадов или каждый каскад, сигнал которого детектируется, имеет ограничение, установленное на определенном уровне. Сложение полученных после детектирования видеосигналов

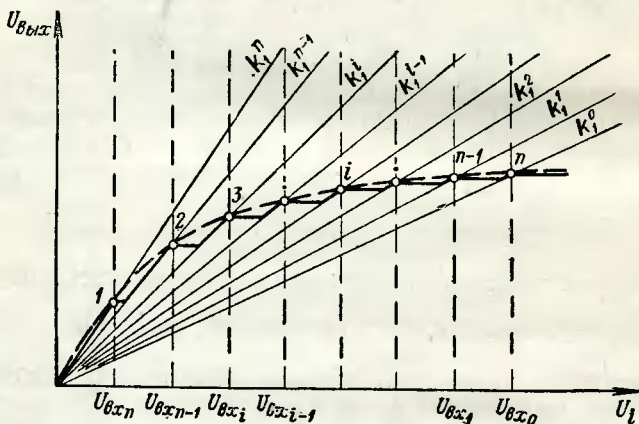


Рис. 5.12. Логарифмическая характеристика приемника, построенного по последовательной схеме.

осуществляется после соответствующей задержки каждого из них. Подобрав уровни ограничения, можно получить примерно логарифмический закон суммарной амплитудной характеристики усилителя. Типовая схема усилителя для этого метода показана на рис. 5.13.

Как видно, в этой схеме сигнал в анодной или сеточной цепи каждого каскада усилителя ограничивается на определенном уровне, детектируется и после задержки поступает для суммирования на общее сопротивление  $R_0$ . Совпадение по времени продетектированных сигналов на этом сопротивлении обеспечивается регулировкой элементов задержки таким образом, чтобы скомпенсировать время запаздывания сигнала между каждым  $(i-1)$ -м каскадом и  $i$ -м каскадом усилителя. Такие усилители весьма сложны в настройке, ибо требуют одинаковых амплитудно-частотных и фазово-частотных характеристик элементов задержки и каскадов усиления.

На диаграмме рис. 5.14 показаны графики протектированного напряжения на сопротивление  $R_0$  при разном числе каскадов. Увеличение входного сигнала от

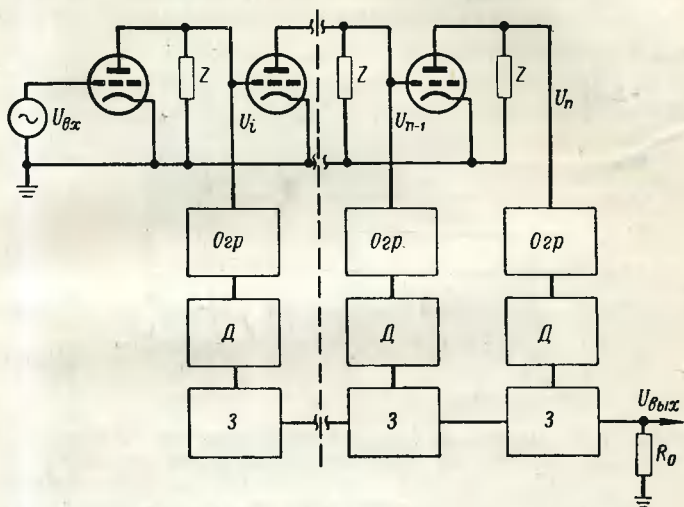


Рис. 5.13. Построение приемника по методу непрерывного детектирования и сложения сигналов последовательно включенных каскадов.

$O_{гр}$  — ограничитель;  $Д$  — детектор;  $З$  — задержка;  $R_0$  — выходное сопротивление;  $Z$  — нелинейные сопротивления.

величины  $U_0$ , соответствующего уровню шумов, до величины  $U_1, U_2, U_3$  и  $U_4$  приводит к появлению сигналов на выходе (т. е. на сопротивлении  $R_0$ ) от пятого, пятого и

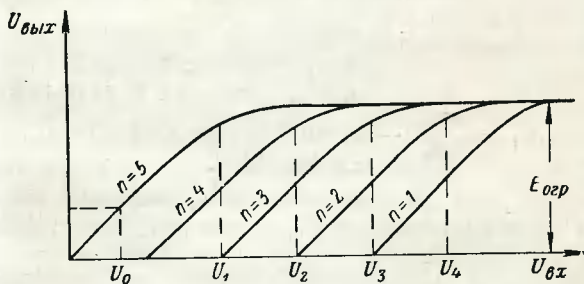


Рис. 5.14. Амплитудные характеристики логарифмического усилителя, построенного по схеме рис. 5.13, с различным числом каскадов  $n$ .

четвертого, третьего, четвертого и пятого и т. д. каскадов, вплоть до суммирования сигналов от всех пяти каскадов при входном сигнале  $U_4$ . При подборе соответствующих задержек получается суммирование сигналов (рис. 5.15).

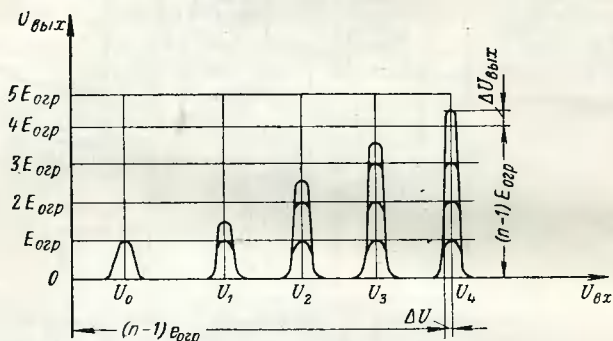


Рис. 5.15. Диаграмма суммирования сигналов логарифмического усилителя, построенного по схеме рис. 5.13.

Как видно, согласно рис. 5.14 и 5.15 усиление усилителя максимально при малых сигналах порядка  $U_0$ , и его выходное напряжение можно считать равным

$$U_{\text{вых}} = k_1^n U_0.$$

При сигнале порядка  $U_1$  усиление уменьшается, а выходной сигнал равен

$$U_{\text{вых}} = E_{\text{огр}} + k_1^{n-1} \Delta U,$$

где  $\Delta U = U_1 - e_{\text{огр}}$  — превышение сигналом на входе сигнала, соответствующего поступлению ограничения в пятом каскаде;

$e_{\text{огр}} = \frac{E_{\text{огр}}}{k_1}$  — входной сигнал, соответствующий ограничению.

Наконец, при сигнале порядка  $U_4$  выходной сигнал достигает значения, равного  $U_{\text{вых}} = (n-1)E_{\text{огр}} + k_1 \Delta U$ , так как  $\Delta U_{\text{вых}} = k_1 \Delta U$ .

Таким образом, выходной сигнал логарифмического усилителя равен

$$U_{\text{вых}} = (n-1)k_1 e_{\text{огр}} + k_1 \Delta U.$$

У линейного усилителя с числом каскадов  $(n - 1)$  получаем на выходе напряжение, равное

$$U_{\text{вых}} = (e_{\text{огр}} + \Delta U) k_1^{n-1}.$$

Итак, при одинаковом уровне ограничения  $E_{\text{огр}}$  и равном числе каскадов у линейного и логарифмического усилителей максимальное усиление обоих определяется выражениями

$$k_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{вых}}}{e_{\text{огр}}} = nk_1,$$

$$k_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{вых}}}{e_{\text{огр}}} = k_1^n.$$

Очевидно, первое выражение является логарифмом второго, в самом деле

$$\ln k_1^n = nk_1,$$

$$U_{\text{вых}} = K \ln(1 - kU_{\text{вх}}), \quad (5.43)$$

поэтому чем больше число каскадов усилителя, тем точнее удастся подобрать логарифмическую амплитудную характеристику.

*Метод непрерывного детектирования и сложения сигналов параллельно включенных каскадов усилителя* заключается в том, что сигнал промежуточной частоты детектируется в каждом из  $n$  параллельных каналов усилителя.

Поскольку число усилительных каскадов в каналах одинаково, фазовый сдвиг в них получается почти одинаковый и поэтому отпадает необходимость в применении элементов задержки. Подбирая коэффициент усиления и уровень ограничения в каналах, можно добиться удовлетворительного приближения к логарифмической амплитудной характеристике. Типовая схема такого усилителя изображена на рис. 5.16.

Диаграмма, изображенная на рис. 5.17, показывает выходные характеристики каналов такого усилителя. Каждый канал при одинаковом числе каскадов имеет свой коэффициент усиления и определенный уровень ограничения. При большом числе каналов можно достаточно точно подобрать логарифмический закон.

Увеличение сигнала на входе от значений, меньших  $U_0$ , что соответствует уровню шумовых напряжений,

до значений  $U_1$  и  $U_2$  приводит к неравномерному увеличению сигнала на выходе (сопротивление  $R_0$ ). Эта неравномерность хорошо видна из рис. 5.18. При входных сиг-

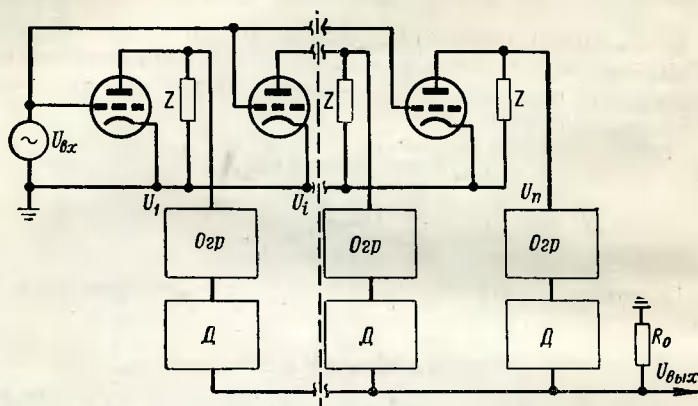


Рис. 5.16. Построение приемника по методу непрерывного детектирования и сложения сигналов параллельно включенных каскадов.

налах, меньших  $U_0$ , суммарный коэффициент усиления можно считать равным

$$k_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n k_i.$$

Затем при наступлении режима ограничения в каналах, коэффициент усиления становится равным

$$k_{\Sigma} = \sum_{i=1}^k k_{огр i} + \sum_{i=n-k}^n k_i.$$

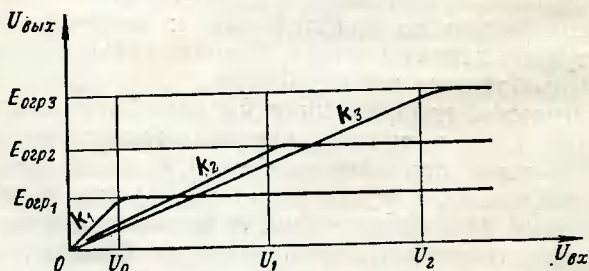


Рис. 5.17. Амплитудные характеристики отдельных каскадов усилителя рис. 5.16.



Распределяя  $k_i$  и  $k_{огр i}$  по каналам, получаем достаточно близкое приближение к закону:

$$U_{\text{ВЫХ}} = K \ln(1 - kU_{\text{ВХ}}).$$

При методе линейной обратной связи для регулирования усиления по логарифмическому закону пользуются нелинейными характеристиками полупроводниковых

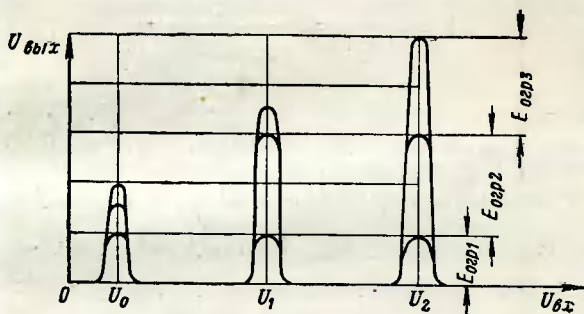


Рис. 5.18. Диаграмма суммирования сигналов логарифмического усилителя, построенного по схеме рис. 5.16.

и ламповых диодов, помещенных в цепи обратной связи. В качестве примера на рис. 5.19 приведена принципиальная схема усилителя видеосигналов с нелинейной

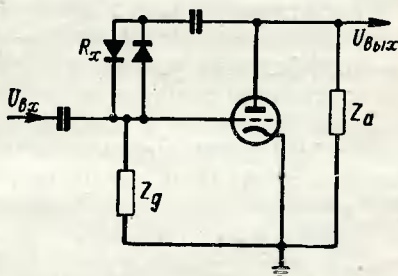


Рис. 5.19. Схема видеоусилителя с логарифмической амплитудной характеристикой.

обратной связью. Как известно, при широкой полосе усиления коэффициент усиления каскада без учета обратной связи равен

$$k = SZ_a.$$

Коэффициент отрицательной обратной связи равен в нашем случае

$$\beta = \frac{-Z_g}{R_x + Z_g}$$

и поэтому коэффициент усиления каскада с включенной отрицательной обратной связью получается равным

$$k_0 = \frac{k}{1 - \beta k} = \frac{SZ}{1 + \frac{SZ_a Z_g}{R_x + Z_g}}.$$

Поскольку сопротивление  $R_x$  нелинейное, т. е.  $R_x = f(U_{\text{вх}} + U_{\text{вых}})$ , то зависимость  $k_0$  от  $U_{\text{вх}}$  получается нелинейной. В самом деле, на сопротивление  $R_x$  воздействует сумма напряжений  $U_{\text{вх}}$  и  $U_{\text{вых}}$  и поэтому

$$R_x = R_x(U_{\text{вх}} + U_{\text{вых}}) = R_x[U_{\text{вх}}(1 + k_0)].$$

Окончательно зависимость получается следующей:

$$k_0 = \frac{SZ_a}{1 + \frac{SZ_a Z_g}{R_x[U_{\text{вх}}(1 + k_0)] + Z_g}}. \quad (5.44)$$

При увеличении  $U_{\text{вх}}$  величина  $R_x$  уменьшается и растет величина обратной связи, из-за чего падает  $k_0$  и замедляется нарастание  $U_{\text{вых}}$ . При  $R_x \gg Z_g$  величина обратной связи практически равна нулю — случай слабых сигналов, а при величине  $R_x \ll Z_g$  — случай сильных сигналов — коэффициент усиления падает до единицы. Подбирая нелинейную характеристику диодов  $R_x = f(U_{\text{вх}})$  и уровни ограничения в каждом каскаде, можно получить логарифмическую характеристику усиления. Для одного каскада необходим следующий закон изменения  $R_x = f(U_{\text{вх}})$ :

$$R_x = Z_a \left( \frac{SZ_g K \ln(1 + k U_{\text{вх}})}{SZ_a U_{\text{вх}} - K \ln(1 + k U_{\text{вх}})} - 1 \right) \quad (5.45)$$

при требуемой зависимости усиления от входного сигнала

$$U_{\text{вых}} = K \ln(1 + k U_{\text{вх}}).$$

Приемник с МАРУ содержит цепочки обратной отрицательной связи с малой постоянной времени, примерно равной длительности импульса, предназначенные для обеспечения постоянного усиления приемника для прира-

щения сигналов целей. При этом МАРУ значительно подавляет средний уровень сильных сигналов. Однако в действительности приемники с МАРУ не обеспечивают полного постоянства усиления приращений сигналов, несколько больше сжимая флюктуации сильных сигналов, что объясняется трудностями синтеза схем МАРУ для импульсных сигналов короче 1 мксек. Поэтому приемники с МАРУ применяются в радиолокаторах СДЦ редко, только для предварительного подавления сильных сигналов с целью уменьшения динамического диапазона сигналов на выходе приемника.

## 5.6. ВЛИЯНИЕ НЕСТАБИЛЬНОСТИ РАБОТЫ УЗЛОВ НА КАЧЕСТВО РАБОТЫ РАДИОЛОКАТОРА СДЦ

Возвращаясь к соотношению (5.33), следует отметить, что при расчете  $m_{A,\varphi}$  необходимо учитывать и влияние нестабильной работы различных узлов радиолокатора селекции движущихся целей. Если известна степень такого влияния в виде величины  $\sigma_{\text{нст}}$ , то

$$m_{A,\varphi} = \frac{\sigma_{\Sigma}}{U_c} = \sqrt{\left(\frac{\sigma_{\Phi}}{U_c}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_a}{U_c}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{U_c}}{U_c}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{\text{ш}}}{U_c}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{\text{нст}}}{U_c}\right)^2}. \quad (5.46)$$

Однако правильнее поставить перед конструктором задачу спроектировать узлы радиолокатора таким образом, чтобы нестабильность их работы не увеличивала глубины хаотической амплитудной и фазовой модуляции сигналов неподвижных целей, которая образуется за счет таких факторов, как флюктуация сложных сигналов, перемещение характеристики направленности и частичной смены участков отражения. Все эти факторы являются внешними по отношению к радиолокатору и поэтому их суммарное влияние согласно (5.33) можно обозначить  $m_{A,\varphi \text{ вн}}$ .

Следовательно, при проектировании следует исходить из соотношения

$$m_{A,\varphi \text{ нст}} < m_{A,\varphi \text{ вн}}. \quad (5.47)$$

Рассмотрим теперь более подробно влияние нестабильной работы основных узлов радиолокатора на постоянство сигналов неподвижных целей. Как уже ука-

зывалось в гл. 3, амплитуда сигнала неподвижной цели определяется соотношением

$$U_m = U_{m\text{кг}} + U_{m2} \cos \varphi_r.$$

Следовательно,

$$\Delta U_m = \frac{\partial U_m}{\partial U_{m\text{кг}}} \Delta U_{m\text{кг}} + \frac{\partial U_m}{\partial U_{m2}} \Delta U_{m2} + \frac{\partial U_m}{\partial \varphi_r} \Delta \varphi_r$$

или

$$\Delta U_m = \Delta U_{m\text{кг}} + \Delta U_{m2} \cos \varphi_r - U_{m2} \sin \varphi_r \Delta \varphi_r.$$

Интересуясь абсолютным значением максимального приращения  $|\Delta U_m|_{\text{макс}}$ , можно для малых  $\Delta U_{m2}$  и  $\Delta \varphi_r$  получить

$$|\Delta U_m|_{\text{макс}} \approx \Delta U_{m\text{кг}} + 0,7 \Delta U_{m2} + 0,7 U_{m2} \Delta \varphi_r,$$

откуда

$$\left| \frac{\Delta U_m}{U_{m2}} \right|_{\text{макс}} = \frac{1}{m} \frac{\Delta U_{m\text{кг}}}{U_{m\text{кг}}} + 0,7 \frac{\Delta U_{m2}}{U_{m2}} + 0,7 \Delta \varphi_r, \quad (5.48)$$

где  $m = \frac{U_{m2}}{U_{m\text{кг}}}$  — соотношение амплитуд отраженного сигнала и когерентного гетеродина.

Считая все величины ( $U_{m\text{кг}}$ ,  $U_{m2}$ ,  $\varphi_r$ ) статистически независимыми, можно перейти к средним квадратическим приращениям:

$$\left| \frac{\sigma_{U_m}}{U_{m2}} \right| = \sqrt{\left( \frac{\sigma_{U_{m\text{кг}}}}{m U_{m\text{кг}}} \right)^2 + \frac{1}{2} \left( \frac{\sigma_{U_{m2}}}{U_{m2}} \right)^2 + \frac{1}{2} \sigma_{\varphi_r}^2}. \quad (5.49)$$

Таким образом, непостоянство амплитуды сигнала неподвижной цели на выходе фазового детектора зависит от стабильности амплитуды когерентного гетеродина, постоянства амплитуды сигналов, отраженных неподвижной целью, и постоянства или стабильности разности фаз отраженного и опорного сигналов. Следует отметить, что стабильность амплитуды опорного сигнала или сигнала когерентного гетеродина легко может быть сделана весьма высокой ( $10^{-3} \div 10^{-4}$ ). Поэтому первое слагаемое по величине будет всегда намного меньше всех остальных и им можно пренебречь. Второе слагаемое определяется целиком перечисленными выше внешними факторами и поэтому с точки зрения влияния стабиль-

ности узлов радиолокатора следует основное внимание уделить третьему слагаемому, зависящему от стабильности фазовых соотношений. Следовательно,

$$\left| \frac{\sigma_{U_m}}{U_{m2}} \right| \approx 0,7\sigma_{\varphi_p} = m_{A\varphi_{\text{нст}}} \leq m_{A,\varphi_{\text{вн}}} \quad (5.50)$$

## 5.7. ТРЕБОВАНИЯ К СТАБИЛЬНОСТИ УЗЛОВ РАДИОЛОКАТОРОВ СДЦ

Как было показано в гл. 3, стабильность фазовых соотношений целиком определяется построением радиолокатора и стабильностью частоты или фазы таких характерных узлов, как генератор высокой частоты, гетеродин, когерентный гетеродин, усилитель мощности, усилитель промежуточной частоты и т. п. Например, для схемы построения радиолокатора, показанной на рис. 3.1, когда фазирование осуществляется от генератора высокой частоты на промежуточной частоте и сравнение также происходит на промежуточной частоте, справедливо соотношение (3.7):

$$\varphi_p(t) = - \int_0^{\tau} \omega_1(t) dt - \int_{\tau}^{t_R} [\omega_T(t) + \omega'_{\text{кг}}(t)] dt - \varphi_{\text{отр}}(t).$$

### Генератор высокой частоты

Рассмотрим разность фаз  $\varphi_p(t)$  в двух соседних периодах повторения, когда круговая частота генератора высокой частоты  $\omega_1(t)$ , или частота гетеродина  $\omega_T(t)$ , или, наконец, частота когерентного гетеродина нестабильна. Например, пусть

$$\omega_1(t) = \omega_{10} + bt, \quad \omega_T(t) = \omega_{T0}, \quad \omega'_{\text{кг}}(t) = \omega'_{\text{кг}0},$$

$$\varphi_{\text{отр}}(t) = \varphi_{\text{отр}},$$

где  $\omega_{10}$  — начальное значение круговой частоты генератора высокой частоты;

$b = \frac{d\omega}{dt} = \text{const}$  — скорость ухода частоты генератора высокой частоты.

В этом случае

$$\Delta\varphi_p = \varphi_p(nT_{\Pi}) - \varphi_p[(n+1)T_{\Pi}] = \\ = \int_{(n+1)T_{\Pi}}^{(n+1)T_{\Pi} + \tau} (\nu_{10} + bt) dt - \int_{nT_{\Pi}}^{nT_{\Pi} + \tau} (\nu_{10} + bt) dt = bT_{\Pi}\tau. \quad (5.51)$$

Исследования [5.9] показывают, что уходы частоты генераторов на малых интервалах времени под воздействием таких дестабилизирующих факторов, как тепловые шумы, флуктуация электронного потока, пульсация источников питания и вибрации, имеют случайный характер. Однако на отрезках времени порядка  $T_{\Pi}$  (примерно  $10^{-3}$  сек) отклонения частоты от среднего значения могут быть удовлетворительно аппроксимированы линейным законом

$$\omega = \omega_0 + bt \quad (5.52)$$

с параметром  $b = \frac{d\omega}{dt}$ , являющимся постоянным в каждой отдельной реализации (в течение  $T_{\Pi}$ ) и распределенным по нормальному закону

$$f(b) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_b} e^{-\frac{b^2}{2\sigma_b^2}}. \quad (5.53)$$

Следовательно, для нахождения среднего квадратического значения разности фаз  $\sigma_{\varphi_p}$  нужно в соотношение (5.51) подставить вместо  $b$  его среднее квадратическое значение  $\sigma_b$ . Таким образом,

$$\sigma_{\varphi_p} = \sigma_b T_{\Pi} \tau. \quad (5.54)$$

Используя затем соотношение (5.50), получаем

$$\sigma_b \leq \frac{1,4m_{A,\varphi_{BH}}}{T_{\Pi}\tau}$$

или

$$\left| \frac{d\omega}{dt} \right|_{\omega\Phi} \leq \frac{1,4m_{A,\varphi_{BH}}}{T_{\Pi}\tau}.$$

Переходя к частоте в герцах, находим

$$\left| \frac{df}{dt} \right|_{\text{эф}} \leq \frac{1,4m_{A,\tau_{\text{вн}}}}{2\pi T_{\text{п}}\tau}. \quad (5.55)$$

Соотношение (5.55) является требованием на допустимую скорость ухода частоты генератора высокой частоты с точки зрения допустимого влияния на постоянство амплитуды импульсов неподвижных целей на выходе фазового детектора. Легко показать, что допустимое среднее квадратическое значение ухода частоты не должно превышать величины

$$\sigma_f \leq \frac{1,4m_{A,\tau_{\text{вн}}}}{2\pi\tau}. \quad (5.56)$$

Однако, когда даже на малых отрезках не удастся аппроксимировать изменение частоты линейным законом, можно использовать для аппроксимации гармонический закон. Такой случай встречается при учете влияния пульсаций источников питания, вибраций и акустических воздействий. Здесь следует обратить особое внимание на соотношение и взаимную фазировку импульсов отраженного сигнала, следующих с периодом  $T_{\text{п}}$ , и дестабилизирующего воздействия, прикладываемого к генератору с частотой  $F$ .

При аппроксимации закона изменения частоты соотношением

$$\omega = \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2} \cos(\Omega t + \theta) \quad (5.57)$$

мешающее действие может совпадать или не совпадать с колебаниями частоты  $F_{\text{п}}$ , а также находиться в кратных и некратных соотношениях с ними. Вычисляя  $\Delta\varphi_{\text{р}}$  для соотношения (5.57), получаем

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{\text{р}} = \frac{\Delta\omega}{2\Omega} \{ \sin(\Omega\tau + \theta) - \sin\theta + \sin(\Omega T_{\text{п}} + \theta) - \\ - \sin[\Omega(T_{\text{п}} + \tau) + \theta] \}. \end{aligned} \quad (5.58)$$

С помощью простейших тригонометрических преобразований можно найти выражение

$$\Delta\varphi_{\text{р}} = -\frac{2\Delta\omega}{\Omega} \sin \frac{\Omega\tau}{2} \sin \frac{\Omega T_{\text{п}}}{2} \sin \left[ \Omega \frac{(T_{\text{п}} + \tau)}{2} + \theta \right]. \quad (5.59)$$



Поскольку фазировка зондирующих и отраженных импульсов с дестабилизирующим фактором, учитываемая сдвигом фазы  $\theta$ , может быть любой и, вообще говоря, нам не известна, можно считать  $\theta$  случайной и равномерно распределенной в пределах  $2\pi$  величиной. Тогда, интересуясь лишь величиной (абсолютной) изменения фазы  $\Delta\varphi_p$ , можно получить

$$|\overline{\Delta\varphi_p}| = \frac{4\Delta\omega}{\pi\Omega} \sin \frac{\Omega\tau}{2} \sin \frac{\Omega T_n}{2}. \quad (5.60)$$

Максимальное изменение разности фаз за период повторения будет при  $\frac{\Omega T_n}{2} = \frac{2n-1}{2} \pi$ , где  $n=1, 2, 3, \dots$ , т. е. при нечетном полукратном соотношении частоты дестабилизирующего фактора  $F$  и частоты повторения  $F_n$ :

$$F = \frac{2n-1}{2} F_n.$$

В этом случае

$$|\overline{\Delta\varphi_p}|_{\max} = \frac{4\Delta\omega}{\pi\Omega} \sin \frac{\Omega\tau}{2} \quad (5.61)$$

или для малых  $\Omega\tau$  ( $\frac{\Omega\tau}{2} < \frac{\pi}{6}$ )

$$|\overline{\Delta\varphi_p}|_{\max} = \frac{2\Delta\omega\tau}{\pi}. \quad (5.62)$$

Приращение фазы будет отсутствовать при кратном соотношении частоты дестабилизирующего фактора  $F$  и частоты повторения  $F_n$ , т. е. при

$$\frac{\Omega T_n}{2} = n\pi, \text{ где } n=0, 1, 2, \dots$$

или

$$F = nF_n.$$

В этом случае согласно (5.59) и (5.60)

$$\Delta\varphi_p = |\overline{\Delta\varphi_p}| = 0.$$

Используя соотношения (5.55) и (5.62) и обозначая индекс модуляции  $m_\Omega = \frac{\Delta\omega}{2\Omega}$ , получаем требование на допустимую величину этого индекса:

$$m_\Omega \leq \frac{m_{A,\varphi_{вн}}}{5,6\tau F}. \quad (5.63)$$

Чтобы представить жесткость требований на стабильность генератора высокой частоты, рассмотрим пример. Пусть генератор работает на  $\lambda = 3$  см или  $f = 10^{10}$  гц с длительностью импульса 1 мксек и с частотой повторения 1000 гц, и пусть коэффициент модуляции сигналов неподвижных целей  $m_{A, \varphi_{вн}}$  за счет внешних факторов равен  $10^{-2}$ . Используя соотношения (5.59), (5.60) и (5.63), находим

$$\left| \frac{df_1}{dt} \right|_{\varphi} \leq 2,2 \text{ Мгц/сек},$$

$$\sigma_{f1} \leq 2,2 \text{ кгц},$$

$$m_{\Omega} \leq 4,5$$

или для  $F = 400$  гц девиация частоты равна  $\Delta f = 3,6$  кгц.

Для генератора высокой частоты, например магнетрона, работающего на частоте  $f = 10^{10}$  гц, эти требования являются очень жесткими. Даже за счет электронного сдвига частоты при нестабильности амплитуды модулирующих импульсов может получиться больший уход частоты (см. табл. 5.3). В самом деле, типовые значения электронных сдвигов частоты для магнетронов равны  $\frac{df}{dI} = 0,1 \div 30 \frac{\text{Мгц}}{a}$  [5.10, 5.11], следовательно, для нашего примера при  $\frac{df}{dI} = 2,2 \frac{\text{Мгц}}{a}$  допустимы значения тока в импульсе в  $10^{-3} a$ , или 1 ма.

Если представить рабочую характеристику магнетрона в виде соотношения

$$I_a = f(E_a), \quad (5.64)$$

тогда

$$\Delta I_a = \frac{\partial I_a}{\partial E_a} \Delta E_a = \frac{1}{R_{мд}} \Delta E_a,$$

где  $R_{мд}$  — внутреннее динамическое сопротивление магнетрона.

С другой стороны,  $I_a$  в окрестности рабочей точки на характеристике можно представить как

$$I_a = \frac{E_a}{R_{мст}},$$

где  $R_{мст}$  — внутреннее статическое сопротивление магнетрона.

Следовательно,

$$\frac{\Delta I_a}{I_a} = \frac{R_{\text{м ст}}}{R_{\text{м д}}} \cdot \frac{\Delta E_a}{E_a} \quad (5.65)$$

или

$$\frac{\Delta E}{E_a} = \frac{R_{\text{м д}}}{R_{\text{м ст}}} \cdot \frac{\Delta I_a}{I_a}.$$

Обычно  $\frac{R_{\text{м ст}}}{R_{\text{м д}}} \approx 5 \div 10$ , а  $I_a \approx 10$  а, поэтому в нашем примере получаем:

$$\frac{\Delta E_a}{E_a} \approx 10^{-5}$$

или с учетом того, что  $E_a$  обычно больше  $10^4$  в, нестабильность импульса модулятора не должна превышать 10 в. Это очень тяжелое требование.

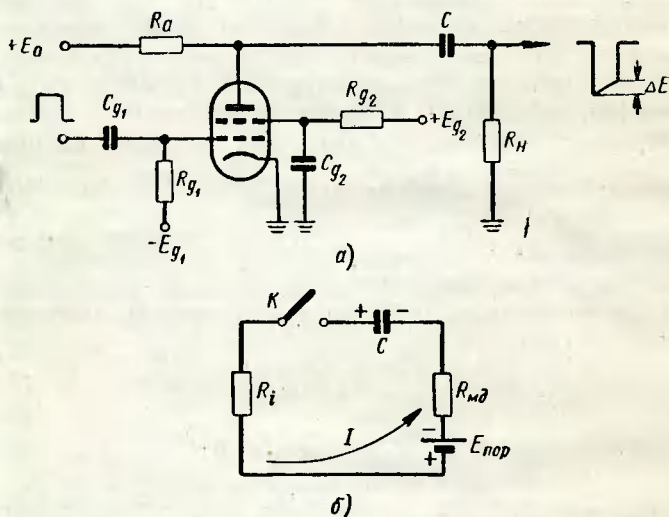


Рис. 5.20. Схема импульсного модулятора с частичным разрядом емкости:

а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема разряда емкости.

При использовании в качестве модулятора для магнетрона емкостного накопителя с частичным разрядом емкости (см. рис. 5.20,а) основной причиной изменения амплитуды импульса будет недостаточно большая по-

стоянная времени разряда. Увеличение этой постоянной времени сводится к увеличению накопительной емкости, что приводит к росту габаритов и веса передатчика. Можно показать, что за время  $\tau$  ток через магнетрон (рис. 5.20,б) изменяется на величину

$$\Delta I_a = \frac{E_0 - E_{\text{пор}}}{R_i + R_{\text{мд}}} \left[ 1 - \exp \left( -\frac{\tau}{(R_i + R_{\text{мд}}) C} \right) \right] \quad (5.66)$$

или при  $(R_i + R_{\text{мд}}) C \gg \tau$

$$\Delta I_a \approx \frac{E_0 - E_{\text{пор}}}{R_i + R_{\text{мд}}} \cdot \frac{\tau}{(R_i + R_{\text{мд}}) C}, \quad (5.67)$$

где  $E_0$  — начальное напряжение импульса;

$E_{\text{пор}}$  — пороговое напряжение, соответствующее началу генерации магнетрона;

$R_i$  — внутреннее сопротивление лампы модулятора;

$R_{\text{мд}}$  — динамическое сопротивление магнетрона;

$C$  — емкость накопительного конденсатора.

Зная необходимую величину  $\Delta I_a$ , можно подобрать величину  $C$ , обеспечивающую заданное  $\Delta I_a$ .

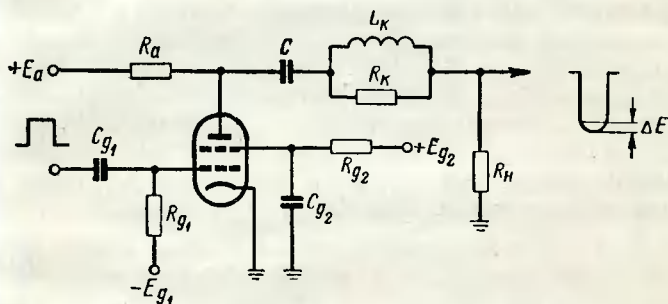


Рис. 5.21. Схема импульсного модулятора с частичным разрядом емкости с корректирующей цепочкой.

Используя корректирующие цепочки, удастся сделать разряд накопительной емкости более медленным. В качестве примера на рис. 5.21 приведена схема коррекции [5.11, 5.12] вершины импульса с помощью индуктивной

цепочки. В этом случае можно показать, что наименьшее изменение тока будет равно

$$\Delta I_a \approx \frac{E_0 - E_{\text{пор}}}{R_i + R_{\text{мд}} + R_k} \cdot \frac{\tau}{\frac{C}{L_k} - \frac{1}{R_k}} C \quad (5.68)$$

при выполнении условия

$$\frac{\tau}{(R_i + R_{\text{мд}} + R_k) C} = \frac{\frac{1}{L_k C} - \frac{1}{C^2 R_k^2}}{\frac{1}{L_k C} - \frac{1}{2} \left[ \frac{(R_i + R_{\text{мд}}) R_k}{L_k^2} - \frac{1}{R_k^2 C^2} \right]}$$

При одинаковых  $\Delta I_a$  в схеме рис. 5.21 может использоваться конденсатор меньшей емкости. Правда, схема должна рассчитываться на большее напряжение  $E_0$ , поскольку на корректирующей цепочке падает некоторое напряжение и коэффициент полезного действия схемы снижается. Аналогичные выкладки могут быть произведены для нахождения влияния неустойчивости других типов модуляторов, а также для других типов генераторов высокой частоты. Некоторые характеристики генераторов сведены в табл. 5.3 [5.13]. Кроме непостоянства напряжений или токов источников питания на стабильность частоты и фазы генераторов высокой частоты влияют непостоянство нагрузки, вибрации и акустические воздействия. Уход частоты при изменении нагрузки называется затягиванием частоты. Например, величину затягивания частоты магнетрона характеризуют максимальным изменением частоты  $F$  при изменении фазы коэффициента отражения на  $2\pi$  [5.11]:

$$F = \frac{6}{5} F_0 \frac{m^2 - 1}{m}, \quad (5.69)$$

где  $F_0$  — коэффициент затягивания частоты при  $m = 1,5$  или коэффициенте отражения  $K = 0,2$ ;

$m$  — коэффициент стоячей волны в фидере, соединяющем генератор с нагрузкой.

Изменение нагрузки, или, что то же самое, изменение  $m$ , чаще всего происходит в режиме обзора за счет нарушения согласования вращающихся сочленений фидерных линий. Эффективной мерой борьбы с затягива-

Генератор	Чувствительность	Связь с нестабильностью источника питания модулятора
Магнетрон	$\frac{\Delta f}{f} = (0,001 - 0,003) \frac{\Delta I_a}{I_a}$	$\frac{\Delta I_a}{I_a} = \frac{R_{мст}}{R_{мд}} \frac{\Delta E_a}{E_a} =$ $= 2 \frac{\Delta E_0}{E_0}$
Стабилитрон	$\frac{\Delta f}{f} = (0,004) \frac{\Delta I_a}{I_a}$	
Амплитрон	$\Delta \varphi = 0,004 \frac{\Delta I_a}{I_a}$	
Клистрон	$\Delta \varphi = 0,09 \frac{\Delta E_a}{E_a}$	$\frac{\Delta E_a}{E_a} \approx 0,8 \frac{\Delta E_0}{E_0}$
ЛБВ	$\Delta \varphi = 0,12 \frac{\Delta E_a}{E_a}$	
Триод	$\Delta \varphi = 0,005 \frac{\Delta I_a}{I_a}$	$\frac{\Delta I_a}{I_a} = \frac{\Delta E_0}{E_0}$
Тетрод	$\Delta \varphi = (0 - 0,005) \frac{\Delta I_a}{I_a}$	

нием частоты является использование однонаправленных развязывающих элементов, например ферритовых циркуляторов или вентилях. Для устранения влияния вибраций и акустических воздействий, используют эффективно действующие амортизацию и акустическую изоляцию.

Кроме нестабильности частоты генератора высокой частоты от периода к периоду повторения большую роль играют уходы частоты в течение одного импульса. В самом деле при сложной неподвижной протяженной цели (поверхность земли, облака и т. п.) за счет изменения частоты внутри импульса фазовые соотношения сигналов отдельных отражателей, находящихся в пределах объема импульсного пакета, могут измениться на величину

$$\Delta \varphi = \tau \Delta \omega,$$

где  $\tau$  — длительность импульса;

$\Delta \omega$  — уход частоты за время импульса.

Вследствие этого флюктуация амплитуды суммарного сигнала может возрасти из-за углубления интерференции колебаний отдельных отражателей, особенно при их произвольном расположении. Произойдет дополнительное ослабление корреляционных связей сигналов в соседних периодах, функция корреляции сузится, а спектр флюктуаций расширится. Поэтому следует ограничивать этот процесс путем стабилизации частоты колебаний внутри импульса, т. е.

$$\Delta\varphi \leq m_{A,\varphi_{\text{вн}}}.$$

откуда

$$\Delta f \leq \frac{m_{A,\varphi_{\text{вн}}}}{2\pi\tau}. \quad (5.70)$$

В случае отражения лишь от точечных целей можно потребовать, чтобы колебания частоты интерференции, равной уходу частоты за время импульса, имели период, по крайней мере в 4 раза больший длительности импульса. Тогда

$$\Delta f \leq \frac{1}{4\tau}. \quad (5.71)$$

Наконец, в ряде случаев приходится учитывать и ограничивать уход частоты передатчика в связи с ограниченностью полосы фазовой синхронизации когерентного гетеродина. Очевидно,

$$\Delta f \leq \Delta f_{\text{ф.с}}, \quad (5.72)$$

где  $\Delta f_{\text{ф.с}}$  — полоса фазовой синхронизации когерентного гетеродина, обычно составляющая несколько процентов от частоты когерентного гетеродина.

Для оценки этих требований зададимся следующими условиями: длительность импульса равна 1 мксек,  $m_{A,\varphi} = 10^{-2}$ , полоса фазовой синхронизации когерентного гетеродина, работающего на частоте 30 Мгц, составляет 5% частоты, или 1,5 Мгц. Тогда, согласно соотношениям (5.70), (5.71) и (5.72):

$$\Delta f \leq 1,6 \text{ кгц},$$

$$\Delta f \leq 250 \text{ кгц},$$

$$\Delta f \leq 1,5 \text{ Мгц}.$$



Как видим, наиболее жесткое требование на стабильность ставится условием ограничения декорреляции сигналов сложных протяженных целей. Это условие довольно близко в количественном выражении к условию (5.56).

В истинно когерентных системах, работающих по схеме задающий генератор — усилитель мощности (рис. 3.2), при расчете требований на стабильность частоты или фазы передающего устройства следует учитывать непостоянство фазовых набегов в каскадах умножителя и усилителя. При анализе работы радиолокатора, построенного по схеме рис. 3.2, было показано, что в выражение разности фаз отраженного и прямого сигналов входит сдвиг фазы в передатчике  $\varphi_{\Pi}$  [выражение (3.13)]. Очевидно, в этот сдвиг фазы войдут все сдвиги фазы в отдельных каскадах передатчика:

$$\varphi_{\Pi} = \varphi_{\text{УМ}} + \varphi_{\text{УВЧ}} + \varphi_{\text{УМН}}, \quad (5.73)$$

где  $\varphi_{\text{УМ}}$  — сдвиг фазы в усилителе мощности;

$\varphi_{\text{УВЧ}}$  — сдвиг фазы в усилителе высокой частоты;

$\varphi_{\text{УМН}}$  — сдвиг фазы в умножителе частоты (если он имеется в передатчике).

При наличии нестабильности фазовых сдвигов в каскадах при сравнении напряжений в фазовом детекторе получается нестабильность амплитуды сигнала неподвижной цели. Поэтому, как и раньше, следует величину непостоянства сдвига фазы ограничить:

$$\Delta\varphi_{\Pi} = \Delta\varphi_{\text{УМ}} + \Delta\varphi_{\text{УВЧ}} + \Delta\varphi_{\text{УМН}} \leq m_{A, \varphi_{\text{ВН}}}.$$

При случайном и независимом характере фазовых набегов в отдельных каскадах можно считать

$$\sigma_{\varphi_{\Pi}} = \sqrt{\sigma_{\varphi_{\text{УМ}}}^2 + \sigma_{\varphi_{\text{УВЧ}}}^2 + \sigma_{\varphi_{\text{УМН}}}^2} \leq m_{A, \varphi_{\text{ВН}}}. \quad (5.74)$$

### Когерентный гетеродин

Рассмотрим требования на стабильность частоты когерентного гетеродина. В этом случае, при стабильной работе передатчика и гетеродина, изменение разности фаз на элементе сравнения (фазовый детектор) за период повторения будет определяться соотношением

$$\Delta\varphi_{\text{Р}} = \int_{(n+1)T_{\Pi} + \tau}^{(n+1)T_{\Pi} + \tau + T_{\text{Р}}} \omega'_{\text{КГ}}(t) dt - \int_{nT_{\Pi} + \tau}^{nT_{\Pi} + \tau + T_{\text{Р}}} \omega'_{\text{КГ}}(t) dt. \quad (5.75)$$

Используя линейную аппроксимацию закона ухода частоты, получаем:

$$\Delta\varphi_p = bT_{\Pi}t_R.$$

С учетом случайного характера уходов частоты

$$\sigma_{\varphi_p} = \sigma_b T_{\Pi} t_R.$$

Используем соотношение (5.50), тогда

$$\sigma_b \leq \frac{1,4m_{A, \varphi_{\text{вн}}}}{T_{\Pi} t_R}$$

или

$$\left| \frac{d\omega}{dt} \right|_{\text{эф}} \leq \frac{1,4m_{A, \varphi_{\text{вн}}}}{T_{\Pi} t_R}.$$

Переходя к частоте в герцах и максимальному расстоянию, находим

$$\left| \frac{df}{dt} \right|_{\text{эф}} \leq \frac{1,4m_{A, \varphi_{\text{вн}}}}{2\pi T_{\Pi} t_{R \text{ макс}}} \quad (5.76)$$

Значение среднего квадратического ухода частоты за период повторения определяется соотношением

$$|\sigma_f| \leq \frac{1,4m_{A, \varphi_{\text{вн}}}}{2\pi t_{R \text{ макс}}} \quad (5.77)$$

При гармонической аппроксимации закона ухода частоты получаем соотношение, аналогичное соотношению (5.60):

$$|\overline{\Delta\varphi_p}| = \frac{4\Delta\omega}{\pi\Omega} \sin \frac{\Omega t_R}{2} \sin \frac{\Omega T_{\Pi}}{2}. \quad (5.78)$$

Отыскивая максимальное изменение фазы, т. е. анализируя самый неблагоприятный случай, можно считать, что

$$|\overline{\Delta\varphi_p}|_{\text{макс}} = \frac{4\Delta\omega}{\pi\Omega} = \frac{4}{\pi} m_{\Omega}. \quad (5.79)$$

С другой стороны, при случайном характере гармонического закона можно перейти к среднему квадратическому значению  $m_{\Omega}$ , тогда

$$\sigma_{\varphi_p} = \frac{4}{\pi} \sigma_{m_{\Omega}}. \quad (5.80)$$

Следовательно,

$$\sigma_{m\Omega} \leq \frac{\pi}{4} 1,4 m_{A, \varphi_{BH}}$$

или

$$\sigma_{m\Omega} \leq \frac{1,4\pi}{4} m_{A, \varphi_{BH}}. \quad (5.81)$$

Жесткость требований к стабильности частоты когерентного гетеродина можно оценить, рассмотрев следующий пример. Пусть  $\lambda = 3$  см,  $f = 10^{10}$  гц,  $\tau = 1$  мксек,  $T_{II} = 10^{-3}$  сек,  $t_{R \text{ макс}} = 500$  мксек;  $m_{A, \varphi_{BH}} = 10^{-2}$ , тогда

$$\left| \frac{df_{\text{гг}}}{dt} \right|_{\Phi} \leq 45 \text{ кгц/сек},$$

$$|\sigma_f| \leq 45 \text{ гц},$$

$$\sigma_{m\Omega} \leq 1,1 \cdot 10^{-2}.$$

Видно, что требования к когерентному гетеродину оказываются более жесткими, чем требования к передатчику. Поэтому и предпочитают выполнять когерентный гетеродин на промежуточной частоте. В самом деле, при работе когерентного гетеродина на несущей частоте относительная стабильность должна быть не менее  $\frac{\sigma_f}{f} \approx 4,5 \cdot 10^{-9}$ , а при работе на промежуточной частоте (например,  $f_{II} = 30 \cdot 10^6$  гц) только  $\frac{\sigma_f}{f_{II}} \approx 1,5 \cdot 10^{-6}$ .

Выбор схем построения и режимы работы когерентных гетеродинов на промежуточной частоте были рассмотрены в гл. 3. Поэтому здесь мы подробнее разберем особенности построения когерентных гетеродинов при компенсации эффекта собственного движения радиолокатора, т. е. при использовании фазосдвигающего блока. При выполнении фазосдвигающего блока по схеме смесителя возникает осложнение, заключающееся в том, что поправки в зависимости от угла  $\alpha$  могут иметь разный знак, т. е.

$$f_{D \text{ макс}} = \pm \frac{2v}{\lambda}.$$

Для устранения этого затруднения можно выполнить фазосдвигающий блок по схеме смесителя с интерполяционным генератором [5.4] (рис. 5.22).

Счетно-решающий прибор управляет частотой гетеродина  $\Gamma_3$ , работающего в диапазоне частоты  $2f_{\text{Д макс}} = \frac{v}{\lambda}$ , изменяет частоту по закону  $f_{\Gamma_3} = f_{\Gamma_1} + \frac{2v}{\lambda} \cos \alpha \cos \beta$ . Отрицательные доплеровские поправки получаются путем вычитания при преобразовании из доплеровской поправки

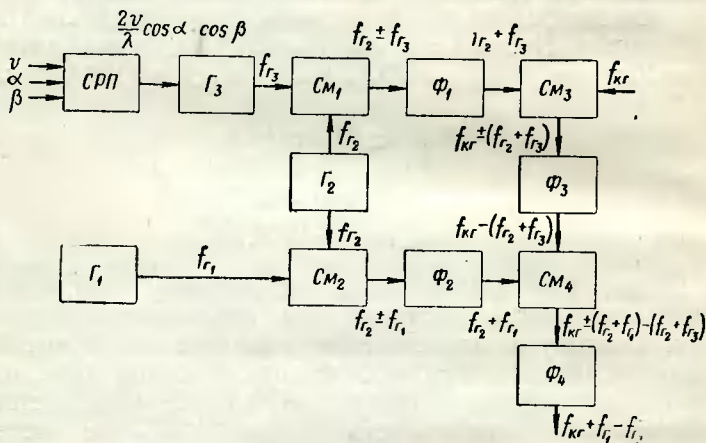


Рис. 5.22. Блок-схема фазосдвигающего блока с интерполяционным генератором:

$\Gamma_1$ —генератор колебаний частоты  $f_{\Gamma_1}$ ;  $\Gamma_2$ —генератор колебаний частоты  $f_{\Gamma_2}$ ;  $\Gamma_3$ —генератор переменной частоты;  $SM_1$ —смеситель предварительного преобразования;  $SM_2$ —смеситель предварительного преобразования;  $SM_3$ —смеситель когерентного гетеродина;  $SM_4$ —смеситель выходного сигнала;  $\Phi_1$ —кварцевый полосовой фильтр;  $\Phi_2$ —узкополосный фильтр;  $\Phi_3$ —фильтр боковой составляющей;  $\Phi_4$ —фильтр выходного сигнала.

частоты первого гетеродина  $f_{\Gamma_1}$ . Следовательно, частота поправки Допплера в каждый момент времени равна

$$f_{\text{Д}} = f_{\Gamma_3} - f_{\Gamma_1} = \frac{2v}{\lambda} \cos \alpha \cos \beta. \quad (5.82)$$

Для формирования такого сигнала используется метод двойного преобразования частоты. В смесителях  $SM_1$  и  $SM_2$  осуществляется предварительное преобразование сигналов первого и третьего гетеродинов на частоты  $f_{\Gamma_2} \pm f_{\Gamma_3}$  и  $f_{\Gamma_2} \pm f_{\Gamma_1}$ , причем частота  $f_{\Gamma_2}$  выбирается исходя

из условия наилучшей фильтрации верхних боковых составляющих преобразованных сигналов. Фильтрация выполняется с помощью кварцевого полосового фильтра (с полосой  $\Delta f_{г3}$ )  $\Phi_1$  и узкополосного фильтра  $\Phi_2$ . В смесителе  $СМ_3$  смешиваются сигналы когерентного гетеродина и сигнала на частоте  $f_{г2} + f_{г3}$ . В результате получается преобразованный сигнал на частоте

$$f_{кг} \pm (f_{г2} + f_{г3}).$$

С помощью полосового фильтра  $\Phi_3$  выделяется нижняя боковая составляющая  $f_{кг} - (f_{г2} + f_{г3})$ , которая используется для следующего преобразования в смесителе  $СМ_4$  с сигналом частоты  $f_{г2} + f_{г1}$ . На выходе фильтра  $\Phi_4$  выделяется сигнал частоты

$$f_{кг} - (f_{г2} + f_{г3}) + (f_{г2} + f_{г1}) = f_{кг} + f_{г1} - f_{г3}, \quad (5.83)$$

т. е.

$$f'_{кг} = f_{кг} - \frac{2v}{\lambda} \cos \alpha \cos \beta.$$

При таком методе введения доплеровской поправки точность и эффективность компенсации эффекта движения радиолокатора будет зависеть от стабильности частоты когерентного гетеродина, гетеродина  $\Gamma_1$  и стабильности частоты и постоянства модуляционной характеристики генератора  $\Gamma_3$ . В самом деле

$$\Delta f'_{кг} = \Delta f_{кг} + \Delta f_{г1} - \Delta f_{г3} \quad (5.84)$$

и при случайном и независимом характере уходов

$$\sigma_{f'_{кг}} = \sqrt{\sigma_{f_{кг}}^2 + \sigma_{f_{г1}}^2 + \sigma_{f_{г3}}^2}. \quad (5.85)$$

При заданной точности компенсации движения радиолокатора (например,  $\gamma = 0,025\%$ ) и равноценности всех трех генераторов можно считать, что

$$\frac{\sigma_f}{f} < \frac{\gamma}{\sqrt{3}}. \quad (5.86)$$

Для нашего примера:

$\frac{\sigma_{f'_{кг}}}{f'_{кг}} < \frac{\gamma}{\sqrt{3}} = 4,6 \cdot 10^{-5}$ ; поскольку  $f'_{кг} \approx 30 \cdot 10^8$  гц, это требование не особенно тяжелое:

$\frac{\sigma_{f_{r1}}}{f_{r1}} < \frac{\gamma}{\sqrt{3}} = 4,6 \cdot 10^{-5}$ ; поскольку  $f_{r1} \approx 70$  кГц, это требование также не является тяжелым;

$\frac{\sigma_{f_{r3}}}{f_{r3}} < \frac{\gamma}{\sqrt{3}} = 4,6 \cdot 10^{-5}$ , поскольку  $f_{r3} \approx 70$  кГц, это требование не тяжелое, но, так как генератор перестраиваемый, его трудно осуществить простыми техническими средствами.

Следует иметь в виду, что все эти требования на стабильность долговременны, т. е. имеется в виду стабильность частоты на отрезках времени в несколько часов и более.

### Гетеродин

Рассмотрим требования на стабильность частоты гетеродина. В этом случае при оговоренных ранее условиях

$$\Delta\varphi_p = \int_{(n+1)T_n + \tau}^{(n+1)T_n + \tau + t_R} \omega_r(t) dt - \int_{nT_n + \tau}^{nT_n + \tau + t_R} \omega_r(t) dt. \quad (5.87)$$

Используя линейную аппроксимацию закона ухода частоты, так же как и для когерентного гетеродина, получаем

$$\sigma_b < \frac{1,4m_{A, \varphi_{BH}}}{T_n t_R}$$

или

$$\left| \frac{d\omega_r}{dt} \right|_{\text{эф}} < \frac{1,4m_{A, \varphi_{BH}}}{T_n t_R}.$$

Для частоты, выраженной в герцах, и максимального расстояния находим

$$\left| \frac{df_r}{dt} \right|_{\text{эф}} \leq \frac{1,4m_{A, \varphi_{BH}}}{2\pi T_n t_{R \text{ макс}}}. \quad (5.88)$$

Для ухода частоты

$$\sigma_{f_r} \leq \frac{1,4m_{A, \varphi_{BH}}}{2\pi t_{R \text{ макс}}}. \quad (5.89)$$

И, наконец, для гармонического закона изменения частоты получаем:

$$\sigma_{m\Omega} \leq \frac{1,4\pi}{4} m_{A, \varphi_{BH}}. \quad (5.90)$$

Используя данные примера, относившегося к случаю когерентного гетеродина, вычислим допустимые величины средних квадратических значений скорости ухода частоты, ухода частоты и индекса модуляции:

$$\left| \frac{df_r}{dt} \right|_{\varphi\Phi} \leq 45 \text{ кгц/сек},$$

$$\sigma_{f_r} \leq 45 \text{ гц},$$

$$m_{\Omega} \leq 1,1 \cdot 10^{-2}.$$

Величины получились такими же, как и в случае когерентного гетеродина. Однако по отношению к гетеродину полученные требования являются чрезвычайно жесткими, поскольку гетеродин работает на высокой частоте ( $10^{10}$  гц). Следовательно, относительная кратковременная стабильность гетеродина должна быть

$$\frac{\sigma_{f_r}}{f_r} \approx 4,5 \cdot 10^{-9}.$$

Такая высокая требуемая стабильность, хотя и кратковременная, чрезвычайно усложняет проблему технической реализации гетеродина.

В настоящее время имеются следующие основные типы стабильных гетеродинов СВЧ:

- генераторы с кварцевой стабилизацией;
- генераторы, стабилизированные объемными высокочастотными контурами;
- генераторы с автоподстройкой частоты на волноводных дискриминаторах;
- генераторы с фазовой автоподстройкой.

*Генераторы с кварцевой стабилизацией* основаны на принципе умножения частоты задающего стабильного кварцевого генератора, т. е., по существу, используют гармонику колебания этого генератора. Обычно такие генераторы состоят из кварцевого генератора на частоте в несколько мегагерц или десятков мегагерц и цепочки электронных или кристаллических умножителей частоты



(рис. 5.23). Например, при использовании кварцевого генератора на частоте  $f_0 = 10 \text{ МГц}$  и частоте гетеродинов  $f_r = 10^{10} \text{ гц}$  общий коэффициент умножения устройства достигает величины

$$N_{\Sigma} = \prod_{i=1}^m N_i = \frac{f_r}{f_0} \approx 10^3. \quad (5.91)$$

При этом уход частоты определится как

$$\sigma_{f_r} = N_{\Sigma} \sigma_{f_0}. \quad (5.92)$$

Относительный же уход частоты, или относительная стабильность, останется неизменным:

$$\frac{\sigma_{f_r}}{f_r} = \frac{N_{\Sigma} \sigma_{f_0}}{f_r} = \frac{N_{\Sigma} \sigma_{f_0}}{N_{\Sigma} f_0} = \frac{\sigma_{f_0}}{f_0}. \quad (5.93)$$

Следовательно, требования на относительную стабильность задающего генератора такие же, как и на стабильность всего гетеродина, т. е.

$$\frac{\sigma_{f_r}}{f_r} = \frac{\sigma_{f_0}}{f_0} \leq 4,5 \cdot 10^{-9}.$$

Поэтому в качестве задающего генератора используются обычно кварцевые генераторы, имеющие достаточно высокую кратковременную стабильность частоты [5.14].

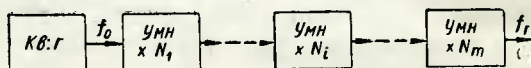


Рис. 5.23. Блок-схема гетеродина, построенного по принципу умножения частоты:

Кв. г. — кварцевый генератор;  $УМН \times N_1$ ,  $УМН \times N_i$ ,  $УМН \times N_m$  — каскады умножения частоты.

При проектировании цепочки умножителей частоты необходимо уменьшать коэффициент умножения на один каскад с точки зрения получения достаточной интенсивности выделяемой гармоники. Известно, что с увеличением кратности умножения амплитуда и мощность гармоники падают. С другой стороны, уменьшение величины коэффициента умножения на каскад ведет к увеличению числа каскадов умножителя. Это приводит к усилению влияния непостоянства фазовых и амплитудных характеристик на стабильность результирующих коле-

баний. Кроме того, неидеальная фильтрация соседних гармоник ( $i-1$ ) и ( $i+1$ ) при большом числе каскадов вызывает повышенную паразитную фазовую флюктуацию, вернее модуляцию результирующего колебания [5.15]. Поэтому с точки зрения уменьшения числа каскадов в цепочке умножителей желательно увеличивать частоты задающего генератора и кратность умножения на каскад. Увеличению частоты задающего кварцевого генератора препятствует уменьшение толщины пластинки кварцевых резонаторов. Это затруднение можно обойти, используя кварцевые генераторы, работающие на механических обертонах кварцевого резонатора [5.16, 5.17 и 5.18].

В настоящее время существуют кварцевые генераторы на обертонах, работающие на частотах до 200 МГц [5.19, 5.20]. Повышение кратности умножения на каскад без значительных потерь в мощности выделяемой гармоники может быть достигнуто, например, использованием радиоимпульсных умножителей частоты [5.21], кристаллических умножителей частоты [5.22] и умножителей частоты на клистронах [5.23].

Измерение стабильности частоты подобных устройств позволяют сделать заключение о том, что уходы частоты результирующих колебаний не превышают десятков герц [5.24].

В качестве гетеродинов, стабилизированных объемным высокодобротным контуром, чаще всего используются отражательные клистроны [5.26]. Для оценки эффективности стабилизации частоты используется так называемый коэффициент стабилизации

$$\frac{\sigma_{f_n}}{\sigma_{f_c}} = S, \quad (5.94)$$

где  $\sigma_{f_n}$  — уходы частоты нестабилизированного генератора;

$\sigma_{f_c}$  — уходы частоты стабилизированного генератора.

Для стабилизации с помощью объемного контура справедливо соотношение

$$S = 1 + \frac{Q_p}{Q_r}, \quad (5.95)$$

где  $Q_p$  — внешняя добротность стабилизирующего резонатора;

$Q_r$  — внешняя добротность контура генератора.

Схема подключения стабилизирующего резонатора может быть различной. Часто применяют параллельное и последовательное включение стабилизирующего контура (рис. 5.24).

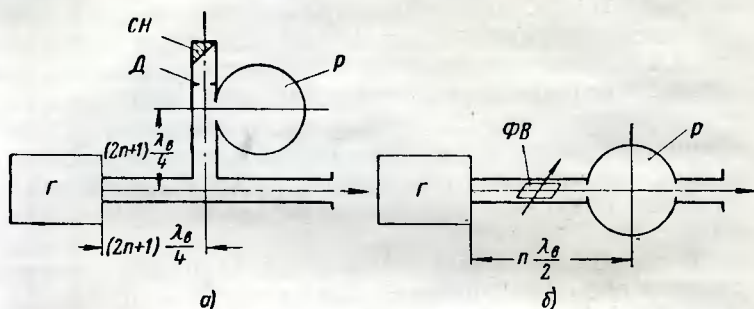


Рис. 5.24. Схемы построения гетеродинов со стабилизацией объемными резонаторами:

а — с параллельным включением резонатора; б — с последовательным включением резонатора; Г — генератор; Р — резонатор; Д — диафрагма; СН — согласования нагрузка; ФВ — фазовращатель.

Система стабилизации с помощью объемных резонаторов позволяют получать коэффициенты стабилизации, достигающие до 10—50; они сравнительно просты конструктивно, безынерционны и весьма надежны. К недостаткам следует отнести небольшие величины  $S$  и малую диапазонность [5.26]. В табл. 5.4 приведены характерные значения скорости уходов частоты и уходов частоты нестабилизированных и стабилизированных отражательных клистронов [5.4, 5.8].

Таблица 5.4

Тип гетеродина	$\left(\frac{df}{dt}\right)_{\text{макс}}$ , кГц/сек	$\Delta f_{\text{макс}}$ , гц
Нестабилизированные $\lambda = 10$ см	150	1 250
Стабилизированные $\lambda = 10$ см	3	250
Нестабилизированные $\lambda = 3$ см	8 000	—
Стабилизированные $\lambda = 3$ см	20	—

Устройства стабилизации частоты генераторов с помощью волноводных дискриминаторов обычно используют в качестве генераторов отражательные клистроны,

а в качестве дискриминаторов — двойные тройники с объемным резонатором [5.27]. Одна из возможных схем построения такого устройства показана на рис. 5.25. Устройство работает следующим образом. Клистронный генератор генерирует колебания, близкие к частоте эталонного резонатора волноводного дискриминатора. Через направленный ответвитель колебания клистрона попадают в плечо  $H$  двойного мостового соединения, в плечи  $E$  и  $H$  которого включены кристаллические детекто-

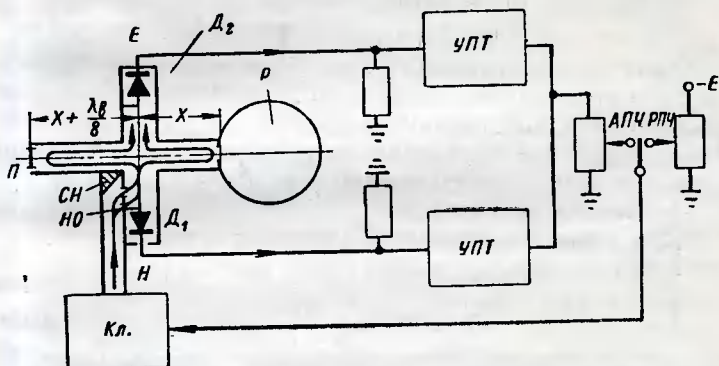


Рис. 5.25. Стабилизация частоты генератора с помощью волноводного дискриминатора с использованием усилителей постоянного тока: Кл — клистрон; УПТ — усилитель постоянного тока;  $D_1$ ,  $D_2$  — кристаллические диоды;  $P$  — резонатор; НО — направленный ответвитель; СН — согласованная нагрузка; П — поршень; АПЧ — автоматическая подстройка частоты; РПЧ — ручная подстройка частоты

ры  $D_1$  и  $D_2$ . Два других плеча имеют в качестве нагрузок закорачивающий поршень и объемный эталонный резонатор. Длина этих плеч отличается на одну восьмую длины волны.

Колебания клистронного генератора распространяются в дискриминаторе, как показано стрелками, и попадают на детекторы  $D_1$  и  $D_2$ .

При частоте колебаний, равной резонансной частоте объемного контура, последний ведет себя, как чисто активная нагрузка. Поэтому колебания, отраженные от резонатора и короткозамыкающего поршня, делятся поровну между плечами  $E$  и  $H$ , создавая на детекторах равные напряжения.

Усиливаем напряжения, снимаемые с нагрузок детекторов  $D_1$  и  $D_2$ , с помощью усилителей постоянного

тока  $УПТ_1$  и  $УПТ_2$ . Для управления частотой клистрона необходимо изменять напряжение отражателя. Для этого используется напряжение, снимаемое с нагрузочного сопротивления, включенного на выходе  $УПТ$ .

Коэффициент стабилизации в этом случае равен

$$S = 1 + K_{УПТ} S_{\partial} S_{кл}, \quad (5.96)$$

где  $K_{УПТ}$  — коэффициент усиления  $УПТ$ ;

$S_{\partial}$  — крутизна характеристики дискриминатора;

$S_{кл}$  — крутизна электронной настройки клистрона.

Крутизна электронной настройки клистрона зависит от типа используемого клистронного генератора и обычно измеряется единицами мегагерц на вольт. Крутизна дискриминатора определяется добротностью резонатора, степенью его связи со схемой и чувствительностью кристаллических детекторов.

При точной настройке в резонанс с резонатором получается максимальная крутизна, равная [5.27]

$$S_{\partial} = 2P_0 \alpha \frac{K_c}{(1 + K_c)^2}, \quad (5.97)$$

где  $P_0$  — мощность, отдаваемая генератором в плечо  $H$ ;  
 $\alpha$  — коэффициент, учитывающий чувствительность диодов  $D_1$  и  $D_2$  и величину их нагрузок;

$K_c = \frac{Q_{р0}}{Q_{рн}}$  — коэффициент согласования резонатора с волноводом;

$Q_{р0}$  — добротность ненагруженного резонатора;

$Q_{рн}$  — добротность нагруженного резонатора.

Величина коэффициента усиления  $УПТ$  зависит от требуемого коэффициента стабилизации и может превышать 1000.

Крупным недостатком схемы стабилизации с помощью  $УПТ$  является влияние низкочастотных шумов кристаллических диодов  $D_1$  и  $D_2$ . Уровень спектра этих шумов обратно пропорционален частоте и, по существу, ограничивает возможность повышения чувствительности такой схемы или ее коэффициента стабилизации [5.28]. Поэтому более часто используются устройства стабилизации частоты с волноводными дискриминаторами и усилителями промежуточной частоты. Схема такого устройства показана на рис. 5.26 [5.29].

В этой схеме колебания клистронного генератора поступают в симметричные плечи и делятся поровну между резонатором и детектором  $D_1$ , которые полностью согласованы с волноводом на резонансной частоте резонатора. На детектор  $D_1$  через буферный усилитель подается модулирующий сигнал генератора промежуточной частоты ГПЧ. Этот сигнал изменяет внутреннее со-

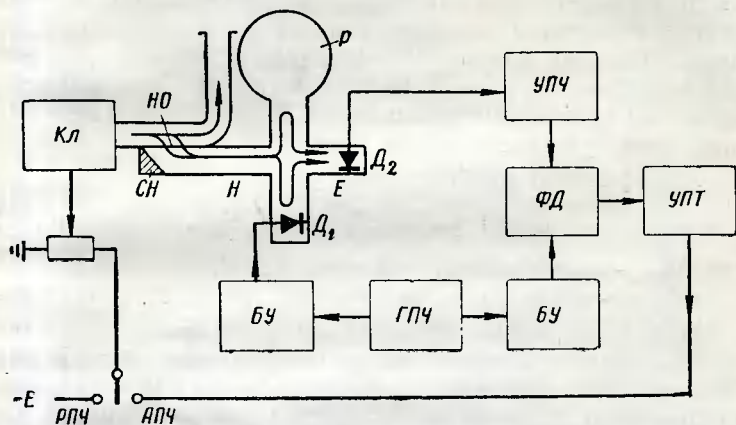


Рис. 5.26. Схема стабилизации частоты генератора с помощью волноводного дискриминатора с использованием усилителя промежуточной частоты:

Кл — клистрон; Р — резонатор; НО — направленный ответвитель; СН — согласованная нагрузка;  $D_1$  — модуляционный кристаллический диод;  $D_2$  — смесительный кристаллический диод; ГПЧ — генератор колебаний промежуточной частоты; БУ — буферный усилитель; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; ФД — фазовый детектор; УПТ — усилитель постоянного тока.

противление детектора  $D_1$ , нарушает согласование плеча, чем вызывает модуляцию сигнала, отраженного от детектора  $D_1$  в результате неполного согласования плеча. Отраженный от этого плеча сигнал, состоящий из боковых частот модуляции  $f_0 \pm f_{\text{пр}}$ , попадает в плечо Е на детектор  $D_2$ . Сюда же приходят колебания, отраженные плечом моста, в которое включен резонатор. Амплитуда и фаза этого сигнала определяются расстройкой колебаний относительно резонатора.

На нагрузке детектора  $D_2$  выделяется комбинационная составляющая частоты сигнала, отраженного резонатором, и частоты сигнала, отраженного детектором-модулятором  $D_1$ . Разностная комбинационная состав-



ляющая частота равна  $f_{\text{пр}}$ . Фаза результирующего колебания частоты  $f_{\text{пр}}$  будет сдвинута относительно опорного колебания генератора ГПЧ на величину  $\pm\pi$  в зависимости от знака расстройки колебания клистрона по отношению к резонансной частоте резонатора. Усилив сигнал в УПЧ, его подают на фазовый детектор. Знак выходного напряжения фазового детектора будет зависеть от знака расстройки клистрона. Это напряжение используется в качестве управляющего и через УПТ подается на отражатель клистрона. Основное усиление происходит в этой схеме в УПЧ на частоте 10—60 Мгц, и поэтому шумы кристаллического диода  $D_2$  невелики и не ограничивают чувствительности схемы.

Коэффициент стабилизации равен

$$S = 1 + K_{\text{упч}} K_{\text{упт}} S_{\text{кл}} S_{\phi} S_{\phi\text{д}}, \quad (5.98)$$

где  $K_{\text{упч}}$  — коэффициент усиления УПЧ;

$S_{\phi\text{д}}$  — крутизна характеристики фазового детектора.

При значительно больших коэффициентах стабилизации схемы с усилителями промежуточной частоты работают устойчивее и надежнее, чем схемы с усилителями постоянного тока [5.30, 5.31]. В табл. 5.5 приведены результаты исследования стабильности генераторов с волноводными дискриминаторами при  $\lambda = 3,2$  см.

Таблица 5.5

Тип гетеродина	$\Delta f_{\text{макс}}, \text{ гц}$
С усилителем постоянного тока	$\pm 100$
С усилителем промежуточной частоты	$\pm 20$

*Принцип действия генераторов с фазовой автоподстройкой частоты* основан на сравнении по фазе колебаний клистронного генератора с колебаниями опорного генератора, например умножителя частоты кварцевого генератора [5.32]. Схема такого устройства показана на рис. 5.27.

На кристаллическом диоде  $D_1$  выделяется разностная частота колебаний клистрона и опорного генератора, состоящего из генератора опорной частоты (обычно



кварцевого) и умножителя частоты. После усиления сигнала разностной частоты  $f_{\text{пр}}$  в усилителе промежуточной частоты осуществляется сравнение по фазе с опорным сигналом, в качестве которого используется сигнал ГПЧ. Управляющее напряжение по величине и по-

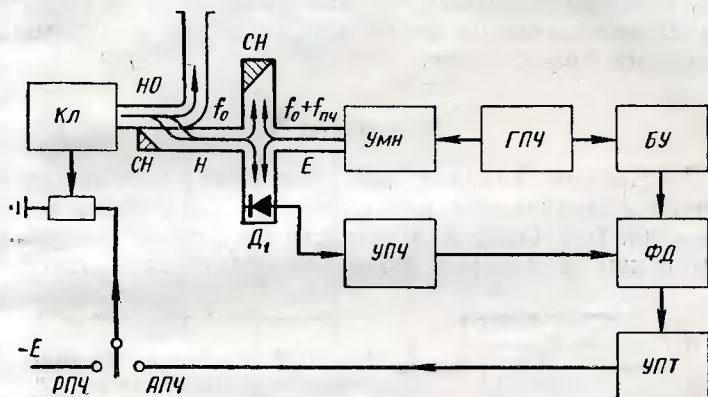


Рис. 5.27. Схема стабилизации частоты генератора с помощью фазовой автоподстройки:

Кл — клистрон; НО — направленный ответвитель; СН — согласованная нагрузка; Д<sub>1</sub> — смесительный кристаллический диод; УМН — умножитель; ГПЧ — генератор колебаний промежуточной частоты; БУ — буферный усилитель; ФД — фазовый детектор; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; УПТ — усилитель постоянного тока.

лярности зависит от сдвига фазы сигнала разностной частоты, а последний определяется фазовыми уходами сигнала клистрона. Таким образом, используя выходное напряжение фазового детектора, можно осуществить регулировку фазы колебаний клистрона путем изменения напряжения отражателя. Коэффициент стабилизации будет определяться как

$$S = 1 + K_{\text{упч}} K_{\text{упт}} S_{\text{кл}} S_{\text{фд}} \alpha, \quad (5.99)$$

где  $\alpha$  — коэффициент передачи детектора Д<sub>1</sub>.

При значительном коэффициенте усиления  $K_{\text{упч}}$  можно достигнуть очень малых уходов фазы, близких к уходам фазы сигнала опорного генератора. Недостатком схемы является сложность технической реализации и невозможность ее работы в диапазоне частот.

Следует учитывать, что соотношение (5.48) и все последующие были выведены для определения влияния

узлов радиолокатора на стабильность амплитуды видеосигнала с выхода элемента сравнения — фазового детектора. Однако для подавления сигналов неподвижных целей видеосигналы после фазового детектора подвергаются дополнительной обработке в системе компенсации. Поэтому необходимо учитывать влияние на степень подавления сигналов неподвижных целей модулятора и системы компенсации.

## Модулятор

Рассмотрим влияние нестабильности длительности импульса модулятора радиолокатора на степень компенсации. Изменение длительности импульсов за период повторения на  $\Delta\tau$  приводит после вычитания к появле-

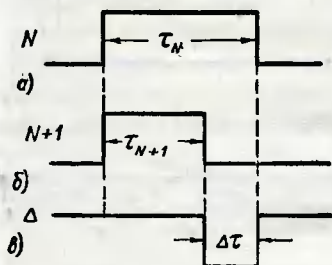


Рис. 5.28. Появление некомпенсированного остатка при нестабильной работе модулятора:

*a* — импульс в *N*-м периоде повторения; *б* — импульс в (*N*+1)-м периоде повторения; *в* — разность импульсов за один период повторения.

нию некомпенсированного остатка в виде импульса длительностью  $\Delta\tau = \tau_{N+1} - \tau_N$  (рис. 5.28). Очевидно, этот остаток должен быть меньше длительности подавляемого импульса в такой степени, какая требуется для поддержания постоянства амплитуды импульса:

$$\left| \frac{\Delta\tau}{\tau} \right|_{\text{макс}} \leq \left| \frac{\Delta U_m}{U_m} \right|_{\text{макс}}. \quad (5.100)$$

Переходя к средним квадратическим отклонениям, получаем

$$\frac{\sigma_\tau}{\tau} \leq m_{A, \varphi_{\text{вн}}}. \quad (5.101)$$

Например, при  $m_{A, \varphi_{\text{вн}}} = 10^{-2}$  и  $\tau = 1$  мксек необходим  $\sigma_\tau \leq 0,01$  мксек, т. е. требование достаточно жесткое.

## Система компенсации сигналов неподвижных целей

Требования к системам подавления сигналов неподвижных целей зависят от схемы построения системы подавления.

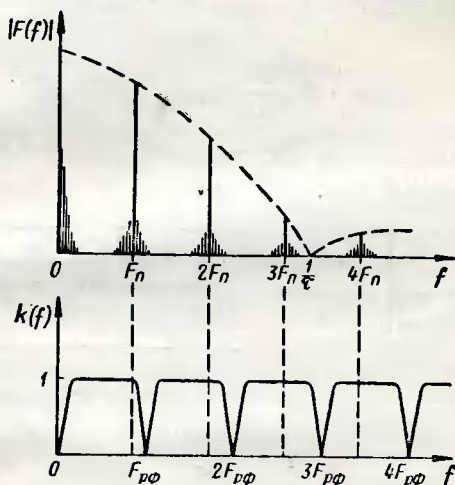


Рис. 5.29. Иллюстрация влияния изменения частоты повторения.

При фильтрации сигналов после фазового детектора с помощью гребенчатых режекторных фильтров для подавления сигналов неподвижных целей необходимо поддерживать равенство частоты повторения импульсов частоте расстановки режектирующих характеристик гребенчатого фильтра:

$$F_{\Pi} = F_{pф},$$

иначе составляющие спектра неподвижных целей не будут совпадать с режектирующими характеристиками (рис. 5.29). Расстройка частоты повторения на величину  $\Delta F_{\Pi}$  приведет к появлению после фильтра остатка сигнала неподвижной цели (рис. 5.30). Следовательно, можно определить допустимую величину расстройки из условия

$$\frac{2 |\Delta F_{\Pi}|_{\max}}{\tau} \leq \left| \frac{\Delta U_m}{U_m} \right|_{\max}$$

или

$$\left| \frac{\Delta T_{\Pi}}{T_{\Pi}} \right|_{\max} \leq \left| \frac{\Delta U_m}{U_m} \right|_{\max} \frac{\tau}{2T_{\Pi}}.$$

Переходя к относительным расстройкам частоты повторения и их средним квадратическим значениям, получаем

$$\frac{\sigma_{F_{\Pi}}}{F_{\Pi}} \leq \frac{\tau}{2T_{\Pi}} m_{A, \varphi_{\text{вн}}} \quad (5.102)$$

При использовании систем компенсации с ультразвуковыми линиями задержки необходимо поддерживать

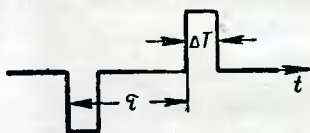


Рис. 5.30. Появление некомпенсированного остатка при изменении частоты повторения.

динамическое равновесие в системе, т. е. поддерживать равенство

$$\tau_3 = T_{\Pi}. \quad (5.103)$$

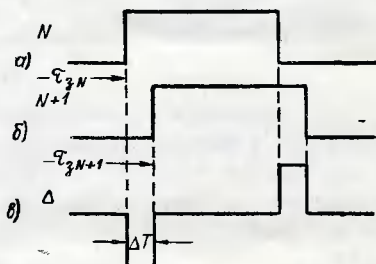


Рис. 5.31. Появление некомпенсированного остатка при нарушении равенства  $\tau_3 = T_{\Pi}$ :

а — импульс в N-м периоде повторения;  
б — импульс в (N+1)-м периоде повторения;  
в — разность импульсов за один период повторения.

При нарушении этого равенства появляются импульсы некомпенсированного остатка (рис. 5.31), равные

$$\Delta \tau_3 = \frac{\partial [\tau_3 - T_{\Pi}]}{\partial t} T_{\Pi}.$$

Для устранения влияния этой неустойчивости нужно обеспечить выполнение неравенства

$$\frac{2\Delta[\tau_3 - T_{\Pi}]_{\text{макс}}}{\tau} \leq \left| \frac{\Delta U_m}{U_m} \right|_{\text{макс}}$$

или

$$\left| \frac{\Delta[\tau_3 - T_{\Pi}]}{\tau_3} \right|_{\text{макс}} \leq \left| \frac{\Delta U_m}{U_m} \right|_{\text{макс}} \frac{\tau}{2\tau_3}.$$

Переходя к средним квадратическим значениям отклонений, получаем

$$\frac{\sigma_{\tau_3 - T_{\Pi}}}{\tau_3} \leq m_{A, \varphi_{\text{ВН}}} \frac{\tau}{2\tau_3}. \quad (5.104)$$

При  $T_{\Pi} = \tau_3 = 1000$  мксек,  $F_{\Pi} = 1000$  гц,  $\tau = 1$  мксек,  $m_{A, \varphi_{\text{ВН}}} = 10^{-2}$  получаем согласно (5.102) и (5.104)

$$\frac{\sigma_{F_{\Pi}}}{F_{\Pi}} \leq 5 \cdot 10^{-6},$$

$$\frac{\sigma_{\tau_3 - T_{\Pi}}}{\tau_3} \leq 5 \cdot 10^{-6}.$$

Эти требования являются очень тяжелыми, особенно если учесть температурные неустойчивости ультразвуковых линий и деталей контуров режекторных фильтров. Решение этой проблемы может быть достигнуто несколькими методами. Радикальным решением указанной проблемы является использование систем компенсации на потенциалоскопах. В этом случае, как было показано в гл. 4, уравнивание времени задержки и периода повторения происходит автоматически.

Во-вторых, можно осуществить принудительное выравнивание времени  $\tau_3$  и  $T_{\Pi}$  путем самосинхронизации генератора пусковых импульсов радиолокатора через линию задержки (рис. 5.32). В этом случае период импульсного генератора равен

$$T_{\Pi} = \tau_{3c} + \tau_y + \tau_r, \quad (5.105)$$

где  $\tau_y$  — время задержки сигнала в усилителе;

$\tau_r$  — время запуска импульсного генератора;

$\tau_{3c}$  — время задержки в линии синхронизации.

Поскольку для компенсации сигналов неподвижных целей необходимо выполнение соотношения (5.103), время задержки в линии задержки системы компенсации должно быть равно

$$\tau_{зк} = T_{п} = \tau_{зс} + \tau_{у} + \tau_{г}.$$

Однако, рассматривая построение системы компенсации (см. рис. 4.16), можно заметить, что в задерживаю-

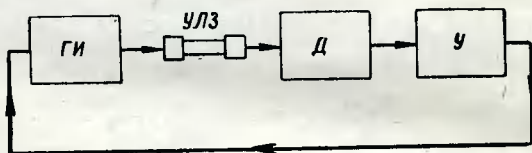


Рис. 5.32. Блок-схема самосинхронизации генератора пусковых импульсов:

ГИ — генератор импульсов; УЛЗ — ультразвуковая линия задержки; Д — детектор; У — усилитель.

щем канале включен усилитель промежуточной частоты. Следовательно, общее время задержки в этом канале составляет величину

$$\tau_{\Sigma з} = \tau_{зк} + \tau_{упч},$$

где  $\tau_{упч}$  — время задержки в УПЧ.

Таким образом, время задержки в линии задержки системы компенсации должно быть равно

$$\tau_{зк} = \tau_{зс} + \tau_{у} + \tau_{г} - \tau_{упч}. \quad (5.106)$$

Удовлетворить это равенство можно, применяя две отдельные ультразвуковые линии задержки в системах синхронизации генератора пусковых импульсов и компенсации с временами задержки  $\tau_{зс}$  и  $\tau_{зк}$  соответственно (рис. 5.33). При таком построении систем компенсации и синхронизации необходимо линии задержки помещать в одинаковые условия (температура, давление, вибрации и т. п.). Другой вариант построения такой системы может быть осуществлен на ультразвуковой линии задержки с промежуточным отводом (рис. 5.35).

Время задержки от начала линии до отвода равно  $\tau_{зс}$ , а общее время задержки —  $\tau_{зк}$ . Наконец, введение небольшой дополнительной электрической линии за-

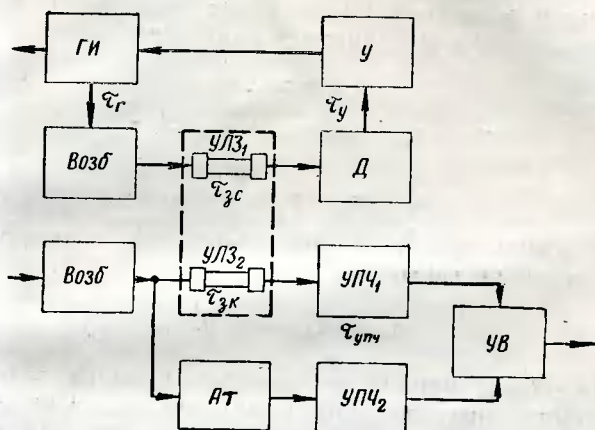


Рис. 5.33. Блок-схема генератора пусковых импульсов с отдельной линией задержки:

ГИ — генератор импульсов; Возб — возбудитель; Д — детектор; У — усилитель; УПЧ<sub>1</sub>, УПЧ<sub>2</sub> — усилители промежуточной частоты; АТ — аттенуатор; УВ — устройство вычитания; УЛЗ<sub>1</sub> — ультразвуковая линия задержки системы синхронизации; УЛЗ<sub>2</sub> — ультразвуковая линия задержки системы компенсации.

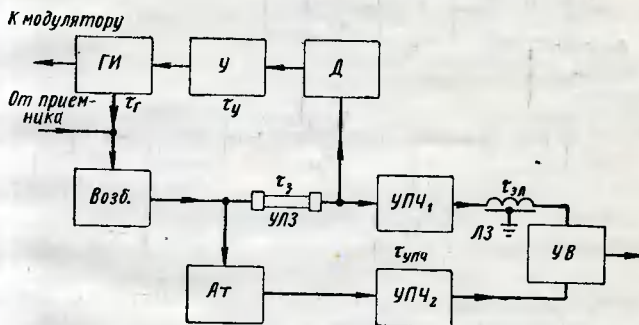


Рис. 5.34. Блок-схема генератора пусковых импульсов с дополнительной линией задержки в системе компенсации:

ГИ — генератор импульсов; Возб — возбудитель; Д — детектор; У — усилитель; УЛЗ — ультразвуковая линия задержки; АТ — аттенуатор; УПЧ<sub>1</sub>, УПЧ<sub>2</sub> — усилители промежуточной частоты; ЛЗ — дополнительная линия задержки; УВ — устройство вычитания.



дёржки в задерживающий канал позволяет использовать одну и ту же линию задержки и в системе синхронизации, и в системе компенсации (рис. 5.34). В этой схеме построения выполняются равенства

$$T_{\Pi} = \tau_{\Sigma 3},$$

$$\tau_3 + \tau_y + \tau_r = \tau_3 + \tau_{упч} + \tau_{эл}$$

или

$$\tau_y + \tau_r = \tau_{упч} + \tau_{эл}, \quad (5.107)$$

причем время задержки дополнительной электрической линии задержки равно

$$\tau_{эл} = \tau_{3к} - \tau_{3с}.$$

При одновременном использовании линии задержки в системах синхронизации и компенсации необходимо селектировать или разделить импульсы с выхода приемника и пусковые импульсы. Это достигается селекцией сигналов по времени, по амплитуде или по частоте ультразвуковых колебаний.

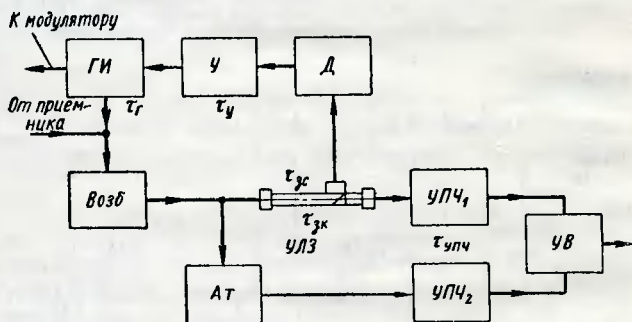


Рис. 5.35. Блок-схема генератора пусковых импульсов, имеющего общую линию задержки с системой компенсации.

При селекции по времени осуществляется самоблокировка генератора импульсов частоты повторения путем запираания на большую часть периода усилителя в канале синхронизации.

При селекции по частоте ультразвука используется расстройка возбудителей и усилителей в каналах

синхронизации и компенсации. Для удовлетворительного разделения сигналов достаточна расстройка на 15—20%.

В-третьих, можно использовать автоматическую регулировку частоты генератора пусковых импульсов [5.33]. В этом случае сравнивают моменты появления импульса генератора пусковых импульсов и импульса, прошедшего задерживающий канал (рис. 5.36). Управляемый

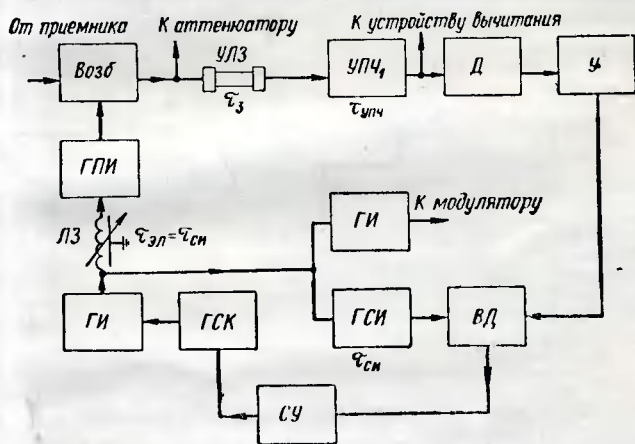


Рис. 5.36. Генератор пусковых импульсов с автоматической подстройкой частоты:

ГИ — генератор импульсов; ГПИ — генератор прямоугольных импульсов; Возб — возбудитель; УПЧ<sub>1</sub> — усилитель промежуточной частоты; Д — детектор; У — усилитель; ВД — временной дискриминатор; ГСИ — генератор селективных импульсов; СУ — схема управления; ГСК — генератор синусоидальных колебаний; ЛЗ — линия задержки; УЛЗ — ультразвуковая линия задержки.

генератор синусоидальных колебаний запускает генератор импульсов. Импульсы этого генератора попадают на генератор селективных импульсов, который формирует два селективных импульса. Кроме того, импульс генератора импульсов через линию задержки с переменной длительностью задержки направляется на генератор прямоугольных импульсов, импульсы этого генератора через возбудитель, линию задержки, УПЧ, детектор и видеоусилитель проходят на временной дискриминатор.

Таким образом, на временном дискриминаторе осуществляется сравнение селективных импульсов и им-

пульса, прошедшего задерживающий канал. Сравнение осуществляется относительно оси симметрии селекторных импульсов и центра задержанного импульса, для чего в задерживающий канал введена дополнительная задержка, величина которой подбирается равной длительности селекторного импульса. Сигнал временного дискриминатора (сигнал ошибки) поступает на схему управления, которая осуществляет регулировку частоты или периода генератора синусоидальных колебаний.

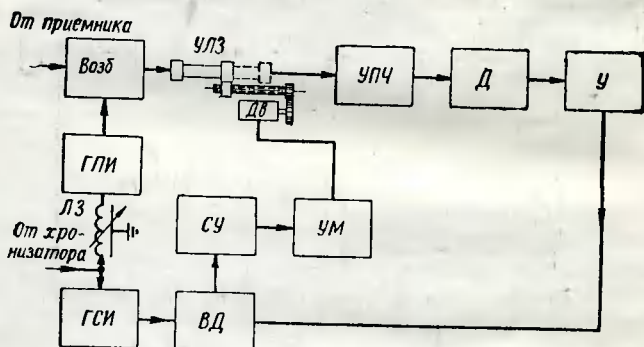


Рис. 5.37. Генератор пусковых импульсов с автоматической подстройкой длины линии задержки:

ГПИ — генератор прямоугольных импульсов; Возб — возбудитель; УЛЗ — ультразвуковая линия задержки; Дв — двигатель; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; Д — детектор; У — усилитель; ВД — временный дискриминатор; ГСИ — генератор селекторных импульсов; ЛЗ — линия задержки; СУ — схема управления; УМ — усилитель мощности.

В качестве генератора синусоидальных колебаний можно использовать *RC*-генератор. Остальные элементы системы типичны для любой импульсной системы регулирования. Наконец, в тех случаях, когда генератор пусковых импульсов построен по принципу деления частоты колебаний задающего кварцевого генератора, можно осуществлять механическую регулировку (в ограниченных пределах) длины линии задержки [5.33]. Блок-схема подобного устройства показана на рис. 5.37. Система работает аналогично системе рис. 5.36, за исключением того, что регулирование осуществляется за счет изменения длины линии задержки, а не за счет изменения периода задающего генератора.

## 5.8. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ТРЕБОВАНИЙ НА СТАБИЛЬНОСТЬ МЕЖДУ УЗЛАМИ

Рассмотрев требования на стабильность работы узлов радиолокаторов СДЦ с точки зрения наилучшего подавления сигналов неподвижных целей, а также пути обеспечения стабильной работы соответствующих узлов, следует остановиться на вопросе о распределении требований на стабильность между узлами. При анализе требований  $i$ -го узла мы исходили из соотношения мгновенного отклонения

$$\Delta\varphi_i = \frac{\Delta U_{ni}}{\frac{\partial U_{ni}}{\partial \varphi}}.$$

Переходя к максимальным значениям  $\Delta\varphi_i$ , получаем согласно соотношению (5.50)

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi_{i \text{ макс}} &\leq m_{A, \varphi \text{ макс}}, \\ \sum_{i=1}^n \Delta\varphi_{i \text{ макс}} &\leq m_{A, \varphi \text{ макс}}, \end{aligned} \right\} \quad (5.108)$$

где  $m_{A, \varphi \text{ макс}} = 3m_{A, \varphi_{\text{вп}}}$  — максимальное значение непостоянства амплитуды или фазы сигнала;

$n$  — число узлов радиолокатора.

Таким образом, видна вся важность проблемы правильного определения  $m_{A, \varphi \text{ макс } i}$  для каждого узла радиолокатора. Для упрощения расчета  $m_{A, \varphi \text{ макс } i}$  введем так называемые парциальные коэффициенты  $\alpha_i$ , причем

$$\left. \begin{aligned} m_{A, \varphi \text{ макс } i} &= m_{A, \varphi \text{ макс}} \alpha_i, \\ \sum_{i=1}^n \alpha_i &= 1. \end{aligned} \right\} \quad (5.109)$$

Нахождение величины  $\alpha_i$  возможно с различных позиций или точек зрения.

Если учесть жесткость требований к каждому узлу, то следует найти требование к каждому узлу в виде допустимых эквивалентных скоростей ухода частоты  $\frac{df}{dt} i_0$  в

предположении  $m_{A, \varphi \text{ макс } i} = m_{A, \varphi \text{ макс}}$ . Найдя  $\frac{df}{dt} i_a$ , следует определить  $\alpha_i$  в предположении выполнения соотношений

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^n \alpha_i &= 1, \\ \sum_{i=1}^n \frac{df}{dt} i_a &= \frac{df}{dt} \Sigma, \\ \frac{\frac{df}{dt} i_a}{\frac{df}{dt} (i+1)_a} &= \frac{\alpha_{(i+1)}}{\alpha_i}. \end{aligned} \right\} \quad (5.110)$$

При этом

$$\alpha_i = \frac{\prod_{i=n-1}^{i=n-1} \frac{df}{dt} i_a}{c_n^{n-1} \sum_{i=1} \frac{df}{dt} i_a \frac{df}{dt} (i+1)_a}. \quad (5.111)$$

Если учесть реально достижимую на данном отрезке времени и при современном состоянии техники стабильность каждого узла в виде реальной скорости ухода частоты  $\frac{df}{dt} i_p$ , то в предположении выполнения соотношений

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^n \alpha_i &= 1, \\ \sum_{i=1}^n \frac{df}{dt} i_p &= \frac{df}{dt} \Sigma, \\ \frac{\frac{df}{dt} i_p}{\frac{df}{dt} (i+1)_p} &= \frac{\alpha_i}{\alpha_{(i+1)}}. \end{aligned} \right\} \quad (5.112)$$

получаем

$$\alpha_i = \frac{\frac{df}{dt} i_p}{\sum_{i=1}^n \frac{d}{dt} i_p} . \quad (5.113)$$

Наконец, в предположении независимости в равноправности узлов можно считать

$$m_{A, \varphi \text{ макс } i} = \frac{m_{A, \varphi \text{ макс}}}{\sqrt{n}} ,$$

где  $n$  — число узлов радиолокатора.

Таким образом, исходя из назначения радиолокатора СДЦ можно выбрать схему его построения и метод обработки сигналов, затем определить характеристику передачи всего тракта обработки и оценить коэффициент паразитной амплитудной и фазовой модуляции  $m_{A, \varphi \text{ вн}}$  сигналов неподвижных целей за счет внешних факторов.

Зная  $m_{A, \varphi \text{ вн}}$ , следует потребовать малости суммарного коэффициента паразитной модуляции за счет нестабильности узлов радиолокатора и найти его численное значение. После этого можно распределить требования на стабильность по узлам путем назначения коэффициентов  $\alpha_i$ . Таким образом, производится своеобразная оптимизация условий работы узлов радиолокатора СДЦ, что, естественно, увеличивает надежность аппаратуры.

## ЛИТЕРАТУРА

5.1. Левин Б. Р. Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике. Изд-во «Советское радио», 1960.

5.2. Сайбель А. Г. Основы радиолокации. Изд-во «Советское радио», 1962.

5.3. Barlow E. J. Doppler radar. Proc. IRE, 1949, № 4.

5.4. «Пороговые сигналы». Пер. с англ. Изд-во «Советское радио», 1952.

5.5. «Радиолокационная техника», т. II. Пер. с англ. Изд-во «Советское радио», 1949.

5.6. Гризетти Р., Санта М., Киркпатрик Ж. Влияние флуктуаций и обзора пространства на подавление отражений от местных предметов в радиолокаторах с индикаторами движущихся целей. «Вопросы радиолокационной техники», 1956, № 3.



- 5.7. Тантэ Э. Радиолокационный приемник с подавлением отражений от неподвижных объектов. «Вопросы радиолокационной техники», 1954, № 5.
- 5.8. Кин Х., Барнет В. Линейно-логарифмический усилитель очень коротких импульсов. «Вопросы радиолокационной техники», 1958, № 2.
- 5.9. Бакулев П. А. Исследование стабильности частоты клистронных генераторов трехсантиметрового диапазона волн. «Труды МАИ», № 83, Оборонгиз, 1957.
- 5.10. «Магнетроны сантиметрового диапазона», т. I и II. Пер. с англ. Изд-во «Советское радио», 1951.
- 5.11. Бычков С. И. Магнетронные передатчики, Воениздат, 1955.
- 5.12. Иванов А. Б., Сосновкин Л. Н. Импульсные передатчики СВЧ. Изд-во «Советское радио», 1956.
- 5.13. «Применение амплитрона и стабилитрона в радиолокационных системах селекции движущихся целей». «Зарубежная радиоэлектроника», 1958, № 12.
- 5.14. Shaul J. M. Frequency multipliers converters for measurement and control. Tele-Tech and Electronic Industries, 1955, April.
- 5.15. Свердлов Ю. Л. Метод расчета амплитудной и фазовой модуляции в многокаскадном умножителе частоты. «Радиотехника и электроника», 1959, т. 4, вып. 6.
- 5.16. Бруевич А. Н. Спектры в умножителях частоты. «Радиотехника и электроника», 1962, № 7.
- 5.17. Пружанский М. М. Стабилизация частоты по методу возбуждения кварца на гармониках. «Радиотехника», 1956, № 12.
- 5.18. Корнеев Л. А. Кварцевые генераторы с нейтрализацией. «Электросвязь», 1958, № 12.
- 5.19. Mason W. P., Fair J. E. A new direct controlled oscillator for ultra-short-wave frequencies. Proc. IRE, 1942, v. 30, № 10.
- 5.20. Gerber E. A., Havel J. M. Precision frequency control for military applications. IRE Trans., 1960, October, v. MIL-5, № 4. Стабилизация частоты в военной аппаратуре, «Зарубежная радиоэлектроника», 1961, № 10.
- 5.21. Бакулев П. А. Кварцевый генератор на частоту 200 Мгц. Передовой научно-технический и производственный опыт, ЦИТЭИН, 1961, вып. 11.
- 5.22. Григулевич В. И. Новый способ умножения частоты. «Электросвязь», 1956, № 6.
- 5.23. Leenov D., Rood J. W. UHF harmonic generation with silicon diodes, Proc. IRE, 1960, v. 48, № 7. Генерирование гармоник частот УКВ диапазона с помощью кремниевых диодов. «Зарубежная радиоэлектроника», 1961, № 2.
- 5.24. Базаров Е. Н., Жаботинский М. Е., Сверчков Е. И. Умножение частоты с большой кратностью на отражательном клистроне. «Радиотехника», 1960, № 2.
- 5.25. Smith W. L. Miniature transistorized crystal-controlled precision oscillators. IRE Trans., 1960, v. 1—9, № 2. Миниатюрные прецизионные кварцевые генераторы на полупроводниковых приборах. «Зарубежная радиоэлектроника», 1961, № 11.
- 5.26. Бувье. Радиолокационная станция для регулирования воздушного движения в зоне аэродрома Орли. «Вопросы радиолокационной техники», 1954, № 1.



5.27. Бычков С. И., Буренин Н. И., Сафаров Р. Т. Стабилизация частоты генераторов. Изд-во «Советское радио», 1962.

5.28. Бакулев П. А. Радиолокационные методы селекции движущихся целей. Оборонгиз, 1958.

5.29. «Техника измерений на сантиметровых волнах», т. I. Пер. с англ. Изд-во «Советское радио», 1949.

5.30. Pound R. V. Frequency stabilization of microwave oscillators. Proc. IRE, 1947, v. 35, № 10.

5.31. Essen L. A highly stable microwave oscillator and its application to the measurement of the spatial variations of refractive index in the atmosphere. Proc. IEE, v. 100, pt. III, № 63.

5.32. Peter M., Strandberg M. W. P. Phase stabilisation of microwave oscillators. Proc. IRE, 1955, v. 43, № 7.

5.33. «Ламповые схемы для измерения времени», т. II. Пер. с англ. Изд-во «Советское радио», 1951.

5.34. Рис Ф. А., Томас М. Ф. Частотный метод определения подпомеховой видимости сигналов, возникающих вследствие статических и нестатических явлений, имеющих место при работе когерентного радиолокатора подвижных целей, IRE Wescon Convention Record, 1959, March 18—21, v. 3, pt. 5.

---

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В заключение данной работы целесообразно рассмотреть возможность характеризовать эффективность радиолокаторов СДЦ с помощью вероятности обнаружения движущейся цели на фоне помех. Излагаемый материал базируется на работе Бейли\*.

Считая, что помехи создаются за счет отражения от распределенных целей, результирующий сигнал помехи на входе приемника можно представить в виде векторной суммы сигналов  $N$  элементарных отражателей:

$$U_{\Pi}(t) = \sum_{i=1}^N U_{mi} \cos(\omega_0 t - \varphi_i),$$

где  $U_{mi} = U_{mi}(t)$  и  $\varphi_i = \varphi_i(t)$  есть случайные медленно меняющиеся величины.

Переходя к ортогональным составляющим, получаем

$$U_{\Pi}(t) = U_x \cos \omega_0 t + U_y \sin \omega_0 t,$$

где

$$U_x = \sum_{i=1}^N U_{mi} \cos \varphi_i;$$

$$U_y = \sum_{i=1}^N U_{mi} \sin \varphi_i.$$

---

\* Bailey F. B. A method for calculating probability of detection for coherent (AMTI) radar unit with phase cancellation. Journal of the Franklin Inst., 1963, April, v. 275, № 4. Метод вычисления вероятности обнаружения самолетным когерентным радиолокатором с ИДЦ и фазовой компенсацией. «Зарубежная радиоэлектроника», 1963, № 10.

Полагая  $N > 6-10$  и считая взаимную ориентацию соизмеримых по размерам отражателей произвольной и изменяющейся от облучения к облучению случайным образом, можно утверждать, что  $U_x$  и  $U_y$  будут распределены по нормальному закону и взаимно независимы.

Сигнал движущейся цели можно записать в виде

$$U_{\text{ц}}(t) = U_m \cos \omega_0 t,$$

где  $U_m = U_m(t)$  — комплексная амплитуда, зависящая от времени, частоты Допплера и флуктуаций сигнала цели.

В предположении малости собственных шумов по сравнению с сигналом помехи суммарный входной сигнал будет равен

$$U_{\text{вх}}(t) = U_{\text{п}}(t) + U_{\text{ц}}(t) = [U_m(t) + U_x(t)] \cos \omega_0 t + U_y(t) \sin \omega_0 t.$$

Если сравнение (вычитание или компенсация сигналов на выходе приемника) происходит через интервал  $T_{\text{п}}$ , то нас интересует плотность распределения вероятностей:

$$\begin{aligned} P[U_{\text{п}}(t) + U_{\text{ц}}(t), U_{\text{п}}(t - T_{\text{п}}) + U_{\text{ц}}(t - T_{\text{п}})] = \\ = P[U_m(t) + U_x(t), U_y(t), U_m(t - T_{\text{п}}) + \\ + U_x(t - T_{\text{п}}), U_y(t - T_{\text{п}})] = P(x_1, x_2, x_3, x_4), \end{aligned}$$

где

$$x_1 = U_m(t - T_{\text{п}}) + U_x(t - T_{\text{п}}) = x(t - T_{\text{п}});$$

$$x_2 = U_m(t) + U_x(t) = x(t);$$

$$x_3 = U_y(t - T_{\text{п}}) = y(t - T_{\text{п}});$$

$$x_4 = U_y(t) = y(t).$$

Тогда четырехмерная плотность распределения вероятности записывается как

$$\begin{aligned} P(x_1, x_2, x_3, x_4) = \frac{1}{(2\pi)^2 \sigma^4 V D} \times \\ \times \exp \left\{ -\frac{1}{2D\sigma^2} \sum_{r=1}^4 \sum_{s=1}^4 M_{rs} (x_r - \bar{x})(x_s - \bar{x}) \right\}, \end{aligned}$$

где

$$M = \begin{vmatrix} \rho_{11} & \rho_{12} & \dots & \rho_{14} \\ \rho_{21} & \dots & \dots & \dots \\ \rho_{41} & \dots & \dots & \rho_{44} \end{vmatrix} \text{ — квадратная матрица с элементами}$$

$$\rho_{ij} = \frac{(x_i - \bar{x}_i)(x_j - \bar{x}_j)}{(x_i - \bar{x}_i)^2} = \frac{x_i^* \cdot x_j^*}{\sigma^2};$$

$D = |M|$  — определитель матрицы  $(M)$ ;

$M_{rs}$  — алгебраическое дополнение элемента  $\rho_{rs}$  матрицы  $(M)$ .

Вычисления дают  $\rho_{11} = \rho_{22} = \rho_{33} = \rho_{44} = 1$ :

$$\begin{aligned} \rho_{21} = \rho_{12} &= \overline{x_1^* x_2^*} = \overline{x_3^* x_4^*} = \overline{x^*(t) x^*(t - T_n)} = \\ &= \overline{y^*(t) y^*(t - T_n)} = \rho_x(T_n) = \rho_x, \end{aligned}$$

$$\rho_{31} = \rho_{13} = \overline{x_1^* x_2^*} = \overline{x^*(t - T_n) y^*(t - T_n)} = 0,$$

$$\begin{aligned} \rho_{41} = \rho_{14} &= \overline{x_2^* x_1^*} = \overline{x^*(t) y^*(t - T_n)} = \\ &= \rho_{xy}(T_n) = \rho_{xy} = -\rho_{23} = -\rho_{32}, \end{aligned}$$

$$\rho_{43} = \rho_{34} = \rho_x,$$

$$\rho_{42} = \rho_{24} = \overline{x_4^* x_2^*} = \overline{y^*(t) x^*(t)} = 0.$$

Поэтому матрица имеет следующий вид:

$$(M) = \begin{vmatrix} 1 & \rho_x & 0 & \rho_{xy} \\ \rho_x & 1 & -\rho_{xy} & 0 \\ 0 & -\rho_{xy} & 1 & \rho_x \\ \rho_{xy} & 0 & \rho_x & 1 \end{vmatrix}$$

а ее алгебраические дополнения элементов соответственно равны:

$$M_{11} = M_{22} = M_{33} = M_{44} = 1 - \rho_{xy}^2 - \rho_x^2 = A,$$

$$M_{12} = M_{34} = -\rho_x(1 - \rho_{xy}^2 - \rho_x^2) = -\rho_x A,$$

$$M_{13} = M_{24} = 0,$$

$$M_{14} = -M_{23} = -\rho_{xy}(1 - \rho_{xy}^2 - \rho_x^2) = -\rho_{xy} A,$$

$$D = |M| = (1 - \rho_{xy}^2 - \rho_x^2)^2 = A^2.$$

Следовательно,

$$P(x_1, x_2, x_3, x_4) = \frac{1}{(2\pi)^2 \sigma^4 A} \exp \left\{ -\frac{1}{2A^2 \sigma^2} [A(x_1^2 + x_2^2 + x_3^2 + x_4^2) - 2\rho_x A(x_1 x_2 + x_3 x_4) - 2\rho_{xy} A(x_1 x_4 - x_2 x_3)] \right\},$$

$$P(x_1, x_2, x_3, x_4) = \frac{1}{(2\pi)^2 \sigma^4 A} \exp \left\{ -\frac{1}{2A\sigma^2} [(x_1^2 + x_2^2 + x_3^2 + x_4^2) - 2\rho_x (x_1 x_2 + x_3 x_4) - 2\rho_{xy} (x_1 x_4 - x_2 x_3)] \right\}.$$

Перейдем к полярным координатам:

$$x_1 = R_1 \cos \varphi_1, \quad x_2 = R_2 \cos \varphi_2,$$

$$y_1 = R_1 \sin \varphi_1, \quad y_2 = R_2 \sin \varphi_2,$$

$$R_1 = \sqrt{[U_m + U_x(t)]^2 + [U_y(t)]^2},$$

$$\varphi_1 = \arctg \left[ \frac{U_y(t)}{U_m + U_x(t)} \right],$$

$$R_2 = \sqrt{[U_m + U_x(t - T_{\Pi})]^2 + [U_y(t - T_{\Pi})]^2},$$

$$\varphi_2 = \arctg \left[ \frac{U_y(t - T_{\Pi})}{U_m + U_x(t - T_{\Pi})} \right],$$

$J = \left| \frac{\partial x_1 x_2 x_3 x_4}{\partial R_1 R_2 \varphi_1 \varphi_2} \right| = R_1 R_2$  — якобиан преобразования координат, поэтому получаем

$$P(R_1, R_2, \varphi_1, \varphi_2) = \frac{R_1 R_2}{4\pi^2 \sigma^4 A} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2 A} [(R_1^2 + R_2^2) - 2\rho_x R_1 R_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2) - 2\rho_{xy} R_1 R_2 \sin(\varphi_1 - \varphi_2)] \right\}.$$

Величины  $\sigma$ ,  $\rho_x$  и  $\rho_{xy}$  можно вычислить, используя обычные соотношения:

$$\sigma^2 = \psi_x(0) = \int_0^{\infty} [\Phi_{\text{дц}}(f) + \Phi_{\Pi}(f)] df,$$

$$\rho_x = \frac{\psi_x(\tau)}{\psi(0)} = \frac{1}{\sigma^2} \int_0^{\infty} [\Phi_{\text{дц}}(f) + \Phi_{\Pi}(f)] \cos(2\pi f\tau) df,$$

$$\rho_{xy} = \frac{\psi_{xy}(\tau)}{\psi(0)} = \frac{1}{\sigma^2} \int_0^{\infty} [\Phi_{\text{дц}}(f) + \Phi(f)] \sin(2\pi f\tau) df,$$

где  $\Phi_{\text{п}}(f)$  и  $\Phi_{\text{дц}}(f)$  — энергетические спектры помехи и сигнала цели соответственно.

При использовании череспериодного вычитания по огибающей следует перейти к закону распределения вероятностей  $P(R_1, R_2)$ , считая  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  распределенными равномерно в пределах  $2\pi$ . Наоборот, при использовании вычитания по заполнению (фазовое сравнение) следует перейти к закону  $P(\varphi_1, \varphi_2)$ , считая  $R_1$  и  $R_2$  распределенными в пределах от 0 до  $\infty$ .

В первом случае

$$P(R_1, R_2) = \frac{R_1 R_2}{A \sigma^4} \exp \left[ -\frac{(R_1^2 + R_2^2)}{2\sigma^2 A} \right] I_0 \left\{ \frac{R_1 R_2 \sqrt{\rho_x^2 + \rho_{xy}^2}}{\sigma^2 A} \right\}.$$

Во втором случае

$$P(\theta = \varphi_1 - \varphi_2) = \frac{A}{4\pi^2} \left\{ \frac{\sqrt{1 - \beta^2} + \beta (\pi - \arccos \beta)}{(1 - \beta^2)^{3/2}} \right\},$$

где

$$\beta = \rho_x \cos \theta + \rho_{xy} \sin \theta.$$

Воспользуемся представлением энергетических спектров (см. гл. 5) в виде

$$\Phi_{\text{дц}}(f) = \frac{P_{\text{п}}}{\sqrt{2\pi\sigma f_{\text{дц}}}} \exp \left[ -\frac{(f - f_{\text{дц}})^2}{2\sigma_{f_{\text{дц}}}^2} \right],$$

$$\Phi_{\text{п}}(f) = \frac{P_{\text{п}}}{\sqrt{2\pi\sigma f_{\text{п}}}} \exp \left[ -\frac{(f - f_{\text{п}})^2}{2\sigma_{f_{\text{п}}}^2} \right].$$

Тогда

$$\sigma^2 = \int_0^{\infty} [\Phi_{\text{дц}}(f) + \Phi_{\text{п}}(f)] df = P_{\text{п}} + P_{\text{дц}},$$

если рассматривать случай узкополосных случайных процессов и считать  $f_{\text{дц}} \gg 0$ ,  $f_{\text{п}} \gg 0$ ,  $\sigma_{f_{\text{дп}}} \ll f_{\text{дп}}$  и  $\sigma_{f_{\text{п}}} \ll f_{\text{п}}$ ,

$$\begin{aligned} \psi_x &= \int_0^\infty \Phi_{\text{дц}}(f) \cos [2\pi (f - f_{\text{дц}}) T_{\text{п}}] df + \\ &+ \int_0^\infty \Phi_{\text{п}}(f) \cos [2\pi (f - f_{\text{п}}) T_{\text{п}}] df = P_{\text{дц}} \exp(-2\pi^2 \sigma_{f_{\text{дц}}}^2 T_{\text{п}}^2) \times \\ &\times \cos \omega_{\text{д}} T_{\text{п}} + P_{\text{п}} \exp(-2\pi^2 \sigma_{f_{\text{п}}}^2 T_{\text{п}}^2), \\ \psi_{xy} &= \int_0^\infty \Phi_{\text{дц}}(f) \sin [2\pi (f - f_{\text{дц}}) T_{\text{п}}] df + \\ &+ \int_0^\infty \Phi_{\text{п}}(f) \sin [2\pi (f - f_{\text{п}}) T_{\text{п}}] df = P_{\text{дц}} \exp(-2\pi^2 \sigma_{f_{\text{дц}}}^2 T_{\text{п}}^2) \times \\ &\times \sin \omega_{\text{д}} T_{\text{п}}, \end{aligned}$$

где

$$f_{\text{дц}} = \frac{\omega_{\text{д}}}{2\pi} = f_{\text{дц}} - f_{\text{п}} = f_{\text{дц}} - f_0.$$

При малой декорреляции сигнала цели, когда  $\sigma_{f_{\text{дц}}}$  мало,  $\exp(-2\pi^2 \sigma_{f_{\text{дц}}}^2 T_{\text{п}}^2) \approx 1$  и поэтому

$$\sigma^2 = P_{\text{п}} + P_{\text{дц}},$$

$$\psi_x = P_{\text{п}} \exp(-2\pi^2 \sigma_{f_{\text{п}}}^2 T_{\text{п}}^2) + P_{\text{дц}} \cos \omega_{\text{д}} T_{\text{п}}.$$

Тогда

$$\frac{A}{\sigma^4} = 1 - \frac{\left( \exp(-2\pi^2 \sigma_{f_{\text{п}}}^2 T_{\text{п}}^2) + \frac{P_{\text{дц}}}{P_{\text{п}}} \cos \omega_{\text{д}} T_{\text{п}} \right)^2 + \left( \frac{P_{\text{дц}}}{P_{\text{п}}} \sin \omega_{\text{д}} T_{\text{п}} \right)^2}{\left( 1 + \frac{P_{\text{дц}}}{P_{\text{п}}} \right)^2},$$

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{\exp(-2\pi^2 \sigma_{f_{\text{п}}}^2 T_{\text{п}}^2) + \frac{P_{\text{дц}}}{P_{\text{п}}} \cos \omega_{\text{д}} T_{\text{п}}}{1 + \frac{P_{\text{дц}}}{P_{\text{п}}}} \cos \theta + \\ &+ \frac{\frac{P_{\text{дц}}}{P_{\text{п}}} \sin \omega_{\text{д}} T_{\text{п}}}{1 + \frac{P_{\text{дц}}}{P_{\text{п}}}} \sin \theta. \end{aligned}$$



Таким образом,  $P(R_1, R_2)$  и  $P(\theta)$  есть функции, зависящие от  $\frac{P_{\text{дп}}}{P_{\text{п}}}$ ,  $\omega_{\text{д}} T_{\text{п}}$  и  $\sigma_{f_{\text{п}}} T_{\text{п}}$ , и для конкретных значений этих величин можно найти  $P(R_1, R_2)$  и  $P(\theta)$ .

Зная эти распределения, можно перейти к распределениям на выходе устройства компенсации:

$$P(|R_1 - R_2|) = P(U_i) = P(|\Delta R|) = P(-\Delta R) + P(\Delta R),$$

$$P(\theta = \varphi_1 - \varphi_2) = P(U_i) = P(|\theta|) = P(-\theta) + P(\theta).$$

Если выходные сигналы системы компенсации подаются на накопитель (интегратор) видеоимпульсов и далее на пороговое устройство, то при числе накапливаемых импульсов более 6—10 и при любом законе распределения вероятности амплитуды каждого из импульсов (которая может быть пропорциональна разности амплитуд или разности фаз сравниваемых импульсов) и отсутствию корреляции между ними ( $T_{\text{п}} > \tau_{\text{к}}$ ), распределение суммарной накопленной величины согласно центральной предельной теореме теории вероятностей стремится к нормальному закону. Поэтому:

$$P(U_{\Sigma}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\Sigma}} \exp \left[ -\frac{(U_{\Sigma} - \bar{U}_{\Sigma})^2}{2\sigma_{\Sigma}^2} \right].$$

Накопление осуществляется согласно соотношению

$$U_{\Sigma} = k \sum_{i=1}^n U_i,$$

поэтому

$$\bar{U}_{\Sigma} = kn\bar{U}_i,$$

$$\sigma_{\Sigma} = k\sqrt{n}\sigma_i,$$

$$U_i \equiv \begin{cases} |\theta| = |\varphi(t) - \varphi(t - T_{\text{п}})|, \\ |\Delta U| = |U(t) - U(t - T_{\text{п}})|. \end{cases}$$

Таким образом,

$$P(U_{\Sigma}) = \frac{1}{k\sqrt{n}\sigma_i\sqrt{2\pi}} \exp \left[ -\frac{(U_{\Sigma} - kn\bar{U}_i)^2}{2k^2n\sigma_i^2} \right].$$

Следовательно,

$$\bar{U}_i = \int_0^{\infty} U_i P(U_i) dU_i,$$

$$\sigma_i^2 = \int_0^{\infty} (U_i - \bar{U}_i)^2 P(U_i) dU_i.$$

Положим

$$\sigma_{\Sigma}^2 = k^2 n \sigma_i^2 = 1 \text{ или } k = \frac{1}{\sqrt{n} \sigma_i}.$$

Тогда вероятность ложной тревоги  $F$  и обнаружения сигнала  $D$  равны:

$$F = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{U_{\text{пор}}}^{\infty} \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( U_{\Sigma 0} - \frac{\sqrt{n} \bar{U}_{i0}}{\sigma_{i0}} \right)^2 \right] dU_{\Sigma 0},$$

$$D = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{U_{\text{пор}}}{p}}^{\infty} \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( U_{\Sigma 1} - \frac{\sqrt{n} \bar{U}_{i1}}{\sigma_{i1}} \right)^2 \right] dU_{\Sigma 1}.$$

Обозначим:

$$g = U_{\Sigma 0} - \frac{\sqrt{n} \bar{U}_{i0}}{\sigma_{i0}},$$

$$p = \frac{\sigma_{i1}}{\sigma_{i0}},$$

$$\psi_{\text{пор}} = U_{\Sigma 0} - \frac{\sqrt{n} \bar{U}_{i0}}{\sigma_{i0}},$$

$$x_{\text{пор}} = \frac{U_{\Sigma 1}}{p} - \frac{\sqrt{n} \bar{U}_{i1}}{\sigma_{i1}} = \frac{\sqrt{n}}{p} \left( \frac{\psi_{\text{пор}}}{\sqrt{n}} + \frac{\bar{U}_{i0}}{\sigma_{i0}} - p \frac{\bar{U}_{i0}}{\sigma_{i1}} \right).$$

Таким образом, вычисление  $F$  и  $D$  сводится к отысканию табулированных интегралов вероятности вида

$$F = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\psi_{\text{пор}}}^{\infty} e^{-\frac{g^2}{2}} dg,$$

$$D = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{x_{\text{пор}}}^{\infty} e^{-\frac{g^2}{2}} dg.$$

Таким образом,  $D$  и  $F$  могут быть вычислены при известных величинах  $n$ ,  $\sigma_{i0}$ ,  $\sigma_{i1}$ ,  $\bar{U}_{i0}$  и  $\bar{U}_{i1}$ , а также при известных законах распределения амплитуды видеоимпульсов на выходе системы компенсации  $P(U_{i0})$  и  $P(U_{i1})$ .

Вероятность обнаружения за  $M$  оборотов антенны  $D_M$  при вероятности обнаружения за один оборот  $D$  равна

$$D_M = 1 - (1 - D)^M.$$

К сожалению, доведение полученных решений до численных результатов связано с большими вычислительными трудностями, из-за чего приходится использовать численное интегрирование. Однако этот метод принципиально позволяет хотя бы и путем численного интегрирования построить кривые обнаружения

$$D = f\left(F, n, \frac{P_{\text{лп}}}{P_{\text{п}}}\right),$$

которые наиболее полно характеризуют эффективность радиолокатора СДЦ.

---

## О Г Л А В Л Е Н И Е

Предисловие . . . . .	3
<b>Глава первая. Прием и обработка радиолокационных сигналов при обнаружении движущихся целей . . . . .</b>	<b>5</b>
1.1. Основные различия сигналов движущихся и неподвижных целей. Эффект Доплера . . . . .	7
1.2. Общая характеристика радиолокационного зондирующего сигнала . . . . .	23
1.3. Прием и фильтрация сигналов движущихся целей на фоне собственных шумов приемника . . . . .	50
1.4. Прием и фильтрация сигналов движущихся целей на фоне сигналов неподвижных целей . . . . .	57
1.5. Структура приемных устройств, оптимальных для селекции сигналов движущихся целей . . . . .	85
Литература . . . . .	101
<b>Глава вторая. Радиолокационные методы селекции движущихся целей . . . . .</b>	<b>102</b>
2.1. Когерентный метод непрерывного излучения . . . . .	107
2.2. Когерентный метод непрерывного излучения при использовании модуляции . . . . .	117
2.3. Когерентно-импульсные методы СДЦ . . . . .	129
2.4. Метод с индикацией конечного перемещения целей . . . . .	171
2.5. Методы, использующие побочные эффекты движения целей . . . . .	172
2.6. Особенности автоматического сопровождения по направлению движущихся целей . . . . .	173
2.7. Особенности селекции движущихся целей при движении радиолокатора . . . . .	175
Литература . . . . .	179
<b>Глава третья. Методы получения и сравнения когерентных колебаний . . . . .</b>	<b>181</b>
3.1. Методы образования когерентных опорных колебаний . . . . .	182
3.2. Принцип фазовой синхронизации когерентных гетеродинов . . . . .	194
3.3. Сравнение когерентных колебаний . . . . .	198
Литература . . . . .	207
	335

<b>Глава четвертая. Подавление сигналов неподвижных целей</b>	208
4.1. Характеристики систем подавления сигналов неподвижных целей	208
4.2. Элементы систем подавления сигналов неподвижных целей	227
Литература	253
<b>Глава пятая. Качество работы радиолокаторов селекции движущихся целей</b>	254
5.1. Критерий качества работы радиолокаторов СДЦ	254
5.2. Флюктуации сигналов неподвижных целей или местных предметов	260
5.3. Модуляция сигналов за счет перемещения характеристики направленности антенны при обзоре пространства	265
5.4. Флюктуация сигналов за счет частичной смены участков отражения или изменения их ракурса из-за движения характеристики направленности радиолокаторов	266
5.5. Уменьшение влияния флюктуации сигналов неподвижных целей	270
5.6. Влияние неустойчивости работы узлов на качество работы радиолокатора СДЦ	285
5.7. Требования к стабильности узлов радиолокаторов СДЦ	287
5.8. Распределение требований на стабильность между узлами	321
Литература	323
Заключение	326

Петр Александрович БАКУЛЕВ

### Радиолокация движущихся целей

Редактор *И. М. Волкова*

Техн. редактор *В. В. Беляева*

Обложка художника *В. И. Шаповалова*

Сдано в набор 28/II 1964

Подписано в печать 17/VI 1964 г.

Формат 84×108<sup>1/32</sup> Объем 17,22 п. л.

Тираж 8400 экз. Уч.-изд. л. 15,778

Г-14633 Цена в пер. № 5 89 коп.

Темплаи 1964 г. № 11 Зак. 1109

Московская типография № 10 Главполиграфпрома  
Государственного комитета Совета Министров СССР по печати  
Шлюзовая наб., 10.



Цена 89 к.

Н.А.  
Бакулев

# РАДИОЛОКАЦИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

„Советское радио“