

Г л а в а 11

КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНЫЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

11.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

1. Назначение и решаемые задачи.

Когерентными называются РЛ устройства и системы, в которых сигналы обладают когерентными свойствами и эти когерентные свойства используются при *обработке* принимаемых отраженных сигналов, которая и называется *когерентной*. В широком смысле *когерентными* называются сигналы, структура которых характеризуется жесткой связью по фазе отдельных частей сигнала. Фазовая структура сигналов в этом случае известна или определяется в процессе обработки. Соотношения по фазе между отдельными элементами или частями всего сигнала в этом случае известны. Эти соотношения могут быть регулярными или произвольными (случайными).

В радиолокации широко используются когерентные импульсные последовательности – пачки когерентных импульсов, в которых отдельные импульсы по высокой частоте связаны между собой по фазе заданными соотношениями. Когерентная обработка пачки когерентных импульсов состоит в использовании этих фазовых соотношений между импульсами или для повышения эффективности обнаружения цели путем когерентного накопления энергии отдельных импульсов, или для повышения разрешающей способности и точности измерения координат и параметров движения целей, или для улучшения помехозащищенности РЛ систем при действии пас-

сивных помех, а также при наблюдении движущихся целей на фоне мешающих отражений (МО).

В когерентно-импульсных РЛ системах обычно определяются и используются относительные разности фаз между излученными и принимаемыми импульсами или между отдельными импульсами в пачке. В частности, измерение изменений относительной фазы отраженных сигналов позволяет обнаружить движение цели, определить доплеровские изменения сигналов, которые обусловлены движением цели. Эти свойства когерентных систем являются основой различных методов разрешения целей по скорости движения и выделения движущихся целей на фоне мешающих отражений от поверхности земли или моря, а также на фоне пассивных помех различного происхождения.

Указанные особенности когерентно-импульсных РЛ систем лежат в основе различных методов обнаружения или *селекции движущихся целей* (СДЦ), а также являются основой *импульсно-доплеровских РЛ систем*.

Важной особенностью когерентно-импульсных устройств является возможность когерентного суммирования импульсов, принимаемых в когерентной пачке. Эта особенность используется для увеличения энергии отраженного от цели сигнала, а следовательно, позволяет повысить вероятность обнаружения целей с малой радиолокационной заметностью или увеличить максимальную дальность обнаружения. Основной задачей когерентных устройств обработки сигналов в этом случае является обеспечение синфазного суммирования по высокой частоте отдельных импульсов в пачке сигналов, отраженных от цели.

Когерентные пачки импульсов со скачкообразным изменением частоты от импульса к импульсу позволяют повысить *разрешающую способность* РЛ систем по дальности, а также повысить *скрытность* работы, уменьшив вероятность перехвата (обнаружения) работы РЛ системы средствами радиотехнической разведки противника.

Большой областью применения когерентно-импульсных РЛ систем является получение РЛ изображений поверхности земли, а также отдельных объектов в воздухе или на земле (море) с высокой разрешающей способностью по угловым координатам. К таким РЛ

системам относятся различные типы радиолокационных систем с синтезированием апертуры (РСА) (см.гл.18).

В данной главе основное внимание уделено общим принципам функционирования когерентно-импульсных систем и методам селекции движущихся целей (СДЦ).

2. Свойства когерентно-импульсных сигналов и их функция неопределенности

Рассмотрим свойства сигналов в виде пачки когерентных импульсов, которые широко применяются в когерентно-импульсных РЛ системах. На рис. 11.1,а показан вид сигнала с постоянной частотой повторения и прямоугольной огибающей, а на рис.11.1,б представлен модуль комплексной амплитуды этого сигнала, который имеет вид последовательности видеоимпульсов.

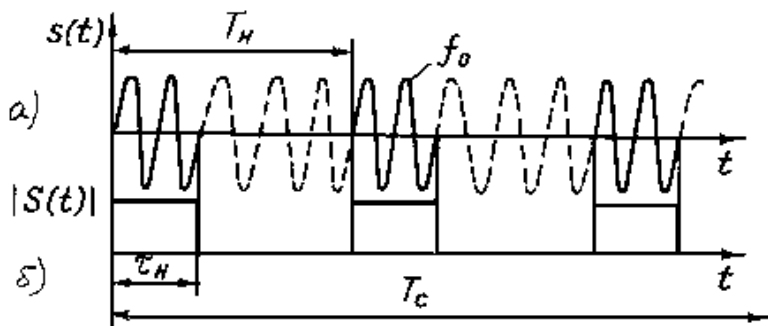


Рис. 11.1

Можно записать в общем виде последовательность комплексных амплитуд импульсов, как

$$U(t) = \sum_{i=0}^{N-1} U_i(t - iT_H), \quad (11.1)$$

где N – количество равномерно расположенных импульсов с периодом T_H . Форма каждого импульса U_i может быть различной. Так

как когерентность сохраняется от импульса к импульсу, то в комплексном виде когерентно-импульсный сигнал запишем

$$S(t) = U(t) \exp \{j2\pi f_0 t\}, \quad (11.2)$$

где f_0 – несущая частота.

Функция неопределенности сигнала $S(t)$ равна

$$\begin{aligned} \Psi_s(\tau, \nu) &= \int_{-\infty}^{\infty} S(t) S^*(t - \tau) e^{j2\pi \nu t} dt = \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} U_i(t - iT_n) U_k^*(t - kT_n - \tau) e^{j2\pi \nu t} dt. \end{aligned} \quad (11.3)$$

Введем переменную

$$t_1 = t - iT_n. \quad (11.4)$$

Тогда (11.3) запишется как

$$\Psi_s(\tau, \nu) = \sum_{i=0}^{N-1} e^{j2\pi \nu iT_n} \sum_{k=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} U_i(t_1) U_k^*[t_1 - [\tau - (i - k)T_n]] e^{j2\pi \nu t_1} dt_1. \quad (11.5)$$

Если рассматривать последовательность одинаковых по форме импульсов, то есть

$$\dot{U}_i(t) = \dot{U}_k(t) = \dot{U}_n(t), \quad (11.6)$$

то функция неопределенности (11.5) примет вид:

$$\Psi_s(\tau, \nu) = \sum_{i=0}^{N-1} e^{j2\pi \nu iT_n} \sum_{k=0}^{N-1} \Psi_{\text{сп}}[\tau - (i - k)T_n, \nu], \quad (11.7)$$

где $\Psi_{\text{сп}}$ – функция неопределенности первичного повторяющегося импульса $U_n(t)$:

$$\Psi_{\text{сп}}(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} U_n(t) U_n^*(t - \tau) e^{j2\pi \nu t} dt. \quad (11.8)$$

Двойную сумму в (11.7) можно представить в виде сочетания членов, имеющих одинаковую задержку. Обозначим

$$p = i - k. \quad (11.9)$$

Заметим, что тогда двойная сумма в (11.7) может быть представлена в виде двух частей:

$$\sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} = \sum_{p=-(N-1)}^{p=0} \sum_{i=0}^{(N-1)-|p|} \left|_{k=i-p} \right. + \sum_{p=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{(N-1)-|p|} \left|_{i=k+p} \right. . \quad (11.10)$$

Структуру этих сумм в (11.10) можно пояснить с помощью таблицы 11.1 для индекса p . Таблица составлена для количества импульсов $N=5$.

Т а б л и ц а 11.1

$i \backslash k$	0	1	2	3	4
0	$p=0$	1	2	3	4
1	-1	0	1	2	3
2	-2	-1	0	1	2
3	-3	-2	-1	0	1
4	-4	-3	-2	-1	0

Заметим, что первая двойная сумма в правой части (11.10) соответствует нижнему треугольному блоку величин p в табл.11.1, лежащих ниже основной диагонали $p=0$. Суммирование начинается с нижнего левого угла и выполняется вдоль диагоналей с $p=\text{const}$. Вторая двойная сумма в правой части (11.10) соответствует верхнему треугольному блоку величины p в табл.11.1. Суммирование заканчивается в верхнем правом углу таблицы. Используя (11.10) суммы в (11.7), запишем

$$\begin{aligned}\Psi_s(\tau, \nu) = & \sum_{p=-(N-1)}^{p=0} \left\{ \Psi_{\text{сп}}(\tau - pT_n; \nu) \sum_{i=0}^{(N-1)-|p|} e^{j2\pi\nu_i T_n} \right\} + \\ & + \sum_{p=1}^{N-1} \left\{ e^{j2\pi\nu_p T_n} \Psi_{\text{сп}}(\tau - pT_n; \nu) \sum_{k=0}^{(N-1)-|p|} e^{j2\pi\nu_k T_n} \right\}.\end{aligned}\quad (11.11)$$

Заметим, что суммы экспонент в правой части (11.11) можно представить как сумму геометрической прогрессии в следующем виде:

$$\begin{aligned}\sum_{i=0}^{(N-1)-|p|} e^{j2\pi\nu_i T_n} &= \frac{1 - \exp[j2\pi\nu(N - |p|)T_n]}{1 - \exp j2\pi\nu T_n} = \\ &= \frac{\sin[\pi\nu(N - |p|)T_n]}{\sin \pi\nu T_n} e^{j\pi\nu(N-1-|p|)T_n}.\end{aligned}\quad (11.12)$$

Используя (11.12), выражение для $\Psi_s(\tau, \nu)$ запишем

$$\Psi_s(\tau, \nu) = \sum_{p=-(N-1)}^{N-1} e^{j\pi\nu(N-1+p)T_n} \Psi_{\text{сп}}(\tau - pT_n, \nu) \frac{\sin(\pi\nu(N - |p|)T_n)}{\sin \pi\nu T_n}. \quad (11.13)$$

При нахождении сечений ФН часто представляет интерес модуль ФН. Если интервалы между отдельными импульсами больше длительности этих импульсов, то отдельные составляющие ФН, вдоль оси ν не перекрываются между собой и модуль функции ФН (11.13) можно записать в виде

$$|\Psi_s(\tau, \nu)| = \sum_{p=-(N-1)}^{N-1} |\Psi_{\text{сп}}(\tau - pT_n, \nu)| \left| \frac{\sin[\pi\nu(N - |p|)T_n]}{\sin \pi\nu T_n} \right|, \quad (11.14)$$

когда

$$\tau_n < \frac{T_n}{2}.$$

В качестве примера рассмотрим пачку прямоугольных импульсов с одинаковой постоянной несущей частотой. Получим аналитические выражения для двух основных сечений ФН пачки когерентных импульсов.

Сечение по оси τ найдем, положив $\nu=0$ в выражении (11.14)

$$|\Psi_s(\tau, 0)| = N \sum_{p=-(N-1)}^{N-1} |\Psi_{сп}(\tau - pT_n, 0)| \left(1 - \frac{|p|}{N}\right). \quad (11.15)$$

Если для сечения ФН одиночного импульса использовать соотношение (см.гл.3)

$$|\Psi_s(\tau, 0)| = 1 - \frac{|\tau|}{\tau_n}, \quad (11.16)$$

то получим

$$|\Psi_s(\tau, 0)| = N \sum_{p=-(N-1)}^{N-1} \left(1 - \frac{|p|}{N}\right) \left(1 - \frac{|\tau - pT_n|}{\tau_n}\right), \quad (11.17)$$

при $|\tau - pT_n| < \tau_n$ и $|\Psi_s(\tau, 0)| = 0$ при других значениях τ .

На рис. 11.2,а приведено сечение ФН по оси τ (11.17).

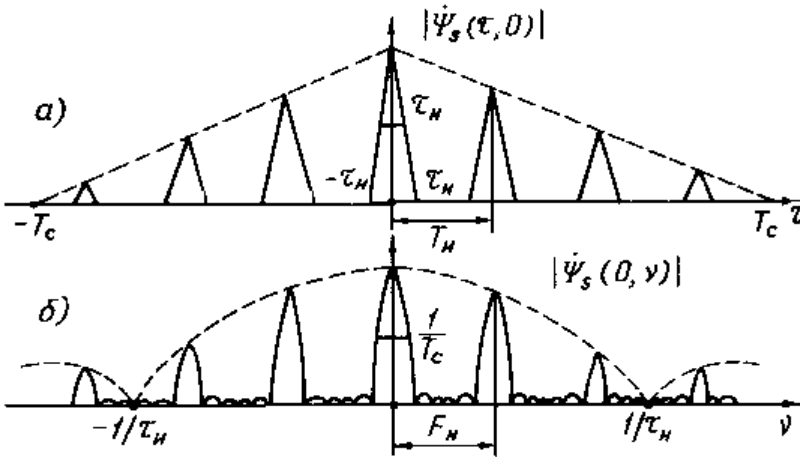


Рис. 11.2

Заметим, что треугольные составляющие повторяются с периодом T_n , каждый треугольный импульс имеет амплитуду в зависи-

мости от множителя $N\left(1 - \frac{|p|}{N}\right)$. Ширина отдельных импульсов (по основанию) равна $2\tau_{\text{и}}$, $T_{\text{с}} = NT_{\text{и}}$.

Сечение по оси доплеровских частот ν найдем аналогично, положив $\tau=0$ в выражение (11.14):

$$|\Psi_s(0, \nu)| = |\Psi_{\text{сп}}(0, \nu)| \left| \frac{\sin \pi \nu N \tau_{\text{и}}}{\sin \pi \nu \tau_{\text{и}}} \right|, \quad (11.18)$$

при этом учтено, что $\Psi_{\text{сп}}(-pT_{\text{и}}, \nu) = 0$ при всех p , кроме $p=0$. Если учесть, что

$$|\Psi_{\text{сп}}(0, \nu)| = \left| \frac{\sin \pi \tau_{\text{и}} \nu}{\pi \tau_{\text{и}} \nu} \right|, \quad (11.19)$$

то получим

$$|\Psi_s(0, \nu)| = \left| \frac{\sin \pi \tau_{\text{и}} \nu}{\pi \tau_{\text{и}} \nu} \right| \left| \frac{\sin \pi \nu (N - |p|T_{\text{и}})}{\pi \nu T_{\text{и}}} \right|. \quad (11.20)$$

Сечение по оси ν показано на рис. 11.2,б. Для других значений $p \neq 0$ сечение по ν имеет вид

$$|\Psi_s(pT_{\text{и}}, \nu)| = \left| \frac{\sin \pi \tau_{\text{и}} \nu}{\pi \tau_{\text{и}} \nu} \right| \left| \frac{\sin \pi \nu (N - |p|T_{\text{и}})}{\pi \nu T_{\text{и}}} \right|. \quad (11.21)$$

Видно, что сечение по оси доплеровских частот не имеет участков с абсолютным нулевым значением. Имеются основные максимумы на расстояниях $1/T_{\text{и}}$ друг от друга и малые боковые лепестки общим количеством $(N-2)$ между двумя основными пиками на доплеровской оси ($\tau=0$). При других $\tau = pT_{\text{и}}$ число боковых максимумов уменьшается до величины $(N-2-|p|)$.

Важным параметром сечения ФН по оси ν является ширина основных максимумов. Первое нулевое значение по оси ν соответствует

$$v_0 = \frac{1}{NT_{\text{и}}} = \frac{1}{T_c}. \quad (11.22)$$

Следовательно, ширина ФН на уровне 0,5 равна

$$\Delta v_{\text{вых}} = \frac{1}{NT_{\text{и}}} = \frac{1}{T_c}. \quad (11.23)$$

На рис.11.3 приведена диаграмма неопределенности для пачки когерентных импульсов. ФН относятся к классу многолепестковых ФН (“булавки на подушке”). Анализ сечений ФН и диаграммы неопределенности позволяет сделать ряд выводов о свойствах сигнала в виде пачки когерентных импульсов.

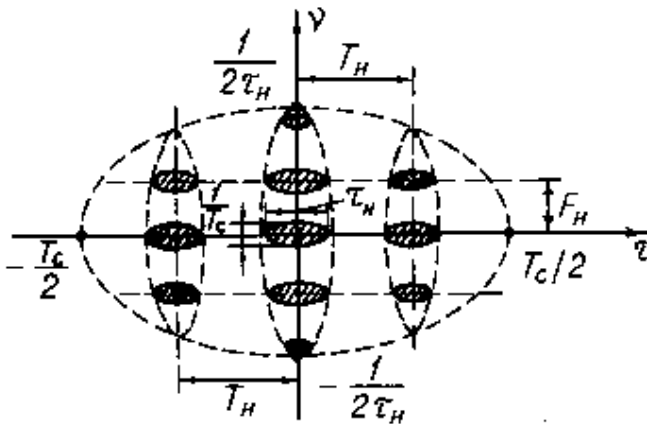


Рис. 11.3

1. Разрешающая способность по оси τ (по дальности) определяется шириной сечения основной составляющей и равна

$$\delta\tau = \tau_{\text{и}}; \quad \delta D = \frac{c}{2} \delta\tau = \frac{c}{2} \tau_{\text{и}}. \quad (11.24)$$

2. Наличие большого числа выбросов по оси τ , относительно мало отличающихся по амплитуде, свидетельствует о возможной неодно-

значности измерений расстояний. Интервал однозначного определения расстояний зависит от периода повторения импульсов

$$\Delta t_{\text{д.одн}} = T_{\text{и}}; \quad \Delta D_{\text{одн}} = \frac{c}{2} T_{\text{и}}. \quad (11.25)$$

3. Полная протяженность ФН по оси τ равна удвоенному значению полной длительности пачки импульсов T_c . Количество составляющих по оси τ равно $(2N-1)$.

4. Разрешающая способность сигналов по оси доплеровских частот определяется шириной основного пика сечения по оси ν и равна величине

$$\delta \nu = \Delta \nu_{\text{вых}} = \frac{1}{NT_{\text{и}}} = \frac{1}{T_c}, \quad (11.26)$$

то есть обратно полной длительности пачки когерентных импульсов.

5. Неоднозначность по оси доплеровских частот определяется большим числом максимумов по оси ν , которые отстоят друг от друга на расстоянии $1/T_{\text{и}} = F_{\text{и}}$. Интервал однозначного определения доплеровской частоты равен

$$\Delta \nu_{\text{одн}} = \Delta f_{\text{дп.одн}} = F_{\text{и}} = \frac{1}{T_{\text{и}}}. \quad (11.27)$$

Обратим внимание, что интервалы однозначности измерений по времени запаздывания τ и по доплеровской частоте ν связаны между собой

$$\Delta t_{\text{д.одн}} \Delta f_{\text{дп.одн}} = 1. \quad (11.28)$$

Если отдельные импульсы в пачке когерентных импульсов имеют более сложную структуру, а сами импульсы имеют сложные виды модуляции или кодирования, то функцию неопределенности можно определить по общей формуле (11.5).

3. Обеспечение когерентной работы импульсных РЛ систем

Для выполнения когерентной обработки принимаемой, отраженной от целей когерентной пачки импульсов, в когерентно-импульсных РЛ системах должны быть созданы условия для формирования заданной фазовой структуры сигналов в пачке импульсов. Как правило, должно выполняться сравнение по фазе принимаемых импульсов с некоторым опорным сигналом на несущей частоте, жестко связанным по фазе и частоте с излученной пачкой импульсов. В настоящее время можно классифицировать когерентно-импульсные РЛ системы по таким признакам, как способ обработки получаемой когерентной информации, как метод формирования опорных колебаний, а также какова структура когерентных приемно-передающих устройств.

По методу выбора и формирования опорных колебаний когерентно-импульсные РЛС могут быть разделены на две группы: с внутренней и внешней когерентностью.

РЛС с *внутренней когерентностью* характеризуются наличием *когерентного гетеродина*, формирующего опорный сигнал, причем когерентный гетеродин является частью устройства, задающего частотные и фазовые связи в РЛС, или может фазироваться излученным импульсом РЛС, “запоминая” фазу импульса.

РЛС с *внешней когерентностью* в качестве опорных напряжений используют в той или иной форме отраженные сигналы. Например, могут использоваться сигналы, отраженные от мешающих объектов, или непосредственно, или путем фазирования когерентного гетеродина.

Рассмотрим типовые структурные схемы приемно-передающих трактов когерентно-импульсных РЛС с внутренней когерентностью. Известно много различных схемных решений, но можно выделить три группы устройств.

Когерентно-импульсные устройства с одним стабильным задающим генератором (рис. 11.4) составляют первую группу. Колебания стабилизированного кварцем задающего генератора служат основой для формирования всех когерентных колебаний в РЛС. Например, путем умножения частоты задающего генератора, обычно

выбираемой равной промежуточной $f_{пр}$, в n раз формируется сигнал передатчика СВЧ $f_o = f_{пр} \cdot n$, а при умножении в $(n+1)$ раз – сигнал местного гетеродина $f_{мг}$. Очевидно, что промежуточная частота в приемнике в этом случае и равна $f_{пр}$. Сигнал задающего генератора может непосредственно использоваться в качестве опорного колебания для когерентного смесителя, роль которого часто выполняют фазовые детекторы.

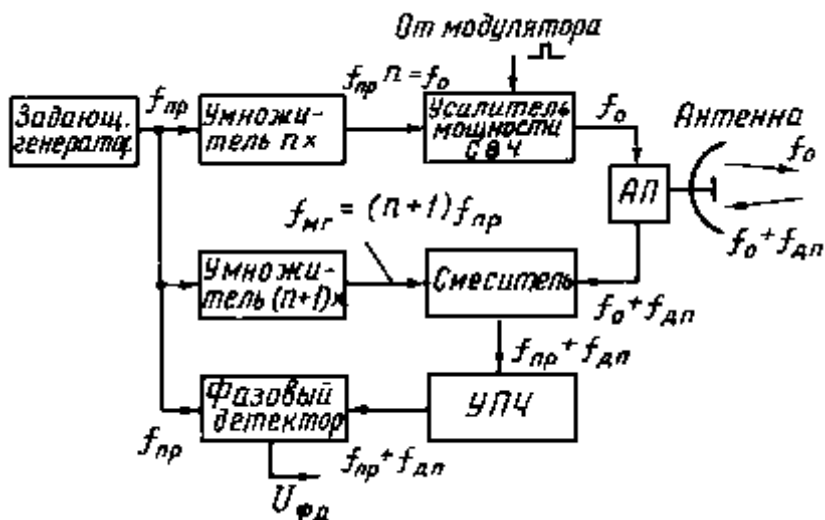


Рис. 11.4

Приемно-передающие устройства рассмотренного типа часто называют истинно когерентными.

Когерентно-импульсное устройство с двумя генераторами стабильных колебаний (рис. 11.5) составляют вторую группу устройств. Один генератор стабильной частоты f_o используется для формирования сигнала передатчика СВЧ путем усиления в усилителях мощности СВЧ. Второй стабильный генератор с кварцевой стабилизацией служит в качестве опорного генератора с частотой $f_{пр}$ для фазового детектора. Для формирования колебаний местного ге-

теродина выполняется гетеродирование, и частота местного гетеродина равна $f_{\text{мг}} = f_o + f_{\text{пр}}$.

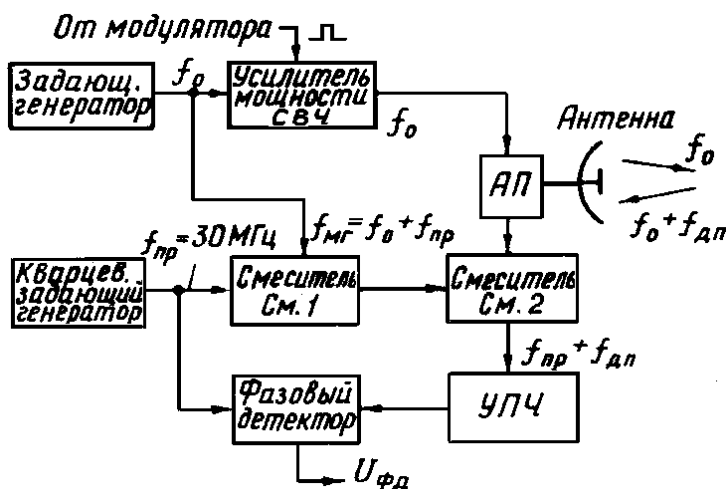


Рис. 11.5

Описанные два типа устройств формируют когерентные колебания до усиления в усилителях мощности СВЧ. В ряде случаев, однако, применяются генераторы СВЧ (например, магнетроны), которые формируют некогерентные импульсы, фазы высокочастотных импульсов, которые обычно случайны относительно друг друга. Когерентную обработку сигналов в такой импульсной РЛС в этом случае можно обеспечить при приеме сигналов, если предварительно “запомнить” тем или иным способом фазу каждого излученного импульса и эту фазу ввести в опорный сигнал. Такие когерентно-импульсные устройства составляют третью группу РЛС и их будем называть *когерентными при приеме*. Когерентно-импульсные РЛ системы с запоминанием фазы излученного импульса могут быть выполнены по различным схемам. Широко известны системы с фазированием когерентного гетеродина импульсами передатчика (рис. 11.6). В рассматриваемом устройстве имеется некогерентный генератор СВЧ (например, магнетронный). Генерируемые импульсы с

11.2. СЕЛЕКЦИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

1. Решаемые задачи. Основные показатели

Во многих случаях когерентно-импульсные РЛ системы применяются для обнаружения и выделения движущихся целей. Если РЛ система стационарна, как, например, РЛС комплексов ПВО или РЛС управления воздушным движением (УВД), то мешающие объекты (поверхность земли, местные предметы и т.п.) неподвижны относительно РЛС, а цели-самолеты перемещаются относительно РЛС и этих мешающих объектов. В таких РЛС достаточно подавить в спектре спектральные составляющие мешающих отражений, которые расположены в области нулевых доплеровских частот, и задача обнаружения движущейся цели и выделение ее существенно облегчаются.

РЛ системы, в которых основной задачей является подавление мешающих отражений и селекция (выделение) движущихся целей (СДЦ), называются РЛС с СДЦ. Обнаружить движение целей можно, используя различия относительных скоростей движения цели и мешающих объектов. Основой работы многих РЛС с СДЦ является использование ряда проявлений эффекта Доплера, которые можно наблюдать в когерентно-импульсных системах. СДЦ обычно применяется в режимах обзора пространства и поиска целей. Частота повторений импульсов (ЧПИ) может быть достаточно низкой. Эта особенность часто определяет и методы СДЦ. Длительность применяемых импульсов обычно составляет величины не более нескольких микросекунд и за этот отрезок времени наблюдаемое изменение несущей частоты сравнительно мало. По этой причине основным эффектом, который может быть использован для обнаружения относительных движений цели, является изменение расстояния до объектов наблюдения. Однако за период повторения импульсов изменение расстояния, как правило, весьма мало и необходимо применить фазовые (когерентные) методы измерения расстояний как наиболее чувствительные. Для определения малых изменений расстояний в когерентно-импульсных РЛ системах с СДЦ сравниваются (в когерентных детекторах) высокочастотные отраженные импульсы и

опорные когерентные колебания.

Значительно сложнее задача СДЦ в самолетных РЛС, когда все мешающие объекты также являются движущимися относительно РЛС. Для обнаружения движущихся целей (самолетов, кораблей и т.п.) может использоваться только различие в скоростях движения МО и целей. Основным приемом, который облегчает возможность СДЦ в этих условиях, является введение компенсации собственного движения летательного аппарата-носителя РЛС путем соответствующих фазовых изменений в отраженные сигналы или в опорные когерентные колебания.

Системы СДЦ применяются в самолетных РЛС авиационных комплексах воздушного дозора, в ряде РЛС истребителей перехвата, в РЛС обзора поверхности земли. Широкое применение системы СДЦ нашли в наземных РЛС.

Основные показатели. Для оценки эффективности систем СДЦ используется несколько показателей, которые позволяют сравнивать возможности различных типов систем СДЦ. Одним из основных показателей является *коэффициент подавления* МО, который определим как отношение мощности МО на входе системы СДЦ $P_{\text{МО.ВХ}}$ к мощности МО на выходе $P_{\text{МО.ВЫХ}}$.

$$K_{\text{пмо}} = \frac{P_{\text{МО.ВХ}}}{P_{\text{МО.ВЫХ}}} \quad (11.29)$$

при условии, что коэффициент усиления системы СДЦ по мощности равен единице.

Если спектральную плотность мощности МО обозначить $S_{\text{МО}}(f)$, а амплитудно-частную характеристику системы СДЦ как $|H_{\text{сдц}}(f)|$, то коэффициент $K_{\text{пмо}}$ можно записать в виде

$$K_{\text{пмо}} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{МО}}(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{МО}}(f) |H_{\text{сдц}}(f)|^2 df}. \quad (11.30)$$

Для учета возможного подавления системой СДЦ и полезного сигнала вводится другой показатель – *коэффициент выигрыша* системы СДЦ в отношении сигнал-шум $Q_{\text{сдц}}$:

$$Q_{\text{сдц}} = \frac{P_{\text{с.вых}} / P_{\text{мо.вых}}}{P_{\text{с.вх}} / P_{\text{мо.вх}}}, \quad (11.31)$$

где $P_{\text{с.вх}}$ и $P_{\text{с.вых}}$ – соответственно мощности полезного сигнала, отраженного от цели, на входе и на выходе системы СДЦ. Обозначим коэффициент потери мощности сигнала цели как

$$\alpha_{\text{ц}} = P_{\text{с.вх}} / P_{\text{с.вых}}. \quad (11.32)$$

Тогда коэффициент выигрыша $Q_{\text{сдц}}$ можно представить в виде

$$Q_{\text{сдц}} = K_{\text{пмо}} / \alpha_{\text{ц}}. \quad (11.33)$$

Важной характеристикой систем СДЦ является *коэффициент подпомеховой видимости* $K_{\text{ппв}}$, который показывает, при каком отношении мощности мешающих отражений к мощности сигнала цели на входе системы СДЦ на выходе осуществляется обнаружение движущейся цели с заданной вероятностью обнаружения при установленном значении вероятности ложной тревоги:

$$K_{\text{ппв}} = \left[\frac{P_{\text{мо.вх}}}{P_{\text{с.вх}}} \right]_{\text{обн}}. \quad (11.34)$$

Если для обнаружения цели с заданными вероятностями правильного обнаружения и ложной тревоги требуется иметь на выходе системы СДЦ принятое отношение $P_{\text{с.вых}}$ и $P_{\text{мо.вых}}$

$$Q_{\text{обн}} = \frac{P_{\text{с.вых}}}{P_{\text{мо.вых}}},$$

то, используя выражения (11.29) и (11.32), а также (11.34), получаем равенство

$$K_{\text{ппв}} = \frac{K_{\text{пмо}}}{\alpha_{\text{ц}} Q_{\text{обн}}}. \quad (11.35)$$

Так как отношение $K_{\text{пмо}}/\alpha_{\text{ц}}$ равно $Q_{\text{сдц}}$ (см. (11.33), то получаем для коэффициента подпомеховой видимости соотношение

$$K_{\text{ппв}} = \frac{Q_{\text{сдц}}}{Q_{\text{обн}}}. \quad (11.36)$$

Заданный коэффициент обнаружения $Q_{\text{обн}}$ на выходе системы СДЦ можно находить по тем же характеристикам обнаружения, которые приведены для случая обнаружения цели на фоне внутренних шумов (см.гл.5).

2. Фазовый метод обнаружения движущихся целей

При малых длительностях применяемых импульсов и большой скважности (низкие частоты повторения) основным эффектом, который может быть использован для обнаружения движения цели, является, как уже отмечалось выше, смещение импульсов, отраженных от движущейся цели, относительно излучаемых. Для выделения и обнаружения указанных небольших сдвигов во времени применяется сравнение по фазе отраженных сигналов и опорного когерентного колебания, жестко связанного с излучаемым импульсом по фазе. Выявление небольших смещений цели по дальности возможно фазовыми методами измерения расстояний. Эти методы наиболее чувствительные к малым изменениям расстояний.

На рис. 11.7 приведены временные диаграммы изменения сигналов за несколько периодов повторения импульсов при приеме отражений как от неподвижной, так и от движущейся цели. Опорный сигнал служит для сравнения по фазе приходящего сигнала по отношению к излученному.

Из рис. 11.7 видно, что задержки во времени импульсов неподвижной цели не изменяются от одного периода к другому, то есть

$$t_{\text{д.н1}} = t_{\text{д.н2}} = \dots = t_{\text{д.нк}}.$$

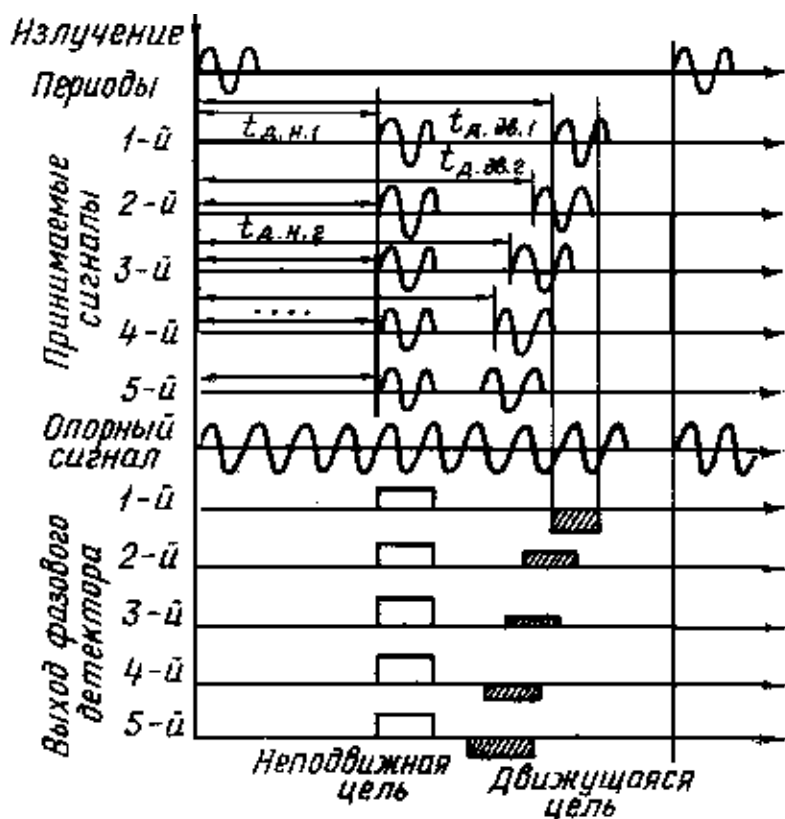


Рис. 11.7

Импульсы движущейся цели смещаются по оси времени (что соответствует смещению цели по дальности). Соответственно и временные запаздывания импульсов не будут постоянными от периода к периоду ($t_{д.дв1} > t_{д.дв2} > \dots > t_{д.двк}$). Можно найти общее выражение для времени задержки отраженного импульса в зависимости от порядкового номера периода повторений:

$$\begin{aligned}
 t_{д.двк} &= t_{д.дв(k-1)} - \Delta t, \\
 t_{д.дв(k-1)} &= t_{д.дв(k-2)} - \Delta t, \\
 t_{д.дв1} &= t_{д.дв0} - \Delta t.
 \end{aligned}
 \tag{11.37}$$

Последовательно подставляя значение времени задержки в предыдущее равенство в формуле (11.37), получаем

$$t_{\text{д.дв}k} = t_{\text{д.дв}0} - k\Delta t, \quad (11.38)$$

$$k=0,1,2,\dots$$

Величины $t_{\text{д.дв}0}$ и Δt соответственно равны

$$t_{\text{д.дв}0} = 2D_0 / c; \quad \Delta t = 2\Delta D / c, \quad (11.39)$$

где ΔD – относительное смещение цели по дальности за время, равное периоду повторений импульсов, при движении с относительной радиальной скоростью V :

$$\Delta D = VT_{\text{и}}. \quad (11.40)$$

Следовательно,

$$\Delta t = 2VT_{\text{и}} / c. \quad (11.41)$$

Этому смещению во времени соответствует относительное изменение фазы на величину

$$\Delta\varphi = 2\pi f_0 \Delta t = 4\pi \frac{V}{\lambda} T_{\text{и}} = 2\pi f_{\text{дп}} T_{\text{и}}, \quad (11.42)$$

где $f_{\text{дп}}$ – эквивалентная доплеровская частота, равная

$$f_{\text{дп}} = 2V / \lambda.$$

Рассмотрим сигнал на выходе фазового детектора, на который подается сигнал от цели, и опорное напряжение.

Запишем излученный импульс в виде

$$U_{\text{изл}}(t) = U_{\text{изл}} \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0), \quad 0 < t < \tau_{\text{и}}. \quad (11.43)$$

Опорный сигнал (сфазирован с излученным):

$$U_{\text{оп}}(t) = U_{\text{оп}} \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0), \quad 0 < t < \tau_{\text{и}}. \quad (11.44)$$

Принимаемый импульс, отраженный от точечной цели, запишем с учетом запаздывания импульса во времени и появления доплеровского сдвига частоты в пределах импульса

$$U_{\text{прм}}(t') = U_{\text{прм}} \cos[2\pi(f_0 + f_{\text{дп}})t' + \varphi'_0], 0 < t' < \tau_{\text{и}}, \quad (11.45)$$

где t' – новая переменная с нулевым значением, соответствующим моменту прихода отраженного импульса, φ'_0 начальное значение фазы после отражения от цели. Переменная t' связана с временем t соотношением $t' = t - t_{\text{д}}$, где $t_{\text{д}}$ – время запаздывания сигнала на отрезке дальности D_0 . При сравнении сигналов в фазовом детекторе необходимо привести все сигналы к одному масштабу времени. Опорный сигнал (11.44) запишем в этом случае как

$$U_{\text{по}}(t') = U_{\text{по}} \cos[2\pi f_0(t' + t_{\text{д}}) + \varphi_0]. \quad (11.46)$$

Рассматривая фазовый детектор как умножитель сигналов и выделив только низкочастотную составляющую, получаем

$$U_{\text{фд}}(t') = \frac{1}{2} U_{\text{до}} \cos[\varphi_{\text{прм}}(t') - \varphi_{\text{оп}}(t')], 0 < t' < \tau_{\text{и}}, \quad (11.47)$$

где фазы $\varphi_{\text{прм}}(t')$ и $\varphi_{\text{оп}}(t')$ можно найти из формул (11.45) и (11.46):

$$\varphi_{\text{прм}}(t') = 2\pi(f_0 + f_{\text{дп}})t' + \varphi'_0, \quad (11.48)$$

$$\varphi_{\text{оп}}(t') = 2\pi(t' + t_{\text{д}})f_0 + \varphi_0. \quad (11.49)$$

Подставив значения (11.48) и (11.49) в формулу (11.47), получаем

$$U_{\text{фд}}(t') = \frac{1}{2} U_{\text{фдо}} \cos[2\pi f_{\text{дп}}t' - 2\pi f_0 t_{\text{д}} + \varphi'_0 - \varphi_0], 0 < t' < \tau_{\text{и}}. \quad (11.50)$$

Запись (11.50) характеризует форму видеоимпульса на выходе фазового детектора как функцию времени t' . Напряжение $U_{\text{фд}}$ в момент времени $t'=0$ равно

$$U_{\text{фд}}(0) = \frac{1}{2} U_{\text{фдо}} \cos[-2\pi f_0 t_{\text{д}} + \varphi'_0 - \varphi_0], \quad (11.51)$$

а в конце импульса ($t' = \tau_{\text{и}}$)

$$U_{\text{фд}}(\tau_{\text{и}}) = \frac{1}{2} U_{\text{фдо}} \cos[2\pi f_{\text{дп}}\tau_{\text{и}} - 2\pi f_0 t_{\text{д}} + \varphi'_0 - \varphi_0]. \quad (11.52)$$

Сравнивая формулы (11.51) и (11.52), видим, что изменение напря-

жения $U_{\text{фд}}$ за время длительности импульса $\tau_{\text{и}}$ определяется приростом фазы $2\pi f_{\text{дп}}\tau_{\text{и}}$, обусловленным доплеровской частотой $f_{\text{дп}}$. Однако прирост фазы очень мал и изменение напряжения незначительно за время, равное длительности импульса. Действительно, разность напряжений в конце и в начале импульса равна

$$\begin{aligned}\Delta U &= U_{\text{фд}}(\tau_{\text{и}}) - U_{\text{фд}}(0) = \\ &= U_{\text{фдо}} \sin(\pi f_{\text{дп}}\tau_{\text{и}}) \sin[\pi f_{\text{дп}}\tau_{\text{и}} - 2\pi f_0 t_{\text{д}} + \varphi'_0 - \varphi_0]\end{aligned}\quad (11.53)$$

В формуле (11.53) второй множитель из-за случайности фаз φ_0 и φ'_0 может быть произвольным по величине, но не больше единицы. Первый множитель $\sin(\pi f_{\text{дп}}\tau_{\text{и}})$ определяет максимально возможное значение разности напряжений:

$$\Delta U_{\text{max}} / U_{\text{фдо}} = \sin(\pi f_{\text{дп}}\tau_{\text{и}}) \approx \pi f_{\text{дп}}\tau_{\text{и}}. \quad (11.54)$$

Эта величина при $\lambda=3\text{см}$, $U=300\text{мВ}$, $\tau_{\text{и}}=0,5\text{мкс}$ составляет всего около 3° .

Следовательно, амплитуда импульса на выходе фазового детектора практически не зависит от изменений частоты внутри импульса, обусловленных доплеровским эффектом, а определяется только фазой сигнала $\varphi_{\text{и}} = -2\pi f_0 t_{\text{д}} + \varphi'_0 - \varphi_0$, определяющей амплитуду переднего фронта импульса. Это обстоятельство позволяет в дальнейшем не учитывать влияние доплеровской частоты в пределах импульса на амплитуду видеоимпульса.

Рассмотрим выражение (11.51), которое характеризует амплитуду видеоимпульса на выходе фазового детектора. Изменения амплитуды импульса от периода к периоду повторения позволяют судить о наличии движения цели. Если цель неподвижна, то величина $t_{\text{д}}$ в последовательных периодах остается одной и той же. При движении цели величина $t_{\text{д}}$ последовательно от периода к периоду изменяется. Значение $t_{\text{д}}$ для k -го периода находим по формуле (11.38).

Амплитуда видеоимпульса для k -го периода тогда равна

$$U_{\text{фд.к}} = \frac{1}{2} U_{\text{фдо}} \cos[-2\pi f_0(t_{\text{до}} - k\Delta t) + \varphi'_0 - \varphi_0] \quad (11.55)$$

Если рассматривать $U_{\text{фд}}$ как функцию номера периода, то зависимость (11.55) имеет вид косинусоидальной функции. Постоянные фазовые составляющие определяют фазу огибающей видеоимпульсов. Выберем начало отсчета периода так, чтобы начальную фазу не учитывать, тогда запишем (11.55) в виде

$$U_{\text{фд}}(k) = U_{\text{фдо}} \cos(2\pi f_0 \Delta t k). \quad (11.56)$$

Используя выражения (11.42), получаем

$$U_{\text{фд}}(k) = U_{\text{фдо}} \cos\left(2\pi \frac{f_{\text{дп}}}{F_{\text{и}}} k\right). \quad (11.57)$$

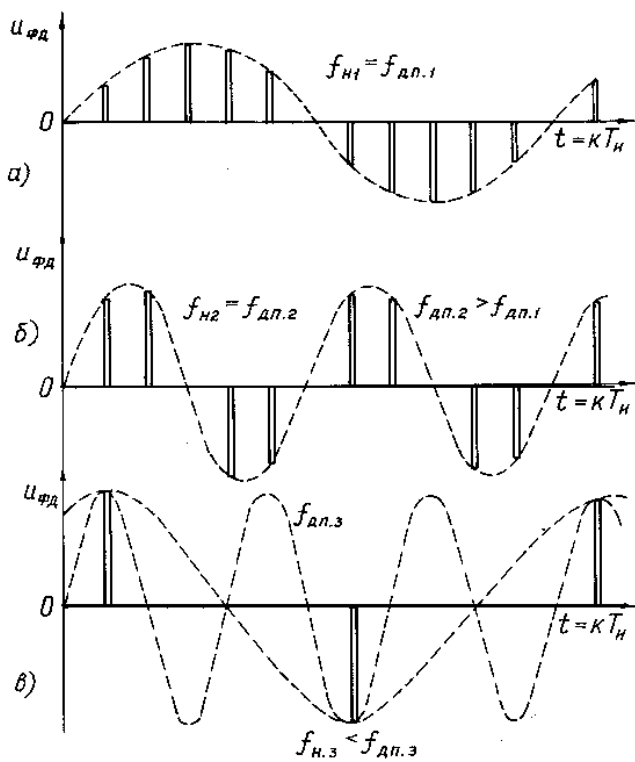


Рис. 11.8

На рис. 11.8 показано изменение $U_{\text{фд}}$ в зависимости от дискретной переменной k (номер периода повторений импульсов). Огибающая видеоимпульсов имеет частоту $f_{\text{н}}$, которую назовем наблюдаемой частотой. На рис. 11.8, а и б наблюдаемая частота доплеровской частоте $f_{\text{н}} = f_{\text{дп}}$, а на рис. 11.8, в наблюдаемая частота значительно меньше величины $f_{\text{дп}}$ ($f_{\text{н}} < f_{\text{дп}}$).

3. “Слепые” скорости цели и “стробоскопический” эффект

В случае применения периодических импульсных последовательностей в РЛС при обнаружении движущихся целей наблюдается так называемый “стробоскопический” эффект, который состоит в том, что наблюдаемая частота огибающей видеоимпульсов $f_{\text{н}}$ не соответствует доплеровской частоте $f_{\text{дп}}$ при $f_{\text{дп}} > F_{\text{и}}/2$. Физически это явление можно объяснить тем, что движущаяся цель за время, равное одному периоду повторений, смещается по дальности больше, чем на $\lambda/2$, и отличить смещения цели на величины, кратные по модулю $\lambda/2$, фазовым методом невозможно.

Найдем соотношения, которые позволяют найти наблюдаемую частоту $f_{\text{н}}$ при известной частоте Доплера $f_{\text{дп}}$. Рассмотрим три участка (диапазона) значений доплеровской частоты по отношению к частоте повторений $F_{\text{и}}$ (рис. 11.9).

Первый участок, где $0 < f_{\text{дп}} < F_{\text{и}}/2$, соответствует равенству наблюдаемой частоты $f_{\text{н}}$ и частоты Доплера. На период колебаний частоты $f_{\text{дп}}$ при этом приходится больше, чем два импульса отраженных сигналов. Из формулы (11.57) следует, что требуется несколько импульсов (несколько значений k) для изменения фазы огибающей на 2π . На рис. 11.9 показано изменение частоты $f_{\text{н}}$ с увеличением $f_{\text{дп}}$.

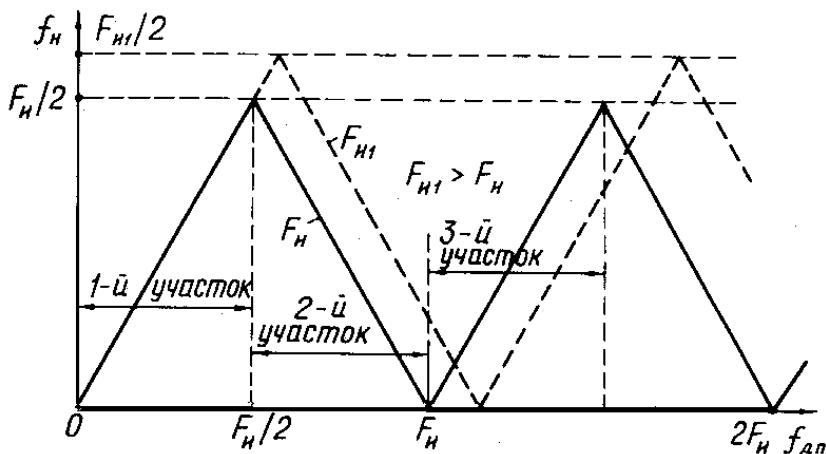


Рис. 11.9

Второй участок (диапазон) соответствует изменениям частоты Доплера в пределах $F_{и}/2 < f_{дп} < F_{и}$. Представим частоту $f_{дп}$ в виде

$$f_{дп} = F_{и} - f'_{дп}\lambda, \quad (11.58)$$

где $f'_{дп}$ – вспомогательная частота, которая при изменении $f_{дп}$ от $f_{дп}$ до $F_{и}/2$ изменяется в обратном направлении – от $F_{и}/2$ до нуля.

Подставим соотношение (11.58) в формулу (11.57)

$$\begin{aligned} U_{фд}(k) &= U_{фдо} \cos \left[2\pi \frac{F_{и} - f'_{дп}}{F_{и}} k \right] = U_{фдо} \cos \left[2\pi k - 2\pi (f'_{дп} / F_{и}) k \right] = \\ &= U_{фдо} \cos \left(2\pi f'_{дп} \frac{k}{F_{и}} \right). \end{aligned} \quad (11.59)$$

Так как частота $f'_{дп}$ находится в пределах от 0 до $F_{и}/2$, то формула (11.59) соответствует изменению напряжения $U_{фд}(k)$ на первом участке, и наблюдаемая частота $f_{н}$ равна $f'_{дп}$. Учитывая обратную

зависимость в изменении $f_{\text{дп}}^{\cdot}$ по сравнению с частотой Доплера $f_{\text{дп}}$, второй участок соответствует на рис. 11.9 прямой с отрицательным углом наклона (этот второй участок зависимости $f_{\text{н}}$ от изменения $f_{\text{дп}}$ можно построить путем зеркального отображения первого участка относительно вертикальной линии в точке $f_{\text{дп}} = F_{\text{и}} / 2$).

Значение доплеровской частоты $f_{\text{дп}}$, при котором наблюдаемая частота $f_{\text{н}}$ равна нулю (функция $U_{\text{фд}}(k)$, является постоянной величиной, не зависящей от k), называется “слепой” доплеровской частотой, а соответствующая скорость цели $V_{\text{сл}}$ – “слепой” скоростью цели. Из формулы (11.57) видно, что слепая доплеровская частота соответствует целому значению отношения частоты Доплера и частоты повторения импульсов

$$f_{\text{дп.сл}} / F_{\text{и}} = n, \quad (11.60)$$

где n – целое число. “Слепую” скорость цели определим, если раскроем значение частоты $f_{\text{дп.сл}} = 2V_{\text{сл}} / \lambda$:

$$V_{\text{сл}} = \frac{\lambda}{2} F_{\text{и}} n. \quad (11.61)$$

Третий участок изменения частоты $f_{\text{дп}}$ соответствует

$F_{\text{и}} < f_{\text{дп}} < \frac{3}{2} F_{\text{и}}$. Запишем частоту $f_{\text{дп}}$ в виде

$$f_{\text{дп}} = F_{\text{и}} + f_{\text{дп}}'', \quad (11.62)$$

где $f_{\text{дп}}''$ – вспомогательная частота, изменяющаяся в пределах от нуля до $F_{\text{и}} / 2$ при возрастании частоты $f_{\text{дп}}$ от $F_{\text{и}}$ до $(3/2)F_{\text{и}}$. Подставив, как и в предыдущем случае, соотношение (11.62) в формулу (11.57), получаем

$$U_{\text{фд}}(k) = U_{\text{фдо}} \cos \left[2\pi k + 2\pi \frac{f_{\text{дп}}''}{F_{\text{и}}} k \right] = U_{\text{фдо}} \cos \left(2\pi \frac{f_{\text{дп}}}{F_{\text{и}}} k \right). \quad (11.63)$$

Видно, что наблюдаемая частота f_n для этого участка точно соответствует частоте $f_{дп}''$ и, следовательно, изменяется так же, как на первом участке (см. рис. 11.9).

Последующие участки изменения частоты $f_{дп}$ можно рассмотреть аналогичным образом.

4. Способы подавления мешающих отражений и обнаружения движущихся целей

Задача обнаружения и выделения движущихся целей в большинстве когерентно-импульсных РЛС с СДЦ решают путем подавления МО методами фильтрации. Такое подавление возможно, так как с позиции процедуры фильтрации в частотной области цель и МО отличаются по доплеровским частотам. Это характерно как для систем СДЦ, так и импульсно- доплеровских РЛС. Различие состоит в том, что в РЛС с СДЦ приоритетной задачей является выделение движущейся цели при низких частотах повторения импульсов (НЧП) и малом количестве (не более 8-10) отраженных импульсов (за время облучения цели). В импульсно-доплеровских РЛС применяются высокие и средние частоты повторения (ВЧП и СЧП), а количество импульсов достигает нескольких тысяч за время облучения. Эти особенности РЛ систем с СДЦ определили и технические схемные решения как фильтров подавления МО, так и устройств выделения сигналов движущихся целей.

Устройства подавления МО в РЛС с СДЦ часто выполняются с использованием так называемой *череспериодной компенсации* (ЧПК) сигналов МО как на видеочастоте, так и на высокой (промежуточной) частоте. В последнем случае такие компенсаторы называются *векторными компенсаторами*. Возможно применение и *фильтровых* систем с относительно небольшим набором фильтров, что обусловлено применением низких ЧПИ. Указанные виды устройств обработки сигналов технически могут быть выполнены в аналоговой форме или с использованием цифровой техники.

Рассмотрим наиболее характерные для систем СДЦ устройства подавления МО или выделения сигналов движущихся целей.

Череспериодная компенсация МО. При рассмотрении фазового метода обнаружения движущейся цели в когерентно-импульсных РЛС было показано, что сигнал движущейся цели на выходе когерентного (фазового) детектора изменяется по амплитуде, а неподвижные отражатели имеют постоянную амплитуду. Наиболее простой способ наблюдения движущейся цели состоит в применении индикатора на ЭЛТ с амплитудной отметкой. На вход такого индикатора подается сигнал непосредственно с выхода фазового детектора. На экране индикатора о наличии движущейся цели можно судить по пульсациям амплитуды отметки (“заштриховка” отметки цели) за время нескольких периодов повторения импульсов. Однако указанный способ наблюдения мало удобен. Его нельзя применить в индикаторах с радиально-секторной разверткой и яркостной отметкой.

Для подавления МО применяют схемы однократного или многократного *череспериодного вычитания* сигналов, формируемых на выходе фазового детектора.

Принцип череспериодной компенсации (ЧПК) рассмотрим на примере простой схемы (рис. 11.10), состоящей из линии задержки импульсов на время периода повторений T_n и вычитающего устройства.

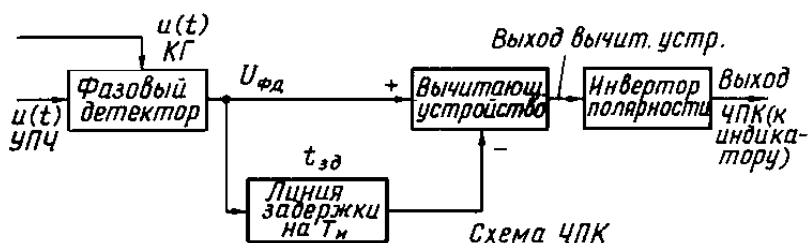


Рис. 11.10

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, приведены на рис. 11.11. Сигналы с выхода фазового детектора подаются непосредственно на вычитающее устройство (рис. 11.11,а) и через линию задержки – на период повторений T_n (рис. 11.11,б). Сигналы неподвижных целей имеют постоянную амплитуду и, очевидно, задержка не влияет на относительные изменения амплитуд. В схеме вычитания такие сигналы подавляются. Импульсы движущихся целей име-

ют переменную амплитуду и при вычитании формируется разностный сигнал (см. рис. 11.11,в). Следовательно, импульсы движущейся цели не подавляются и проходят далее на индикатор после изменения полярности импульсов к одному значению (см. рис. 11.11,г).

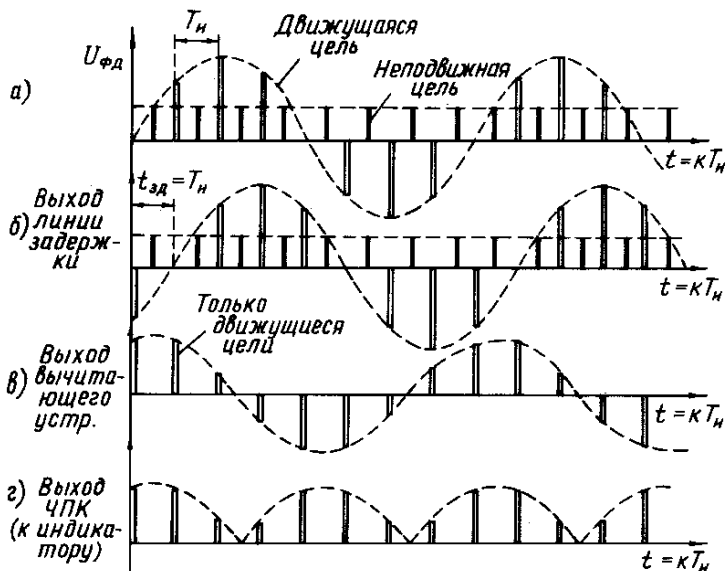


Рис. 11.11

Огибающую импульсов на выходе вычитания найдем в виде

$$U_{\text{вых}}(k) = U_{\text{фд}}(k) - U_{\text{фд}}(k-1), \quad (11.64)$$

где $U_{\text{фд}}$ – сигнал с выхода фазового детектора, находим его по формуле (11.57). Подставив значения $U_{\text{фд}}$ в выражение (11.64), получаем

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}}(k) &= U_{\text{фдо}} \cos\left(2\pi \frac{f_{\text{дп}}}{F_{\text{и}}} k\right) - U_{\text{фдо}} \cos\left[2\pi \frac{f_{\text{дп}}}{F_{\text{и}}} (k-1)\right] = \\ &= -\left[2U_{\text{фдо}} \sin\left(\pi \frac{f_{\text{дп}}}{F_{\text{и}}}\right)\right] \sin\left[2\pi \frac{f_{\text{дп}}}{F_{\text{и}}} \left(k - \frac{1}{2}\right)\right]. \end{aligned} \quad (11.65)$$

Первый сомножитель в квадратной скобке представляет собой амплитуду огибающей импульсов на выходе схемы вычитания. Амплитуда максимальна при значении доплеровской частоты, равном $F_{\text{и}}/2$. Второй сомножитель определяет вид огибающей как функцию t или k .

В реальных условиях работы РЛС мешающие отражения нельзя рассматривать как сигнал абсолютно неподвижной цели. Всегда имеются флуктуации амплитуд, которые на выходе устройства ЧПК создают определенные остаточные сигналы. Следовательно, коэффициент подавления МО и коэффициент выигрыша для схемы ЧПК ограничены по величине. Для определения коэффициента подавления МО найдем частотную передаточную характеристику схемы ЧПК. Отклик схемы на единичный δ импульс равен

$$h_{\text{чпк}}(t) = \delta(t) - \delta(t - T_{\text{и}}). \quad (11.66)$$

Передаточная частотная характеристика по напряжению равна преобразованию Фурье функции $h_{\text{чпк}}(t)$:

$$H_{\text{чпк}}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{\text{чпк}}(t) e^{-j2\pi ft} dt = 1 - e^{-j2\pi f T_{\text{и}}} = j2e^{-j2\pi f T_{\text{и}}/2} \sin\left(\pi \frac{f}{F_{\text{и}}}\right). \quad (11.67)$$

Передаточная функция по мощности $G_{\text{чпк}}(f)$ соответствует квадрату модуля $|\dot{H}_{\text{чпк}}(f)|$ и равна

$$G_{\text{чпк}}(f) = |\dot{H}_{\text{чпк}}(f)|^2 = 4 \sin^2\left(\pi \frac{f}{F_{\text{и}}}\right). \quad (11.68)$$

На рис. 11.12 показаны модуль передаточной характеристики по напряжению $|\dot{H}_{\text{чпк}}(f)|$. Отметим, что устройство ЧПК в частотной области представляет собой режекторный гребенчатый фильтр с участками подавления на частотах, кратных частоте повторений, как и требуется для подавления мешающих отражений.

Более эффективной является схема ЧПК с двумя последовательно включенными схемами типа рис. 11.11. Передаточная функция по мощности двухкратной схемы ЧПК равна

$$G_{\text{дв}}(f) = 16 \sin^4 \left(\pi \frac{f}{F_{\text{и}}} \right). \quad (11.69)$$

Коэффициент выигрыша ЧПК. Найдем коэффициент выигрыша $Q_{\text{сдц}}$ схемы ЧПК при подавлении мешающих отражений, которые имеют составляющие спектра мощности флуктуации на частотах, кратных $F_{\text{и}}$, с шириной спектра $2\Delta f_{\text{фл}}$ (см. гл. 2):

$$S_{\text{фл}}(f) = S_0 \exp \left\{ -f^2 / 2\Delta f_{\text{фл}}^2 \right\}. \quad (11.70)$$

Рассмотрим один участок спектра в районе частот, кратных $F_{\text{и}}$ (рис. 11.12), и найдем мощность мешающих отражений на входе и на выходе схемы ЧПК. На входе мощность $P_{\text{мо}}$ равна

$$P_{\text{мо.вх}} = \int_{-F_{\text{и}}/2}^{F_{\text{и}}/2} S_{\text{фл}}(f) df \approx \int_{-\infty}^{\infty} S_0 e^{-f^2 / 2\Delta f_{\text{фл}}^2} df = S_0 \sqrt{2\pi} \Delta f_{\text{фл}}. \quad (11.71)$$

На выходе системы ЧПК мощность мешающих отражений равна

$$\begin{aligned} P_{\text{мо.вых}} &= \int_{-F_{\text{и}}/2}^{F_{\text{и}}/2} S_{\text{фл}}(f) \left| \dot{H}(f) \right|^2 df \approx \\ &\approx 4S_0 \int_{-\infty}^{\infty} \sin^2 \left(\pi \frac{f}{F_{\text{и}}} \right) \exp \left\{ -\frac{f^2}{2\Delta f_{\text{фл}}^2} \right\} df \approx \\ &\approx \int_{-\infty}^{\infty} \frac{4S_0 \pi^2}{F_{\text{и}}^2} f^2 \exp \left\{ -\frac{f^2}{2\Delta f_{\text{фл}}^2} \right\} df = \\ &= \frac{4S_0 \pi^2}{F_{\text{и}}^2} \sqrt{2\pi} \Delta f_{\text{фл}}^3. \end{aligned} \quad (11.72)$$

В формуле (11.72) для вычисления интеграла использовано

представление синуса аргументом $\sin^2(\pi f / F_{\text{и}}) \approx \pi^2 f^2 / F_{\text{и}}$. Это допустимо, так как спектр помехи попадает в полосу частот схемы ЧПК в области, где изменение частотной характеристики почти линейное (по мощности – квадратичное). Будем считать, что мощность сигнала при прохождении схемы ЧПК не изменяется. Коэффициент выигрыша $Q_{\text{сдц}}$ при учете выражений (11.71) и (11.72) равен:

$$Q_{\text{сдц}} = \left(\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{мо}}}_{\text{вых}} \right) : \left(\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{мо}}}_{\text{вх}} \right) \approx \frac{P_{\text{мо.вх}}}{P_{\text{мо.вых}}} = \frac{F_{\text{и}}^2}{4\pi^2 \Delta f_{\text{фл}}^2}. \quad (11.73)$$

Например, если $F_{\text{и}} = 2000$ Гц, $\Delta f_{\text{фл}} = 20$ Гц, то $Q_{\text{сдц}}$ равно примерно 23дБ.

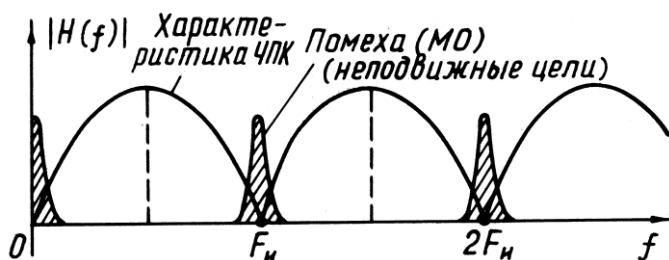


Рис. 11.12

Возможно применение схем ЧПК и на промежуточной частоте. Роль вычитающего устройства в этом случае выполняет фазовый детектор. Если разность фаз прямого сигнала и сигнала, прошедшего линию задержки, установить, равной 90° , то сигнал на выходе фазового детектора равен нулю. Такие соотношения фаз устанавливаются для неподвижных целей (мешающих отражателей). При движении цели разность фаз отличается от 90° , и сигнал проходит на выход схемы. В действительности изменения мощности сигнала движущейся цели при прохождении схемы ЧПК могут быть, но они незначительные при малой скорости цели.

Фильтровые системы селекции (выделения) движущихся целей. Для получения высокой разрешающей способности по скорости

часто целесообразно применять узкополосные фильтры селекции доплеровских частот. Построить такие фильтровые системы, применяя накопительные гребенчатые фильтры, в принципе возможно, но это связано с большими техническими трудностями. Более просто указанную задачу можно решить, используя корреляционно-фильтровые устройства с последовательно выполняемыми операциями селекции целей по дальности и затем по частоте Доплера. При этом сохраняется вся информация о расстоянии до цели и обеспечивается высокая эффективность селекции по частоте Доплера.

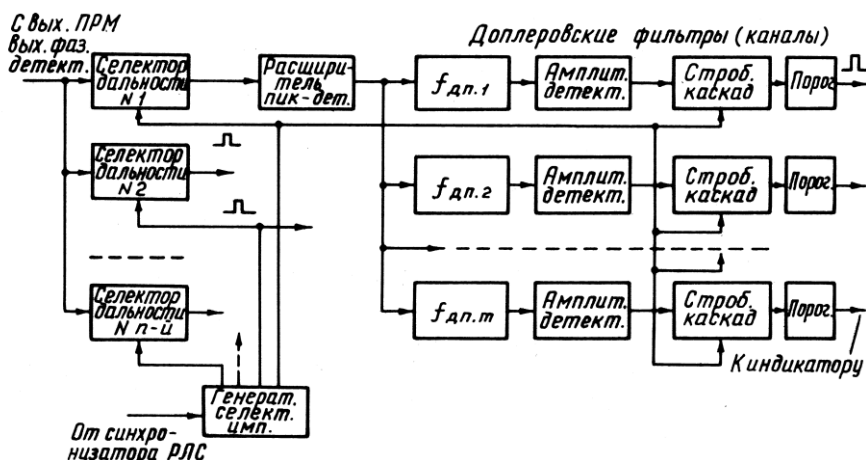


Рис. 11.13

На рис. 11.13 приведена такая схема комбинированной селекции. На все каналы селекции по дальности подается сигнал с выхода фазового детектора. Селектор дальности выделяет только те сигналы, которые по времени задержки совпадают со стробом (селекторным импульсом) дальности. Селекторные импульсы формируются для каждого элемента разрешения по дальности в специальной схеме, управляемой импульсами синхронизатора РЛС. Выделенные импульсы расширяются по длительности до величины порядка $T_{\text{и}}$. Этим обеспечивается увеличение интенсивности составляющей наблюдаемой частоты в огибающей импульсов.

С выхода расширителя сигналы подаются на систему доплеровских фильтров, перекрывающих весь возможный диапазон

наблюдаемых доплеровских частот сигналов движущихся целей. После детектирования сигналов на выходе фильтра постоянное напряжение подается на стробирующую схему, которая служит для формирования выходного импульса. Этот импульс подается на пороговую схему. Если импульс превышает порог, то принимается решение, что обнаружена движущаяся цель на расстоянии, соответствующем селектору дальности. Приведенная схема фильтрации позволяет эффективно подавлять МО и выделять цели по скорости, если они даже попали в один разрешаемый элемент по дальности. Недостаток описанной схемы состоит в ее громоздкости – много каналов и по дальности и по скорости. Для упрощения схемного устройства можно применить последовательный просмотр (поиск) по дальности и скорости. При этом, конечно, увеличивается полное время поиска целей. Наиболее перспективными могут быть схемы с использованием цифровых методов на базе алгоритмов БПФ (см.гл.12).

5. Компенсация собственной скорости движения самолета в системах СДЦ

При применении схем СДЦ с внутренней когерентностью в самолетной аппаратуре необходимо учитывать, что неподвижных объектов, относительно самолета, в действительности нет. Применение схем ЧПК в этом случае возможно, но требуется введение “компенсации” собственной скорости полета самолета.

Компенсация собственной скорости выполняется различными способами. *Первый способ* заключается в том, что в канал когерентного гетеродина вводится фазовращатель, который с постоянной скоростью изменяет фазу опорного напряжения и этим изменяется частота сигнала когерентного гетеродина. Управление фазовращателем может выполняться от датчиков, измеряющих скорость полета своего самолета относительно мешающих объектов. Более эффективными устройствами компенсации являются те, в которых управление фазовращателями выполняется самими сигналами мешающих отражений (автокомпенсация мешающих отражений). Изменение фазы опорного напряжения можно выполнить не только с помощью фазовращателей, но и путем введения дополнительной компенса-

онной частоты $f_{\text{кп}}$, суммирующей с частотой опорного напряжения. Дополнительное изменение фазы от периода к периоду в опорном напряжении $\Delta\varphi = 2\pi f_{\text{дп.с}} T_{\text{и}}$ должно равняться изменениям фазы, обусловленным собственной скоростью полета самолета $\Delta\varphi_{\text{с}} = 2\pi f_{\text{дп.с}} T_{\text{и}}$, где $f_{\text{дп.с}}$ – доплеровская частота, соответствующая своей скорости полета.

Второй способ компенсации заключается в применении двухканальных антенных систем, фазовые центры которых разнесены в пространстве на расстояние, равное перемещению самолета за время периода повторений импульсов. Фазовые центры должны быть расположены вдоль продольной оси самолета (точнее вдоль линии, параллельной вектору путевой скорости самолета). Излучение импульсов РЛС осуществляется передней антенной, а прием отраженных сигналов выполняется второй антенной. Так как расстояние, пролетаемое самолетом за время $T_{\text{и}}$, равно смещению фазовых центров антенны, то это эквивалентно работе РЛС с одной общей антенной, неподвижной относительно поверхности земли (более детально этот метод рассмотрен в гл.18 при анализе систем СДЦ в ударных РЛ комплексах).

11.3. ПРИМЕНЕНИЕ ВНЕШНЕЙ КОГЕРЕНТНОСТИ СИГНАЛОВ ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

1. Общие сведения

В устройствах СДЦ с внешней когерентностью в качестве опорного сигнала используются отражения от неподвижных объектов, таких, как сама поверхность земли, пассивные помехи и т.п. Основным преимуществом таких систем СДЦ является их простота и независимость работы от собственной скорости движения самолета или другого носителя РЛС. В наиболее простом случае фазовое сравнение сигнала цели и “опорного напряжения”, задачу которого выполняет сигнал, отраженный от неподвижного объекта или участка поверхности земли (участка пассивных помех), осуществляется

вне РЛС при суммировании этих сигналов в процессе отражения от цели и объектов МО. В радиолокационной станции в этом случае необходимо только методом ЧПК или фильтровым способом после амплитудного детектора подавить сигнал фона (неподвижных мешающих объектов) и выделить движущуюся цель. Основным недостатком таких систем с внешней когерентностью является зависимость эффективности выделения от уровня сигнала мешающих отражений. Если мешающих отражений нет, то движущаяся цель не может быть обнаружена. Системы СДЦ с внешней когерентностью в целом менее эффективны по сравнению с системами с внутренней когерентностью. Объясняется это тем, что опорный сигнал в общем случае представляет собой случайный процесс со случайными изменениями амплитуды и фазы. В результате коэффициент выигрыша системы СДЦ становится меньше, чем в случае использования стабильного опорного напряжения. Внешний опорный сигнал может быть “взят” из других элементов разрешения как по дальности, так и по угловым координатам. В этом случае для сравнения таких опорных колебаний с сигналом цели необходимо применять фазовое детектирование в РЛС. Фазовое сравнение можно осуществить также суммированием этих сигналов и подавать результирующую сумму на амплитудный детектор.

В ряде книг системы СДЦ с внешней когерентностью называют “некогерентными системами СДЦ”.

2. Обнаружение движущейся цели при внешней когерентности

Рассмотрим принципиальную возможность обнаружения движущейся цели при векторном суммировании отраженных сигналов цели и мешающих неподвижных объектов в системе с внешней когерентностью. Будем считать, что цель находится на одном элементе разрешения совместно с мешающими отражателями (рис. 11.14). Векторная сумма мешающих отражений и сигнала цели в два различных момента времени (в разных периодах повторения импульсов) показана на рис. 11.15. Отметим, что сигналы МО $U_{\phi 1}$ и $U_{\phi 2}$ имеют практически одинаковую амплитуду $|U_{\phi 1}| = |U_{\phi 2}|$, хотя их фазы и различны, так как расстояния между данным элементом раз-

решения и самолетом-носителем РЛС изменяется за период времени между моментами наблюдения. Постоянство амплитуды $|U_{\phi 1}| = |U_{\phi 2}|$ можно объяснить тем, что взаимное расположение отдельных элементов неподвижного объекта (поверхность земли) не изменяется и относительные фазовые соотношения составляющих сигнала МО сохраняются постоянными.

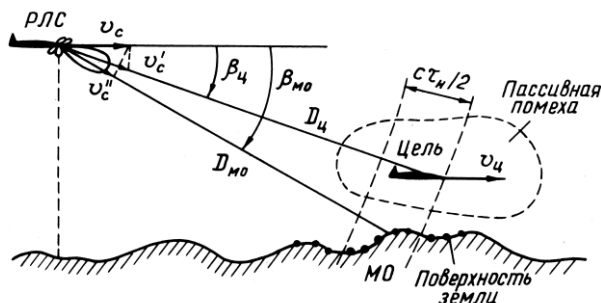


Рис. 11.14

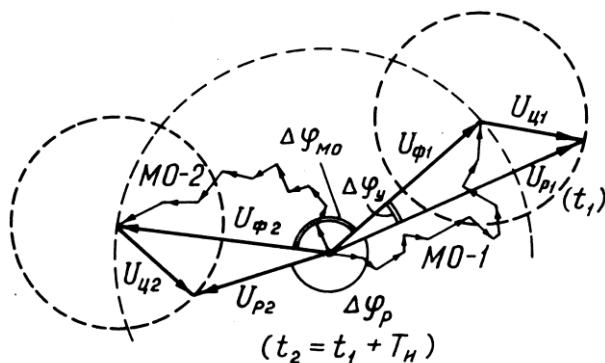


Рис. 11.15

Сигнал подвижной цели $U_{ц}$ имеет переменную фазу по отношению к неподвижному объекту, что обусловлено перемещением цели относительно отражающих элементов, составляющих помеховый фон. В результате суммирования $U_{с}$ и $U_{ф}$, результирующий

сигнал U_p имеет амплитуду и фазу, изменяющиеся во времени от импульса к импульсу. Пунктирной линией на рис. 11.15 показаны геометрические места концов соответствующих векторов при изменении времени. Сигнал фона (мешающих отражений) запишем в виде (см. рис. 11.14)

$$U_{\phi}(t) = U_{\phi} \cos[2\pi ft + \varphi_{\phi}], \quad (11.74)$$

где φ_{ϕ} – фаза сигнала, обусловленная запаздыванием сигнала во времени.

$$\varphi_{\phi} = 2\pi f t_{\text{д.}\phi} = \frac{4\pi}{c} f [D_{\phi.o} - V_c'' T_{\text{и}} k] = \varphi_{\phi.o} - 2\pi \frac{f_{\text{дп.с}}''}{F_{\text{и}}} \cdot k,$$

где k – номер периода повторений, а

$$f_{\text{дп.с}}'' = \frac{2V_c''}{\lambda} = \frac{2V_c \cos \beta_{\text{мо}}}{\lambda}.$$

Аналогично запишем сигнал, отраженный от цели

$$U_{\text{ц}}(t) = U_{\text{цo}} \cos[2\pi ft + \varphi_{\text{ц}}].$$

Фаза сигнала цели равна

$$\begin{aligned} \varphi_{\text{ц}} &= 2\pi f t_{\text{д.ц}} = 4\pi f [4D_{\text{цo}} - 4(V_c' - V_{\text{ц}}') T_{\text{и}} k] / c = \\ &= \varphi_{\text{цo}} - 2\pi f_{\text{дп.с}}' k / F_{\text{и}} + 2\pi f_{\text{дп.ц}}' k / F_{\text{и}}. \end{aligned}$$

Доплеровские частоты $f_{\text{дп.с}}'$ и $f_{\text{дп.ц}}'$ соответственно равны

$$f_{\text{дп.с}}' = \frac{2V_c'}{\lambda} = \frac{2V_c \cos \beta_{\text{ц}}}{\lambda}; \quad f_{\text{дп.ц}}' = \frac{2V_{\text{ц}}'}{\lambda} = \frac{2V_{\text{ц}} \cos \beta_{\text{ц}}}{\lambda}.$$

Огибающая результирующего сигнала после суммирования $U_{\phi}(t)$ и $U_{\text{ц}}(t)$ равна

$$U_p(k) = [U_{\phi}^2 + U_{\text{ц}}^2 + 2U_{\phi}U_{\text{ц}} \cos(\varphi_{\phi} - \varphi_{\text{ц}})]^{1/2}.$$

Так как обычно можно считать, что $U_{\phi} \gg U_{\psi}$, то

$$U_p(k) \approx U_{\phi} + U_{\psi} \cos(\phi_{\phi} - \phi_{\psi}).$$

Подставив значения фаз ϕ_{ϕ} и ϕ_{ψ} , получаем

$$U_p(k) = U_{\phi} + U_{\psi} \cos \left[\phi_{\phi_0} - \phi_{\psi_0} - 2\pi \frac{(f''_{\text{дп.с}} - f'_{\text{дп.с}})k}{F_{\text{и}}} - 2\pi f'_{\text{дп.ц}} k / F_{\text{и}} \right] \quad (11.75)$$

Обычно $U'_{\text{с}} \approx U''_{\text{с}}$ при больших расстояниях до цели. По этой причине формула (11.75) упрощается, так как $f'_{\text{дп.с}} \approx f''_{\text{дп.с}}$, и имеет вид

$$U_p(k) = U_{\phi} + U_{\psi} \cos \left[2\pi f'_{\text{дп.ц}} \frac{k}{F_{\text{и}}} + \phi_{\psi_0} - \phi_{\phi_0} \right]. \quad (11.76)$$

Формула (11.76) показывает, что результирующий сигнал представляет собой последовательность видеоимпульсов, модулированных по амплитуде. Частота модуляции определяется скоростью перемещения цели относительно мешающих объектов и не зависит от собственной скорости движения самолета. Следовательно, нет необходимости вводить какую-либо компенсацию собственной скорости движения самолета-носителя РЛС. Это существенное преимущество по сравнению с системами СДЦ с внутренней когерентностью. Спектр модулированных по амплитуде видеоимпульсов известен и показан на рис. 11.16,а. Составляющие МО в спектре расположены на частотах, кратных ЧПИ. Сигнальные составляющие цели расположены попарно относительно составляющих МО справа и слева на интервалах, равных частоте модуляции $f_{\text{дп.ц}}$. Первой частотной составляющей МО на нулевой частоте имеется одна частотная составляющая цели. Обработка сигналов в дальнейшем выполняется так же, как и в системах СДЦ, с внутренней когерентностью, то есть подавляются МО тем или иным способом и выделяются сигналы движущейся цели. В частности, при фильтровой обработке может быть использована схема, показанная на рис. 11.13. После

селекторов дальности обычно применяется расширитель импульсов до длительности, равной периоду повторений, что позволяет использовать только одну область фильтрации вблизи нулевой составляющей МО. На рис. 11.16,б показаны спектр сигналов после расширителя импульсов и область фильтрации частотных составляющих движущейся цели.

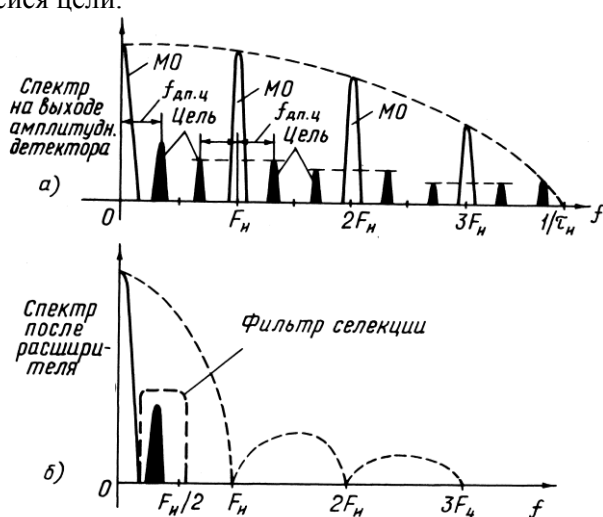


Рис. 11.16

Возможно применение и различных череспериодных компенсаторов МО. В тех случаях, когда сигналы МО на отдельных участках поверхности земли малы по амплитуде или вообще отсутствуют, например, в области спокойной водной поверхности, обнаружение цели простым методом с внешней когерентностью затруднено или вообще невозможно. В этом случае сигнал движущейся цели остается постоянным по амплитуде и может быть подавлен в системе ЧПК или в фильтровом устройстве.

Для обеспечения работы системы СДЦ в режиме внешней когерентности в этом случае можно использовать для создания когерентного сигнала сигналы мешающих отражений от других участков разрешения по дальности или по угловым координатам (по азимуту).

На рис. 11.17 приведена схема, в которой суммируются сигналы с различных участков дальности путем введения линий задержки ЛЗ-1 и ЛЗ-2 на время нескольких длительностей импульсов РЛС $\tau_{и}$. Сигналы с выхода УПЧ поступают на сумматор непосредственно и через линии задержки. В сумматоре осуществляется векторное суммирование сигналов. Если цель оказалась на участке, где нет МО, то при суммировании с сигналами после линий задержки появятся опорный сигнал и возникнут амплитудные биения при движении цели. После амплитудного детектора АД. Сигналы подаются на ту или иную схему подавления МО и выделения сигнала цели.

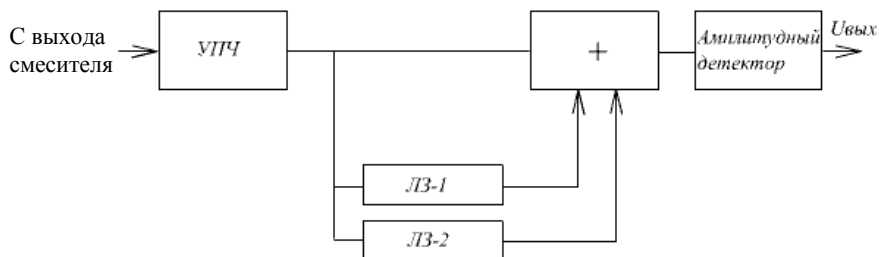


Рис. 11.17

3. Фазовые системы СДЦ с внешней когерентностью

Как было показано выше, результирующий сигнал (см. рис. 11.15) при отсутствии цели смещается по фазе на величину $\Delta\varphi_{мо}$, которая практически не изменяется в различных элементах разрешения, так как эта величина $\Delta\varphi_{мо}$ обусловлена только движением самолета за время между моментами времени t_2 и t_1

$$\Delta\varphi_{мо} = \frac{4\pi V_c T_{и}}{\lambda} \cos\beta_{мо}. \quad (11.77)$$

При наличии движущейся цели изменение положения результирующего вектора U_{p2} и U_{p1} по фазе отличаются от $\Delta\varphi_{мо}$, и ре-

зультулирующая фаза $\Delta\varphi_p$ будет изменяться от одного периода к другому примерно по синусоидальному закону

$$\Delta\varphi_p = \Delta\varphi_{\text{мо}} + \Delta\varphi_{\text{ц, макс}} \cos(\varphi_{\text{ц2}} - \varphi_{\text{ц1}}), \quad (11.78)$$

где величина $\Delta\varphi_{\text{ц, макс}}$ – максимальное изменение фазы отклонения результирующего вектора U_{p1} или U_{p2} от соответствующего вектора МО U_{p1} или U_{p2} . Отклонение $\Delta\varphi_{\text{ц, макс}}$ определяется соотношением амплитуд сигналов $U_{\text{ц}}$ и $U_{\text{ф}}$

$$\Delta\varphi_{\text{ц, макс}} \approx \arcsin(U_{\text{ц}} / U_{\text{ф}}). \quad (11.79)$$

Разность $\varphi_{\text{ц2}} - \varphi_{\text{ц1}}$ в формуле (11.78) равна

$$\varphi_{\text{ц2}} - \varphi_{\text{ц1}} = \frac{2\pi f_{\text{дп.ц}}}{T_{\text{и}}} k. \quad (11.80)$$

Представляемые соотношения (11.77)–(11.80) являются основой для так называемых фазовых систем СДЦ с внешней когерентностью. В этих системах сравниваются фазы сигналов в различные моменты времени и при наличии движущейся цели выделяется на выходе фазовых детекторов изменение фазы от одного момента t_1 к другому t_2 , от одного периода повторения импульсов к другому.

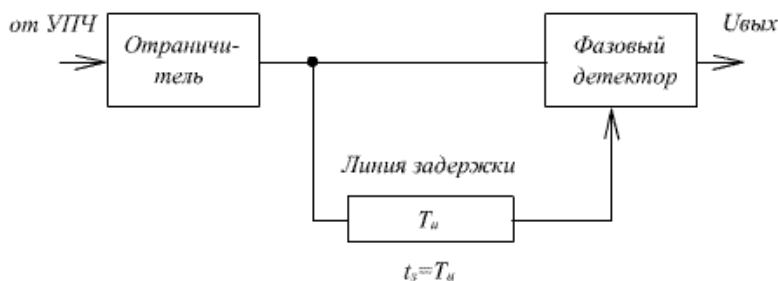


Рис. 11.18

На рис. 11.18 приведена структурная схема устройства СДЦ с внешней когерентностью фазового типа. Сравниваются в этой схеме

сигналы по фазе в два последовательных момента времени через период повторения импульсов. Выходной сигнал $U_{\text{вых}}$ остается постоянным по всей дальности (по всем задержкам t_d), кроме тех элементов разрешения, где имеется цель. Выделение сигнала движущейся цели по данным $U_{\text{вых}}$ может быть выполнено при помощи устройств, уже описанных применительно к амплитудным системам СДЦ, то есть системами ЧПК или фильтровыми устройствами.

На рис. 11.19 приведена другая возможная схема, когда по фазе сравниваются отраженные сигналы в некоторый момент времени и опорные напряжения, которые формируются из сигналов МО, принимаемых раньше или позже на время $t_{\text{оп}}$ относительно заданного элемента дальности. Величина $\tau_{\text{оп}}$ может быть выбрана равной длительности импульса $\tau_{\text{и}} = \tau_{\text{н}}$.

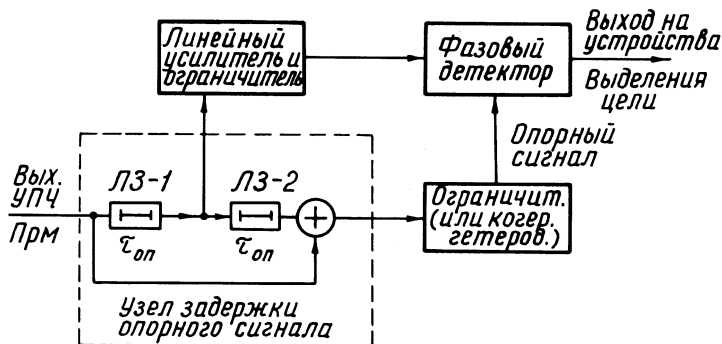


Рис. 11.19

В схеме 11.19 вместо ограничителя по амплитуде в канале опорного напряжения можно применить фазированный когерентный гетеродин, который фазирован сигналами мешающих отражений. Вместо фазового детектора можно также поставить суммирующее устройство, которое позволит получить векторную сумму сигналов с различных элементов дальности (аналогично схеме рис. 11.18). Дальнейшая обработка сигналов с выхода фазового детектора или сумматора выполняется аналогично обработке в других схемах, то есть подается на схемы ЧПК или на фильтровые устройства.

В заключение отметим, что с развитием цифровой техники все основные блоки систем СДЦ могут быть выполнены в виде цифровых устройств. Вместо фазовых детекторов находят применение квадратурные когерентные (или синхронные) детекторы, для которых характерно, что сигналы с УПЧ подаются на два синхронных детектора. Опорные сигналы на промежуточной частоте, подаваемые на первый (синфазный) детектор и на второй (квадратурный), отличаются по фазе на 90 град. Схема ЧПК может быть реализована в виде сочетания регистров памяти (аналог линии задержки) и цифровых сумматоров (аналог вычитающих устройств). Фильтровые схемы заменяются на алгоритмические спектр-анализаторы на базе дискретного преобразования Фурье (ДПФ), которые могут выполняться по “быстрым” алгоритмам (применение “быстрых” преобразований Фурье (БПФ)).

11.4. ЗАДАЧИ И ВОПРОСЫ

1.Используя методику определения структуры выходного сигнала фазового детектора (ф-ла (11.57)) показать, что такое же соотношение можно получить в когерентно-импульсном устройстве с двумя генераторами (рис.11.5), которые имеют независимые друг от друга начальные фазы и частоты.

2.Аналогично задаче 1 то же самое выполнить и для РЛ системы когерентной при приеме (рис. 11.6).

3.Оценить влияние доплеровского эффекта по высокой частоте в пределах импульса на форму видеоимпульса на выходе фазового детектора, если длительность импульса 0,5мкс, а скорость относительного движения цели 300 м/с (несущая частота 9870 МГц) (использовать формулы (11.53) и (11.54)).

4. В наземной РЛС с системой СДЦ применяется ЧПК (однократная и двукратная по выбору оператора). Каковы потери полезного сигнала (по мощности) после прохождения системы ЧПК для цели (самолета), летящего со скоростью (а) 185км/ч и (б) 355км/ч при применении одно- и двукратной ЧПК. Несущая частота РЛС 1,3 Гц, ЧПИ равна 400 Гц.

Ответ: а) однократная ЧПК 8,98 дБ, двукратная 17,97 дБ,

б) однократная ЧПК 1,04 дБ, двухкратная 2,08 дБ.

5. Найти выражение для импульсной функции и модуля частотной характеристики для трехкратной ЧПК. Нарисовать схему ЧПК, образованную каскадным соединением одиночных ЧПК.

Ответ: $h_3(k) = \delta(k) - 3\delta(k-1) + 3\delta(k-2) - \delta(k-3)$;

$$|H_3(f)| = 8 \sin^3(\pi f T_{\text{и}}).$$

6. Найти выражение для коэффициента выигрыша СДЦ для двухкратной ЧПК и определить этот коэффициент при ЧПИ в РЛС 2000 Гц и ширине спектра флюктуаций 30 Гц.