

**МОСКОВСКИЙ ОРДЕНА ЛЕНИНА
АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ
ИМ. СЕРГО ОРДЖОНИКИДЗЕ**

П. А. БАКУЛЕВ

**РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ
МЕТОДЫ СЕЛЕКЦИИ
ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ**

**ОБОРОНГИЗ
1958**

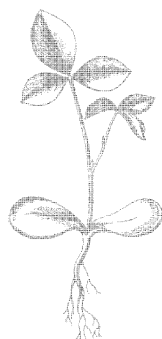
МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ СССР
МОСКОВСКИЙ ОРДЕНА ЛЕНИНА АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ
имени СЕРГО ОРДЖОНИКИДЗЕ

П. А. БАКУЛЕВ

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ МЕТОДЫ СЕЛЕКЦИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

(Учебное пособие)

ГОСУДАРСТВЕННОЕ
ИЗДАТЕЛЬСТВО ОБОРОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ
Москва 1958



В учебном пособии излагаются основные радиолокационные методы селекции движущихся целей (СДЦ) и их применение в системах селекции движущихся целей. Дается характеристика сигналов движущихся и неподвижных целей и мешающих сигналов. Рассматриваются способы компенсации сигналов неподвижных объектов. Дается анализ особенностей работы различных систем СДЦ и рассматриваются различные факторы, влияющие на качество работы устройств селекции, а также способы повышения качества селекции в радиолокаторах СДЦ.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Вопросы селекции движущихся целей и повышения защищенности радиолокационных станций от пассивных помех в настоящее время играют все большую роль в инженерной практике.

Однако до настоящего времени в научной и технической литературе нет работ, систематически освещающих этот раздел радиолокационной техники.

С целью удовлетворения потребности студентов радиотехнических факультетов вузов в материалах по селекции движущихся целей составлено настоящее пособие, посвященное этому разделу курса «Основы радиолокации».

В пособии, помимо оригинального материала автора, использован и материал, опубликованный в ряде книг и журнальных статей — отечественных и иностранных (список использованной литературы приводится в конце книги).

Широкий круг вопросов, затронутых в учебном пособии, при ограниченном его объеме потребовал в некоторых местах весьма лаконичного, почти конспективного изложения материала. По этим же причинам в некоторых случаях даются ссылки на первоисточники, в которых тот или иной вопрос изложен более полно.

По уровню изложения работа предназначена для лиц, знакомых с радиотехникой, импульсной техникой и техникой приема, передачи и канализации сверхвысоких частот в объеме программы радиотехнических факультетов вузов.

Рассмотренный в книге материал может представить интерес не только для студентов старших курсов радиотехнических факультетов вузов, но и для специалистов, работающих в этой области.

Автор выражает благодарность зав. кафедрой доценту А. Г. Сайбелю, по инициативе которого была выполнена эта работа, и инж. М. Б. Тенину за полезный обмен мнениями по различным вопросам, затронутым в работе.

Автор будет признателен читателям, которые сделают критические замечания по данной работе.

ВВЕДЕНИЕ

Радиолокационные станции селекции движущихся целей (СДЦ) предназначены для выделения сигналов движущихся целей из всей массы сигналов, отраженных различными объектами.

На экранах индикаторов обычных радиолокаторов сигналы, отраженные движущимися целями, трудно различить среди сигналов, отраженных неподвижными предметами, расположенными в непосредственной близости от движущихся объектов. Сигналы, отраженные неподвижными предметами, создают фон на экранах индикаторов радиолокационных станций, который маскирует полезные сигналы, отраженные движущимися целями.

Обычно мешающие предметы называют местными, т. е. имеют в виду, что это стационарные предметы, расположенные на данной местности. Сигналы от многих местных предметов сильно изменяются. Это объясняется тем, что даже при слабом ветре поверхности кустарников, деревьев, облаков, водные поверхности, отражающие сигналы, меняются в значительной мере. Иными словами, флюктуация сигналов местных предметов во много раз усложняет задачу выделения — селекции сигналов движущихся целей.

Задача еще более усложняется, если сама станция СДЦ располагается на движущемся объекте — самолете, корабле и т. п. Дело в том, что в этом случае местные предметы сами «движутся» относительно радиолокационной станции. Устранение сигналов от этих предметов поэтому несколько затрудняется. Все же путем известных усовершенствований станции СДЦ можно решить задачу селекции и в этом случае, обеспечив наблюдение только движущихся целей и скомпенсировав эффект собственного движения станции.

Глава I

ХАРАКТЕРИСТИКА СИГНАЛОВ НЕПОДВИЖНЫХ И ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

Как известно, в радиолокации могут использоваться три основных типа радиосигналов:

немодулированный незатухающий сигнал, частотно-модулированный сигнал, импульсно-модулированный сигнал.

Сигналы после отражения от объектов принимаются приемным устройством радиолокационной станции и используются для определения координат цели. Главным образом, необходимо бывает определить координату—дальность. Дальнометрия, в зависимости от типа используемого сигнала, осуществляется по тому или иному отличию посылаемого и отраженного сигнала.

Таковыми отличиями посылаемого и отраженного сигналов служат: при немодулированном незатухающем сигнале—различие в фазах прямого и отраженного сигналов,

при частотно-модулированном сигнале—различие в мгновенной частоте прямого и отраженного сигналов,

при импульсно-модулированном сигнале—временной сдвиг между зондирующим и отраженным импульсами.

Как известно, основными качественными характеристиками любых радиосигналов являются временная [т. е. $u=u(t)$] и частотная или спектральная [т. е. $u=u(\omega)$] характеристики.

Характеристики упомянутых выше сигналов подробно изложены в курсах «Основы радиотехники». * **

При отражении этих сигналов от неподвижных объектов при наблюдении соотношения

$$\frac{c\tau}{2} > l_{ц}, \quad (1.1)$$

где τ — длительность импульса,

$l_{ц}$ — продольный линейный размер цели, согласно теореме запаздывания теории преобразования Фурье спектры этих сигналов не изменяются.

* Б. П. Асеев, Основы радиотехники, Связьиздат, 1947.

** Н. Н. Крылов, Теоретические основы радиотехники, изд. «Морской транспорт», 1953.

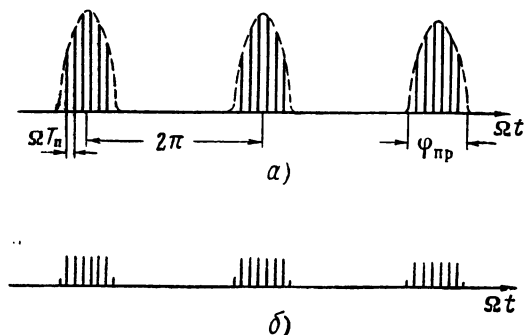
Если же $\frac{c\tau}{2} < l_{\text{ц}}$, то импульсы получаются увеличенной длительности.

Поэтому при выполнении соотношения

$$\frac{c\tau}{2} < l_{\text{ц}} \quad (1.2)$$

может получиться трансформация спектра сигнала вследствие расширения импульсов принимаемой последовательности. Спектр сигнала сужится.

Изменению всегда подвергается амплитуда сигнала вследствие рассеяния объектом энергии сигнала и затухания в среде во время распространения его до объекта и обратно.



Фиг. 1. Импульсы, отраженные от цели и модулированные по амплитуде по закону диаграммы излучения антенны, в приемном канале.

а—канал приемника не имеет амплитудного ограничителя, б—в канале приемника имеется амплитудный ограничитель.

Обычно принято считать, что радиолокационная станция работает в режиме, когда передатчик излучает, а приемник принимает бесконечную последовательность импульсов, которая характеризуется следующими параметрами:

τ — длительность импульса;

F — частота повторения.

Однако такой режим бывает справедлив только по отношению к передающему каналу. Приемный канал может работать в этом режиме лишь в случае, когда антенна станции неподвижна и имеется отражающий объект в пределах ширины диаграммы направленности антенны.

Чаще может встретиться случай, когда радиолокационная станция работает в режиме обзора пространства. Тогда в приемном канале будут существовать отраженные от каждой цели конечные последовательности импульсов, модулированные по амплитуде в соответствии с видом функции основного лепестка антенной характеристики (фиг. 1).

При наличии в канале ограничителя по амплитуде и детектора после них получим конечные последовательности одинаковых импульсов.

Число импульсов в каждой последовательности определяется параметрами станции по формуле

$$n = \frac{F \cdot \varphi_{\text{л0}}}{\Omega \cdot 360^\circ}, \quad (1.3)$$

где $\varphi_{\text{л0}}$ — ширина луча антенны по нулевой мощности в градусах;
 Ω — угловая скорость вращения антенны в об/сек.

Формула (1,3) справедлива в случае выполнения неравенства

$$R \cdot \varphi_{л0} > l_{\pi}, \quad (1.4)$$

где l_{π} — поперечный линейный размер цели;
 R — дальность до цели.

В противном случае выражение (1.3) переходит в равенство

$$n = \frac{F \cdot l_{\pi}}{\Omega \cdot 2\pi R}. \quad (1.5)$$

Таким образом, при обзоре пространства приходится иметь дело не с бесконечными последовательностями импульсов, а с конечными, т. е. с пачками импульсов, которые могут быть модулированными по амплитуде.

Спектральные функции последовательностей импульсов, показанные на фиг. 1, легко найти предполагая, что

$$\varphi_{л0} \ll 2\pi;$$

$$f(\alpha) = \cos k\alpha.$$

В этом случае находится спектр конечной, ограниченной последовательности, состоящий из N импульсов, так называемый *текущий спектр*, причем последовательность выбирается четной функцией. Для немодулированной по амплитуде последовательности видеоимпульсов спектр последовательности можно найти по следующей формуле:

$$F_N(\omega) = A_0 \frac{\sin \frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}} \frac{\sin \frac{N\omega T}{2}}{\sin \frac{\omega T}{2}} \quad (1.6)$$

или

$$F_N(\omega) = A_0 \sin \frac{\omega\tau}{2} \left\{ 1 + 2 \sum_{k=1}^{2N-1} \cos \omega k T \right\},$$

где ω — текущее значение частоты;

N — число импульсов последовательности;

k — номер гармоники.

Ниже приводится математический строгий вывод формулы (1.6)

$$F_{\Sigma}(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} f(t) \cos \omega t dt. \quad (1)$$

Спектр одиночного центрального импульса запишется как

$$F(\omega) = \frac{2E}{\pi\omega} \sin \frac{\omega\tau}{2}, \quad (2)$$

где E — амплитуда импульса;

τ — длительность импульса;

T — период повторения.

Спектр всей последовательности равен сумме спектров всех импульсов. На основании теоремы запаздывания эту сумму можно записать как *

$$F_{\Sigma}(\omega) = F(\omega) + F(\omega)e^{j\omega T} + F(\omega)e^{j2\omega T} + \dots + F(\omega)e^{jn\omega T} + \\ + F(\omega)e^{-j\omega T} + F(\omega)e^{-j2\omega T} + \dots + F(\omega)e^{-jn\omega T}.$$

Сумму выражения (3) можно записать как

$$F_{\Sigma}(\omega) = -F(\omega) + F(\omega) + F(\omega)e^{j\omega T} + \dots + F(\omega)e^{jn\omega T} + \\ + \overline{F(\omega)} + \overline{F(\omega)}e^{-j\omega T} + \dots + \overline{F(\omega)}e^{-jn\omega T}.$$

Получаем сумму двух геометрических прогрессий

$$F_{\Sigma}(\omega) = -F(\omega) + S_{n1} + S_{n2},$$

где

$$S_n = \frac{a_1(q^{n+1} - 1)}{q - 1}.$$

Тогда

$$F_{\Sigma}(\omega) = -F(\omega) + F(\omega) \frac{e^{j(n+1)\omega T} - 1}{e^{j\omega T} - 1} + F(\omega) \frac{e^{-j(n+1)\omega T} - 1}{e^{-j\omega T} - 1}.$$

Преобразуем это выражение

$$F_{\Sigma}(\omega) = -F(\omega) + F(\omega) \frac{e^{j(n+1)\omega T} - 1}{e^{j\omega T} - 1} + F(\omega) \frac{e^{-jn\omega T} - e^{j\omega T}}{e^{j\omega T} - 1}.$$

Далее

$$F_{\Sigma}(\omega) = F(\omega) \left[-1 + \frac{e^{j(n+1)\omega T} - 1 - e^{-jn\omega T} + e^{j\omega T}}{e^{j\omega T} - 1} \right] = \\ = F(\omega) \frac{e^{j(n+1)\omega T} - e^{-jn\omega T}}{e^{j\omega T} - 1} = F(\omega) \frac{(e^{j(n+1)\omega T} - e^{-jn\omega T}) e^{-j\omega \frac{T}{2}}}{e^{j\omega \frac{T}{2}} - e^{-j\omega \frac{T}{2}}} = \\ = F(\omega) \frac{e^{j\frac{\omega T}{2}(2n+1)} - e^{-j\frac{\omega T}{2}(2n+1)}}{e^{j\omega \frac{T}{2}} - e^{-j\omega \frac{T}{2}}}.$$

Делая подстановку $2n+1=m$, окончательно получаем

$$F_{\Sigma}(\omega) = F(\omega) \frac{\sin \frac{m\omega T}{2}}{\sin \frac{\omega T}{2}}.$$

Или еще полнее

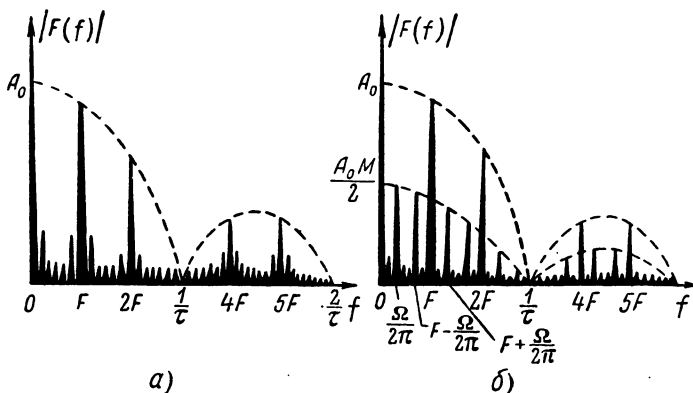
$$F_{\Sigma}(\omega) = \frac{E\tau}{\pi} \frac{\sin \frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}} \frac{\sin \frac{m\omega T}{2}}{\sin \frac{\omega T}{2}}.$$

* А. А. Харкевич, Спектры и анализ, ГИТТЛ, 1952.

Для модулированной последовательности аналогичным образом спектр можно найти по формуле

$$F_N(\omega) = A_0 \frac{\sin \frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}} + \frac{A_0 M}{2\tau} \sum_{k=0}^{\frac{N-1}{2}} \left\{ \frac{\sin \left[(\omega + \Omega) \left(kT + \frac{\tau}{2} \right) \right]}{\omega + \Omega} + \frac{\sin \left[(\omega - \Omega) \left(kT + \frac{\tau}{2} \right) \right]}{\omega - \Omega} \right\}, \quad (1.7)$$

где M — коэффициент модуляции последовательности;
 k — номер гармоники.



Фиг. 2. Спектры конечных последовательностей импульсов.
 а—спектр последовательности идентичных импульсов, б—спектр последовательности амплитудно-промодулированных импульсов по закону $\cos \alpha$.

Спектры, рассчитанные по формулам (1.6) и (1.7), показаны на фиг. 2.

Сигналы всех трех типов, отраженные от движущихся объектов, трансформируются, т. е. претерпевают некоторые изменения.

При использовании непрерывного немодулированного сигнала, отразившегося от движущегося предмета, изменяться будут амплитуда и частота отраженного сигнала.

Амплитуда отраженного сигнала при движении объекта, как правило, претерпевает резкие изменения. Это объясняется тем, что диаграмма или характеристика отражения предмета сложной конфигурации будет многолепестковой при высокой частоте отражающегося сигнала *, **.

* А. Ф. Богомолов, Основы радиолокации, изд. «Советское радио», 1954.

** Радиолокационная техника, т. I и II, изд. «Советское радио», 1949.

Частота отраженного сигнала вследствие явления Допплера изменяется на величину поправки Допплера

$$f_{\Delta} = \frac{2v_r}{c} f, \quad (1.8)$$

где v_r — радиальная скорость объекта;
 c — скорость распространения радиоволн;
 f — частота передатчика радиолокатора.

Таким образом, частота сигнала изменяется пропорционально составляющей радиальной скорости движения объекта. Согласно принципу относительности частота сигнала изменяется независимо от того, движется ли объект или сам радиолокатор; имеет значение лишь относительная скорость движения объекта и радиолокатора.

При использовании частотно-модулированного сигнала все сказанное выше остается в силе, т. е. будет изменяться амплитуда отраженного сигнала, а частота изменится на величину поправки Допплера. Здесь необходимо отметить, что если частота биений, определяемая дальностью цели, зависит от девиации частоты и частоты модуляции, то частота биений, определяемая относительной радиальной скоростью движения, зависит лишь от мгновенной частоты радиолокатора.

В станциях кругового обзора с остронаправленными антеннами, работающими с непрерывным или частотно-модулированным сигналом, на приемное устройство поступают импульсы, длительность которых определяется временем облучения объекта по формуле

$$T_{обл} = \frac{\varphi_{л0}}{\Omega \cdot 360^\circ}, \quad (1.9)$$

где $\varphi_{л0}$ — ширина диаграммы направленности антенны по уровню нулевой мощности;

Ω — скорость вращения антенны в об/сек.

Если этот объект движущийся, то после детектора образуются импульсы длительности $T_{обл}$ на частоте биений, равной поправке Допплера

$$F_6 = f_{\Delta}.$$

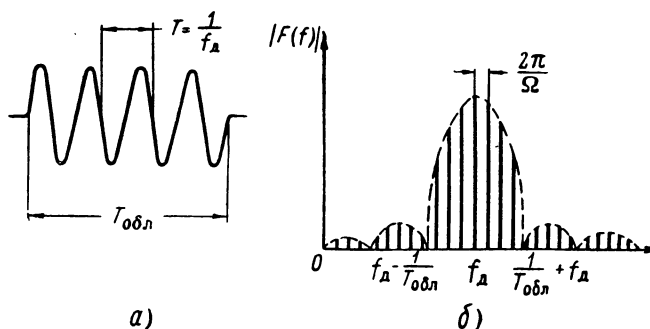
Таким образом, в спектре появляются новые составляющие, т. е. спектр трансформируется так, как показано на фиг. 3.

При облучении движущегося объекта импульсами последние, отражаясь, изменяются, во-первых, по амплитуде вследствие многолепестковости диаграммы отражения этого объекта, и, кроме того, в каждом периоде облучения импульсы меняют свое запаздывание относительно задирующего импульса.

На этих качественных отличиях сигналов движущихся и неподвижных целей основан ряд радиотехнических методов селекции — разделения этих целей.

Некоторые из этих методов основаны на компенсации составляющих спектра неподвижных целей.

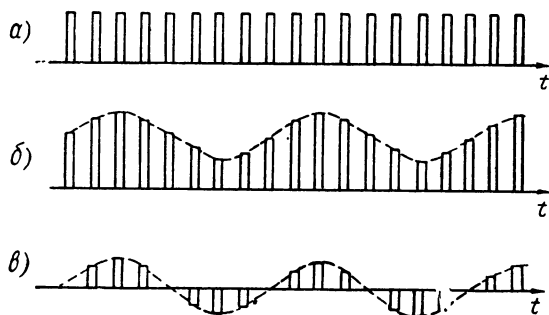
Спектры сигналов, отраженных движущимися и неподвижными целями на выходе приемного устройства, будут отличаться друг от друга вследствие уже упомянутого различия в положении отраженных импульсов от периода к периоду.



Фиг. 3. Импульс движущейся цели и его спектр при остронаправленной сканирующей антенне.

а—импульс движущейся цели, *б*—спектр импульса.

Если сигналы от неподвижных целей на выходе приемного устройства селекции движущихся целей имеют вид последовательностей идентичных импульсов, то сигналы движущихся целей имеют вид последовательностей амплитудно-модулированных импульсов. Подробное объяснение возникновения амплитудно-модулированных импульсов будет приведено в гл. II.



Фиг. 4. Бесконечные последовательности отраженных импульсов в канале приемника.

а—сигнал от неподвижной цели, *б*—сигнал от движущейся цели с неуничтоженной постоянной составляющей, *в*—сигнал от движущейся цели с уничтоженной постоянной составляющей.

Последовательность импульсов движущихся и неподвижных целей приведена на фиг. 4. Огибающую амплитуды последовательности импульсов (фиг. 4,б) можно записать в виде соотношения

$$A = A_m(1 + M \sin \Omega t). \quad (1.10)$$

Закон изменения огибающей амплитуды последовательности импульсов (фиг. 4,б) можно записать

$$A = A_m \cdot M \sin \Omega t. \quad (1.11)$$

Спектр немодулированной бесконечной последовательности импульсов (фиг. 4,а) можно представить зависимостью

$$F(\omega) = A_0 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\omega\tau}{2}}{\frac{n\omega\tau}{2}}. \quad (1.12)$$

Аналогичным путем с учетом закона изменения огибающей амплитуды последовательности импульсов (фиг. 4,б) легко получить выражения для спектров (фиг. 5,б)

$$F(\omega) = A_0 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\omega\tau}{2}}{\frac{n\omega\tau}{2}} + \\ + \frac{M}{2} A_0 \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ \frac{\sin \left[(n\omega + \Omega) \frac{\tau}{2} \right]}{(n\omega + \Omega) \frac{\tau}{2}} + \frac{\sin \left[(n\omega - \Omega) \frac{\tau}{2} \right]}{(n\omega - \Omega) \frac{\tau}{2}} \right\}. \quad (1.13)$$

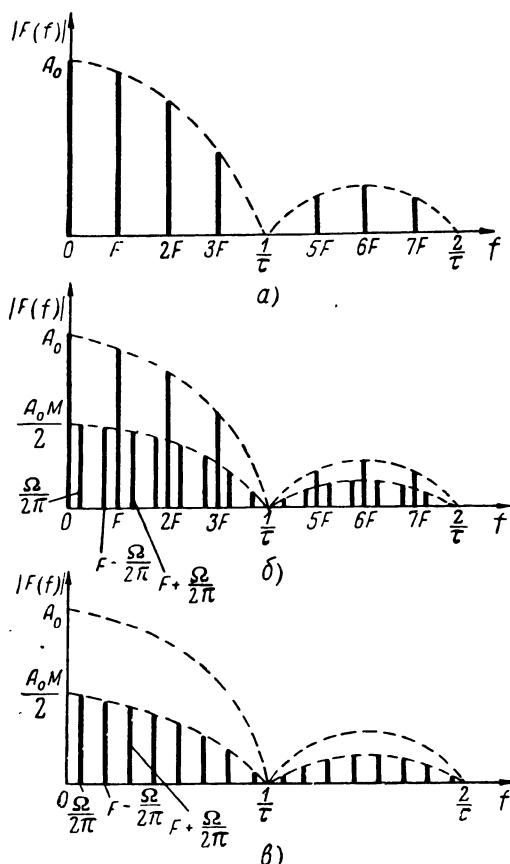
Для изменения огибающей амплитуды последовательности импульсов (фиг. 4,б) можно получить выражение для спектра (фиг. 5,в).

$$F(\omega) = \frac{MA_0}{2} \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ \frac{\sin \left[(n\omega + \Omega) \frac{\tau}{2} \right]}{(n\omega + \Omega) \frac{\tau}{2}} + \frac{\sin \left[(n\omega - \Omega) \frac{\tau}{2} \right]}{(n\omega - \Omega) \frac{\tau}{2}} \right\}. \quad (1.14)$$

Можно сделать вывод, что наличие модуляции импульсов по амплитуде приводит к появлению в спектре импульса составляющих частоты модуляции. Соотношение амплитуд составляющих частоты модуляции и составляющих частоты повторения зависит от коэффициента модуляции. В случае отсутствия постоянной составляющей в последовательности импульсов в спектре сигнала отсутствуют составляющие частоты повторения.

Все сказанное относится к бесконечным последовательностям импульсов. Как уже отмечалось, режим кругового обзора встречается часто, поэтому реально приходится иметь дело с последовательностями импульсов, состоящими из конечного числа импульсов.

На основе строгого анализа можно получить точные аналитические выражения для спектров этих последовательностей, так же, как это было сделано выше. В связи с тем, что вывод этих зависимостей не является целью курса и не имеет самостоятельного значения, мы



Фиг. 5. Спектры последовательностей отраженных импульсов.

а—спектр немодулированной по амплитуде последовательности импульсов, б—спектр амплитудно-модулированной последовательности при наличии постоянной составляющей, в—спектр амплитудно-модулированной последовательности при отсутствии постоянной составляющей.

ограничимся только качественными заключениями, сделанными на основе сравнения с полученными выше результатами.

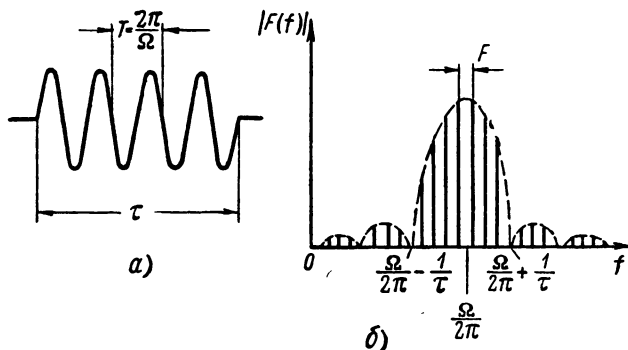
Итак, уменьшение числа импульсов в последовательности приводит к расширению в спектре гармоник частоты повторения.

Может встретиться случай значительного увеличения частоты амплитудной модуляции, когда в пределах одного импульса имеется

несколько периодов частоты модуляции. При этом можно найти спектр по следующей формуле:

$$F(\omega) = A_0 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\Omega}{\Omega^2 - (n\omega)^2} \sin \frac{n\omega\tau}{2}, \quad (1.15)$$

т. е. получаем спектр импульса τ , но смещенный на величину частоты модуляции Ω . Импульс и спектр показаны на фиг. 6.



Фиг. 6. Импульс с заполнением частоты Ω и его спектр.

a—импульс, *b*—спектр импульса.

После отражения амплитуды составляющих спектра уменьшаются. Кроме того, так как эффективная площадь рассеяния цели зависит от частоты электромагнитной энергии, то различные составляющие уменьшаются непропорционально. Необходимо отметить, что при отражении меняется и фаза составляющих, причем сдвиг фаз зависит от расстояния до цели и от частоты составляющей. При движении появляются составляющие, сдвинутые на величину поправки Доплера. Наконец, так как эффективная площадь меняется во времени, то появляются новые боковые полосы в спектре.

Нужно помнить, что все это относится к одиночной цели, на практике же часто встречаются так называемые групповые цели, при этом все явления усложняются.

Глава II

ОСНОВНЫЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ МЕТОДЫ СЕЛЕКЦИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

В настоящей главе рассматриваются методы селекции движущихся целей и работа систем, реализующих эти методы.

При рассмотрении методов селекции будет последовательно разобран ряд систем, охватывающий основные применяющиеся устройства селекции движущихся целей (СДЦ). Причем, количество приводимых данных и качество анализа в отношении различных методов будет не одинаково, главным образом, из-за отсутствия тех или иных сведений.

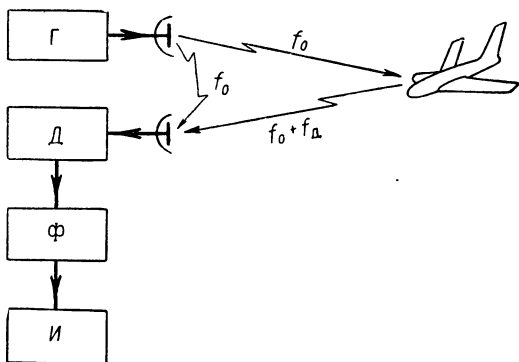
Предлагается шесть основных классов или групп устройств СДЦ, соответственно реализующих шесть различных методов селекции. Поскольку к настоящему времени не имеется определенной классификации подобных устройств, делается попытка в некоторой части восполнить этот пробел.

КОГЕРЕНТНЫЙ МЕТОД НЕПРЕРЫВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Как уже указывалось в предыдущей главе, в случае отражения сигнала электромагнитной энергии от движущейся цели частота сигнала получает приращение на величину поправки Допплера. Отраженные сигналы от неподвижных целей такого приращения не получают.

На этом отличии были построены простейшие радиолокационные системы обнаружения самолетов.

Такая система (фиг. 7) состоит из приемной и передающей антенн, генератора высокой частоты, детектора, фильтра частот Допплера и индикатора. Система работает методом непрерывного излучения.



Фиг. 7. Блок-схема простейшей системы обнаружения движущихся целей непрерывного излучения.

Г—генератор высокой частоты, Д—детектор, Ф—фильтр частот Допплера, И—индикатор.

На детектор с передающей антенны попадает прямой непрерывный сигнал постоянной частоты f_0 и отраженный сигнал от цели.

В случае, если имеется радиальная составляющая относительной скорости цели, то отраженный сигнал будет отличаться от излучаемого на величину поправки Доплера f_d

$$f_{np} = f_0 + f_d, \quad (2.1)$$

причем

$$f_d = \frac{2v_r}{c} f_0; \quad v_r = v \cos \alpha,$$

где v_r — радиальная скорость цели;
 v — путевая скорость цели;
 α — угол между направлением на цель и вектором путевой скорости цели.

Детектор работает как смеситель или преобразователь частоты. После детектора появляются комбинационные составляющие в спектре сигнала (см. детектирование или преобразование частот нелинейными элементами, например, в курсах по радиотехнике *, **). Фильтр частот Доплера должен пропускать полосу частот, определяемую из соотношения

$$\Delta F = \frac{2}{c} f_0 (v_{r, \max} - v_{r, \min}). \quad (2.2)$$

Поэтому через фильтр проходит только разностная комбинационная составляющая спектра сигнала, образующегося после детектирования

$$f_{np} - f_0 = f_d.$$

Индикатор того или иного вида может быть градуирован в единицах скорости.

Направленность антенной системы позволит получить информацию об угловых координатах цели.

На фиг. 8 приведены спектральные составы сигнала передатчика, сигнала на входе детектора, сигнала после детектора, сигнала после фильтра частот Доплера и амплитудно-частотная характеристика фильтра частот.

Приведенная система, не имея самостоятельного значения, интересна в том отношении, что в ней впервые встречается метод сравнения двух частот и впервые вводится понятие о когерентных колебаниях. Колебания передатчика или генератора в этой системе исполь-

* Б. П. Асеев, Основы радиотехники, Связьиздат, 1947.

** Н. Н. Крылов, Теоретические основы радиотехники, изд. «Морской транспорт», 1953.

зуются в качестве опорных, с которыми сравниваются колебания отраженного сигнала.

При наличии неподвижного объекта в зоне облучения станции отражающийся сигнал будет иметь (в случае неподвижного излучающего устройства) неизменную фазу по отношению к сигналу, излучаемому передатчиком.

При движении отражающего объекта фаза отражающихся колебаний будет непрерывно меняться, что и приводит к появлению поправки Допплера по частоте.

Можно считать излучаемые опорные колебания когерентными, так как при отсутствии нестабильности по частоте и амплитуде существует строгая связь по времени любой части колебания с любой другой частью того же непрерывного колебания.

Необходимо отметить, что при отражении от идеально отражающей изолированной цели (неподвижной или движущейся) отраженный сигнал можно также считать когерентным. Любая часть этого сигнала будет иметь связь по времени с любой частью этого же сигнала и с любой частью передаваемого сигнала.

На основании этого метод и называется когерентным методом непрерывного излучения. Он находит применение в ряде систем обнаружения, основным назначением которых является обнаружение движущихся тел на фоне сильных помех, производимых местными предметами, и измерение скоростей движения этих тел. Эти задачи может решать система, приведенная на фиг. 7.

Эта система обеспечивает измерение направления на цель (азимут, угол места), измерение скорости цели, но не дает возможности определять дальность до цели. Ограничение информации сужает круг применения этих систем.

В частности, станции непрерывного излучения используются в качестве «часовых», обнаруживающих движение даже такой цели, как ползущий в густом кустарнике или движущийся в условиях города человек. В этом случае импульсные системы бессильны выделить сигнал движущейся цели на фоне сигналов местных предметов (кустарник, деревья, дома) и имеют ограничение со стороны минимальной дальности обнаружения (длительность импульса).

По этому принципу строятся радиолокационные станции, используемые в артиллерии в качестве радиовзрывателей.

Подобные станции находят применение для обнаружения (правда, на небольших расстояниях) летящих низко самолетов. Наконец, такие системы используются как измерители скоростей самолетов, снарядов, мин и ракет.

Простейшая система нуждается в ряде усовершенствований, чтобы ее можно было использовать для решения указанных выше задач.

Важнейшим усовершенствованием является уменьшение уровня прямого сигнала передатчика на входе приемника или так называемого сигнала утечки. Здесь нужно принять во внимание то обстоятельство, что напряжение сигнала, отраженного от цели (да еще цели небольшого размера), будет по крайней мере в 10^3 менее напряжения сигнала утечки от передатчика.

Большой уровень сигнала от передатчика на входе приемника опасен по нескольким причинам: во-первых, из-за опасности повреждения детектора, особенно если он кристаллический, во-вторых, из-за необходимости ограничения амплитудной модуляции сигнала передатчика ниже уровня самого слабого отраженного сигнала. Далее будет показано, что последнее требование чрезвычайно тяжелое.

Наиболее простым путем уменьшения уровня сигнала утечки является применение отдельных приемной и передающей антенн. Это утяжеляет и усложняет конструкцию антенной системы, но зато позволяет снизить уровень сигнала передатчика на входе приемника в 10^5 — 10^6 раз.

Важно также повысить чувствительность приемного устройства, что осуществляется обычно заменой простого детекторного приемника первой системы на супергетеродинный приемник. Детекторный приемник не обеспечивает достаточной чувствительности из-за малого усиления и низкочастотных шумов кристаллического детектора.

В качестве индикаторного устройства определения скорости могут использоваться громкоговорители, телефоны, частотомеры, спектроанализаторы и т. д.

Как показали опыты при частотах до нескольких тысяч герц, наиболее чувствительным индикатором является ухо в сочетании со слуховым аппаратом. В данном случае можно получить выигрыш по отношению ко всем остальным индикаторам в 15 раз*.

При применении этого метода могут получаться частоты Допплера, лежащие выше пределов чувствительности уха. Для улучшения индикации в этом случае сигнал частоты Допплера модулируется чистым тоном около 400 *гц*, причем при отсутствии сигнала частоты Допплера в слуховых аппаратах отсутствует и модулированный сигнал, т. е. сигнал частоты 400 *гц*.

Иногда в таких системах необходимо знать, приближается или удаляется цель. Это можно осуществить сдвигом нулевой частоты на некоторую величину f_0 . Тогда на входе приемника сигналы неподвижных целей будут иметь частоту f_0 , а сигналы движущихся целей в зависимости от направления движения цели будут иметь частоту $f_0 \pm f_d$. Сдвиг нулевой частоты может быть осуществлен расстройкой гетеродина на f_0 . Для устранения сигналов неподвижных предметов достаточно на выходе приемника отфильтровать сигналы частоты f_0 .

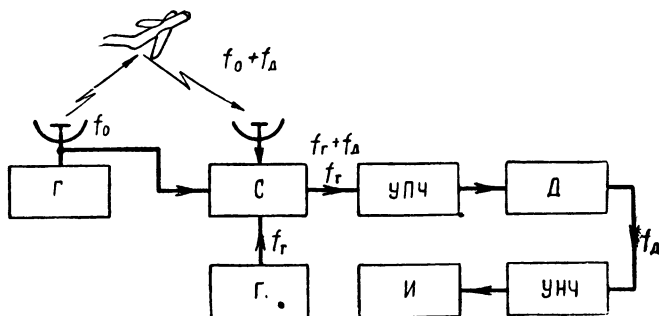
На фиг. 9 приведена блок-схема типовой станции, работающей по когерентному методу непрерывного излучения*.

Система может работать на самых различных несущих частотах, выбор которых тесно связан с системой индикации, т. е. с величиной диапазона измеряемых скоростей цели или диапазона частот Допплера.

Выбор несущей частоты связан и с разрешающей способностью станции по угловым координатам.

* Радиолокационная техника, т. I и II, изд. «Советское радио», 1949.

Необходимая мощность передатчика составляет в непрерывном режиме 10—20 вт.



Фиг. 9. Блок-схема типовой станции селекции движущихся целей, работающей по когерентному методу непрерывного излучения.

Г—генератор, С—смеситель, Г.—гетеродин, УПЧ—усилитель промежуточной частоты, Д—детектор, УНЧ—усилитель низкой частоты, И—индикатор.

Полоса приемника определяется нестабильностью частоты самой станции и спектром отраженного сигнала.

КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНЫЕ СИСТЕМЫ МАЛОЙ СКВАЖНОСТИ

Основным недостатком предыдущего метода является то, что он не дает информации дальности до цели. Этот недостаток можно устранить, применив систему с двумя несущими частотами.

Практически станция состоит из двух простых систем, непрерывно излучающих сигналы разной частоты.

Разность этих частот обозначим f_p .

На вход приемников приходят сигналы, отразившиеся от движущегося объекта и получившие приращения частот на величину поправки Допплера:

$$f_{d1} = \frac{2v_r}{c} f_{n1}; \quad f_{d2} = \frac{2v_r}{c} f_{n2} = \frac{2v_r}{c} (f_{n1} + f_p). \quad (2.3)$$

Таким образом, различие в принимаемых сигналах характеризуется разностью частот Допплера

$$\Delta f_d = \frac{2v_r}{c} f_p. \quad (2.4)$$

Кроме того, имеется фазовый сдвиг между сигналами, который при $f_p = \text{const}$ легко определяется по формуле

$$\Delta \varphi = 2\pi \int_0^t \Delta f_d dt + C. \quad (2.5)$$

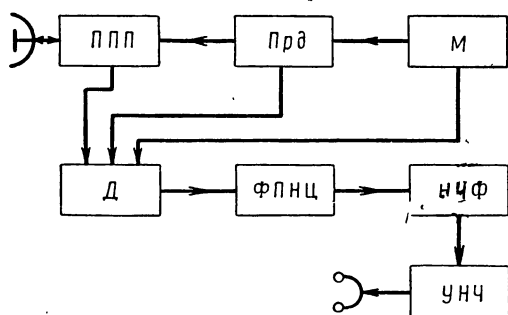
Не учитывая постоянной интегрирования C , получим

$$\Delta\varphi = 2\pi\Delta f_{\Delta}t = \frac{4\pi f_p}{c} v_r t = \frac{4\pi f_r}{c} R$$

или

$$R = \frac{\Delta\varphi c}{4\pi f_p}. \quad (2.6)$$

Системы, работающие по такому методу, работоспособны и могут быть легко осуществимы. Но, совершенно очевидно, что эти станции,



Фиг. 10. Блок-схема с переключением передатчика и приемника.

ППП—переключатель прием-передача, Прд—передатчик, М—модулятор, Д—детектор, ФПНЦ—фильтр подавления неподвижных целей, НЧФ—фильтр низкой частоты, УНЧ—усилитель низкой частоты.

обладая всеми недостатками предыдущего метода, весьма громоздки и, кроме того, требуют применения весьма точных фазометров*.

Для устранения указанных недостатков, особенно для уменьшения количества антенн без увеличения сигнала утечки на входе приемника, были разработаны когерентно-импульсные системы малой скважности или, как их еще называют, системы с временным разделением работы передатчика и приемника по времени.

Разберем работу простейшей системы, не измеряющей дальности (фиг. 10).

Модулятор попеременно включает то передатчик, то приемник на равное время. Передатчик работает импульсами, длительность которых равна половине периода повторения. Что касается приходящих импульсов от цели, то на входе антенны и переключателя «прием—передача» они имеют длительность, равную длительности передаваемых импульсов, и запаздывают на время распространения до цели и обратно, т. е. на $\frac{2R}{c}$.

Поскольку приемник отпирается периодически, импульсы после детектора оказываются укороченными на величину, равную:

$$\frac{T}{2} - \frac{2R}{c}.$$

Таким образом, чем больше R , тем длиннее импульс на выходе детектора, так как его длительность определится из соотношения

$$\tau_{\Delta} = \frac{T}{2} - \left(\frac{T}{2} - \frac{2R}{c} \right) = \frac{2R}{c}. \quad (2.7)$$

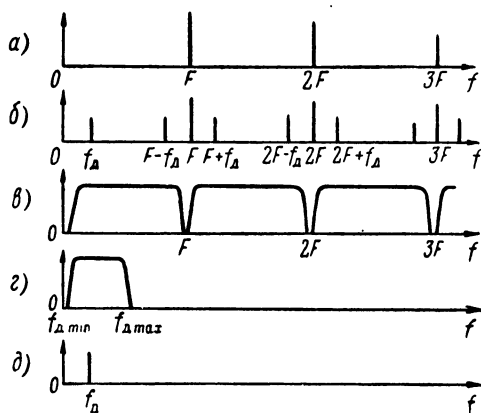
* E. I. Barlow, Doppler radar, «PIRE», № 4, 1949.

Сказанное поясняется эякурами, приведенными на фиг. 11. После детектора происходит укорочение импульсов и соответствующая трансформация спектра сигнала (обычно расширение).

Импульсы отражаются движущимися и неподвижными объектами, а поэтому спектры сигналов, отраженных этими объектами, будут различными (см. гл. 1).

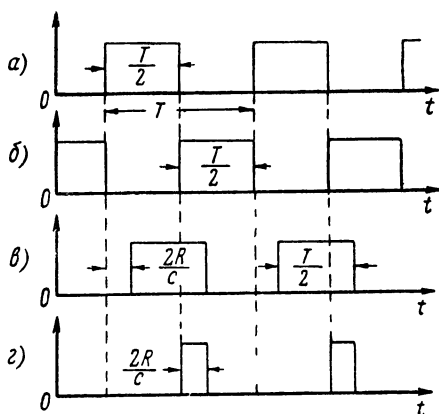
Чтобы исключить сигналы неподвижных целей на выходе устройства, необходимо подавить все гармоники частоты повторения в спектре сигнала. Для этой цели после детектора вводят специальный фильтр подавления сигналов неподвижных целей или, как его иначе называют, гребенчатый фильтр.

Если нужны сведения лишь об одной цели в пределах диаграммы направленности станции, то можно воспользоваться лишь одной составляющей частоты Доплера в спектре сигнала. Поэтому ставят дополнительный фильтр низкой частоты, который пропускает частоты, соответствующие возможным скоростям движения целей.



Фиг. 12. Спектральный состав сигналов в различных точках схемы станции с переключением передатчика и приемника.

а—спектр сигнала неподвижной цели после детектора, б—спектр сигнала движущейся цели после детектора, в—частотная характеристика фильтра подавления неподвижной цели, г—частотная характеристика фильтра низкой частоты, д—спектр сигнала в УНЧ.



Фиг. 11. Эякуры напряжений, поясняющие работу станции с переключением передатчика и приемника.

а—импульс передатчика, б—чувствительность приемника, в—отраженные импульсы, г—импульс после детектора.

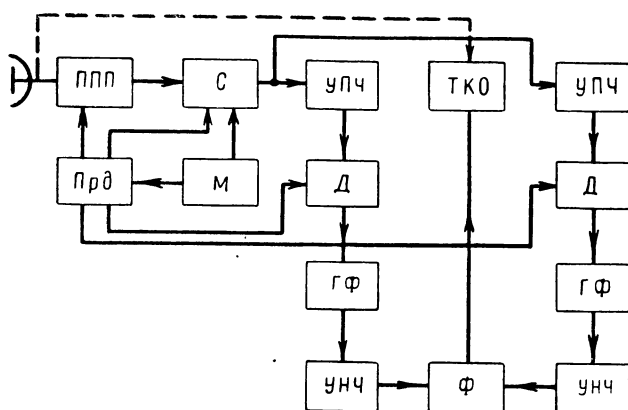
На фиг. 12 показаны спектры подвижной и неподвижной цели после детектора, характеристики гребенчатого фильтра и фильтра низкой частоты и спектр сигнала на выходе УНЧ.

Данная система, как видно, не дает информацию о дальности. Разбор ее был приведен только для лучшего уяснения принципа работы станций с попеременным переключением приемника и передатчика.

Разберем более сложную систему, которая может измерять дальность до целей методом разности двух частот. Блок-схема станции изображена на фиг. 13.

Основным отличием этой системы является усиление сигналов в двух каналах приемника, из которых один расстроен относительно другого на величину частоты повторения F . Эта частота является в нашем случае разностной частотой. В каждом из каналов существуют фильтры подавления неподвижных целей, объединенные с фильтрами низкой частоты и называемые гребенчатыми фильтрами. Дальность измеряется с помощью точного фазометра на основании соотношения (2.6).

Азимут определяется с помощью трубки кругового обзора (ТКО).



Фиг. 13. Блок-схема системы селекции движущихся целей, работающей по когерентному методу малой скважности.

ППП—переключатель прием-передача, Прд—передатчик, М—модулятор, С—смеситель, УПЧ—усилители промежуточной частоты, Д—детектор, ГФ—гребенчатые фильтры, УНЧ—усилители низкой частоты, Ф—фазометр, ТКО—трубка кругового обзора.

Другая система выполнена так, что не требуется двухканальный приемник. Эта система изображена на фиг. 14.

До гребенчатого фильтра система не отличается от системы, показанной на фиг. 13. После гребенчатого фильтра остаются две составляющие: f_d и $F - f_d$.

Система работает удовлетворительно при выполнении условия

$$f_d < F. \quad (2.8)$$

После второго детектора образуется ряд комбинационных составляющих

$$nF \pm mf_d. \quad (2.9)$$

Низкочастотный фильтр пропускает только одну составляющую ряда (2.9)

$$F (n=1, m=0).$$

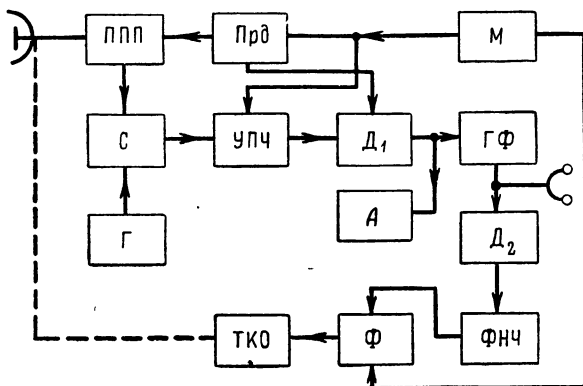
Фазометр измеряет разность фаз составляющей F и опорной частоты повторения F от модулятора.

Трубка кругового обзора (ТКО) обеспечивает измерение азимута цели.

Трубка А позволяет просматривать форму напряжения на выходе детектора.

После гребенчатого фильтра подключены телефоны, дающие информацию о скорости цели.

На фиг. 15 показаны частотные характеристики, поясняющие работу системы.



Фиг. 14. Блок-схема системы селекции движущихся целей, работающей по когерентному методу малой скважности.

ППП—переключатель прием-передача, Прд—перелатчик, М—модулятор, С—смеситель, Г—гетеродин, УПЧ—усилитель промежуточной частоты, Д₁—первый детектор, Д₂—второй детектор, ГФ—гребенчатый фильтр, А—индикатор типа А, ФНЧ—фильтр низкой частоты, Ф—фазометр, ТКО—трубка кругового обзора.

Как видно, все разобранные системы не обладают разрешающей способностью по дальности, что является наиболее существенным их недостатком. Кроме того, существующие конструкции фазометров плохо работают при больших уровнях шумов, сильно понижая (до 50%) точность измерения дальности.

В системах малой скважности чрезвычайно важным также является вопрос о ширине полосы пропускания системы и особенно гребенчатого фильтра. Дело в том, что номер высшей гармоники частоты повторения спектра импульса, которую нужно пропускать, как известно, равен $\frac{1}{F\tau}$. Не усложняя конструкции гребенчатого фильтра, можно осуществить последний с удовлетворительным подавлением (около 90 дБ) двух или трех составляющих частоты повторения. Получаем $N=2\div 3$, следовательно, $F\tau = \frac{1}{N} = \frac{1}{2}$ или $T=2\tau$.

Таким образом, выгодно работать длинными импульсами, у которых большая часть энергии сосредоточена на низкочастотных составляющих спектра.

Для увеличения разрешающей способности по дальности, очевидно, нужно уменьшать длительность импульса и соответственно усложнять гребенчатый фильтр расширением его полосы. Кроме того, рационально отказаться от фазометра.

Блок-схема станции с повышенной разрешающей способностью показана на фиг. 16. Система эта очень похожа на разработанные выше и отличается лишь шириной полосы фильтров, применением

ТКО и наличием добавочных элементов: attenuатора, ограничителя и дифференцирующей цепочки.*

На вход гребенчатого фильтра № 1 дополнительно через attenuатор подаются модулирующие импульсы, которые компенсируют импульсы, запирающие и отпирающие УПЧ.

На фиг. 17 показаны характеристики гребенчатого фильтра и фильтра низкой частоты, который тоже по существу является в данном случае гребенчатым.

На фиг. 18 изображены эпюры импульсов от движущейся цели на входе гребенчатого фильтра № 1 а), на выходе второго детектора б), после второго гребенчатого фильтра в) и после дифференцирующей цепочки г).

По положению фронта импульса или по положению первого продифференцированного

импульса по отношению к модулирующему импульсу судят о дальности цели, применяя обычную формулу для запаздывания импульса:

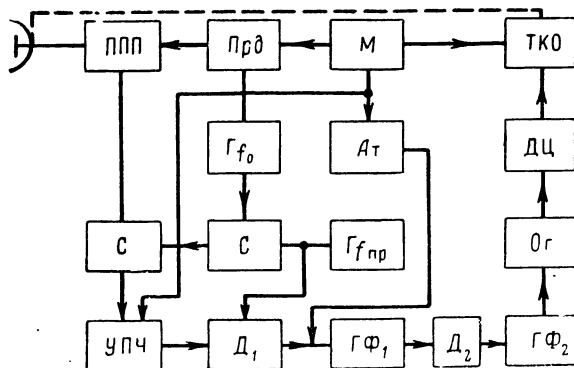
$$R = \frac{ct}{2}. \quad (2.10)$$

Такая станция может обеспечить наблюдение примерно за десятью целями в пределах всей просматриваемой дистанции. Правда, это достигается значительным усложнением конструкции всей системы, особенно гребенчатых фильтров.

Основным достоинством когерентно-импульсных систем малой скважности является очень хорошее качество подавления сигналов неподвижных целей. Дело в том, что уже теоретические подсчеты дают чрезвычайно большую величину превышения сигналов местных

* Радиолокационная техника, т. I и II, изд. «Советское радио», 1949.

предметов над сигналом изолированной цели — около 110 дБ. Практически после целого ряда экспериментов с различными установками



Фиг. 16. Блок-схема системы селекции движущихся целей, работающей по когерентному методу малой скважности.

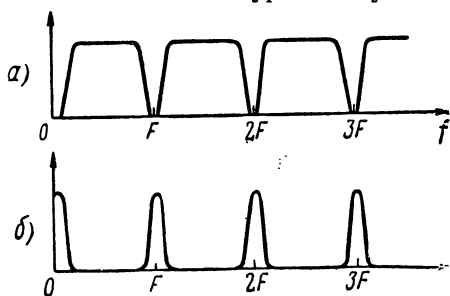
ППП—переключатель прием-передача, Прд—передатчик, М—модулятор, С—смесители, Γ_{f_0} —генератор частоты f_0 , Ат—аттенюатор, $\Gamma_{f_{пр}}$ —генератор частоты $f_{пр}$, УПЧ—усилитель промежуточной частоты, Д1—первый детектор, ГФ1—гребенчатый фильтр № 1, Д2—второй детектор, ГФ2—гребенчатый фильтр № 2, Ог—ограничитель, ДЦ—дифференцирующая цепочка, ТКО—трубка кругового обзора.

были получены следующие превышения над уровнем шумов (табл. 1).

Рассмотренные системы обеспечивают подавление сигналов этих неподвижных целей до (90÷95) дБ, т. е. почти ниже уровня шумов.*

Таблица 1

Полоса частот гц	Превышение над уровнем шумов дБ
1000	100
1	130
1000	70
100	80
1000	Усредненное значение 90



Фиг. 17. Частотные характеристики гребенчатых фильтров системы селекции, работающей по когерентному методу малой скважности.

а—гребенчатый фильтр № 1, б—гребенчатый фильтр № 2.

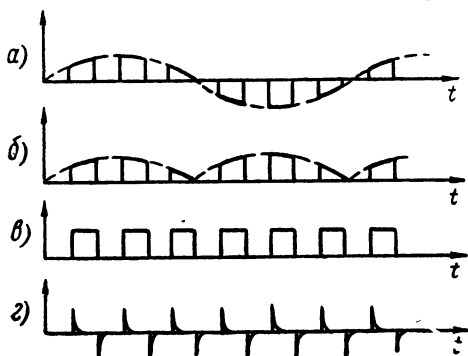
Во многих случаях это является неоценимым преимуществом, несмотря на плохую разрешающую способность по дальности.

Данные системы работоспособны при дальностях до 100—150 км на дециметровом и сантиметровом диапазонах.

* E. I. Barlow, Doppler radar, «PIRE», № 4, 1949.

Выбор длины волны зависит, в основном, от скоростей целей или от диапазона поправок Допплера на частоту.

Мощность передатчика зависит от дальности действия, от отражающих свойств цели и от действующей полосы пропускания приемника.



Фиг. 18. Эпюры напряжений в различных точках системы селекции, работающей по когерентному методу малой скважности.

а—импульсы движущихся целей на входе гребенчатого фильтра № 1, б—импульсы после второго детектора, в—импульсы после гребенчатого фильтра № 2, г—импульсы после дифференцирующей цепочки.

бования на стабильность передатчика по частоте (до 10^{-10}) и по амплитуде.*

Такая стабильность достигается кварцевой стабилизацией передатчика и модулятора, хорошей фильтрацией источников питания, питанием накалов с частотой, кратной частоте повторения и лежащей выше полосы пропускания гребенчатых фильтров (>3000 гц), а также тщательной экранировкой и амортизацией аппаратуры.**

Когерентно-импульсные системы без когерентного генератора

Системы, работающие по этому принципу, часто называют некогерентными или с внешней когерентностью.

В некоторых импульсных системах можно осуществить селекцию движущихся целей, не усложняя существенно аппаратуру.

Для этого используют эффект биений сигналов от движущейся и неподвижной целей, расположенных рядом.

Рядом расположенными или соседними целями называются цели, расположенные в пределах импульсного пакета — по дальности в пределах $\frac{ct}{2}$ и по угловым координатам в пределах диаграммы излучения антенны.

* Е. I. Barlow, Doppler radar, «PIRE», № 4, 1949.

** Д. Иствуд, Т. Блейкмор, Б. Уитт, Радиолокационная станция на волне 50 см с когерентной системой индикации движущихся целей, «Вопросы радиолокационной техники», № 5, ИЛ, 1956.

Передаваемый импульс можно записать, как соотношение

$$u_{\text{пер}} = U_{\text{пер}0} \sin(\omega_n t + \theta_n). \quad (2.11)$$

Выражение (2.11) справедливо в пределах длительности передаваемого импульса τ . На вход приемника одновременно приходят сигналы от неподвижной и движущейся целей

$$u_{\text{н.ц}} = U_{\text{н}0} \sin\left(\omega_n t + \omega_n \frac{2R}{c} + \theta_n\right); \quad (2.12)$$

$$u_{\text{д.ц}} = U_{\text{д}0} \sin\left(\omega_n t + \omega_n \frac{2R \pm 2v_r t}{c} + \theta_n\right). \quad (2.13)$$

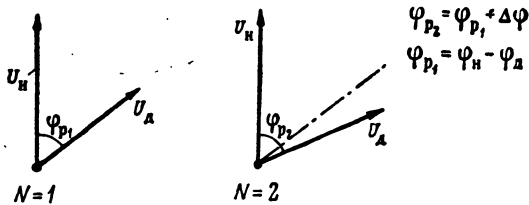
При этом выражение $\omega_n \frac{2R \pm 2v_r t}{c}$ преобразуется, как

$$\omega_n \frac{2R}{c} \pm \Omega_d t.$$

Необходимо вспомнить, что импульсы поступают через промежуток времени, определяемый частотой или периодом повторения системы, поэтому

$$\omega_n \frac{2R}{c} \pm \Omega_d t = \omega_n \frac{2R}{c} \pm \Omega_d (N-1) T_n,$$

где $N=1, 2, 3 \dots$ — номер периода.



Фиг. 19. Векторные диаграммы импульсных э. д. с. сигналов движущихся и неподвижных целей в двух периодах повторения.

Таким образом, на входе детектора приемника имеются две импульсные э. д. с. сигналы (фиг. 19).

$$u_n = U_{\text{н}0} \sin\left(\omega_n t + \omega_n \frac{2R}{c} + \theta_n\right) = U_{\text{н}0} \sin \varphi_n; \quad (2.14)$$

$$u_d = U_{\text{д}0} \sin\left[\omega_n t + \omega_n \frac{2R}{c} \pm \Omega_d (N-1) T_n + \theta_n\right] = U_{\text{д}0} \sin \varphi_d \quad (2.15)$$

Так как $\varphi_p = \Omega_d (N-1) T_n + \theta_{60}$, то, пренебрегая постоянной θ_{60} , получаем:

$$\Delta \varphi = \varphi_{p2} - \varphi_{p1} = \Omega_d T_n.$$

При детектировании образуются биения этих э. д. с. и выходной сигнал очевидно будет равен:

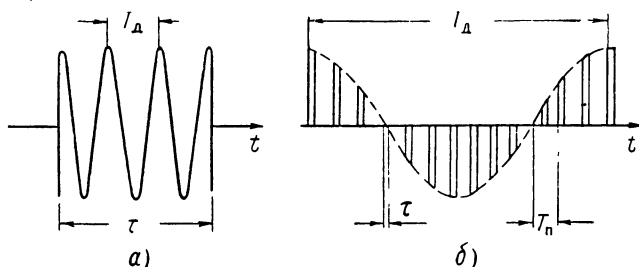
$$u_{\text{вых}} = u_6 = kU_{\text{н0}} U_{\text{д0}} \sin(\varphi_{\text{д}} - \varphi_{\text{н}}) = kU_{\text{н0}} U_{\text{д0}} \sin \varphi_{\text{р}};$$

$$u_{\text{вых}} = u_6 = U_{60} \sin [\Omega_{\text{д}} (N-1) T_{\text{п}} + \theta_{60}]. \quad (2.16)$$

Выражение (2.16) также справедливо лишь в пределах длительности импульса τ или, точнее, в пределах

$$\frac{2R}{c} < t < \frac{2R}{c} + \tau. \quad (2.17)$$

Соотношение (2.16) показывает, что напряжение или амплитуда импульса на выходе детектора оказывается промодулированной с



Фиг. 20. Модулированные импульсы с частотой Допплера на выходе детектора.

$a - T_{\text{д}} < \tau$; $b - T_{\text{д}} > T_{\text{п}}$.

частотой $f_{\text{д}}$, соответствующей скорости движения движущейся цели. Причем, могут быть два случая:

$a \ T_{\text{д}} < \tau$ — в пределах импульса укладываются несколько периодов частоты Допплера;

$b \ T_{\text{д}} > T_{\text{п}}$ — в пределах периода частоты колебаний Допплера укладывается несколько периодов повторения.

Соответствующие графики показаны на фиг. 20.

На экране индикатора с линейной разверткой легко обнаружить присутствие движущейся цели, так как импульсы в этом месте оказываются промодулированными по амплитуде, и картина на экране имеет характерный вид (фиг. 21).

Очевидно, что такой метод работы особенно выгоден в самолетных станциях обзора земной поверхности, так как в этом случае всегда имеется неподвижный предмет — поверхность земли.

Следует сказать, что сигнал, отраженный неподвижным предметом, является в данном случае когерентным и используется в качестве опорного. Но так как совершенно неподвижных объектов в природе нет и даже такой объект, как земная поверхность, покрыт слегка движущимися предметами: травой, кустарником и т. д., то от этих объектов получается спектр частот, ширина которого определяется длительностью импульса, а ширина спектральных линий определяется движением «неподвижного» объекта или его частей при данной несущей частоте. Все же в этом спектре всегда присутствует

одна составляющая строго когерентная и именно она-то и используется в качестве опорной.

Одним из важнейших условий правильной работы такой станции является стабильность работы ее элементов и особенно магнетрона.

Основным требованием к магнетрону является постоянство частоты в пределах импульса, ибо совершенно ясно, что при разнице по частоте в начале и конце импульса будут образовываться паразитные или ложные биения даже если в пределах этого импульсного пакета находится одна неподвижная цель.

Таким образом, необходимо предъявить очень жесткие требования к форме импульса модулятора и применять магнетроны с малым электронным сдвигом частоты.

Ввиду того, что приемное устройство может работать с большим динамическим диапазоном сигналов, приходится принимать специальные меры, предупреждающие насыщение и ограничение в каскадах усилителей. Обычным приемом является применение автоматического регулирования усиления АРУ, причем постоянная времени его должна быть больше наибольшего периода частоты Допплера.

Итак, на выходе приемника имеются последовательности импульсов от неподвижных и движущихся целей. Последовательности импульсов движущихся целей модулированы по амплитуде с частотой Допплера и поэтому имеют спектр, отличающийся от спектра последовательностей импульсов неподвижных целей (см. гл. 1). Это различие импульсов может быть использовано для селекции движущихся целей тем или иным способом.

Необходимо отметить, что при движении системы селекции относительно «неподвижных» объектов, разность частот, отраженных движущимися и «неподвижными» целями, будет по-прежнему равна $f_{до}$:

$$f_{до} = f_{д. н} - f_{д. д} = \frac{2v_{рд}}{\lambda} - \frac{2v_{рн}}{\lambda} = \frac{2}{\lambda} (v_{рд} - v_{рн}) = \frac{2v_{рдз}}{\lambda},$$

где

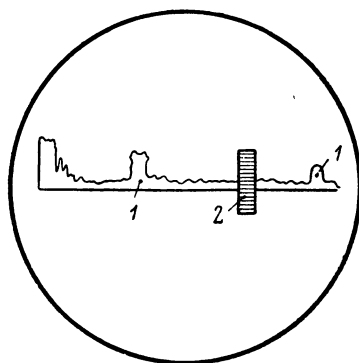
$f_{д. н}$ — частота Допплера неподвижной цели;

$f_{д. д}$ — частота Допплера движущейся цели;

$v_{рд} = v_{рн} + v_{рдз}$ — скорость движущейся цели относительно системы;

$v_{рн}$ — скорость движения *неподвижной цели* относительно системы;

$v_{рдз}$ — скорость *движущейся цели* относительно *неподвижной*.



Фиг. 21. Картина на индикаторе с линейной разверткой и амплитудным отклонением при использовании когерентного метода без когерентного генератора.

1—неподвижные цели, 2—движущиеся цели.

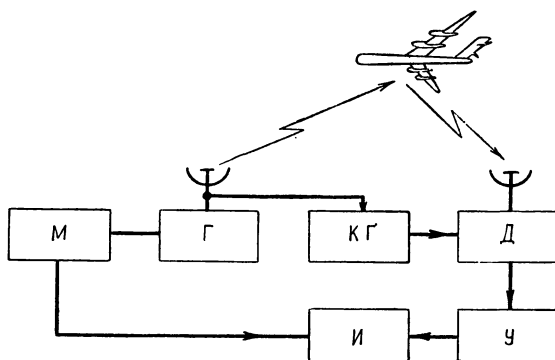
В системах без когерентного генератора отпадает необходимость в компенсировании эффекта движения системы, что является достоинством системы.

Когерентно-импульсные системы без когерентного гетеродина, обладая разрешающей способностью импульсных систем, позволяют в ряде случаев легко и просто осуществить селекцию движущихся целей.

КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНЫЕ СИСТЕМЫ С КОГЕРЕНТНЫМ ГЕНЕРАТОРОМ

Наиболее широкое распространение получили системы, в которых опорное напряжение получается в специальном генераторе, называемом когерентным. Простейшая блок-схема такой системы показана на фиг. 22.

Генератор излучает импульсы электромагнитной энергии частоты f_0 в пространство.



Фиг. 22. Блок-схема системы селекции движущихся целей, работающая по когерентно-импульсному методу.

М—модулятор, Г—генератор, КГ—когерентный генератор, Д—детектор, УНЧ—усилитель низкой частоты, И—индикатор.

Длительность этих импульсов и частота повторения задаются модулятором.

Часть электромагнитной энергии подается на когерентный генератор, благодаря чему последний фазуется, т. е. в течение длительности зондирующего импульса частота и фаза колебаний генератора высокой частоты и когерентного генератора устанавливаются равными. Этот процесс происходит каждый раз при посылке очередного зондирующего импульса. По окончании зондирующего импульса когерентный генератор работает, генерируя колебания с навязанной фазой, т. е. когерентные с колебаниями основного генератора, если бы те продолжались (фиг. 23).

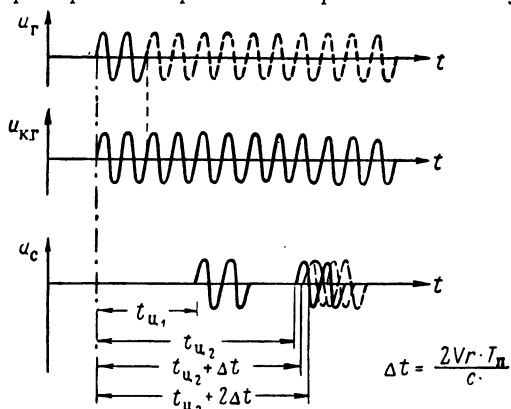
На вход приемника (в данном случае детекторного) попадают импульсы, отраженные как от движущихся, так и от неподвижных объектов.

Импульсы от неподвижных целей приходят в каждом периоде повторения с вполне определенным фазовым сдвигом по отношению к зондирующему импульсу.

Импульсы же от движущихся целей приходят в каждом следующем периоде повторения со сдвигом фаз, определяемым выражением

$$\Delta\varphi = \int_{T_n + t_n}^{2T_n + t_n} \Omega_d dt = \Omega_d t \Big|_{T_n + t_n}^{2T_n + t_n} = \Omega_d T_n. \quad (2.18)$$

На вход детектора подаются два напряжения: напряжение с когерентного генератора и напряжение отраженных импульсов $u_{кг}$ и u_c .



Фиг. 23. Эпюры напряжений в различных точках схемы системы селекции, работающей по когерентно-импульсному методу.

$U_Г$ —колебания генератора, $U_{к.г}$ —колебания когерентного генератора, U_c —сигналы целей.

Работа станции, изображенной на фиг. 22, поясняется эпюрами напряжений фиг. 23.

На фиг. 24 показана векторная диаграмма напряжений во входном контуре детектора для случая неподвижной и движущейся цели.

Вектор амплитуды входного напряжения легко найти на основании теоремы косинуса:

$$U_{вх} = U_{к.г} \sqrt{1 + m^2 + 2m \cos \varphi},$$

где

$$m = \frac{U_c}{U_{к.г}}. \quad (2.19)$$

При допустимом предположении $m < 1$ выражение (2.19) легко привести к выражению

$$U_{вх} \approx U_{к.г} (1 + m \cos \varphi). \quad (2.20)$$

Нужно учесть, что это напряжение импульсное, т. е. существует только в промежутки времени, который определяется неравенством

$$t_n < t < t_n + \tau. \quad (2.21)$$

После детектирования выделяется огибающая импульсов, которую можно записать так:

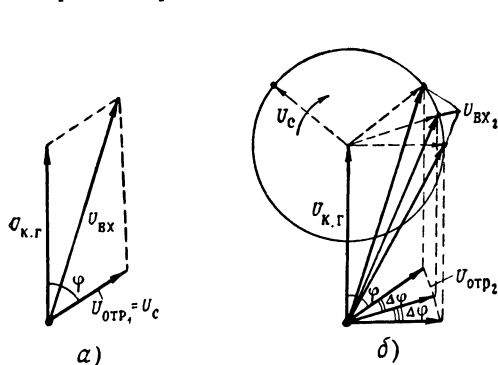
$$U_{\text{вых}} \approx k U_{\text{к.г}} (1 + m \cos \varphi) = U_{\text{вых0}} (1 + m \cos \varphi). \quad (2.22)$$

Для неподвижных целей $\varphi = \frac{2R}{c} = \text{const}$ и поэтому имеем последовательность импульсов постоянной амплитуды.

Для движущихся целей $\varphi_N = \varphi_{N-1} + \Delta\varphi = \varphi_{N-1} + \Omega_d (N-1) T_n$ и выражение (2.22) переписывается в виде

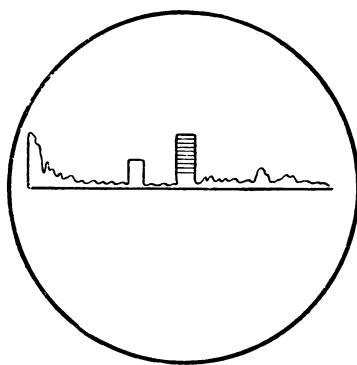
$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых0}} \{1 + m \cos [\Omega_d (N-1) T_n]\}. \quad (2.23)$$

На выходе детектора будет иметься последовательность импульсов, модулированных по амплитуде с частотой Допплера, аналогичная рассмотренным в гл. 1.



Фиг. 24. Векторные диаграммы импульсных напряжений во входном контуре детектора, системы селекции

а—цель неподвижна, б—цель движется.



Фиг. 25. Картина на индикаторе с линейной разверткой и амплитудным отклонением при использовании когерентно-импульсного метода селекции.

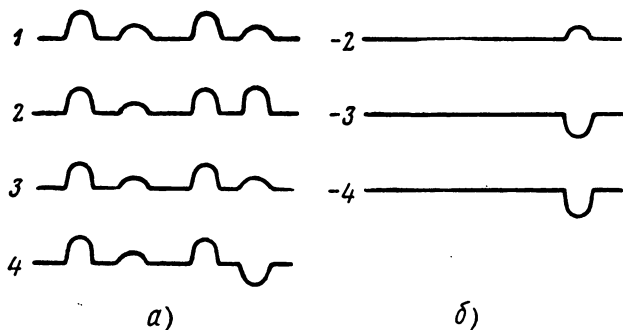
На экране индикатора с амплитудным отклонением будут получаться характерные изображения (фиг. 25).

Если в станции используется индикатор кругового обзора (ИКО), то движущиеся цели будут выглядеть мерцающими.

При помощи специальных устройств можно устранить с экрана ИКО сигналы неподвижных целей.

Одним из методов устранения является метод череспериодной компенсации. Он заключается в том, что сигналы в каждом периоде повторения задерживаются точно на период повторения и затем вычитаются из сигналов следующего периода (фиг. 27). Идея этого метода пояснена на фиг. 26, на которой показаны четыре последовательных графика отраженных сигналов в четырех последовательных периодах повторения и три графика после вычитания задержанных сигналов. Ясно, что сигналы неподвижных целей от периода к периоду имеют неизменную амплитуду и поэтому полностью компенсируются после вычитания, а сигналы движущихся целей с переменной амплитудой не могут быть скомпенсированы.

В качестве устройства, задерживающего импульсы, могут использоваться различные линии задержки или специальные электронные приборы, например, электронно-лучевые трубки — потенциало-скопы. Подробнее процесс компенсации разобран в гл. IV.

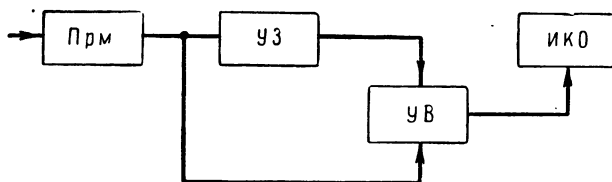


Фиг. 26. Временные диаграммы импульсов в нескольких периодах повторения, поясняющие работу метода черес-периодной компенсации.

а—до компенсации, б—после компенсации.

Таким образом, когерентно-импульсные системы селекции отличаются от обычных импульсных радиолокационных станций наличием когерентного генератора с цепью фазирования.

В когерентно-импульсных станциях чрезвычайно жесткие требования по частотной стабильности предъявляются к ряду элементов



Фиг. 27. Блок-схема метода компенсации идентичных импульсов.

Прм—приемник, УЗ—устройство задержки, УВ—устройство вычитания, ИКО—индикатор кругового обзора.

устройства. В частности приходится совершенно по-новому решать вопросы стабилизации частоты местного гетеродина, передатчика и т. д. Требования на стабильность частоты всех этих устройств подробно рассматриваются в гл. VI.

СИСТЕМЫ С ИНДИКАЦИЕЙ КОНЕЧНОГО ПЕРЕМЕЩЕНИЯ ЦЕЛЕЙ

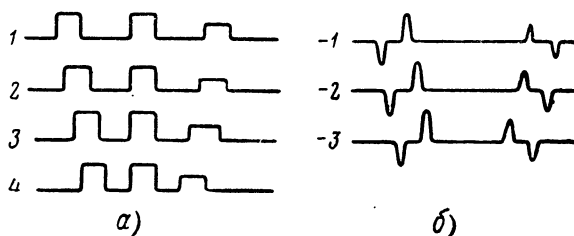
В этих системах используется принцип сравнения положения отраженных сигналов от одной и той же цели через определенный промежуток времени.

Промежуток времени, через который производится сравнение, определяется скоростью движения цели — обычно минимальной, ста-

бильностью частоты повторения станции или стабильностью периода вращения антенны и разрешающей способностью станции.

Ясно, что за время сравнения сигнал от цели должен переместиться на величину, сравнимую с длительностью импульсов. При скоростях наземных целей в $10 \div 20$ м/сек, при достаточной разрешающей способности сравнение должно производиться через несколько секунд. Поэтому приходится производить сравнение не через промежуток времени, равный периоду повторения импульсов, а через промежуток времени, равный периоду вращения антенны.

Блок-схема устройства, позволяющего производить сравнение положения сигналов через определенный промежуток времени, показана на фиг. 27.



Фиг. 28. Временные диаграммы, поясняющие работу систем селекции по методу индикации конечного перемещения целей.

а—до сравнения, б—после сравнения.

Работа сравнивающего устройства или устройства компенсации неподвижных целей поясняются на фиг. 28.

Пропуская сигналы через ограничитель, можно получить однополярные сигналы, причем каждой цели будет соответствовать только один импульс. Правда, в зависимости от направления движения цели этот импульс будет всегда соответствовать или «концу» или «началу» движущего объекта.

Ширина импульсов после компенсации служит мерилем скорости движения, так как

$$\Delta R = vT_{cp} \cong \frac{c\tau}{2}.$$

В качестве устройств задержки обычно используются электронно-лучевые трубки — потенциалоскоп, применяя которые можно получить значительное время задержки при небольших габаритах устройства компенсации.

Основное требование к станциям индикации конечного перемещения — высокая разрешающая способность. Правда, это требование относится к любым станциям обзора земной поверхности.

СИСТЕМЫ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЕ ПОБОЧНЫЕ ЭФФЕКТЫ ДВИЖЕНИЯ ДЛЯ ИНДИКАЦИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

Эти системы являются самыми обычными импульсными радиолокационными станциями, на экранах отметчиков которых, используя те или другие эффекты движения целей, можно выделить сигналы движущихся целей среди неподвижных.

Кратко разберем основные эффекты, позволяющие производить селекцию движущихся целей.

Во-первых, это вторичный доплеровский эффект. Он заключается в том, что различные части объекта имеют различные радиальные скорости относительно станции и следовательно различные частоты Допплера. Поэтому на детекторе образуются биения частот Допплера — так называемые вторичные частоты Допплера. На экране сигнал цели начинает мерцать с небольшой частотой и эти мерцания заметны на глаз.

Во-вторых — это мерцание сигналов движущихся целей вследствие изрезанности и многопетастковости диаграммы отражения объектов, что имеет место на сантиметровом диапазоне. Поскольку при движении объекты непрерывно меняют свое положение вследствие вибраций, колебаний, рысканий и т. д., то при сильной изрезанности диаграммы отражения будут сильные непериодические изменения сигнала на входе и выходе приемника. В результате сигнал движущихся целей на экране отметчиков будет непрерывно изменяться — мерцать, что дает возможность произвести селекцию.

Итак, по мерцанию сигналов целей на экране судят о том, движется данная цель или нет. Это конечно простейшая селекция, но в ряде случаев она может эффективно осуществляться.

Глава III

МЕТОДЫ ИНДИКАЦИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

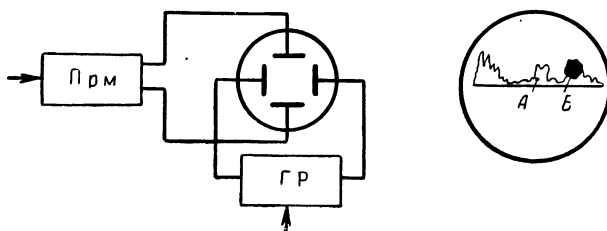
Движение цели заметно на индикаторе обычных радиолокационных станций, особенно при больших скоростях движения цели. Но естественно для такого наблюдения движения необходимо значительное время.

При использовании специальных систем селекции движущихся целей возможно их индикацию осуществлять различными методами. Разобьем методы индикации движущихся целей на три отдельные группы:

- 1) по дальности;
- 2) по скорости;
- 3) по угловым координатам.

ИНДИКАЦИЯ ДАЛЬНОСТИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

Индикация, измерение или информация дальности до цели может производиться в зависимости от метода селекции движущихся целей по-разному.



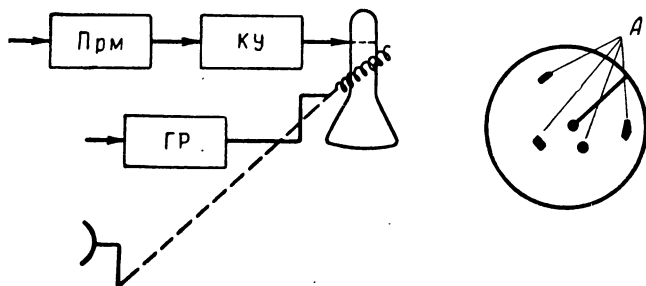
Фиг. 29. Индикация движущейся цели без использования системы компенсации.

Прм—приемник, Гр—генератор развертки, А—неподвижная цель, Б—движущаяся цель.

В системах малой скважности показание дальности получают с фазометра (см. фиг. 14). В этих же системах могут быть использованы ТКО (см. фиг. 16).

В случае когерентно-импульсных систем индикация может производиться двумя способами:

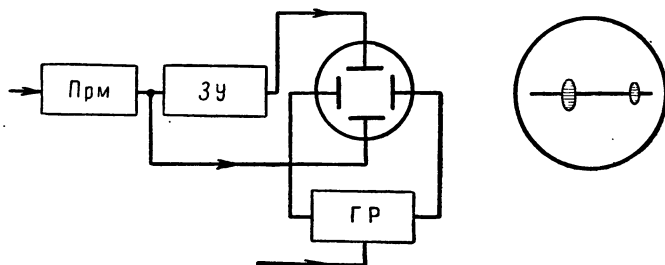
1) без использования компенсирующего устройства с индикатором амплитудного отклонения (фиг. 29);



Фиг. 30. Индикация движущейся цели с системой компенсации и трубкой кругового обзора.

Прм—приемник, ГР—генератор развертки, КУ—компенсирующее устройство, А—движущиеся цели.

2) с применением компенсирующего устройства, с индикатором ТКО (фиг. 30).



Фиг. 31. Использование индикатора с амплитудной отметкой в качестве компенсирующего устройства.

Прм—приемник, ЗУ—устройство задержки импульсов, ГР—генератор развертки.

В качестве вычитающего элемента компенсирующего устройства может применяться электронно-лучевая трубка (фиг. 31).

ИНДИКАЦИЯ СКОРОСТИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

Информацию о скорости могут обеспечивать почти все системы селекции движущихся целей.

В системах, использующих когерентные методы, для получения данных скорости необходимо измерить частоту биений или частоту Доплера. Для этих целей можно использовать фильтр низкой частоты с частотомером с полосой пропускания, равной диапазону возможных частот Доплера.

Вопрос о применении типа частотомера весьма сложен. Например, предпочитают ставить простые телефоны на выходе, так как че-

ловеческое ухо очень хорошо различает чистый тон на фоне шумов, в результате чего можно получить выигрыш в чувствительности до десяти раз по сравнению с осциллографом или стрелочным прибором.*

Кроме телефонов, можно пользоваться электронными счетчиками со стрелочными приборами или вибрационными частотомерами.

При измерении скоростей цели в системах когерентно-импульсного метода необходимо всегда учитывать один важный эффект, связанный с частотой биений на выходе детектора.

Согласно теории импульсным системам присущ так называемый стробоскопический эффект (см. гл. IV). Сущность этого эффекта заключается в том, что частота биений на выходе детектора (частота огибающей импульсов) однозначно связана с частотой Допплера только до определенного предела, равного:

$$f_d \leq \frac{F_{\Pi}}{2}. \quad (3.1)$$

В системах индикации конечного перемещения о скорости можно судить по длительности компенсированных импульсов.

Так как $\frac{c\tau_k}{2} = vT_{cp}$, то, очевидно,

$$v = \frac{c\tau_k}{2T_{cp}}.$$

ИНДИКАЦИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

Информация об угловых координатах зависит от способа пеленгации и системы обзора пространства данной станции.

Пеленгование в случае селекции подвижных целей осуществляется как правило, по способу максимума, т. е. требуются антенны с узкой диаграммой излучения.

Необходимо отметить, что форма диаграммы излучения антенны выбирается из тех же соображений, что и в обычных радиолокационных станциях.

При режиме кругового обзора нужно учитывать расширение спектра сигнала на входе приемного устройства по причинам, описанным в гл. I. Отсчет производится по стрелочным приборам, связанным с антенным устройством, или, что бывает чаще, по индикатору кругового обзора и индикаторам «дальность-азимут» и «дальность-угол места».

АВТОМАТИЧЕСКОЕ СОПРОВОЖДЕНИЕ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

Автоматическое сопровождение может осуществляться как по направлению, так и по дальности, но ценой значительных усложнений систем селекции движущихся целей.

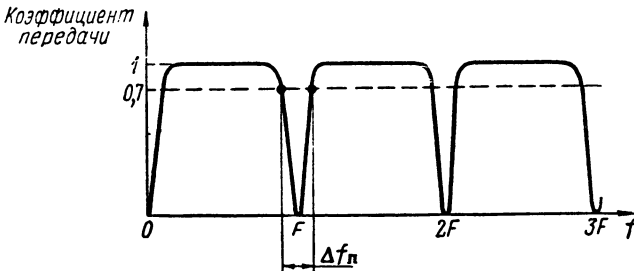
* Радиолокационная техника, т. I и II, изд. «Советское радио», 1949.

Глава IV

КОМПЕНСАЦИЯ СИГНАЛОВ НЕПОДВИЖНЫХ ЦЕЛЕЙ

В гл. I и II было показано, что основным отличием сигналов движущихся целей от неподвижных является наличие в спектре дополнительных составляющих, сдвинутых относительно составляющих частоты повторения на величины поправки Допплера.

В гл. II было указано на возможность подавления сигналов неподвижных целей путем так называемой компенсации.



Фиг. 32. Частотная характеристика гребенчатого фильтра.

Проанализируем теперь возможность подавления сигналов неподвижных целей с несколько других позиций. За основу возьмем спектральные характеристики сигналов на выходе детектора или всего приемного устройства.

Из рассмотрения спектров сигналов движущейся и неподвижной цели (см. фиг. 7) становится ясно, что для устранения сигналов неподвижных целей достаточно подавить все составляющие частоты повторения в спектре сигналов. Эту функцию может выполнить так называемый режекторный фильтр, имеющий характеристику, показанную на фиг. 32*, **, ***.

На диаграмме $\Delta f_{\text{п}}$ — полоса подавления, глубина которой определяется требованием подавления составляющих частоты повторения

* Г. Деви, Проблемы радиолокации и теории информации, «Вопросы радиолокационной техники», № 4, ИЛ, 1954.

** Джордж Заманакое, Гребенчатые фильтры в импульсных радиолокационных станциях, «Вопросы радиолокационной техники», № 2, ИЛ, 1955.

*** E. I. Barlow, Doppler radar, «PIRE», № 4, 1949.

ниже уровня шумов приемного устройства, а ширина — частотной и амплитудной нестабильностью устройства и принимаемых сигналов.

Подробно этот вопрос будет разобран в гл. VI.

Число полос подавления определяется числом составляющих частоты повторения в спектре принимаемого сигнала. Практически это число определяется из соотношения

$$n = \frac{T}{\tau}. \quad (4.1)$$

Техническое создание таких режекторных фильтров представляет сложную проблему. Имеется два основных направления в конструировании подобных устройств:

1) создание фильтров, состоящих из большого числа элементарных ячеек L , C и R , каждая из которых настроена на одну из составляющих частоты повторения;

2) создание эквивалентных устройств, не являющихся фильтром в обычном понимании этого слова, но имеющих нужную характеристику подавления.

Первый способ хотя и является наиболее очевидным, но очень сложен и при больших скважностях, т. е. больших значениях $\frac{T}{\tau}$, приводит к такому числу n ячеек, которое делает подобное устройство трудно осуществимым.

Поэтому такой способ подавления применяется лишь в когерентных системах непрерывного излучения и малой скважности. Расчет и схемы подобных фильтров описаны в курсах радиотехники и импульсной техники*, **.

Второй способ может применяться при строго фиксированных частотах повторения и при любых длительностях импульсов, т. е. независимо от отношения $\frac{T}{\tau}$. Единственным препятствием здесь является увеличение T . Этот способ, собственно, и приводит к устройствам, которые ранее были названы устройствами компенсации.

Разберем процесс подавления в устройстве, изображенном на фиг. 31.

В гл. II было выяснено, что на выходе детектора амплитуду импульса движущейся цели можно представить выражением

$$U_{\text{вых1}} = U_0 \cos [\Omega_d (N-1) T_n]. \quad (4.2)$$

Амплитуда следующего импульса записывается так:

$$U_{\text{вых2}} = U_0 \cos [\Omega_d N T_n]. \quad (4.3)$$

* Л. А. Меерович и Л. Г. Зеличенко, Импульсная техника, изд. «Советское радио», 1953.

** Б. П. Асеев, Основы радиотехники, Связьиздат, 1947.

На вычитающем устройстве импульсы вычитаются и в результате получаем разность:

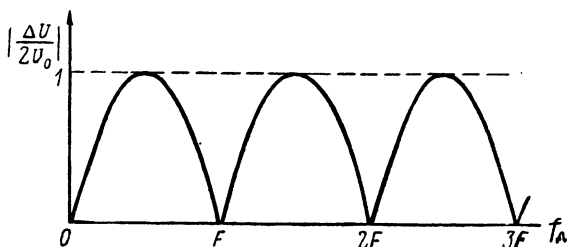
$$\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}} = -2U_0 \sin \left[\frac{\Omega_d (2N-1) T_n}{2} \right] \sin \left(\frac{\Omega_d T_n}{2} \right) \quad (4.4)$$

Таким образом,

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_0 \sin \left[\frac{\Omega_d (2N-1) T_n}{2} \right], \quad (4.5)$$

где ΔU_0 — амплитуда видеоимпульса после компенсации, которая равна

$$\Delta U_0 = 2U_0 \sin \left(\frac{\Omega_d T_n}{2} \right). \quad (4.6)$$



Фиг. 33. Частотная характеристика компенсирующего устройства с череспериодной задержкой.

Перепишав это выражение в виде

$$\Delta U_0 = 2U_0 (\pi f_d T_n), \quad (4.7)$$

получаем частотную характеристику компенсирующего устройства $U = f(f_d)$ или

$$\left| \frac{\Delta U_0}{2U_0} \right| = \left| \sin \left(\pi \frac{f_d}{F_n} \right) \right|. \quad (4.8)$$

Эта характеристика показана на фиг. 33.

Характеристика весьма похожа на требующуюся характеристику режекторного фильтра. Отличие заключается в том, что кроме составляющих частоты F , которые уничтожаются, ослабляются и другие частоты, отличные от частот $n \frac{F}{2}$.

Таким образом, компенсирующее устройство по своему воздействию на спектр сигнала оказывается эквивалентным режекторному фильтру с бесконечным числом полос подавления.

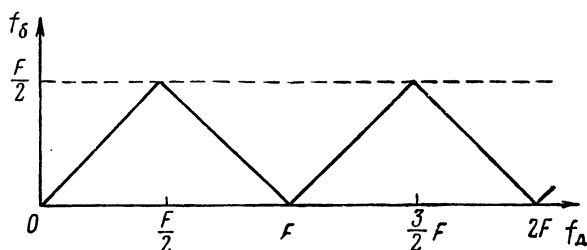
Частоты f_0 , для которых величина $\left| \frac{\Delta U_0}{2U_0} \right| = 0$, определяются соотношением

$$\frac{f_d}{F_n} = n, \quad (4.9)$$

где $n = 1, 2, 3 \dots$

Учитывая, что $f_d = \frac{2v_r}{\lambda}$ можно заключить, что для $v_r = \frac{n\lambda F_n}{2}$ подавление максимально, т. е. цели,двигающиеся с такими радиальными скоростями, не могут быть обнаружены. Это происходит от того, что за время T цель проходит расстояния, кратные $\frac{\lambda}{2}$. Такие скорости называются „слепыми“.

Импульсным устройствам селекции свойственен и еще один эффект. Это так называемый стробоскопический эффект. Он заключается в том, что частота биений на выходе детектора (частота огибающей



Фиг. 34. Зависимость частоты биений на выходе детектора от частоты Допплера на его входе.

щей импульсов) зависит от частоты Допплера по пилообразному закону (фиг. 34). Рассмотрим зависимость

$$\cos \varphi = \cos \left(2\pi \frac{f_d}{F} n \right), \quad (4.10)$$

где $n = (N - 1)$;

$$\cos \varphi = 1 \text{ при } \varphi = (k - 1) \pi \text{ и } k = 1, 2, 3, \dots$$

На фиг. 35 представлены характеристики, поясняющие этот процесс.

Таким образом, частота биений — частота огибающей импульсов будет однозначно определять частоты Допплера, пока выполняется соотношение.

$$f_d \leq \frac{F_n}{2}. \quad (4.11)$$

Это необходимо всегда иметь в виду.

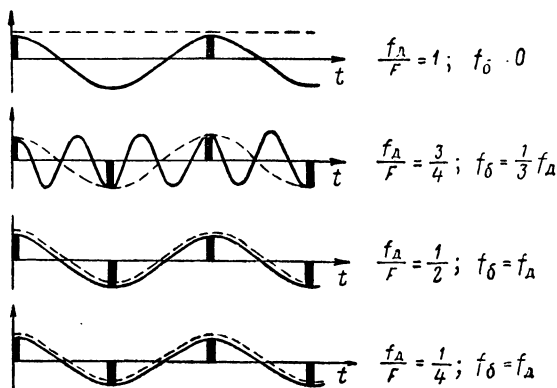
Компенсирующие устройства обычно выполняются или с применением линий задержки или с применением потенциалоскопов.

На фиг. 36 приведена полная блок-схема устройства компенсации сигналов неподвижных целей с использованием в качестве задерживающего устройства линии задержки.

Сигнал с приемного устройства поступает на возбудитель, который преобразует его в тот или иной вид в зависимости от типа используемого устройства задержки. Затем сигнал направляется по двум каналам: прямому, состоящему из делителя напряжения и усилителя, и задержанному, состоящему из устройства задержки и усилителя. Сигналы с обоих каналов попадают на вычитающее устрой-

ство, на выходе которого получаются импульсы с амплитудой, равной разности амплитуд импульсов задержанного и прямого каналов.

Этот так называемый некомпенсированный остаток усиливается в видеоусилителе.

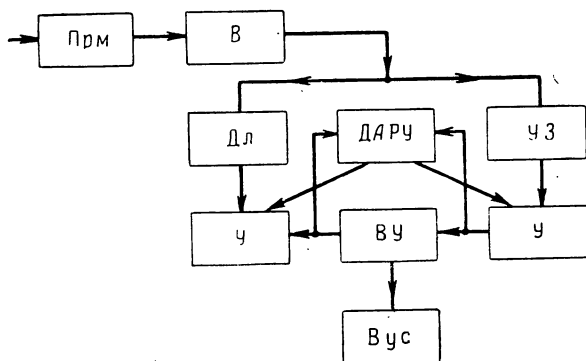


Фиг. 35. Эпюры напряжений, поясняющие сущность стробоскопического эффекта.

— колебания с частотой f_d .
 ---- колебания биений с частотой f_b .

Дифференциальное автоматическое регулирование усиления в обоих каналах предусмотрено для того, чтобы достичь хорошей компенсации идентичных по амплитуде сигналов.

Делитель обеспечивает такое же ослабление сигнала в прямом или незадержанном канале, как и линия задержки в задержанном



Фиг. 36. Общая блок-схема устройства череспериодной компенсации.

Прм—приемник, В—возбудитель, Дл—делитель, УЗ—устройство задержки, ДЛУ—дифференциальное автоматическое регулирование усиления, У—усилители, ВУ—вычитающее устройство, Вус—видеоусилитель.

канале. Усилители совершенно идентичны в обоих каналах и имеют одинаковый коэффициент усиления, что делается для уравнивания искажений и задержек в каналах.

Длительность задержки определяется временем сравнения. Таким образом, в зависимости от времени сравнений различают:

1) череспериодную компенсацию, когда время сравнения равно периоду повторения;

2) кадровую компенсацию, когда время сравнения равно периоду вращения антенны.

Как видно, минимальное время задержки не может быть меньше T -периода повторения системы, а последний измеряется сотнями и тысячами микросекунд.

В качестве линий задержки могут быть использованы:

1) электрические или электромагнитные линии;

2) ультразвуковые линии задержки;

3) магнитострикционные линии.

ПРИМЕНЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЛИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ЛИНИЙ

Электрические линии применяются как с сосредоточенными, так и с распределенными постоянными. Из курсов радиотехники* известно, что задержка в таких линиях определяется зависимостью

$$\tau_s = l\sqrt{LC}, \quad (4.12)$$

где L и C — параметры линии на единицу длины;

l — общая длина линии.

Для наиболее распространенной линии — коаксиального кабеля — эта зависимость имеет следующий вид:

$$\tau_s = 0,33 \cdot 10^{-4} l \sqrt{\epsilon} \text{ мксек}, \quad (4.13)$$

где ϵ — диэлектрическая проницаемость изолирующего материала кабеля;

l — длина кабеля в см.

Для полиэтилена $\epsilon = 2,25$, а величина задержки равна 5 мксек/км. Таким образом, для задержки сигнала на 100 мксек требуется кабель длиной 20 км. Такая длина, конечно, не является реальной и поэтому электромагнитные линии задержки употребляются для длительной задержки, не превышающих 10 мксек.

ПРИМЕНЕНИЕ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ЛИНИЙ ЗАДЕРЖКИ

В компенсирующих устройствах основное применение нашли ультразвуковые линии задержки.

С помощью ультразвуковых линий можно осуществить задержку сигналов до 3–5 миллисек**, ***.

Основным требованием, предъявляемым к компенсирующему устройству и к линиям задержки, является обеспечение достаточной степени компенсации, т. е. должна быть достаточно малая величина

* Н. Н. Крылов, Теоретические основы радиотехники, изд. «Морской транспорт», 1953.

** Детали и элементы радиолокационных станций, т. I, изд. «Советское радио», 1952.

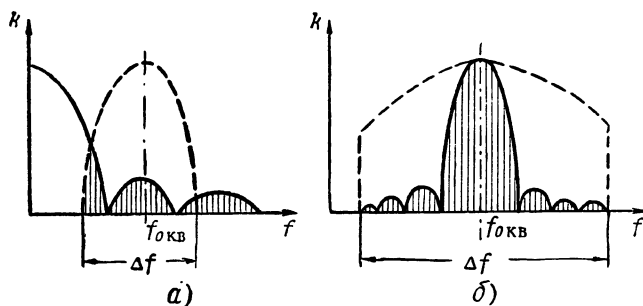
*** Генерирование колебаний специальной формы, т. II, изд. «Советское радио», 1951.

отношения напряжения некомпенсированного остатка к напряжению на входе в устройство. Степень компенсации может составлять 1% от величины напряжения на входе, т. е. до 40 дБ.

Кроме того, требуется большой рабочий динамический диапазон сигналов и неискаженная передача импульсов.

Так как ультразвуковые линии чувствительны к изменениям температуры, то требование равенства периода повторения и времени задержки приводит к необходимости создания специальных синхронизаторов в таких системах, где задающим элементом периода повторения является также линия задержки.

В синхронизаторе с пусковой линией температура действует одинаково на пусковую линию и на сигнальную линию задержки, поэто-



Фиг. 37. Спектры импульсов и частотные характеристики кварцевых преобразователей.

а—возбуждение видеосигналом, *б*—возбуждение импульсом на несущей частоте,
— спектр сигнала, — частотная характеристика преобразователей.

му все время сохраняется соотношение: $\tau_z = T_n$. Это соотношение должно выдерживаться с большой степенью точности, примерно до $\Delta \tau_z = \Delta T_n = 0,01 \tau$.

Основное достоинство ультразвуковых линий состоит в том, что они имеют большую задержку на единицу длины, так как ультразвук в среде распространяется со скоростью около $1200 \div 6000$ м/сек.

Ультразвуковые линии состоят из передающего и приемного ультразвуковых преобразователей и звукопровода. В качестве преобразователей используются обычно пластинки пьезокварца. Звукопровод выполняется различной формы в зависимости от материала или среды, в которых распространяется ультразвук.

Различают два класса ультразвуковых линий:

- 1) линии задержки видеосигналов;
- 2) линии задержки на несущей частоте.

Качество работы второго типа линий будет всегда лучше, так как полоса пропускания линии и преобразователей используется полнее.

Необходимо отметить, что полоса пропускания линии задержки пропорциональна резонансной частоте кварцевых пластин преобразователей, поэтому видеоимпульсы сильно искажаются, ибо их спектр не полностью проходит через линию задержки (фиг. 37 и 38).

Таблица 2

Среда	Скорость <i>м/сек</i>	Плотность ρ <i>г/см³</i>	Затухание <i>дб/см</i>	Температурный коэффициент скорости при 20°С	Акустическое сопротивление <i>ком</i>
Вода	1500	1	0,047	$2 \cdot 10^{-3}$	143
Смесь: вода + этиловый спирт 100×15,8	1500	1	0,047	0 при 70°С	143
Ртуть	1500	13,6	0,083	$-2 \cdot 10^{-4}$	1980
Стекло	4500÷5600	2,5	—	—	1120÷1400
Плавленный кварц	5450	2,2÷2,96	0,0068	$1,1 \cdot 10^{-4}$	1440
Сталь	5050	7,85	0,09÷0,44	$4 \cdot 10^{-4}$	3930
Дуралюмин	6260	2,6	0,1÷0,18	—	1630
Магниевые сплавы	5600÷5800	2,4÷2,7	0,1÷0,2	—	1240÷1570
Кварц Х—среза	5740	2,19	—	—	1255

В качестве материала линий задержек или среды применяются твердые и жидкие вещества (табл. 2*).

Качество этих веществ оценивается по нескольким основным показателям:

1) скорость распространения ультразвука;

2) затухание энергии при распространении;

3) зависимость скорости распространения от температуры;

4) акустическое сопротивление.

В качестве преобразователей ультразвуковых колебаний в основном применяются пластинки кристаллического пьезокварца. Так как наиболее часто используются продольные колебания ультразвуковой среды, то выбирают пластинки Х — среза, для которых резонансная частота равна

$$f = \frac{2,86}{d_x}, \quad (4.14)$$

где f — частота в *мгц*;

d_x — толщина пластинки в *мм*.

* Генерирование колебаний специальной формы, т. II, изд. «Советское радио», 1951.

Емкость кристалла подсчитывается по формуле

$$C = 0,36 \frac{S}{d_x}, \quad (4.15)$$

где C — емкость кристалла в $мк\ мкф$;

d_x — толщина кристалла в $см$;

S — площадь кристалла в $см^2$.

Полоса пропускания линии задержки определяется полосой передающего и приемного преобразователей. Полоса же последних зависит от их добротности или от нагрузки:

$$Q = \frac{n\pi}{4} \frac{\rho_{кв} v_{кв}}{\rho_{ср} v_{ср}}, \quad (4.16)$$

где n — номер гармоники возбуждения кварца;

$\rho_{кв} v_{кв}$ — параметры кварца;

$\rho_{ср} v_{ср}$ — параметры среды.

Угол диаграммы излучения пластинки преобразователей по первым минимумам излучения определяется из соотношения

$$\sin \theta = 1,22 \frac{\lambda}{D}, \quad (4.17)$$

где D — диаметр пластинки;

λ — длина волны в среде.

Потери вследствие преобразования энергии в преобразователях равны

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} \approx \frac{8R_{пр}}{k_0 \rho_{ср} v_{ср}}, \quad (4.18)$$

где k_0 — множитель преобразования акустического сопротивления среды в электрическое, равный

$$k_0 = \frac{4\pi^2 d_x^2}{D^2 k S},$$

где d_x — толщина кристалла;

D — пьезоэлектрическая постоянная;

k — диэлектрическая постоянная;

S — поверхность соприкосновения пластинки со средой.

Для линии с ртутью эти параметры имеют следующие величины при частоте $f = 10$ $мгц$:

$$Q = 0,6; \quad k_0 \rho_{ср} v_{ср} = \frac{542000}{S} \text{ ом.}$$

Задержка сигнала в линии определяется соотношением

$$l = \left[v_0 + \frac{\partial v}{\partial t} (t - t_0) \right] T, \quad (4.19)$$

где v_0 — скорость ультразвука при температуре t_0 ;

$\frac{\partial v}{\partial t}$ — температурный коэффициент скорости;

l — длина линии.

Для ртутной линии это соотношение после подстановки численных значений приобретает вид:

$$T = [6,9 + 0,002 (t - 20^\circ \text{C})] l,$$

где T — время задержки в *мксек*;

l — длина линии в *см*.

При распространении ультразвуковых сигналов в линии последние ослабляются. Ослабление или затухание в линиях обусловлено потерями, которые складываются из:

а) потерь в среде, зависящих от свойств материала линии, частоты ультразвука и длины звукопровода

$$P = k_1 f^2 l, \quad (4.20)$$

где P — частота потери в среде в *дб*;

f — частота в *мгц*;

l — длина линии в *м*.

б) потерь в стенках, трубы заключающей в себе звукопроводящую среду,

$$P = k_2 \frac{\sqrt{f} l}{d}, \quad (4.21)$$

где P — потери в стенках трубы в *дб*;

f — частота в *мгц*;

l — длина звукопровода в *м*;

d — диаметр трубы, заключающей звукопровод, в *см*;

k_1, k_2 — коэффициенты, зависящие от среды.

Для ртути эти коэффициенты принимают следующие численные значения

$$k_1 = 0,032 \div 0,046; \quad k_2 = 0,45.$$

в) потерь из-за рассогласования преобразователей со средой. Общие потери напряжения между входом (со стороны генератора) и выходом (со стороны усилителя У) определится простым соотношением.

В случае симметричного нагружения кварцевых преобразователей

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{2R_{\text{ср}}R_{\text{пр}}}{(2R_{\text{ср}} - R_{\text{пр}})(2R_{\text{ср}} + R_{\text{пр}})}.$$

В случае несимметричного нагружения преобразователей

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{2R_{\text{ср1}}R_{\text{пр}}}{(R_{\text{ср1}} + R_{\text{ср2}} + R_{\text{прд}})(R_{\text{ср1}} + R_{\text{ср2}} + R_{\text{пр}})},$$

где $R_{\text{пр}}$ — внутреннее сопротивление приемника;

$R_{\text{прд}}$ — внутреннее сопротивление генератора;

$R_{\text{ср1}}, R_{\text{ср2}}$ — акустические сопротивления среды, выраженные в электрических единицах.

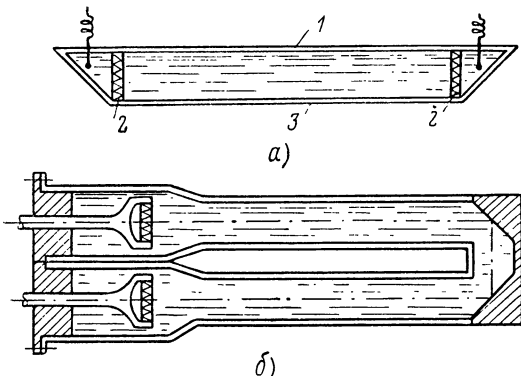
Практически при довольно хорошо выполняющемся условии $R_{\text{прд}} < R_{\text{ср}}$ и $R_{\text{пр}} < R_{\text{ср}}$ можно пользоваться формулой

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \approx \frac{8R_{\text{пр}}}{R_{\text{ср}}}.$$

Таким образом, основные потери происходят из-за рассогласования приемного конца линии задержки.

Конструктивно линии задержки с жидким звукопроводом представляют собой стальные трубы, наполненные ртутью или смесью воды с этиловым спиртом.

На концах линии задержки в специальной арматуре вмонтированы пьезокварцевые преобразователи (фиг. 39). Кварц соприкасается с ртутью с обеих сторон. В оконечных камерах задние стенки скошены под углом 45° для устранения многократных отражений. Обычно для более компактного расположения линии задержки ее выполняют в виде нескольких секций, соединенных уголковыми отражателями, как показано на фиг. 39.



Фиг. 39. Схематическое изображение конструкции ультразвуковых жидкостных линий задержки.

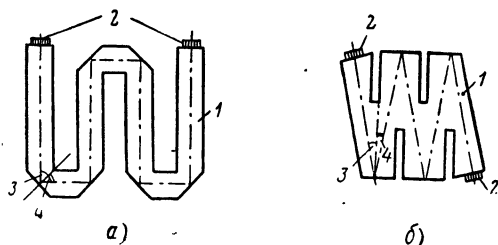
а—прямая, б—секционированная, 1—стальные стенки трубки, 2—кварцевые преобразователи, 3—звукопровод.

Линии задержки с твердым звукопроводом представляют собой бруски материала различной формы. Материалом в основном служат плавленый кварц и магниевые сплавы, но могут употребляться и другие вещества. Кварцевые преобразователи приклеиваются к поверхности бруска.

Для уменьшения размеров бруска могут применяться спиральные бруски или бруски с пропилами. Пропилы могут создавать условия для распространения после отражения как поперечных колебаний, так и продольных. Звукопроводы с пропилами различных конструкций показаны на фиг. 40.

Для уменьшения влияния изменения температуры могут применяться специальные термостаты, в которые помещаются линии задержки.

При использовании линий задержки



Фиг. 40. Схематическое изображение конструкции ультразвуковых твердых линий задержки.

а—с использованием поперечных колебаний, *б*—с использованием продольных колебаний, 1—звукопровод, 2—кварцевые преобразователи, 3—угол падения, 4—угол отражения.

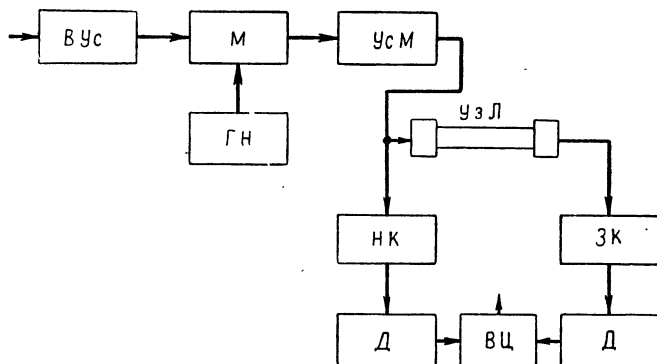
компенсация на несущей частоте может осуществляться двумя способами:

Компенсация по огибающей импульсов, когда видеоимпульсы с приемника модулируют специальный генератор несущей частоты ультразвука пропускаются по цепям задержки, снова детектируются и лишь затем сравниваются в компенсирующих цепях по амплитуде огибающей (фиг. 41). При таком способе

компенсации требования на стабильность задержки определяются в долях длительности импульса.

Способ компенсации по огибающей наиболее распространен в настоящее время, хотя и достаточно громоздок.

Компенсация по несущей частоте, когда сравнение происходит по фазе несущей частоты. В этом случае требуется со-



Фиг. 41. Блок-схема компенсирующего устройства с линией задержки и сравнением по огибающей импульсов.

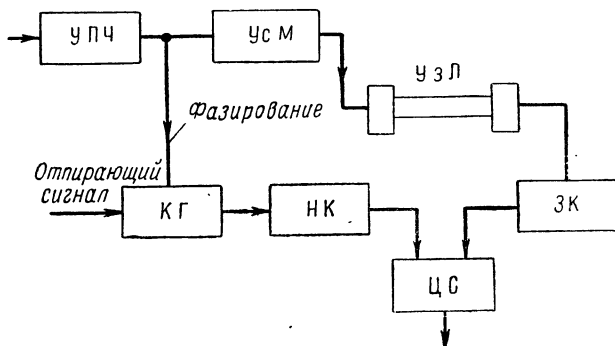
Вус—видеоусилитель, М—модулятор, ГН—генератор несущей частоты, УсМ—выходной усилитель мощности, УзЛ—ультразвуковая линия задержки, НК—незадержанный канал, ЗК—задержанный канал, Д—детекторы, ВЦ—вычитающая цепь.

хранение от периода к периоду повторения одинаковых фазовых соотношений между колебаниями несущей частоты, заполняющими импульсы. Кроме того, стабильность задержки изменяется при этом способе в долях периода несущей частоты (фиг. 42).

Как видно из приведенных блок-схем, возбудитель состоит из генератора несущей частоты, модулятора и усилителя несущей частоты, нагруженного пьезокварцевым преобразователем. В случае компенсации по огибающей генератор является обычным генератором в диапазоне промежуточных частот $f_{у.з.} = 1 \div 100$ мГц. Частота несущего колебания выбирается из условия хорошего сохранения формы видеопульса

$$\tau \geq 8T_{у.з.} \quad (4.22)$$

Стабильность определяется условием сохранения спектра сигнала в пределах полосы пропускания устройства компенсации. Амплитуда



Фиг. 42. Блок-схема компенсирующего устройства с линией задержки и сравнением по несущей частоте.

УПЧ—усилитель промежуточной частоты, УсМ—выходной усилитель мощности, УЗЛ—ультразвуковая линия задержки, КГ—когерентный генератор, НК—незадержанный канал, ЗК—задержанный канал, ЦС—цепь сравнения.

не должна меняться во избежание образования ложных сигналов, что требует питания от стабилизированных источников.

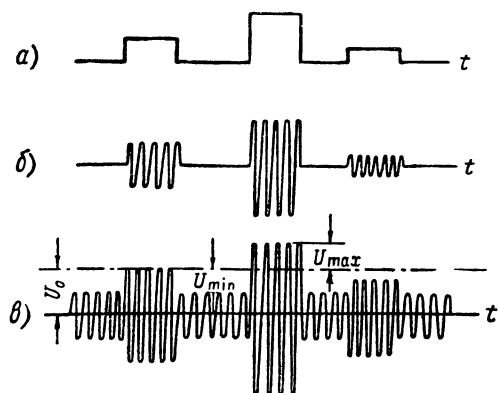
По обычным схемам строится модулятор, модуляция которого не должна превышать 100%.

Уровень огибающей должен быть достаточно стабилен и линейно воспроизводить изменения входного сигнала (нелинейность может составлять не более 10%). Время нарастания огибающей должно быть мало, просачивание модулирующего сигнала должно отсутствовать.

Надо отметить, что возможны два режима модуляции генератора:

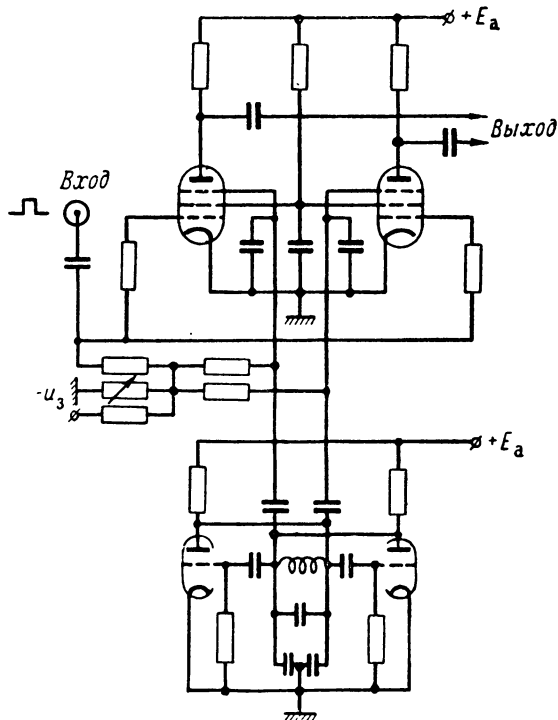
- а) модуляция автогенератора, причем между импульсами несущая частота не генерируется (фиг. 43,б);
- б) модуляция с использованием непрерывной генерации — автогенерации (фиг. 43,в).

На фиг. 44 изображена одна из применяющихся схем генератора с модулятором, построенным по двухтактной схеме, с использованием модуляции с непрерывным уровнем несущей. В отношении минимального времени нарастания колебаний такой режим предпочтительнее.



Фиг. 43. Эпюры напряжений, поясняющие режимы работы генератора несущей частоты.

а—модулирующие видеопульсы, б—между импульсами модулятора генерация отсутствует, в—работа с непрерывным уровнем несущей.



Фиг. 44. Возможный вариант модулятора и генератора несущей частоты, собранных по двухтактной схеме.

Двухтактная схема облегчает борьбу с просачиванием модулирующего сигнала. Кроме того, при использовании непрерывной несущей можно использовать двухстороннюю модуляцию (см. фиг. 43, в).

Для удовлетворительной работы всей цепи необходимо стремиться к малому отношению

$$\frac{U_{\max} + U_{\min}}{U_0}, \quad (4.23)$$

Усилители в задержанном и незадержанном каналах представляют собой обычные усилители промежуточной частоты. Они выполняются, как правило, идентичными в обоих каналах. Чтобы не было искажений полоса выбирается достаточно большой

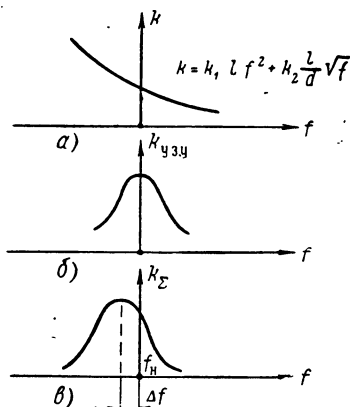
$$\Delta f_{y. z. y} \geq 2\Delta f_z,$$

где $\Delta f_{y. z. y}$ — полоса пропускания усилителя ультразвука;

Δf_z — общая полоса пропускания устройства компенсации.

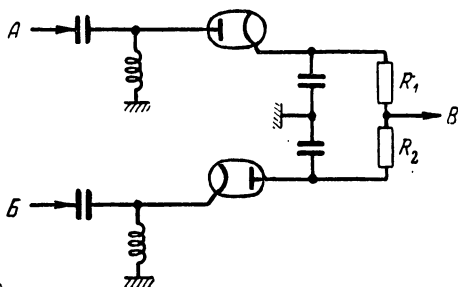
В качестве ослабителя сигнала на входе в незадержанный канал ставится обычный омический делитель с коэффициентом деления, равным коэффициенту ослабления в линии задержки.

Необходимо учесть расстройку, вносимую линией задержки в задержанном канале, и выделенную зависимость потерь в линии от частоты (фиг. 45).



Фиг. 45. Частотные характеристики элементов задержанного канала.

а — ультразвуковой линии задержки.
б — усилителя ультразвука, в — суммарная характеристика.



Фиг. 46. Вариант схемы вычитающего устройства.

А — вход от задержанного канала; Б — вход от незадержанного канала, В — выход.

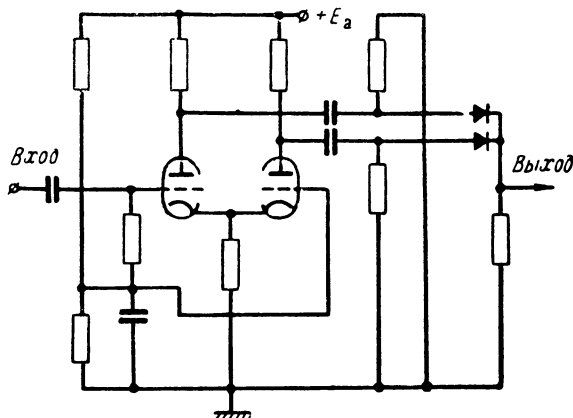
Компенсацию этой расстройки можно получить включением корректирующего звена в незадержанный или задержанный канал. Такой корректирующей цепочкой в простейшем случае может быть обычный одиночный резонансный контур, слегка расстроенный относительно несущей частоты.

Обычно детектирующие и компенсирующие цепи совмещаются и с нагрузки детекторов снимается непосредственно некомпенсированный сигнал в виде видеопульсов. Типичная компенсирующая цепочка изображена на фиг. 46 в виде так называемого дифференциального детектора.

Нагрузкой для каждого детектора служит суммарное сопротивление $R_1 + R_2$, так как цепь тока видеоимпульсов, замыкается через оба диода. Таким образом, со средней точки снимается как раз нескомпенсированный остаток сигнала.

Для уменьшения искажений необходимо работать на линейных участках характеристик детекторов. Для хорошей компенсации нужно выбирать идентичные диоды как по параметрам, так и по характеристикам.

Поскольку нескомпенсированный остаток двуполярен, то видеосигналы, очевидно, должен усиливать двуполярные сигналы.



Фиг. 47. Вариант схемы двухтактного детектора.

Трубки с модуляцией яркости требуют однополярного сигнала, поэтому в цепи видеоусиления применяется двухтактный выпрямитель или детектор (фиг. 47).

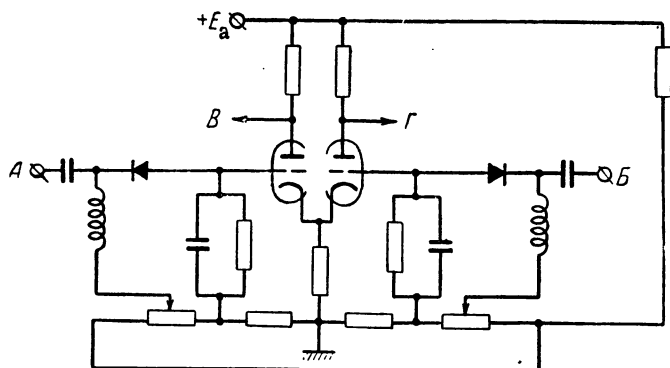
Для хорошей работы компенсирующего устройства необходимо выполнить несколько условий. Основными из них являются:

- 1) $T_n = \tau_z$ (будут разобраны подробно в гл. VI);
- 2) $K_{зад} = K_{незад}$ равенство усиления в обоих каналах;
- 3) точность воспроизведения огибающей сигналов;
- 4) незначительность динамического диапазона сигналов на входе.

Равенство коэффициентов усиления с течением времени может нарушаться из-за изменения температуры, напряжений питания и т. д. Для уменьшения этого процесса применяют усилители с отрицательной обратной связью или специальные автоматические дифференциальные регулирующие цепочки ДАРУ (фиг. 48). Здесь регулирование осуществляется сравнением уровней несущей частоты в обоих каналах. Постоянная времени такой схемы должна быть достаточно велика, чтобы не происходила демодуляция сигналов в каналах усиления.

Чтобы повысить точность воспроизведения огибающей сигнала, если модулятор не обеспечивает постоянство фазы несущей частоты в каждом импульсе, приходится в компенсирующих цепях применять

двухтактные детекторы в каждом плече дифференциального компенсирующего детектора. Это усложняет схемы, но одноктактный детек-



Фиг. 48. Вариант схемы дифференциального автоматического регулирования усиления (ДАРУ) в задержанном и незадержанном каналах.

А—вход задержанного канала, Б—вход незадержанного канала, В—выход ДАРУ на задержанный канал, Г—выход ДАРУ на незадержанный канал.

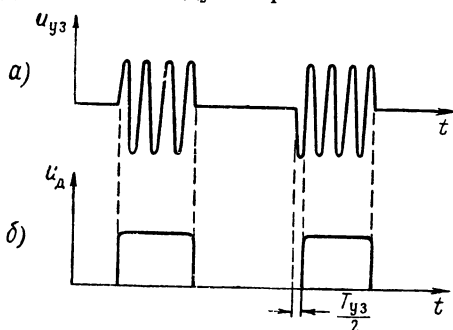
тор может давать неточность воспроизведения огибающей на величину $\frac{T_{y.з}}{2}$ (фиг. 49).

Этого явления можно избежать, применяя генератор ударного возбуждения, связанный непосредственно с модулятором. Схема и эпюры напряжений для этого случая показаны на фиг. 50.

Однако, чаще такие генераторы употребляются в синхронизаторах с линией (см. гл. VI).

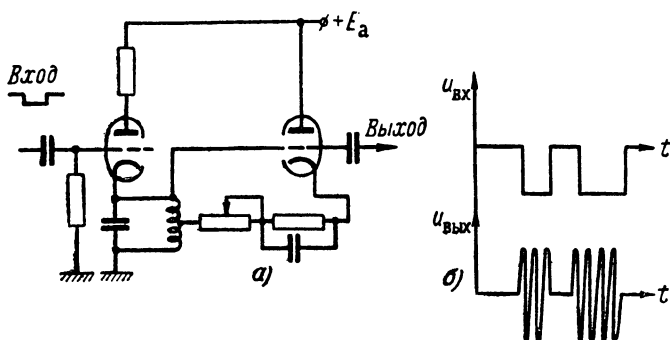
Так как возбудитель, как уже указывалось, работает удовлетворительно при небольших величинах соотношения (4.23) или, что то же самое, при небольших величинах динамического диапазона сигналов, и так как электронная трубка с модуляцией по яркости дает наибольшее число градаций яркости при небольшом динамическом диапазоне сигналов, нужно как-то ограничить или сжать динамический диапазон сигналов.

Эту функцию с успехом выполняют устройства или схемы сжатия динамического диапазона. Одна из этих схем показана на фиг. 51. Схема осуществляет сжатие динамического диапазона импульсных сигналов линейно и имеет пилообразную характеристику (фиг. 52).



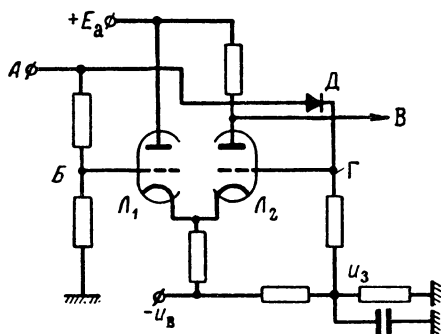
Фиг. 49. Временные диаграммы, поясняющие неточность воспроизведения огибающей задержанного импульса при одноктактном детектировании.

а—модулированные колебания, б—детектированные импульсы.



Фиг. 50. Вариант генератора несущей, выполненный по схеме ударного возбуждения.

а—схема генератора, б—эпюры колебаний.

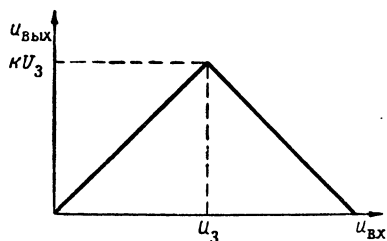


Фиг. 51. Вариант схемы сжатия динамического диапазона сигналов.

А—входное напряжение $u_{вх}$, Б—напряжение на сетке левой лампы $e_{д1} = \frac{u_{вх}}{2}$, В—выходное напряжение $u_{вых} = k(e_{д1} - e_{д2})$, Г—напряжение на сетке правой лампы

$$e_{д2} = \begin{cases} -u_3 & \text{при } u_{вх} < u_3 \\ u_{вх} - u_3 & \text{при } u_{вх} > u_3 \end{cases}$$

Д—диод.



Фиг. 52. Характеристика сжатия динамического диапазона сигналов.

ПРИМЕНЕНИЕ МАГНИТОСТРИКЦИОННОЙ ЛИНИИ

Магнитострикционные линии задержки тоже являются ультразвуковыми. В этом случае используются магнитострикционные свойства сплавов некоторых металлов, например никеля.

Магнитострикционный эффект, как известно, заключается в изменении длины бруска металла под воздействием магнитного поля и наоборот*. Скорость распространения продольных колебаний определяется соотношением

$$v = \sqrt{\frac{E}{\rho}}, \quad (4.24)$$

где E — модуль упругости металла первого рода;

ρ — плотность металла;

Время задержки можно получить из формулы

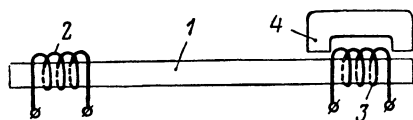
$$\tau = \frac{l}{v}. \quad (4.25)$$

Для никеля при температуре 60°C скорость распространения ультразвука равна 4820 м/сек или удельная задержка равна $2,075 \text{ мксек/см}$.

Конструктивно магнитострикционная линия задержки представляет собой металлическую ленту определенной длины (фиг. 53).

В качестве преобразователей используются электромагнитные катушки 2 и 3, навитые у концов ленты. Приемная катушка помещена в поле постоянного магнита 4. При прохождении ультразвука в ленте последняя меняет свою длину, т. е. плотность, поэтому в катушке 3 наводится э. д. с. с частотой ультразвукового сигнала.

Основными недостатками магнитострикционных линий задержек являются большие вторичные отражения от концов линии, низкие значения несущей частоты ультразвука ($\sim 200 \text{ кгц}$) и полосы пропускания ($200 \div 300 \text{ кгц}$). Практически с такими линиями удается достигать задержек $< 100 \text{ мксек}$.



Фиг. 53. Конструкция магнитострикционной линии задержки.

1—металлическая лента, 2—передающая катушка, 3—приемная катушка, 4—постоянный магнит.

ПРИМЕНЕНИЕ ПОТЕНЦИАЛОСКОПОВ

Как уже указывалось выше, в качестве устройства компенсации сигналов неподвижных целей могут использоваться специальные электронно-лучевые трубки с накоплением зарядов — потенциалоскопы.

Рассмотрим коротко принцип работы подобных приборов и их применение. На фиг. 54 приведен схематический чертеж такой трубки с накоплением зарядов**.

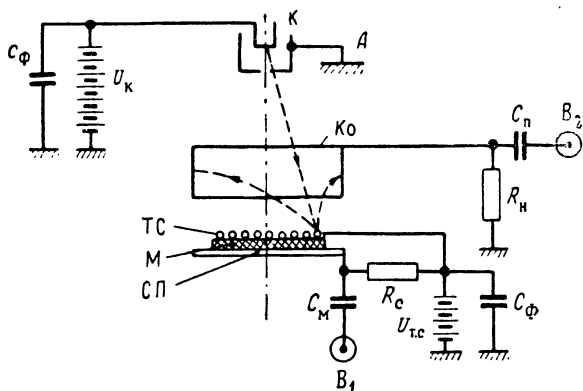
* Детали и элементы радиолокационных станций, т. I, изд. «Советское радио», 1952.

** М. Кноль и Б. Кейзен, Электронно-лучевые трубки с накоплением зарядов, Госэнергоиздат, 1955

Трубка состоит из электронного прожектора, отклоняющей системы, которая не показана на фиг. 54, коллектора, сигнальной пластины из металла, покрытой тонким слоем ($10 \div 100$ мк) диэлектрика, называемого мишенью и густой тормозящей сетки, расположенной очень близко от поверхности мишени.

Входные сигналы подаются в цепь сигнальной пластины, выходные сигналы снимаются с коллектора.

В основе работы потенциалоскопов лежит явление вторичной электронной эмиссии.



Фиг. 54. Схема устройства потенциалоскопа.

А—анод, К—катод, Ко—коллектор, ТС—тормозящая сетка, М—диэлектрическая мишень, Сп—сигнальная пластина, V₁—вход, V₂—выход.

Электронный луч, сформированный прожектором, обегает мишень из диэлектрика по закону, задаваемому отклоняющей системой. Разность потенциалов между катодом и мишенью составляет ($U_k - U_{тс}$) и подбирается так, что при бомбардировке мишени первичными электронами луча происходит явление вторичной эмиссии с коэффициентом вторичной эмиссии $\sigma_s > 1$.

Поэтому в режиме записи при отсутствии входных сигналов, поверхность диэлектрика оказывается заряженной до так называемого равновесного потенциала U_p .

Вторичные электроны направляются на коллектор, как показано на фиг. 54. Тормозящая сетка служит для отсеки вторичных электронов, прошедших плоскость этой сетки. Так как между коллектором и тормозящей сеткой существует ускоряющее поле, то все электроны, пролетевшие через нее, неизбежно попадают на коллектор.

Поскольку тормозящую сетку располагают от поверхности мишени на расстоянии, равном нескольким десяткам микрон, поэтому подавляющее количество вторичных электронов пролетает плоскость сетки и попадает на коллектор. Этим предотвращается явление перераспределения электронов, заключающееся в уменьшении потенциала U_p из-за возвращения части вторичных электронов обратно на мишень.

Если подавать на сигнальную пластину видеосигналы и имеется емкость между верхней поверхностью мишени и сигнальной пластиной, то потенциал поверхности мишени меняется одновременно с входными сигналами. Таким образом, в момент попадания электронного луча в данную точку мишени напряжение на мишени равно $(U_{\kappa} - U_{\tau.c} + kU_{c.n})$ и коэффициент вторичной эмиссии при этом будет отличаться от коэффициента вторичной эмиссии при отсутствии входных сигналов $\sigma_s \leq \sigma_{s0}$. Но потенциал, до которого зарядится эта точка мишени, будет по-прежнему равен U_p . Таким образом, когда сигнал на входе исчезнет, данная точка будет находиться под потенциалом $U_{\tau} = U_p + kU_{c.n}$.

При непрерывной подаче сигналов и синхронном движении луча по мишени все точки мишени оказываются заряженными до напряжений, соответствующих поданным сигналам. Создается так называемый потенциальный рельеф, причем полярность этого рельефа обратна полярности входных сигналов.

При повторении всего цикла записи, но с другими входными сигналами, потенциальный рельеф будет обязательно соответствовать новым значениям входных сигналов, так как потенциал каждой точки обязательно приводится при записи к потенциалу U_p .

В каждом новом цикле в данной точке мишени происходит перезаряд от старого напряжения к новому, т. е. перезаряд, пропорциональный разности этих потенциалов

$$\Delta U = U_{bx_{N-1}} - U_{bx_N}.$$

Поскольку изменение заряда данной точки мишени или перезаряд происходит, если имеется вторичная эмиссия, то величина ΔU будет пропорциональна σ_s или току вторичных электронов на коллектор i_{κ} . Таким образом, ток i_{κ} , протекая по сопротивлению R_n , создает падение напряжения — выходной сигнал, пропорциональный ΔU :

$$\begin{aligned} U_{вых} &= i_{\kappa} R_n = k \Delta U = \\ &= k (U_{bx_{N-1}} - U_{bx_N}). \end{aligned} \quad (4.26)$$

Итак, выходной сигнал пропорционален разности входных сигналов в данной точке в двух циклах записи.

Если новый сигнал больше предыдущего по амплитуде, то требуется больший вторичный ток i_{κ} , чтобы достичь равновесного значения потенциала U_p . Этот повышенный ток, протекая по R_n , создаст увеличенное падение напряжения $\Delta U_{вых}$. Поэтому потенциалоскоп является электронным прибором, не меняющим фазы сигнала, или прибором положительной полярности.

Для правильной работы такой трубки необходимо, чтобы развертывающий луч в каждом цикле развертки точно повторял свой путь по мишени.

На схеме фиг. 54 органы, обеспечивающие отклонение или развертку луча, не показаны.

Потенциалоскопы, как и обычные электронные трубки, выполняются и с электростатическим и с магнитным отклонением. Свойство

трубок обеих конструкций точно совпадает со свойствами обычных электронно-лучевых трубок*.

Из описания принципа работы такой трубки с накоплением зарядов можно заключить, что в ней совмещены функции задержки сигнала и функции компенсации через период сравнения. Ясно также, что в данном случае при большом времени запоминания, а это всегда выполняется в потенциалоскопах, выдерживается условие $\tau_z = T_n$ и не требуется специальных мер для уравнивания этих величин, как это приходится делать при компенсации с линиями задержки.

Основные требования, предъявляемые к таким приборам:

- 1) большое число элементов мишени N ;
- 2) большой рабочий динамический диапазон;

3) хорошее подавление $\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$;

- 4) большая полоса пропускания устройства.

Реальное число элементов мишени N зависит от качества диэлектрика-мишени и фокусировки луча трубки. Необходимое число элементов определяется дальностью действия радиолокационной станции и ее разрешающей способностью

$$N \geq \frac{R_{\text{max}}}{\frac{c\tau}{2}}. \quad (4.27)$$

Динамический диапазон и подавление таких трубок еще недостаточно велики по сравнению с компенсирующими устройствами на линиях задержки**.

Полоса пропускания, очевидно, зависит от входных и выходных емкостей потенциалоскопа, а величины этих емкостей, как видно из конструкции прибора, весьма велики из-за больших конструктивных размеров сигнальной пластины и коллектора. Величина этих емкостей составляет примерно сотни микромикрофард.

На фиг. 55 показана упрощенная блок-схема возможного при менения потенциалоскопа в компенсирующем устройстве с использованием потенциалоскопа с электростатическим отклонением.

При конструировании устройства развертки необходимо бывает выбирать тип развертки и ее скорость.

Тип развертки выбирают так, чтобы можно было максимально использовать поверхность мишени, поэтому применяют растровую телевизионную развертку или спиральную. Скорость развертки зависит от конструкции трубки и материала мишени и измеряется в мм/мксек.

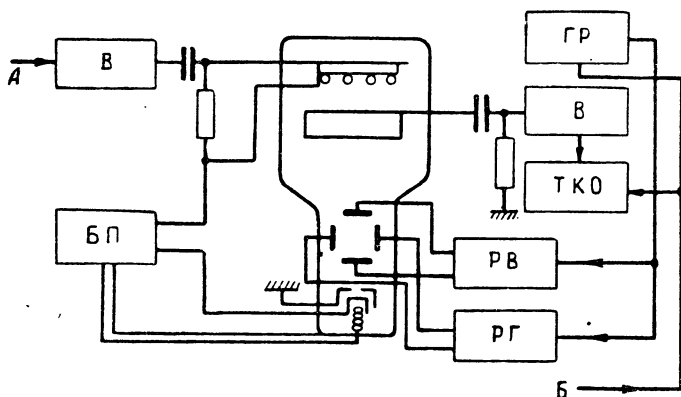
Для осуществления наиболее распространенных спиральных разверток (фиг. 56) используются генераторы ударного возбуждения***.

* Электронно-лучевые трубки и индикаторы, т. I, изд. «Советское радио», 1949.

** У и н к л е р, Н о в и к, Ограничение применений электронно-лучевых трубок с накоплением, обусловленное помехами, «Вопросы радиолокационной техники», № 1, ИЛ, 1953.

*** Генерирование колебаний специальной формы, т. II, изд. «Советское радио», 1951.

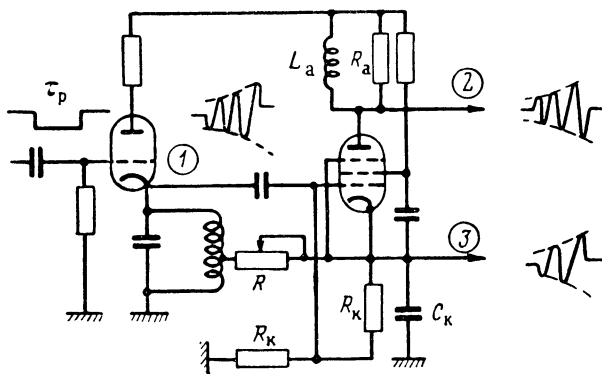
Подавая отрицательный импульс, равный длительности развертки, на лампу генератора с контуром ударного возбуждения, вызываем



Фиг. 55. Блок-схема использования потенциалографа в качестве устройства задержки импульсов.

А—от приемника, Б—от синхронизатора, В—видеоусилители, БП—блок питания, ГР—генератор развертки, ТКО—трубка кругового обзора, РВ—развертка по вертикали, РГ—развертка по горизонтали.

в контуре колебательный процесс, если в катушке накоплена ранее электромагнитная энергия. Вторая лампа генератора осуществляет положительную обратную связь с контуром через часть витков ка-



Фиг. 56. Вариант схемы получения спиральной развертки для потенциалографа.

1—формирование нарастающих колебаний, 2—колебания развертки по горизонтали, 3—колебания развертки по вертикали.

тушки. Подбирая величину обратной связи изменением величины $R_{св}$, можно добиться нарастания колебаний в контуре по пилообразному закону

$$u_k = k \cdot U_0 t \cdot \sin \omega_k t. \quad (4.28)$$

Фазорасщепитель, собранный на лампе Л2, если выполнены условия *

$$R_k = \omega L_a, \quad R_a = \frac{1}{\omega C_k}, \quad (4.29)$$

на выходе дает два напряжения, сдвинутые по фазе на 90° ,

$$1) \quad u_a = k \cdot U_0 \cdot t \cdot \sin \omega_k t; \quad (4.30)$$

$$2) \quad u_r = k \cdot U_0 \cdot t \cdot \cos \omega_k t.$$

Подавая эти напряжения через усилители на отклоняющие пластины потенциалоскопа, получаем спиральную развертку луча по поверхности мишени.

При отклонении луча с помощью магнитных катушек необходимо обеспечить изменение тока катушек по спиральному закону. Луч на мишени описывает спиральный след.

К генераторам с такой спиральной разверткой предъявляются жесткие требования по стабильности, потому что, как указывалось, развертывающий луч должен в каждом цикле проходить по тому же самому пути и с той же самой скоростью.

* Генерирование колебаний специальной формы, т. II, изд. «Советское радио», 1951.

Глава V

МЕТОДЫ ПОЛУЧЕНИЯ И СРАВНЕНИЯ КОГЕРЕНТНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Методы получения и сравнения когерентных колебаний могут быть разграничены в зависимости от ряда особенностей осуществления фазовой синхронизации и сравнений колебаний. За основу классификации берутся следующие особенности:

- 1) направление фазовой синхронизации;
- 2) частота фазирования;
- 3) частота сравнения;
- 4) режим когерентного генератора.

Что касается первой особенности, то возможны два способа фазирования:

- 1) генератор высокой частоты фазировует когерентный генератор и, наоборот,
- 2) когерентный генератор фазировует генератор высокой частоты.

Применение первого или второго способа зависит в основном от диапазона волн, на котором работает данная станция. Так на метровом и дециметровом диапазоне, где в качестве генераторов высокой частоты используются ламповые генераторы и мощные усилители высокой частоты, возможны оба способа фазирования. На сантиметровом и миллиметровом диапазонах, где пока не применяются усилители высокой частоты, используется фазирование от генератора высокой частоты. Правда, с появлением ламп бегущей волны и на этих диапазонах может быть осуществлено фазирование этими двумя способами.

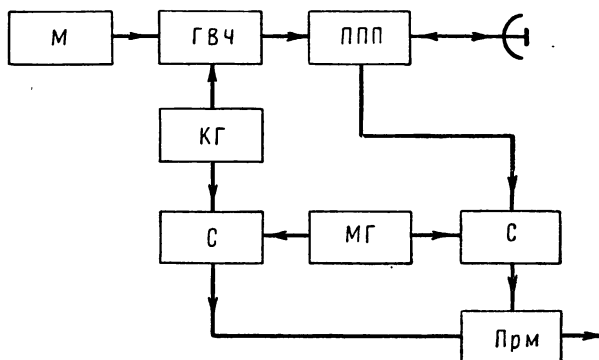
Фазирование возможно производить на любой частоте, т. е. и на высокой и на промежуточной*.

В настоящее время в основном применяется фазирование на промежуточной частоте, хотя это и не считается лучшим вариантом. На высокой частоте сантиметровых и миллиметровых волн, фазирование затруднено из-за того, что для лучшего осуществления фазовой синхронизации требуется малая добротность контуров когерентного гетеродина и в то же время для большей стабильности частоты последнего величину добротности нужно увеличивать.

* Е. Давид, Управление фазой колебаний импульсных магнетронов при помощи внешнего сигнала, «Вопросы радиолокационной техники», № 1, ИЛ, 1953.

Принципиально сравнение частот, т. е. образование биений, может осуществляться и на высокой частоте и на промежуточной частоте. Наиболее широко используется сравнение на промежуточной частоте.

Режим работы когерентного генератора бывает и м п у л ь с н ы й и н е п р е р ы в н ы й. Этот вопрос решается в тесной связи с вопросами направления фазирования и частоты фазирования. Если направление фазирования принято от когерентного генератора, то применяют непрерывный режим, если фазирование от генератора высокой частоты — то импульсный.



Фиг. 57. Блок-схема станции селекции движущихся целей, работающей по когерентно-импульсному методу с фазированием на высокой частоте от когерентного генератора и сравнением на промежуточной частоте.

М—модулятор, ГВЧ—генератор высокой частоты, ППП—переключатель прием-передача, КГ—когерентный генератор, С—смеситель, МГ—местный гетеродин, Прм—приемник.

Исходя из первых трех особенностей работы можно осуществить восемь вариантов схем станций *.

Приведем три основных варианта, расположенных в хронологическом порядке:

- 1) фазирование на высокой частоте от когерентного генератора, сравнение на промежуточной частоте (фиг. 57);
- 2) фазирование от генератора высокой частоты на промежуточной частоте, сравнение на промежуточной частоте (фиг. 58);
- 3) фазирование от генератора высокой частоты на высокой частоте, сравнение на высокой частоте (фиг. 59).

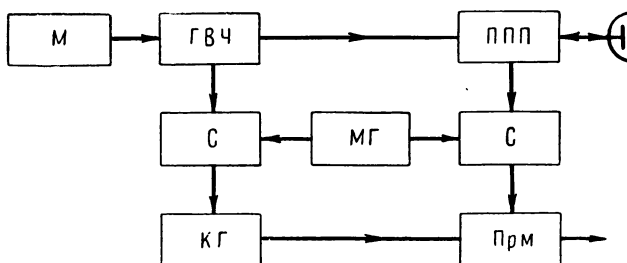
Если работа систем изображенных на фиг. 57 и фиг. 59, не вызывает сомнений, то работа системы, изображенной на фиг. 58, требует некоторых пояснений.

В станции (фиг. 58) имеется канал фазовой синхронизации фазирования и канал сигналов.

В смесителях этих каналов осуществляется преобразование по частоте фазирующего импульса от передатчика и сигналов, отраженных от целей.

* Радиолокационная техника, т. I и II, изд. «Советское радио», 1949.

Местный гетеродин, работающий на высокой частоте, подает сигналы одновременно в оба смесителя. В результате на выходе смесителей имеются фазирующий импульс и отраженные сигналы, но уже

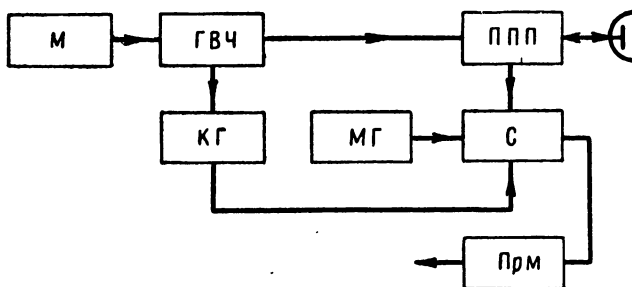


Фиг. 58. Блок-схема станции селекции движущихся целей, работающей по когерентно-импульсному методу с фазированием на промежуточной частоте от генератора высокой частоты и сравнением по промежуточной частоте.

М—модулятор, ГВЧ—генератор высокой частоты, ППП—переключатель прием-передача, С—смеситель, МГ—местный гетеродин, КГ—когерентный гетеродин, Прм—приемник.

на промежуточной частоте (фиг. 60), штрихом отмечены сигналы на промежуточной частоте.

Таким образом, существо процесса фазирования не меняется с той лишь разницей, что этот процесс происходит на промежуточной частоте. Создание же стабильного когерентного гетеродина на промежуточной частоте легче осуществить.



Фиг. 59. Блок-схема станции селекции движущихся целей, работающей по когерентно-импульсному методу с фазированием на высокой частоте от генератора высокой частоты и сравнением на высокой частоте.

М—модулятор, ГВЧ—генератор высокой частоты, ППП—переключатель прием-передача, МГ—местный гетеродин, КГ—когерентный гетеродин, Прм—приемник.

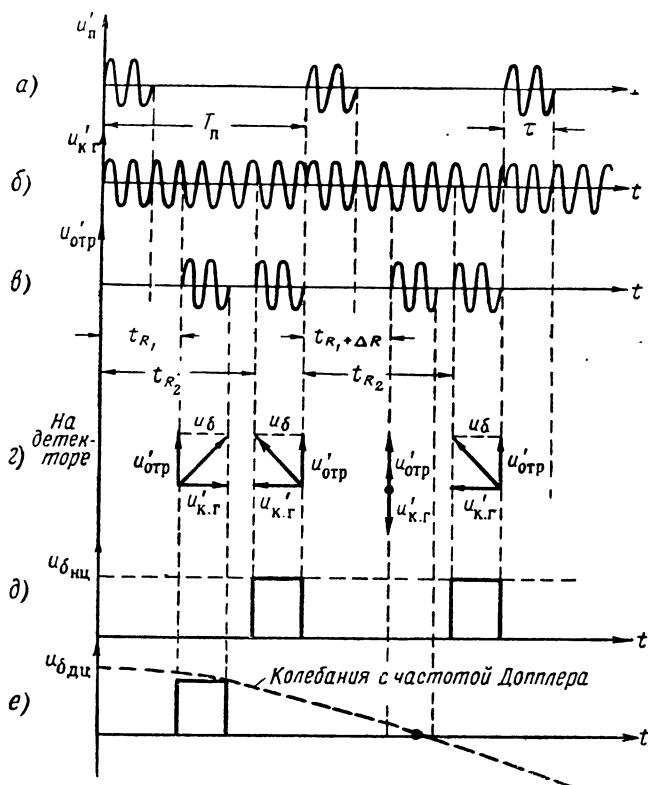
Возможная схема такого гетеродина показана на фиг. 61.

Эпюры напряжения, поясняющие работу гетеродина, приведены на фиг. 62.

Левая лампа Л1 (см. фиг. 61) является усилителем фазирующего импульса промежуточной частоты. Правая лампа Л2 является гене-

ратором, собранным по схеме индуктивной трехточки и запертым по третьей сетке.

Отпирающий импульс подается синхронно с импульсом фазирования и, таким образом, колебания фазировочного импульса, навязанные контуру генератора, поддерживаются вследствие начавшейся автогенерации генератора, собранного на лампе Л2. Контур генера-



Фиг. 60. Эпюры напряжений в различных точках схемы станции с фазированием на промежуточной частоте.

а—зондирующие импульсы передатчика в канале фазирования на промежуточной частоте, *б*—колебания когерентного гетеродина, *в*—отраженные импульсы в канале приемника на промежуточной частоте, *г*—диаграммы напряжений в контуре детектора, *д*—видеоимпульсы неподвижной цели, *е*—видеоимпульсы движущейся цели.

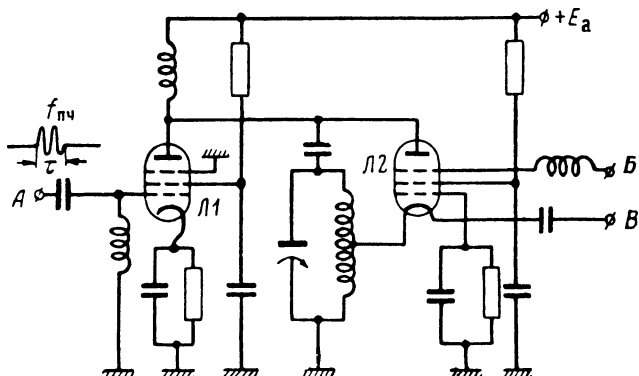
тора одновременно является нагрузкой для усилителя фазирования. Отпирающий импульс выбирается из условия

$$\tau_{\text{отп}} \leq \frac{2R_{\text{max}}}{c}. \quad (5.1)$$

Перед началом следующего цикла фазирования лампа Л2 снова запирается, причем время запираения необходимо делать достаточным для затухания колебаний в контуре генератора

$$\tau_{\text{зап}} = T_n - \tau_{\text{отп}} \geq \tau_{\text{зат}}. \quad (5.2)$$

Как было показано в гл. II, процесс сравнения колебаний когерентного генератора и отраженных сигналов сводится к образованию биений на нелинейном элементе, каким является детектор. Проанализируем этот процесс более подробно и строго.

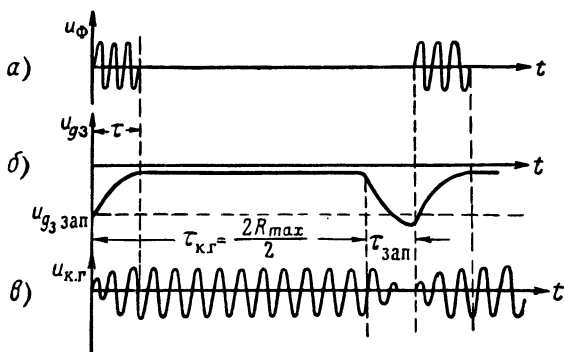


Фиг. 61. Вариант схемы когерентного гетеродина, работающего на промежуточной частоте.
А—вход, Б—управление колебаниями, В—выход.

Итак, в контуре детектора имеется векторная сумма двух сигналов (см. фиг. 24,а).

Тогда по теореме косинуса можно записать соотношение

$$U_{\Sigma} = \sqrt{U_{\kappa, \Gamma}^2 + U_c^2 + 2U_c U_{\kappa, \Gamma} \cos \varphi}. \quad (5.3)$$



Фиг. 62. Эпюры напряжений, поясняющие работу когерентного гетеродина на промежуточной частоте.

Допуская большие значения U_{Σ} и предполагая поэтому линейное детектирование, исследуем записанное выражение. Произведем разложение детектированного напряжения по биному Ньютона

$$U_{\Sigma \Delta} = \alpha \sqrt{U_{\kappa, \Gamma}^2 + U_c^2} + \frac{\alpha U_{\kappa, \Gamma} U_c}{\sqrt{U_{\kappa, \Gamma}^2 + U_c^2}} \cos \varphi + \frac{\alpha U_{\kappa, \Gamma}^2 U_c^2}{(U_{\kappa, \Gamma}^2 + U_c^2)} \cos^2 \varphi + \dots, \quad (5.4)$$

где α — характеристика детектора.

Если обеспечим фильтрацию постоянной составляющей и высших гармоник, то получим строгое выражение для сигнала биений на выходе линейного детектора.

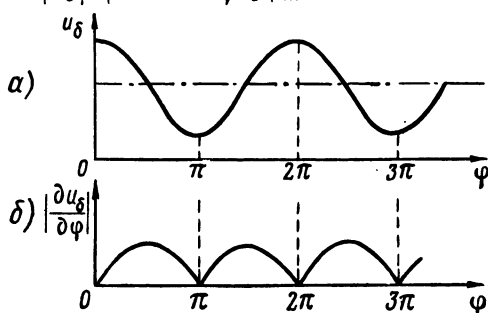
$$U_6 = \frac{\alpha U_c U_{к.г}}{\sqrt{U_c^2 + U_{к.г}^2}} \cos \varphi. \quad (5.5)$$

Обозначая $\frac{U_c}{U_{к.г}} = m$, упрощаем выражение (5.5)

$$U_6 = \frac{\alpha m U_{к.г}}{\sqrt{1 + m^2}} \cos \varphi.$$

Если изобразить эту характеристику графически, то получим характерную кривую, изображенную на фиг. 63. Чувствительность детектора определяется выражением

$$\left| \frac{\partial U_6}{\partial \varphi} \right| = \alpha U_{к.г} \frac{m}{\sqrt{1 + m^2}} |\sin \varphi|. \quad (5.6)$$



Фиг. 63. Диаграммы зависимости амплитуды биений и чувствительности детектора от фазового угла между векторами напряжений когерентного гетеродина и отраженного сигнала.

α —амплитуда, δ —чувствительность.

Эта зависимость также изображена на фиг. 63. Видно, что чувствительность простого детектора при некоторых значениях фазы φ может равняться нулю, что соответствует значениям слепых фаз*.

Имеется два основных способа борьбы со слепыми фазами или потерей чувствительности приемника при некоторых фазах:

а) применение линейного детектора при условии $U_c = U_{к.г}$.

В этом случае общее выражение U_Σ упрощается и становится равным

$$U_\Sigma = 2U_c \cos \frac{\varphi}{2}. \quad (5.7)$$

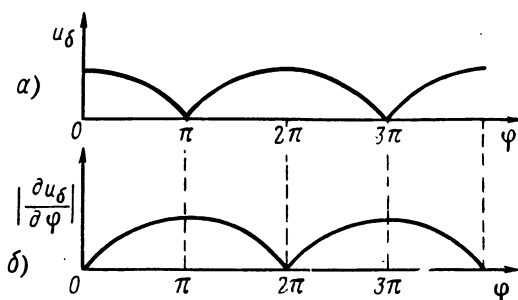
Соответственно $U_6 = 2\alpha U_c \cos \frac{\varphi}{2}$ и чувствительность детектора

$$\left| \frac{\partial U_6}{\partial \varphi} \right| = \alpha U_c \left| \sin \frac{\varphi}{2} \right|. \quad (5.8)$$

* Приемники радиолокационных станций, т. I и II, изд. «Советское радио», 1949.

Графики приведены на фиг. 64:

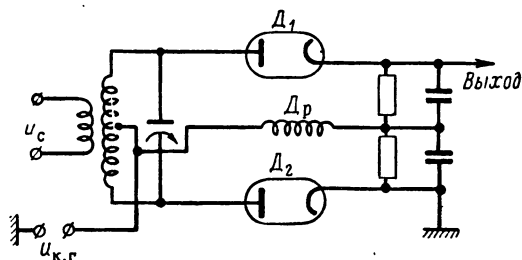
б) применение балансного детектора, схема которого приведена на фиг. 65.



Фиг. 64. Диаграмма зависимости амплитуды биений и чувствительности детектора от фазового угла между векторами напряжений когерентного гетеродина и отраженного сигнала для случая равенства амплитуд этих векторов.

а—амплитуда, б—чувствительность.

Как видно из фиг. 65 на детектор подаются векторы напряжений $U_{к.г}$ в фазе и векторы напряжений U_c в противофазе. Тогда суммарные векторные напряжения U_{Σ} , приложенные к каждому детектору при условии $U_c = U_{к.г}$, будут такими, как показано на фиг. 66.



Фиг. 65. Схема балансного детектора.

Очевидно, при этих условиях суммарные напряжения и напряжения биений будут сдвинуты по фазе на 90° . Разностное напряжение на нагрузке окажется равным

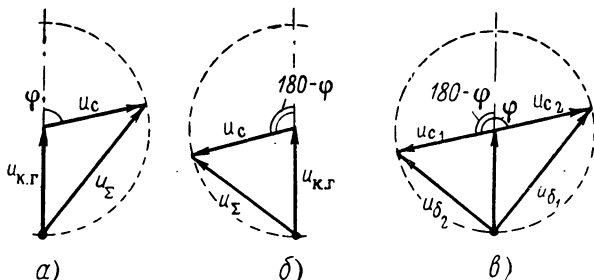
$$\left. \begin{aligned} U_p &= 2\alpha U_c \left(\cos \frac{\varphi}{2} - \sin \frac{\varphi}{2} \right) \quad \text{при } 0 < \varphi < 180^\circ; \\ U_p &= 2\alpha U_c \left(\sin \frac{\varphi}{2} - \cos \frac{\varphi}{2} \right) \quad \text{при } 180^\circ < \varphi < 360^\circ. \end{aligned} \right\} \quad (5.9)$$

Собственно чувствительность такого детектора определяется как

$$\left| \frac{\partial U_{\delta}}{\partial \varphi} \right| = 1,4 \alpha U_c \left| \left(\cos \frac{\varphi}{2} + \sin \frac{\varphi}{2} \right) \right| \quad (5.10)$$

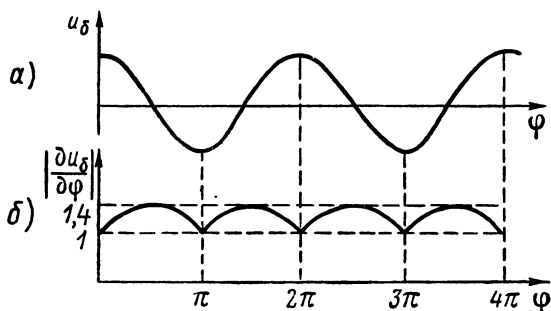
при $0 < \varphi < 360^\circ$.

Эти зависимости изображены на фиг. 67.



Фиг. 66. Векторные диаграммы, поясняющие работу балансного детектора.

α —векторы напряжений первого детектора, δ —векторы напряжений второго детектора, ϑ —суммарная диаграмма.



Фиг. 67. Диаграмма зависимости амплитуды биеений и чувствительности детектора от фазового угла между векторами напряжений когерентного гетеродина и отраженного сигнала в случае применения балансного детектора.

α —амплитуда, δ —чувствительность.

Из приведенных рассуждений можно сделать вывод, что с точки зрения повышения чувствительности приемника нужно работать при условии

$$U_c = U_{к.г} \text{ или } m=1. \quad (5.11)$$

Глава VI

КАЧЕСТВО РАБОТЫ СИСТЕМ СЕЛЕКЦИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

Основная задача систем селекции движущихся целей — устранение сигналов неподвижных целей с экрана радиолокационной станции. Качество выполнения этой задачи, а значит и качество работы систем селекции, зависит от степени компенсации сигналов движущихся целей, т. е. от отношения:

$$\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = N, \quad (6.1)$$

где $\Delta U_{\text{вых}}$ — некомпенсированный остаток;

$U_{\text{вх}}$ — напряжение на входе компенсирующего устройства.

При определении степени компенсации N предполагается, что напряжение на входе компенсирующего устройства $U_{\text{вх}}$ строго постоянно. Реально все сигналы на выходе приемного устройства изменяются и по амплитуде и по фазе по ряду причин, в силу чего степень компенсации и качество работы системы снижается, и на экране радиолокационной станции появляется так называемый фон.

В различных системах изменчивость входных сигналов зависит от различных факторов. Все же, все причины флюктуаций можно разбить на три основные группы:

- 1) флюктуации сигналов местных предметов;
- 2) причины, связанные с принципом работы станций;
- 3) нестабильность работы узлов станции.

Разберем влияние этих факторов на работу различных систем.

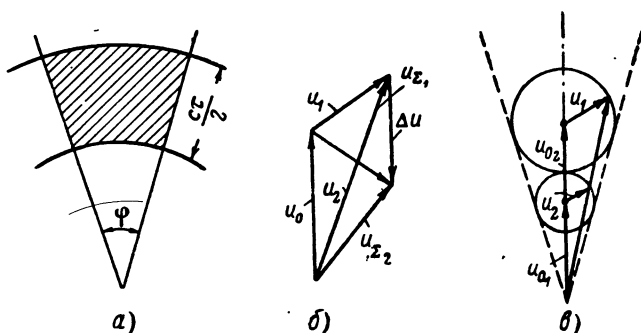
ФЛЮКТУАЦИИ СИГНАЛОВ МЕСТНЫХ ПРЕДМЕТОВ

Большинство местных предметов (кустарники, деревья и т. п.) являются сложными и поэтому сигнал от какого-либо участка местности состоит из векторной суммы сигналов элементарных целей, которые создают флюктуирующие сигналы, т. е. сигналы со случайной фазой и амплитудой. Суммарный сигнал от участка местности также будет сигналом флюктуирующим во времени. Он состоит из постоянной и переменной составляющих. Но на этом участке может находиться и объект, создающий устойчивое отражение, например, здание, башня, мост и т. д., поэтому сигнал от такого участка будет

состоять из особенно сильно выраженного постоянного сигнала и сигнала флюктуирующего, т. е. случайного.

В случае импульсного режима станции участок отражения определяется разрешающей способностью станции (фиг. 68, а).

Необходимо отметить, что интенсивность флюктуаций от местных предметов увеличивается с уменьшением длины волны. Это объясняется тем, что на сантиметровых и миллиметровых волнах электромагнитную энергию отражают уже такие объекты как трава, ветки, деревья и пр., а их линейное перемещение при качаниях соизмеримо с длиной волны облучающей электромагнитной энергии.



Фиг. 68. Диаграммы сложного сигнала от участка местности.

а—участок отражения, б—диаграмма сложного сигнала, в—диаграмма флюктуации амплитуды и фазы.

Если изобразить картину отражения от участка местности в двух соседних периодах повторения, то получим два вектора, изображенных на фиг. 68, б.

Здесь обозначено \overline{U}_0 — постоянная составляющая сигнала, \overline{U}_1 и \overline{U}_2 — переменные составляющие сигнала в двух соседних циклах, $\overline{U}_{\Sigma 1}$ и $\overline{U}_{\Sigma 2}$ — суммарный сигнал в двух соседних циклах и $\Delta \overline{U}$ — разность суммарных сигналов в двух циклах повторения.

Так как \overline{U}_1 и \overline{U}_2 случайные векторные величины, то $\overline{U}_{\Sigma 1}$ и $\overline{U}_{\Sigma 2}$ также случайны, а поэтому случайный характер имеет и величина $\Delta \overline{U}$. Учитывая связь интенсивности отражения с длиной волны — λ станции и периодом повторения T_n , получим зависимость

$$\frac{\Delta U_{эфф}}{U_{эфф}} = K \frac{T_n}{\lambda}, \quad (6.2)$$

где K — коэффициент, зависящий от скорости ветра и характера местности;

$\Delta U_{эфф}$ — эффективное значение разности суммарных сигналов, имеющей случайный характер;

$U_{эфф}$ — эффективное значение отраженного сигнала, имеющего случайный характер.

Анализ и экспериментальные данные показывают, что средне-квадратичное значение флюктуаций амплитуды пропорционально амплитуде отраженного сигнала, т. е. $\frac{\Delta U_{\Sigma\Phi\Phi}}{U_{\Sigma\Phi\Phi}} = \text{const.}$ В то же время флюктуации фазы не зависят от величины амплитуды сигнала (фиг. 68, в).

В табл. 3 приведены характерные значения для отношений $\frac{U_{\Sigma\Phi\Phi}}{U_{\Sigma\Phi\Phi}}$ для случая лесистой местности и периода повторения $T_{\Pi} = 1000$ мксек*.

Таблица 3

Длина волны см	Скорость ветра v км/час	$\frac{U_{\Sigma\Phi\Phi}}{U_{\Sigma\Phi\Phi}}$ дб
9,2	16	54
9,2	40	39
3,2	40	28
3,2	72	20

Основные объекты, сильно мешающие, можно легко характеризовать не только по интенсивности создаваемых помех, но и по спектральному составу. Ширина спектра помехи определяет необходимую полосу подавления режекторного фильтра компенсирующего устройства.

Спектр помехи по мощности можно записать так:**

$$W(f) = \frac{G(f)^2}{G(0)^2}. \quad (6.3)$$

Выражение (6.3) по существу является записью энергетического спектра случайного сигнала помехи.

Основными мешающими целями являются:

- 1) местные неровности — холмы и горы, поросшие лесом;
- 2) волны на водных поверхностях;
- 3) осадки;
- 4) облака.

Для всех целей можно с успехом аппроксимировать спектр соотношением:

$$W(f) = e^{-\frac{af^2}{f_0^2}}, \quad (6.4)$$

где a — зависит от природы целей и от условий погоды.

* Радиолокационная техника, т. I и II, изд. «Советское радио», 1949.

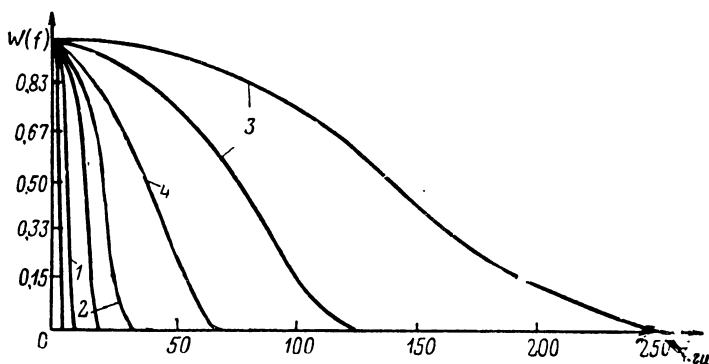
** E. I. Barlow, Doppler radar, «PIRE», № 4, 1949.

На графике фиг. 69 приведены спектры, построенные на основе экспериментальных данных, для различных отражающих объектов. В табл. 4 приведены соответствующие показатели для этих случаев*.

Таблица 4

Отражающий объект (по фиг. 69)	Скорость ветра v км/час	Показатели кривой спектра α	Длина волны λ см
1	—	$3(10^{17} \div 10^{19})$	10
2	2	$1,4 \cdot 10^{16}$	10
3	$5,5 \div 3$	$0,4 \cdot 10^{16}$	10
4	—	$2,8 \cdot 10^{15}$	10

По интенсивности флюктуаций наиболее неблагоприятным случаем является случай пересеченной местности с обильной раститель-



Фиг. 69. Спектральный состав сигналов, отраженных от основных мешающих целей.

1—местные предметы, 2—водные поверхности, 3—осадки, 4—облака.

ностью. Остальные случаи хотя и имеют более широкие спектры флюктуаций, но дают менее интенсивную помеху**.

ФЛЮКТУАЦИИ СИГНАЛОВ, СВЯЗАННЫЕ С ПРИНЦИПОМ РАБОТЫ СТАНЦИИ

К этим причинам, зависящим в основном от принципиальных особенностей систем, которые нельзя устранить или изменить в различных станциях, можно отнести разные факторы. Рассмотрим последовательно эти факторы для систем, указанных в гл. II.

* Пороговые сигналы, изд. «Советское радио», 1952.

** Т. Джордж, Флюктуация сигналов самолетной радиолокационной станции, отраженных от земли, «Вопросы радиолокационной техники» № 5, ИЛ, 1953.

Системы непрерывного излучения

В этих системах основной и неустранимой особенностью является наличие на входе в приемник прямого сигнала передатчика или сигнала утечки.

Если по каким-либо причинам сигнал утечки окажется амплитудно-модулированным, то в детекторе приемника частоты модуляции выделятся. Частоты модуляции окажут мешающее действие, которое будет тем сильнее, чем сильнее сигнал утечки. Особенно сильно мешать будут частоты, лежащие в диапазоне измеряемых поправок Допплера, ибо такие частоты просто неустранимы.

Амплитудная модуляция может вызываться плохой фильтрацией источников питания, микрофонным эффектом и т. д.

Таким образом, на вход приемника попадает сигнал*

$$P_y = \eta P_n m_a^2, \quad (6.5)$$

где P_y — мощность сигнала утечки;

P_n — мощность передатчика;

m_a — коэффициент паразитной амплитудной модуляции;

η — процент сигнала утечки от сигнала передатчика.

Эта мощность паразитной модуляции должна быть меньше уровня шумов на входе приемника

$$\eta P_n m_a^2 < N k T \Delta f \quad (6.6)$$

или

$$m_a < \sqrt{\frac{N k T \Delta f}{\eta P_n}}. \quad (6.7)$$

Подставляя в формулу (6.7) цифровые значения

$$P_n = 100 \text{ вт}; \quad N = 30; \quad \eta = 10^{-7};$$

$\Delta f = 5 \text{ кГц}$, получим

$$m_a < 8 \cdot 10^{-6}.$$

Для такого коэффициента паразитной модуляции необходимо иметь стабилизированные и акустически изолированные источники питания, специальную систему охлаждения ламп во избежание микрофонного эффекта и т. д.

Фазовая модуляция может привести к биениям при детектировании сигнала утечки и сигнала, отраженного от цели. Но требования на малость фазовой модуляции оказываются слабее, чем требования на амплитудную модуляцию.

Когерентно-импульсные системы малой скважности

Основной особенностью таких систем является применение опорного сигнала и режекторных гребенчатых фильтров.

Что касается опорного сигнала, то наличие последнего в приемном устройстве накладывает те же требования на амплитудную стабильность, что и в предыдущем случае.

* E. I. Barlow, Doppler radar, «PIRE», № 4, 1949.

Наличие гребенчатого фильтра подавления с полосами подавления шириною примерно, равной ширине спектра помехи (~ 100 гц), приводит к требованию жесткой стабильности частоты повторения

$$\frac{\Delta F}{F} < \frac{\Delta f_{\text{с.п.}}}{nF}. \quad (6.8)$$

С другой стороны, так как отсчет дальности ведется сравнением фаз частот Допплера, сдвинутых на F , то требуется высокая стабильность частоты передающего устройства, и это требование выражается как $\frac{\Delta f}{f} \approx 10^{-10}$. Действительно, при соотношении $\frac{2R}{\lambda} > 10^6$ и величине отражения местных предметов 90 дб стабильность должна выражаться величиной около 10^{-10} .

Кроме того, как показывает анализ, наличие фазометра может приводить к ошибке при некотором уровне шумов. Эта ошибка по фазе может быть оценена приближенно, как

$$\Delta \varphi \approx \frac{0,7}{\sqrt{\frac{U_c^2}{U_m^2}}}. \quad (6.9)$$

Когерентно-импульсные системы

Специфическим фактором этих систем будут являться флуктуации или изменение сигналов вследствие вращения антенны при обзоре.

Очевидно, сигнал на выходе приемника будет иметь вид, показанный на фиг. 1. Если аппроксимировать диаграмму направленности в виде кривой Гаусса, то можно записать соотношение

$$U = U_0 e^{-a^2}, \quad (6.10)$$

где U_0 — максимальная величина сигнала.

Тогда

$$\Delta U_a = \frac{\partial U}{\partial \varphi} \Delta \varphi, \quad (6.11)$$

где ΔU_a — флуктуации сигнала от импульса к импульсу.

При этом

$$\Delta \varphi = \Omega_{\text{обз}} \cdot T_n,$$

где $\Omega_{\text{обз}}$ — угловая скорость обзора. При помощи несложных математических преобразований можно получить зависимость

$$\left| \frac{\Delta U_a}{U_0} \right|_{\text{max}} = \frac{1,42}{n} \quad \text{или} \quad \left| \frac{\Delta U_a}{U_0} \right|_{\text{max}} = \frac{2,82 \cdot \pi}{\varphi_{0,5}} \Omega_{\text{обз}} T_n, \quad (6.12)$$

где $\varphi_{0,5}$ — ширина диаграммы антенны на уровне 0,5;

n — число импульсов на ширину диаграммы направленности антенны по половинной мощности, равное

$$n = \frac{\varphi_0 F_n}{2\pi \Omega_{\text{обз}}}. \quad (6.13)$$

Так как при вращении антенны участки местности, облучаемые электромагнитной энергией, непрерывно меняются, а отраженный сигнал с каждого участка является векторной суммой случайных отражений и, значит, сам случаен, то в результате возникает флюктуация сигнала и из-за изменения отражающих участков за период повторения импульсов при круговом обзоре. Согласно схеме (фиг. 70) можно заключить, что

$$\Delta U_{эфф} \cong \varphi U_{эфф}, \quad (6.14)$$

$$\varphi = \frac{2\alpha_{0,5}}{n};$$

поэтому получаем

$$\frac{\Delta U_{эфф}}{U_{эфф}} = \frac{1,66}{n}. \quad (6.15)$$

Эта флюктуация распадается, естественно, на фазовую и амплитудную:

$$\frac{\Delta U_{эфф}}{U_{эфф}} = \frac{1,66}{\sqrt{2}n}; \quad \Delta \varphi_{эфф} = \frac{1,66}{\sqrt{2}n}. \quad (6.16)$$

Влияние этих изменений сигнала можно ослабить, применяя специальные характеристики приемного устройства. Этот вопрос подробно излагается далее.

Системы индикации конечного перемещения целей

Основной особенностью в этих системах является сравнение или компенсация видеоимпульсов через определенное время.

При изменении задержки будет увеличиваться некомпенсированный остаток на индикаторе от неподвижных целей. Длительность этого остатка равна

$$\Delta l_0 = \Delta \tau_3 v_p, \quad (6.17)$$

где v_p — скорость развертки;

$\Delta \tau_3$ — изменение задержки.

За время до следующего цикла развертки цель переместится на расстояние

$$\Delta R = v_{ц} (T_n - \Delta \tau_3), \quad (6.18)$$

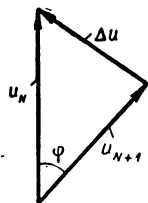
где $v_{ц}$ — скорость движения цели.

Это перемещение цели будет эквивалентно перемещению сигнала на экране или длине сигнала на экране, равной

$$\Delta l_{ц} = v_p \frac{2\Delta R}{c} = 2v_p \frac{v_{ц} (T_n - \Delta \tau_3)}{c}. \quad (6.19)$$

Основное требование для хорошего различения движущейся цели

$$\Delta l_{ц} \gg \Delta l_0. \quad (6.20)$$



Фиг. 70. Векторная диаграмма появления флюктуации из-за смены участков отражения в каждом такте повторения.

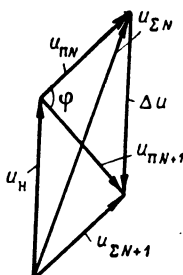
Задаваясь $\frac{\Delta t_n}{\Delta t_0} \gg 10$, получаем при упрощающем предположении $T_n \gg \Delta \tau_s$

$$\frac{\Delta \tau_s}{T_n} \ll \frac{v_n}{5c}. \quad (6.21)$$

При скорости цели 5 км/час получается требуемая стабильность задержки $\frac{\Delta \tau_s}{T_n} 9,2 \cdot 10^{-10}$.

Итак, мы разобрали две группы внешних причин, влияющих на степень компенсации.

Теперь можно оценить степень компенсации или качество работы системы от внешних факторов. Сделаем это на примере когерентно-импульсной системы. В этом случае на входе имеются флуктуации из-за изменчивости сигналов местных предметов и из-за вращения антенной системы станции (6.2) и (6.12)



$$\frac{\Delta U_{эфф}}{U_{эфф}} = K_1 \frac{T_n}{\lambda}; \quad \left| \frac{\Delta U_a}{U_0} \right|_{\max} = K_2 \frac{\Omega_{обз} T_n}{\varphi_0},$$

где $K_2 = 2,82\pi$.

Если представить, что приходят одновременно сигналы от подвижной и неподвижной целей, то на основании векторной диаграммы (фиг. 71) справедливы соотношения

$$\Delta U = 2U_n \sin \frac{\varphi}{2};$$

$$\varphi = 2\pi f_d T_n. \quad (6.22)$$

Среднее значение для различных f_d получается равным

$$|\Delta U_{ср}| = \frac{4U_n}{\pi}. \quad (6.23)$$

Если изменение сигнала движущейся цели превышало в m раз флуктуации сигналов, вызванные вращением антенны и местными предметами, можно записать следующее соотношение

$$\Delta U_{ср} = m \Delta U_a = m \Delta U_{эфф} = m \Delta U_m, \quad (6.24)$$

где ΔU_m — изменение мешающего сигнала.

Поэтому

$$U_n = \frac{m\pi}{4} \Delta U_m. \quad (6.25)$$

Учитывая, что все мешающие сигналы независимы друг от друга, получаем суммарную характеристику эффективности работы системы под воздействием внешних факторов флуктуации

$$U_{п \Sigma} = \frac{m\pi}{4} \sqrt{\Delta U_{эфф}^2 + \Delta U_a^2}. \quad (6.26)$$

Реально в выражении для оценки эффективности работы системы должны быть учтены нестабильности работы узлов станции, так как последние, в конечном счете, также приводят к изменению сигнала и появлению некомпенсированного остатка. Таким образом, все нестабильности аппаратуры могут быть учтены выражением

$$U_{пз} = \frac{m\pi}{4} \sqrt{\Delta U_{эфф}^2 + \Delta U_a^2 + \Delta U_{ст}^2}, \quad (6.27)$$

где $\Delta U_{эфф}$ — флуктуации сигналов местных предметов;
 ΔU_a — флуктуации из-за вращения антенны;
 $\Delta U_{ст}$ — флуктуации из-за нестабильности узлов станции.

Совершенно ясно, что необходимо учитывать влияние нестабильности работы узлов станции. Но правильнее поставить обратную задачу, зная суммарную флуктуацию из-за внешних факторов (6.26)

$$\left| \frac{\Delta U}{U} \right|_{вн} = \sqrt{\left(\frac{\Delta U_{эфф}}{U_{эфф}} \right)^2 + \left(\frac{\Delta U_a}{U_0} \right)_{\max}^2} = N_{вн},$$

спроектировать узлы станции таким образом, чтобы флуктуация из-за нестабильности их работы

$$\left| \frac{\Delta U_{ст}}{U_{ст}} \right| = \left| \frac{\Delta U_{эфф}}{U_{эфф}} \right|_{внутр} = N_{внутр} \quad (6.28)$$

была меньше или, во всяком случае, не превышала флуктуаций из-за внешних причин, т. е. чтобы удовлетворялось неравенство

$$N_{внутр} \leq N_{внш}. \quad (6.29)$$

ФЛУКТУАЦИИ, СВЯЗАННЫЕ С НЕСТАБИЛЬНОСТЬЮ РАБОТЫ УЗЛОВ СТАНЦИИ

Рассмотрим теперь внутренние источники флуктуаций системы, работающей по когерентно-импульсному методу и построенной по блок-схеме фиг. 58.

Можно показать, что биения на выходе приемника выражаются зависимостью (5.5).

$$U_6 = \frac{\alpha m U_{к.г}}{\sqrt{1+m^2}} \cos \varphi = U_{60} \cos \varphi,$$

где α — параметр детектирования;

m — отношение $\frac{U_c}{U_{к.г}}$.

Стабильность амплитуды сигнала, отраженного от неподвижного предмета, зависит от постоянства фазы φ , которая определяется фазами колебаний отдельных узлов станции. Оценим влияние неста-

бильности различных узлов, для чего выразим фазу φ через фазы колебаний этих узлов.

$$\varphi = \varphi'_{\text{отр}} - \varphi'_{\text{к. г}}, \quad (6.30)$$

где $\varphi'_{\text{отр}} = \varphi_{\text{отр}} - \varphi_{\text{м. г}}$ — фаза отраженного сигнала на промежуточной частоте;

$\varphi'_{\text{к. г}} = \varphi_{\text{к. г}}$ — фаза когерентного гетеродина, который работает также на промежуточной частоте;

$\varphi_{\text{м. г}}$ — фаза колебания местного гетеродина.

Кроме того, нужно учесть, что:

$$\varphi_{\text{отр}} = \varphi_{\text{п}} + \varphi_{\text{ц}}, \quad (6.31)$$

где $\varphi_{\text{п}}$ — фаза колебаний передатчика;

$\varphi_{\text{ц}}$ — фаза отраженного сигнала по цепи.

Для упрощения выкладок положим $\varphi_{\text{ц}} = 0$, тогда

$$\varphi = \varphi_{\text{п}} - \varphi_{\text{м. г}} - \varphi_{\text{к. г}}. \quad (6.32)$$

Непостоянство одной из этих фаз приведет к изменению величины сигнала биений, так как

$$\Delta U_6 = \frac{\partial U_6}{\partial \varphi_{\text{п}}} \Delta \varphi_{\text{п}} + \frac{\partial U_6}{\partial \varphi_{\text{м. г}}} \Delta \varphi_{\text{м. г}} + \frac{\partial U_6}{\partial \varphi_{\text{к. г}}} \Delta \varphi_{\text{к. г}}. \quad (6.33)$$

Поэтому можно рассматривать влияние таких узлов, как передатчик местный гетеродин и когерентный гетеродин в отдельности, используя частные производные

$$\left| \frac{\partial U_6}{\partial \varphi} \right| = \frac{\alpha m U_{\text{к. г}}}{\sqrt{1+m^2}} \sin \varphi = U_{60} \sin \varphi. \quad (6.34)$$

Представляет интерес отношение

$$\left| \frac{\Delta U_6}{U_{60}} \right| = \Delta \varphi \sin \varphi. \quad (6.35)$$

Отношение (6.35) будет максимальным при значениях φ , близких к $\frac{\pi}{2}$, и поэтому:

$$\left| \frac{\Delta U_6}{U_{60}} \right|_{\text{max}} = \Delta \varphi. \quad (6.36)$$

Как уже говорилось выше, требуется выполнение условия (6.29)

$$\left| \frac{\Delta U_6}{U_{60}} \right|_{\text{max}} = N_{\text{внутр}} \leq N_{\text{внеш}}.$$

Поэтому условие (6.29) записывается как:

$$\Delta \varphi = N_{\text{внеш}}, \quad (6.37)$$

где $N_{\text{внеш}}$ измеряется в радианах.

Поскольку сравнение в компенсирующих устройствах наиболее часто происходит за время T_n , поэтому представляет интерес разность фаз именно за этот период:

$$\Delta \varphi = \varphi_2 - \varphi_1. \quad (6.38)$$

Для когерентного и местного гетеродинов эта разность фаз определяется, как разность величин φ_1 и φ_2 —

$$\varphi_1 = \int_0^{t_n} \omega dt = \int_0^{t_n} \left(\omega_0 + \frac{d\omega}{dt} t \right) dt = \omega_0 t_n + \frac{d\omega}{dt} \frac{t_n^2}{2}, \quad (6.39)$$

$$\varphi_2 = \int_{T_n}^{T_n+t_n} \left(\omega_0 + \frac{d\omega}{dt} \right) dt = \omega_0 t_n + \frac{d\omega}{dt} T_n t_n + \frac{d\omega}{dt} \frac{t_n^2}{2}, \quad (6.40)$$

где t_n — время запаздывания сигналов.

Выражения (6.39) и (6.40) справедливы при линейных уходах частоты, т. е. при $\frac{d\omega}{dt} = \text{const}$. Такое допущение имеет место в случае небольших отрезков времени, когда можно считать дестабилизирующие факторы медленно изменяющимися.

Получаем разность фаз по выражению (6.38)

$$\Delta \varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = \frac{d\omega}{dt} T_n t_n;$$

окончательно имеем

$$\left| \frac{\Delta U_6}{U_{60}} \right|_{\max} = N = \frac{d\omega}{dt} T_n t_n. \quad (6.41)$$

Исходя из соотношения (6.41) рассчитывают требования на стабильность частоты к местному и когерентному гетеродинам станции, разрешая это выражение относительно скорости ухода частоты. Последнюю называют в этом случае допустимой скоростью ухода частоты *

$$\frac{d\omega_{к.г}}{dt} \leq \frac{N}{T_n t_n}; \quad \frac{d\omega_{м.г}}{dt} \leq \frac{N}{T_n t_n}. \quad (6.42)$$

Отметим, что N в этом случае нужно перевести в доли периодов, т. е. $N_{\text{пер}} = \frac{N_{\text{рад}}}{2\pi}$ или $\omega = 2\pi f$ и тогда получаем формулы

$$\frac{df_{к.г}}{dt} \leq \frac{N}{2\pi T_n t_n}; \quad \frac{df_{м.г}}{dt} \leq \frac{N}{2\pi T_n t_n}. \quad (6.43)$$

* Ж. Кош у а, Измерение параметров радиолокационной станции с устранением сигналов от неподвижных объектов, «Вопросы радиолокационной техники», № 4, ИЛ, 1953.

Задаваясь для иллюстрации $N=10\%$, $T_n=1000$ мксек и $t_n=500$ мксек, получаем допустимую скорость ухода частоты:

$$\frac{df_{к.г}}{dt} = \frac{df_{н.г}}{dt} \leq 32 \text{ кгц/сек.}$$

Что касается ухода частоты и стабильности, то эта скорость ухода определяет уход частоты за небольшое время $T_n=1000$ мксек или кратковременную стабильность

$$\Delta f = 32 \text{ гц.}$$

Для когерентного гетеродина такое требование не является тяжелым, если последний работает на промежуточной частоте, так как при $f=30$ мгц стабильность

$$\frac{\Delta f}{f} \approx 1,5 \cdot 10^{-6}.$$

Для местного гетеродина при частоте $f=10^{10}$ гц стабильность

$$\frac{\Delta f}{f} = 10^{-8}.$$

Такая величина стабильности хотя и является кратковременной, но чрезвычайно усложняет проблему создания местного стабильного гетеродина.

Решение этого вопроса ищут в создании стабильных генераторов со специальными приспособлениями, поддерживающими постоянство частоты. В настоящее время можно отметить три основных направления в конструировании подобных генераторов на сантиметровом диапазоне волн:

- 1) создание генератора на отражательном клистроне, стабилизированного высокочастотным объемным контуром;
- 2) создание генератора на отражательном клистроне с автоподстройкой частоты на волноводных дискриминаторах;
- 3) создание генератора с кварцевой стабилизацией.

Две первые группы генераторов относятся к классу генераторов с автоматической подстройкой частоты. Для таких генераторов справедливо соотношение

$$S = \frac{\Delta f_n}{\Delta f_0} = 1 + K, \quad (6.44)$$

где S — коэффициент стабилизации;

Δf_n — уход частоты при разомкнутой петле обратной связи автоподстройки;

Δf_0 — уход частоты при работающей автоподстройке;

K — коэффициент усиления петли обратной связи.

Гетеродины на отражательном клистроне, стабилизированном объемным контуром, имеют схему устройства, представленную на фиг. 72.

При создании достаточно сильной связи между эталонным контуром и контуром клистрона в нужной фазе путем подбора длины соединяющей линии достигается явление стабилизации частоты такого генератора. В этом случае коэффициент стабилизации получается равным

$$S = 1 + \frac{Q_{\text{эт}}}{Q_{\text{кл}}}, \quad (6.45)$$

где $Q_{\text{эт}}$ — добротность эталонного контура;

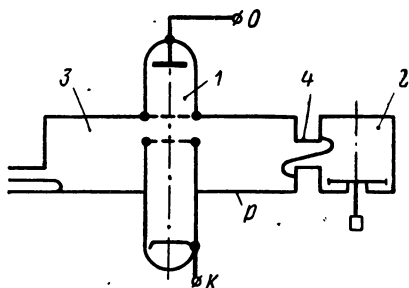
$Q_{\text{кл}}$ — добротность контура отражательного клистрона.

Такие генераторы удовлетворительно работают, но имеют очень ограниченный диапазон перестройки частоты*.

В табл. 5 приведены характерные значения скоростей ухода частоты таких генераторов, полученных в лабораторных условиях**.

Таблица 5

Рабочая длина волны клистрон- ных генерато- ров λ см	Средняя скорость ухода частоты $\left \frac{df}{dt} \right $ ср кГц/сек
10	3
3,2	20



Фиг. 72. Схема стабилизации местного гетеродина на отражательном клистроне с помощью объемного резонатора.

1 — клистрон, 2 — объемный резонатор, 3 — контур клистрона, 4 — элемент связи, К — катод, О — отражатель, Р — резонатор.

Схема устройства гетеродина с волноводным дискриминатором показана на фиг. 73***.

Схема 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, плечи которого E и H нагружены на кристаллические детекторы. Два других плеча имеют в качестве нагрузок закорачивающий поршень и объемный эталонный резонатор.

Длина этих плеч отличается на одну восьмую длины волны. Колебания клистрона распространяются в волноводном дискриминаторе, как показано стрелками, и попадают в конце концов на кристаллические детекторы 1 и 2.

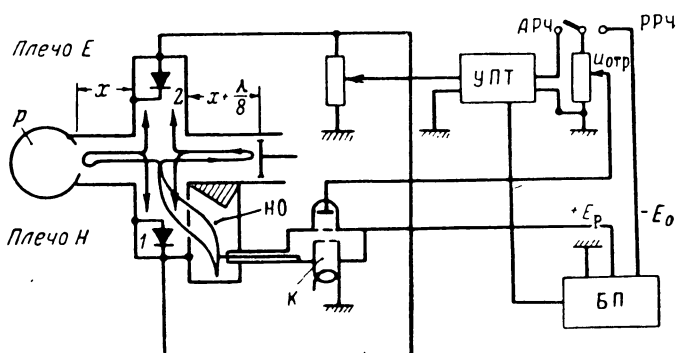
* Б у вье, Радиолокационная станция для регулирования воздушного движения в зоне аэродрома Орли, «Вопросы радиолокационной техники», № 1, ИЛ, 1954.

** Радиолокационная техника, т. I и II, изд. «Советское радио», 1954.

*** Техника измерений на сантиметровых волнах, т. I, изд. «Советское радио», 1949.

При частоте клистрона, равной резонансной частоте объемного контура, последний ведет себя, как чисто активная нагрузка. Поэтому колебания, отраженные в боковых плечах от резонатора и короткозамыкающего поршня, делятся поровну между плечами E и H , создавая на детекторах равные напряжения.

При расстройке генератора относительно резонансной частоты объемного контура он уже представляет собой комплексное сопротивление, и отражение получается со сдвигом фазы в сторону запаздывания или в сторону опережения. В результате сигналы, прихо-



Фиг. 73. Схема стабилизации местного гетеродина на клистроне с помощью автоматической подстройки с волноводным дискриминатором.

R —резонатор волноводного дискриминатора, E —плечо дискриминатора, H —плечо дискриминатора, $НО$ —направленный ответвитель, $К$ —стабилизированный клистрон, $УПТ$ —усилитель постоянного тока, $БП$ —блок питания, 1—первый кристаллический детектор, 2—второй кристаллический детектор.

дящие в плечи E и H , будут создавать различные напряжения на детекторах. Снимая разность этих напряжений с сопротивления нагрузки R_n , получаем напряжение, однозначно зависящее в некоторой области частот от расстройки генератора. Усилитель постоянного тока усиливает полученное напряжение и подает его на отражатель клистрона в такой фазе, чтобы уменьшить расстройку.

Получается стабилизация частоты клистронного генератора с коэффициентом стабилизации, равным

$$S = 1 + k_{у. п. т} S_{диск} S_{э. н}, \quad (6.46)$$

где $k_{у. п. т}$ — коэффициент усиления усилителя постоянного тока;
 $S_{диск}$ — крутизна волноводного дискриминатора;
 $S_{э. н}$ — крутизна электронной настройки клистрона.

Необходимо отметить, что существуют схемы с усилителями промежуточной частоты, но они более сложны.

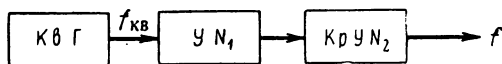
В табл. 6 приведены значения уходов частот генераторов с волноводными дискриминаторами.

Генераторы, использующие гармонику кварцевого генератора, наиболее громоздки, хотя и не сложны в принципе действия. Они состоят из кварцевого генератора на частоту в несколько десятков $мггц$, цепочки электронных умножителей и кристаллического умножителя. Блок-схема устройства показана на фиг. 74.

Таблица 6

Тип схемы стабилизации	Рабочая длина волны клистронных генераторов λ см	Уход частоты Δf гц
С усилителем постоянного тока	3,2	± 100
С усилителем промежуточной частоты	3,2	± 20

При использовании частоты кварцевого генератора в 10 мггц и частоты всего устройства в 10^4 мггц требуется общий коэффициент умножения $N_{\Sigma} = 10^3 = N_1 N_2$.



Фиг. 74. Блок-схема местного гетеродина, использующего гармонику кварцевого генератора.

КвГ—кварцевый генератор, $У N_1$ —умножитель с коэффициентом умножения N_1 , КрУ N_2 —кристаллический умножитель с коэффициентом умножения N_2 .

При этом уход частоты определяется как

$$\Delta f_{\Sigma} = \Delta f_{\text{кв}} N_{\Sigma}, \quad (6.47)$$

где $\Delta f_{\text{кв}}$ —уход частоты кварцевого генератора;

Δf_{Σ} —уход частоты всего гетеродина.

Уход частоты таких генераторов не превышает $100\text{—}1000\text{ гц}$.

Требование к генератору высокой частоты передатчика рассчитывается по разности фаз этого генератора, но за время его работы, равное длительности импульса τ ,

$$\varphi_1 = \int_0^{\tau} \omega dt; \quad \varphi_2 = \int_{T_n}^{T_n+\tau} \omega dt. \quad (6.48)$$

Аналогично предыдущему получаем

$$\frac{df_{n1}}{dt} \leq \frac{N}{2\pi T_n \tau}. \quad (6.49)$$

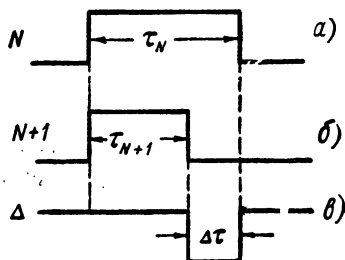
Кроме этого, накладывается ограничение на изменение частоты в пределах импульса передатчика, так как импульс в пространстве может одновременно отражаться от двух или более целей. Ограничения выражаются в требовании, чтобы частота за время импульса не изменилась более чем на четверть полосы пропускания приемника

$$\Delta f_{\text{п}} \leq \frac{\Delta f_{\text{прм}}}{4} \leq \frac{1}{4\tau}, \quad (6.50)$$

откуда получаем скорость изменения частоты

$$\frac{df_{\text{п2}}}{dt} \leq \frac{1}{8\pi T_{\text{п}}\tau}. \quad (6.51)$$

При значениях $\tau = 1$ мксек, $T_{\text{п}} = 1000$ мксек и $N = 0,1$ получаем



Фиг. 75. Временная диаграмма образования некомпенсированного остатка в зонах компенсирующего устройства вследствие неустойчивости длительности импульса.

а—импульс в N периоде повторения, б—импульс в $N+1$ периоде повторения, в—некомпенсированный остаток.

$$\frac{df_{\text{п1}}}{dt} \leq 15 \text{ мГц/сек};$$

$$\frac{df_{\text{п2}}}{dt} \leq 40 \text{ мГц/сек}.$$

Видно, что это не очень жесткие требования.

Требования к модулятору разделяются на две части:

1) требование стабильности длительности импульса, которое остается при любом выполнении компенсирующего устройства;

2) требование стабильности частоты повторения, которое отпадает при применении в компенсирующем устройстве потенциалоскопов.

Требование стабильности длительности импульса модулятора определяется согласно фиг. 75.

После вычитающего устройства остается некомпенсированный остаток, равный

$$\Delta\tau = \tau_{N+1} - \tau_N. \quad (6.52)$$

Требование стабильности длительности импульса переходит в необходимость выполнить условие

$$\frac{\Delta\tau}{\tau} \leq N. \quad (6.53)$$

При $N = 0,1$ получаем $\frac{\Delta\tau}{\tau} = 0,1$, что не является тяжелым требованием для обычных схем модуляторов.

Требование стабильности частоты повторения относится, собственно, только к синхронизатору станции. Причем это

требование накладывается в случае применения компенсации с использованием линий задержек. Это требование даже не является требованием стабильности частоты повторения, а требованием равенства времени задержки периоду повторения.

В случае неравенства

$$\tau_3 \neq T_n \quad (6.54)$$

получаем на компенсаторе характерную картину (фиг. 76).

Тогда требование на стабильное выполнение равенства $\tau_3 = T_n$ выражается как

$$\frac{\Delta T}{\tau} \leq N. \quad (6.55)$$

При $N=0,1$ $\tau=1$ мксек, $T_n=1000$ мксек получаем $\Delta T=0,05$ мксек, что является очень тяжелым требованием, особенно, если учесть сильную зависимость времени задержки в линии от температуры.

При применении компенсатора с линией задержки для выполнения равенства (6.54) должно выполняться и другое равенство

$$\tau_d + \tau_{у. з. к} = T_n + \tau_{у. н. к}, \quad (6.56)$$

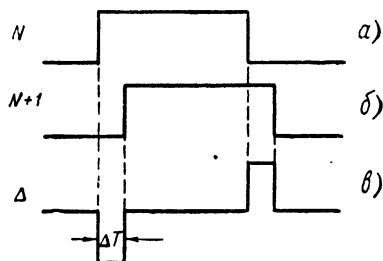
т. е. можно записать

$$T_n = \tau_d + \tau_{у. з. к} - \tau_{у. н. к}, \quad (6.57)$$

где τ_d — время задержки в линии;

$\tau_{у. з. к}$ — время задержки в усилителе задержанного канала;

$\tau_{у. н. к}$ — время задержки в усилителе незадержанного канала.



Фиг. 76. Временная диаграмма образования нескомпенсированного остатка в цепях компенсирующего устройства из-за неравенства периода повторения и времени задержки.

а—положение импульса в N периоде повторения, б—положение импульса в $N+1$ периоде повторения или спустя время T_n , в—нескомпенсированный остаток.

Для принудительного выравнивания времени τ_3 и T_n применяют самосинхронизирующиеся генераторы с линиями задержки (фиг. 77).

Период генератора принудительно задается таким устройством и равен

$$T_c = \tau_d + \tau_{у. с} + \tau_r, \quad (6.58)$$

где $\tau_{у. с}$ — задержка в усилителе синхронизации;

τ_r — задержка в генераторе.

Таким образом, должны строго выполняться равенства

$$\left. \begin{aligned} T_n &= \tau_3; \\ \tau_{у. з. к} &= \tau_{у. н. к} + \tau_{у. с} + \tau_r. \end{aligned} \right\} \quad (6.59)$$

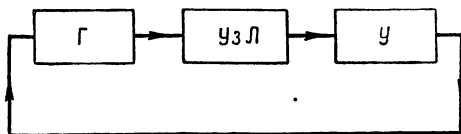
Обычно можно легко выполнить условие

$$\tau_{у. з. к} \approx \tau_{у. н. к} + \tau_{у. с} \quad (6.60)$$

и решающим условием равенства периода повторения и времени задержки в линии получается

$$\tau_r = 0. \quad (6.61)$$

Практически, однако, получить $\tau_r < 0,1$ мксек невозможно. Поэтому применяют несколько искусственных приемов, позволяющих обойти это затруднение.



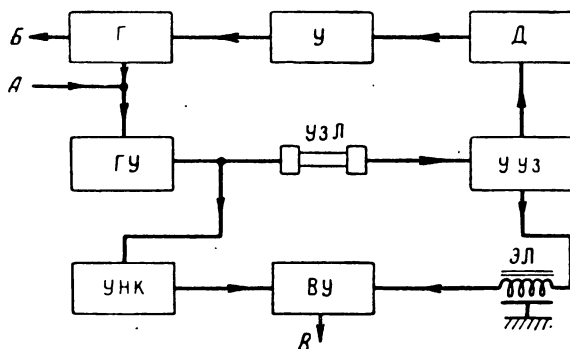
Фиг. 77. Блок-схема самосинхронизации генератора частоты повторения.

Г—генератор импульсов, УзЛ—ультразвуковая линия задержки, У—усилитель.

1. Введение в канал задержки дополнительной электрической линии задержки

$$\tau_{y.з.к} + \tau_{э.л} = \tau_{y.н.к} + \tau_{y.с} + \tau_r. \quad (6.62)$$

Блок-схема, построенная по такому методу, показана на фиг. 78.



Фиг. 78. Блок-схема генератора частоты повторения и системы компенсации с дополнительной электромагнитной линией задержки.

Г—генератор импульсов, ГУ—генератор ультразвука, УзЛ—ультразвуковая линия задержки, УУЗ—усилитель ультразвука, Д—детектор, У—усилитель, УНК—усилитель незадержанного канала, ВУ—вычитающее устройство, ЭЛ—электромагнитная линия задержки, А—вход импульсов с приемника, Б—выход импульсов частоты повторения, В—выход компенсирующего устройства.

2. Применение линии задержки с тремя кварцевыми преобразователями с тем, чтобы получить

$$\tau_{л_1} = \tau_{л_2} + \tau_r, \quad (6.63)$$

где $\tau_{л_1}$ —время задержки видеоимпульсов с приемника;

$\tau_{л_2}$ —время задержки импульсов синхронизации.

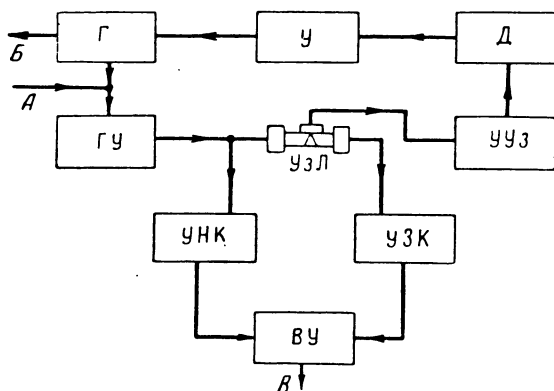
Блок-схема, построенная по этому методу, показана на фиг. 79.

3. Применение отдельной линии задержки, но расположенной рядом с первой, для синхронизации генератора частоты повторения, но с уменьшенной длительностью задержки (см. фиг. 80);

$$\tau_{л1} = \tau_{л} + \tau_{г}. \quad (6.64)$$

4. Применение специальных схем автоматического регулирования частоты повторения с использованием линии задержки.

В двух первых методах, когда используются общие линии задержки для компенсации и синхронизации, необходимо предусматривать



Фиг. 79. Блок-схема генератора частоты повторения и системы компенсации с ультразвуковой линией задержки, имеющей три пьезокварцевых преобразователя.

Г—генератор импульсов, ГУ—генератор ультразвука, УЗЛ—ультразвуковая линия задержки, УУЗ—усилитель ультразвука, Д—детектор, У—усилитель, УНК—усилитель незадержанного канала, УЗК—усилитель задержанного канала, ВУ—вычитающее устройство, А—вход импульсов с приемника, Б—выход импульсов частоты повторения, В—выход компенсирующего устройства.

селекцию или разделение видеоимпульсов приемника от импульсов синхронизации.

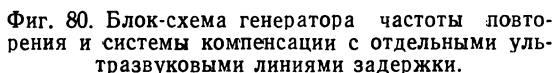
Здесь может быть предложено несколько методов.

Простейшим является разделение каналов компенсации и синхронизации по частоте. Обычно бывает достаточно расстройка по несущим частотам ультразвука на 15÷20%.

Другим способом является самоблокировка генератора частоты повторения путем запираania на большую часть периода усилителя синхронизации. Блок-схема показана на фиг. 81.

Необходимо отметить, что в таких генераторах в качестве синхронизирующего генератора наиболее часто применяются блокинг-генераторы. При этом период свободных колебаний выбирается из соотношения

$$T_{св} > T_{п}. \quad (6.65)$$



Block diagram of a control system for a gas turbine engine. The diagram shows a feedback loop with blocks labeled Г, У, Д, ГУ, УЗЛ, УУЗ, and ГБ. It includes input points A and B, an output point 'Выход', and a 'Запирающий импульс' (locking pulse) input labeled $T_n - \Delta$.

Фиг. 81. Блок-схема блокировки генератора частоты повторения при использовании общей линии задержки с системой компенсации.

Г—генератор импульсов, ГУ—генератор ультразвука, УзЛ—ультразвуковая линия задержки, УУз—усилитель ультразвука, ГБ—генератор блокировки, Д—детектор, У—усилитель, А—вход импульсов приемника, Б—выход импульсов частоты повторения, В—выход системы компенсации.

МЕТОДЫ УМЕНЬШЕНИЯ ВЛИЯНИЯ НЕСТАБИЛЬНОСТИ СИГНАЛОВ

Рассмотрим теперь возможность уменьшения влияния внешних факторов флюктуаций сигналов.

Чтобы уменьшить амплитудные флюктуации на входе компенсирующего устройства, необходимо сжать эти флюктуации в приемнике до величины флюктуаций собственных шумов.

Сделать это можно, придавая соответствующую форму амплитудной характеристике приемника. Для данной цели применяются три типа приемников*, **.

- 1) приемник с ограничением;
- 2) приемник с логарифмической характеристикой;
- 3) приемник с мгновенной автоматической регулировкой усиления (МАРУ).

Приемник с ограничением применяется в основном для уменьшения флюктуаций сигнала из-за вращения антенны. Было показано, что флюктуации по этой причине выражаются зависимостью (6.12).

При использовании приемника, имеющего в качестве последнего каскада УПЧ ограничитель, эти флюктуации сжимаются (см. фиг. 1) и становятся равными

$$\frac{\Delta U_{\text{огр}}}{U_0} = k \frac{U_{\text{огр}}}{U_0} \frac{2,82\pi}{\varphi_0} \Omega_{\text{обс}} T_n, \quad (6.66)$$

где k — зависит от уровня ограничения.

Отметим, что при наличии приемника с ограничением неизбежно применение балансного детектора, чувствительного к фазе входного сигнала.

Действие на принимаемый сигнал приемника с ограничением иллюстрируется диаграммой, показанной на фиг. 82,а.

Ранее указывалось, что $\frac{U_n}{U_n} = \text{const}$, поэтому по фиг. 82 видно, что приемник с ограничением при наличии сигналов на входе ($U_n + U_n$) устраняет полностью флюктуацию по амплитуде. Эта флюктуация всегда оценивается как $\Delta U_{a \max} = 2U_n$. В то же время флюктуация фазы неизменна и равна $\Delta \varphi = 2\varphi$ и приемник с ограничением не изменяет этой величины.

Применение балансного детектора в этом случае дает выигрыш, так как он более чувствителен к изменению фазы при подаче сигналов $U_{\text{в.г}}$ и U_n в квадратуре, т. е. со сдвигом фазы на 90° . Это увеличение чувствительности по отношению синфазной подачи показано на фиг. 82,б.

Приемник с логарифмической характеристикой сжимает флюктуации входных сигналов до уровня собственных шумов.

* Э. Танте, Радиолокационный приемник с подавлением отражений от неподвижных объектов, «Вопросы радиолокационной техники», № 5, ИЛ, 1954.

** Приемники радиолокационных станций, т. I и II, изд. «Советское радио», 1949.

Обозначим

k — коэффициент усиления приемника;

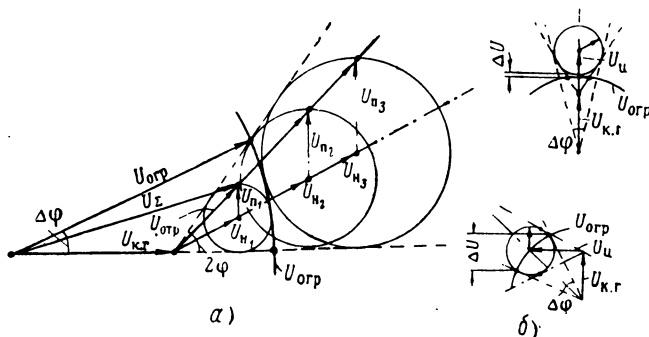
$U_{\text{вх.ш}}$ — напряжение сигнала, флуктуации которого равны уровню шумов на входе приемника;

$u_{\text{вх}}$ — напряжение сигнала на входе;

$U_{\text{вых.ш}} = kU_{\text{вх.ш}}$;

$u_{\text{ш}}$ — флуктуации шумов;

n — процент флуктуации входных сигналов.



Фиг. 82. Векторная диаграмма сигналов в приемнике с ограничением.

а) сложение сигналов когерентного гетеродина и отраженных в произвольной фазе, б) сложение сигналов когерентного гетеродина и отраженных в фазе и в квадратуре. $U_{\text{к.г}}$ — напряжение когерентного гетеродина, $U_{\text{отр}}$ — напряжение отраженного сигнала, U_{Σ} — результирующее напряжение, $U_{\text{п}1,2,3}$ — постоянные составляющие отраженного сигнала от местных предметов, $U_{\text{п}1,2,3}$ — переменные составляющие отраженного сигнала от местных предметов или сигнал движущейся цели, $U_{\text{огр}}$ — порог ограничения приемника, $\Delta\varphi$ — флуктуация фазы отраженного сигнала, ΔU — размах амплитуды при данном размахе фазы.

Приращение сигнала на входе приемника равно

$$\Delta u_{\text{вх}} = k_1 (u_{\text{ш}} + nu_{\text{вх}}); \quad (6.67)$$

k_1 — коэффициент пропорциональности.

Очевидно, что

$$\Delta u_{\text{вых}} = \frac{du_{\text{вых}}}{du_{\text{вх}}} \Delta u_{\text{вх}}. \quad (6.68)$$

Поставим условие, чтобы изменение сигнала на выходе не зависело от изменения сигнала на входе:

$$\frac{du_{\text{вых}}}{du_{\text{вх}}} \Delta u_{\text{вх}} = \text{const}, \quad (6.69)$$

т. е.

$$\Delta u_{\text{вых}} = \frac{\text{const}}{\Delta u_{\text{вх}}} du_{\text{вх}}.$$

Применяя интегрирование, можно получить

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} &= \text{const} \int \frac{du_{\text{вх}}}{\Delta u_{\text{вх}}} = \text{const} \int \frac{du_{\text{вх}}}{k_1 (u_{\text{ш}} + nu_{\text{вх}})} = \\ &= \frac{\text{const}}{n} \ln (u_{\text{ш}} + nu_{\text{вх}}) + C. \end{aligned} \quad (6.70)$$

Записывая иначе (6.70), получим

$$u_{\text{вых}} = \frac{A}{n} \left[\ln u_{\text{ш}} + \ln \left(1 + \frac{nu_{\text{вх}}}{u_{\text{ш}}} \right) \right] + C. \quad (6.71)$$

Определим постоянные величины из начальных условий

а) При $u_{\text{вх}} = 0$; $u_{\text{вых}} = 0$ (6.72)
и поэтому

$$C = -\frac{A}{n} \ln u_{\text{ш}}. \quad (6.73)$$

Следовательно, получим

$$u_{\text{вых}} = \frac{A}{n} \ln \left(1 + \frac{nu_{\text{вх}}}{u_{\text{ш}}} \right). \quad (6.74)$$

б) При

$$nu_{\text{вх}} = u_{\text{ш}}; \quad U_{\text{вых. ш}} = kU_{\text{вх. ш}} \quad (6.72)$$

и поэтому

$$A = \frac{U_{\text{вых. ш}} n}{\ln 2}. \quad (6.75)$$

Следовательно,

$$u_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых. ш}}}{\ln 2} \ln \left(1 + \frac{nu_{\text{вх}}}{u_{\text{ш}}} \right). \quad (6.76)$$

Величина n определяется характером входных сигналов или природой отражающих объектов.

Характеристика такого приемника изображена на фиг. 83.

Поскольку можно представить при $x < 1$ логарифм в виде ряда

$$\ln(1+x) \approx x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \dots$$

и учесть, что при $x < 1$ получаем $x^2 \ll 1$, можно считать, что

$$\ln(1+x) \approx x.$$

Очевидно, и в данном случае при $u_{\text{вх}} < \frac{u_{\text{ш}}}{n}$ можно считать

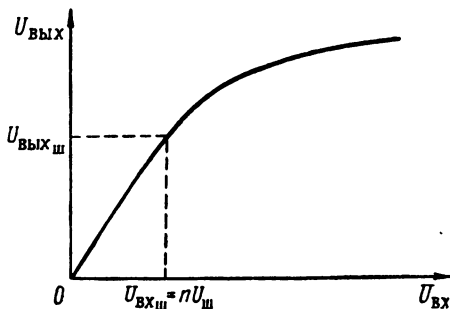
$$u_{\text{вых}} \approx \frac{U_{\text{вых. ш}} n}{\ln 2 u_{\text{ш}}} = \frac{1}{\ln 2} \frac{U_{\text{вых. ш}}}{U_{\text{вх. ш}}} = \frac{k}{\ln 2}. \quad (6.77)$$

Такую характеристику получают различными способами, например:

1) сложением выходов нескольких каналов, ограничивающих при различных уровнях сигналов;

- 2) шунтированием контуров УПЧ детекторами;
- 3) сложением сигналов с каждого каскада УПЧ с использованием линии задержки.

Действие приемника с логарифмической характеристикой поясняется диаграммой, показанной на фиг. 84.



Фиг. 83 Логарифмическая характеристика приемника.

Здесь приняты те же обозначения, что и на фиг. 82 за исключением $nU_{ш}$ — границы линейного усиления приемника.

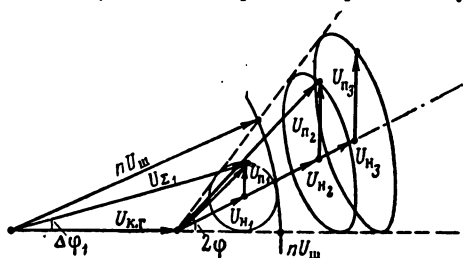
Из диаграммы видно, что $\Delta u = \text{const}$ и $\Delta \varphi = 2\varphi = \text{const}$, что и является характерной особенностью такого приемника.

Необходимо отметить, что все три типа приемников (с ограничением, с логарифмической характеристикой и с МАРУ) применяются в зависимости от типа системы, в которой они используются.

Приемник с логарифмической характеристикой применяется чаще всего в системах, работающих по когерентно-импульсному методу без когерентного гетеродина, так как в этом случае требуется сохранение амплитудных соотношений на выходе приемника. Но он может применяться и в случае использования метода с когерентным генератором.

Приемник с ограничением имеет широкое распространение при использовании когерентно-импульсного метода с когерентным гетеродином и в этом случае детектирование или сравнение происходит в балансном детекторе.

Наконец, приемник с МАРУ применяется тогда, когда требуется сильное сжатие динамического диапазона на выходе. На втором месте в этом отношении стоит приемник с ограничением.



Фиг. 84. Векторная диаграмма сигналов в логарифмическом приемнике.

$U_{к.г.}$ — напряжение когерентного гетеродина.
 $U_{н1,2,3}$ — постоянные составляющие отраженного сигнала местных предметов, $U_{п1,2,3}$ — переменные составляющие отраженного сигнала местных предметов или сигнал движущейся цели, U_{Σ} — результирующий сигнал, $nU_{ш}$ — граница линейного усиления, $\Delta\varphi$ — флюктуации фазы отраженного сигнала.

Глава VII

СЕЛЕКЦИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ ПРИ ДВИЖЕНИИ СИСТЕМЫ СЕЛЕКЦИИ

В случае расположения системы селекции движущихся целей, работающих по когерентно-импульсному методу с когерентным генератором на движущемся объекте, каким может являться самолет, корабль, автомобиль и т. д., неподвижные относительно поверхности земли цели «движутся» относительно системы селекции. Это движение происходит с различными радиальными скоростями. Таким образом, все сигналы неподвижных целей получают поправки Допплера по частоте и, очевидно, не смогут быть скомпенсированы в компенсирующем устройстве. Возникает новая проблема.

Решение этой проблемы достигается вводом частотной поправки в сигналы когерентного гетеродина, причем эта частотная поправка равна по величине поправке Допплера.

Компенсация эффекта собственного движения не вызывает затруднения в случае, если речь идет об отдельной цели, если антенна неподвижна и цель находится в одной плоскости с нашей установкой. В случае режима обзора пространства условия компенсации сильно затрудняются. Для доказательства рассмотрим наиболее общий случай расположения станции селекции движущихся целей на самолете (фиг. 85).

Согласно фиг. 85, задача разбивается на две частных плоских задачи. Первая — нахождение радиальной составляющей, если цель и станция расположены в плоскости земли или в одной плоскости (фиг. 86). Видно, что v_r' зависит от угла α , так как

в точке 1 $v = v_r'$;

в точке 2 $v \cos \alpha = v_r'$;

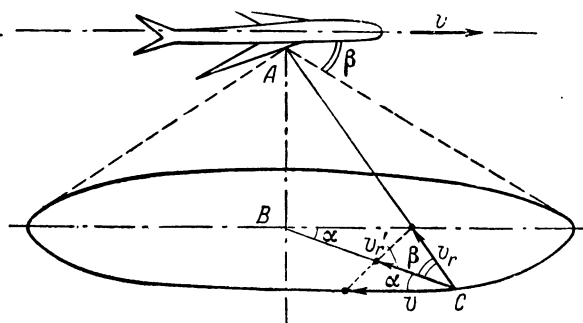
в точке 3 $v_r' = 0 : \alpha = 90^\circ$.

В общем случае, очевидно, что

$$v_r' = v \cos \alpha. \quad (7.1)$$

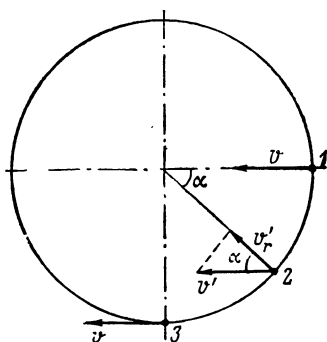
График зависимости v_r' показан на фиг. 87.

Вторая частная задача — нахождение радиальной составляющей скорости в вертикальной плоскости (фиг. 88).



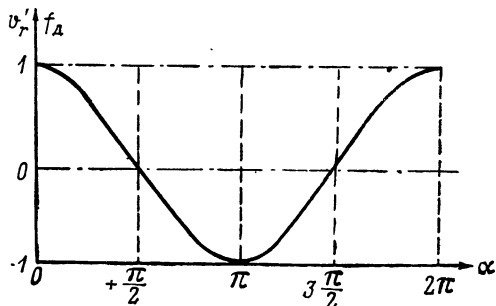
Фиг. 85. Схема для вычисления радиальной скорости сближения самолета и участка отражения.

А—местоположение самолета, В—проекция точки А на поверхности земли, С—участок отражения, v —путевая скорость самолета, β —угол наклона антенны, α —азимут цели, v_r —радиальная скорость сближения, v'_r —проекция радиальной скорости на плоскость земли.

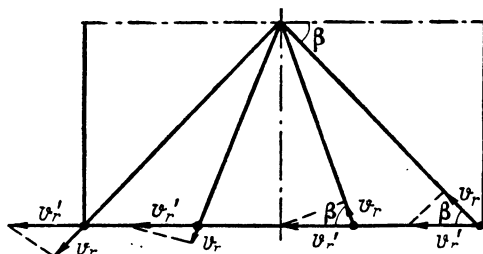


Фиг. 86. Диаграмма, поясняющая зависимость радиальной скорости от азимута цели.

α —азимут, v —путевая скорость.
 v'_r —проекция радиальной скорости на плоскость земли.



Фиг. 87. График зависимости проекции радиальной скорости на плоскость земли и частоты Допплера от азимута цели.



Фиг. 88. Диаграмма, поясняющая зависимость радиальной скорости сближения от угла наклона антенны.

β —угол наклона антенны, v_r —радиальная скорость, v'_r —проекция радиальной скорости на плоскость земли.

Очевидно, что зависимость и в вертикальной плоскости осталась такой же качественно, как и в горизонтальной (фиг. 89)

$$v_r = v'_r \cos \beta. \quad (7.2)$$

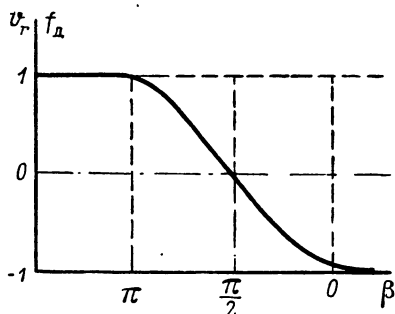
Таким образом окончательная зависимость приобретает вид

$$v_r = v \cos \alpha \cos \beta. \quad (7.3)$$

Учитывая, что $f_d = \frac{2v_r}{\lambda}$, получаем величину поправки Допплера

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} \cos \alpha \cos \beta. \quad (7.4)$$

Как уже указывалось выше, необходимо ввести в колебания когерентного генератора поправку на частоту, равную по величине поправке Допплера.



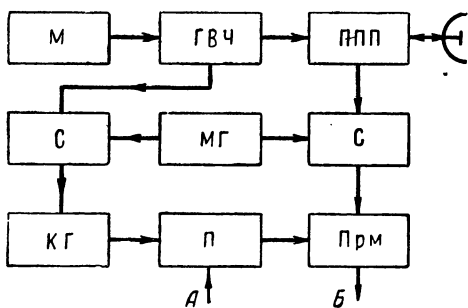
Фиг. 89. График зависимости радиальной скорости сближения и частоты Допплера от угла наклона антенны.

Блок-схема станции с устройством для введения поправок показана на фиг. 90.

Блок введения поправок часто называют фазосдвигающим блоком и схематически выполняют по-разному:

1) по схеме смесителя (фиг. 91).

В данном случае этот блок выполнен в виде смесителя и отдельного генератора частоты Допплера, который управляется по частоте счетно-решающим устройством, связанным с антенной системой. Фильтр выделяет нужную нам боковую частоту модуляции, т. е. определяет необходимый знак поправки;

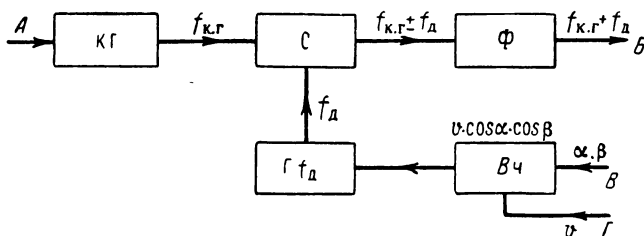


Фиг. 90. Блок-схема станции селекции движущихся целей, работающей по когерентно-импульсному методу с фазированием и сравнением на промежуточной частоте, расположенной на движущемся объекте, с вводом поправки на скорость движения.

М—модулятор, ГВЧ—генератор высокой частоты, ППП—переключатель прием-передача, С—смеситель, МГ—местный гетеродин, КГ—когерентный гетеродин, П—блок поправки на скорость движения, Прм—приемник, А—от блока антенны и измерителя скорости, Б—выход.

2) по схеме с непосредственным введением поправки в когерентный гетеродин (фиг. 92).

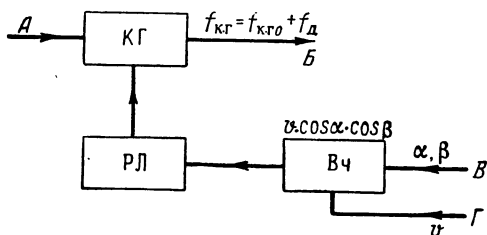
Здесь РЛ — реактивная лампа, управляющая частотой когерентного гетеродина.



Фиг. 91. Блок-схема смесителя для ввода поправки на частоту Допплера в сигнал когерентного гетеродина.

КГ—когерентный гетеродин, С—смеситель, Ф—фильтр боковой частоты, Г_д—генератор частоты Допплера, Вч—вычислитель, А—сигнал фазирования, Б—к приемнику, В—от датчиков углов α и β , Г—от датчика скорости.

Необходимо отметить, что фазосдвигающий блок получается достаточно сложным и капризным в наладке, так как требует точного



Фиг. 92. Блок-схема системы непосредственного ввода поправки на частоту Допплера в сигнал когерентного гетеродина.

КГ—когерентный гетеродин, РЛ—реактивная лампа, Вч—вычислитель, А—сигнал фазирования, Б—к приемнику, В—от датчиков углов α и β , Г—от датчика скорости.

измерения путевой скорости v , углов α и β и точного введения поправки в гетеродин или смеситель.

ЛИТЕРАТУРА

1. Асеев Б. П., Основы радиотехники, Связьиздат, 1947.
2. Богомолов А. Ф., Основы радиолокации, изд. «Советское радио», 1954.
3. Бувье, Радиолокационная станция для регулирования воздушного движения в зоне аэродрома Орли, «Вопросы радиолокационной техники», № 1, ИЛ, 1954.
4. Давид Е., Управление фазой колебаний импульсных магнетронов при помощи внешнего сигнала, «Вопросы радиолокационной техники», № 1, ИЛ, 1953.
5. Деви Г., Проблемы радиолокации и теории информации, «Вопросы радиолокационной техники», № 4, ИЛ, 1954.

6. Джордж, Заманакос, Гребенчатые фильтры в импульсных радиолокационных станциях, «Вопросы радиолокационной техники», № 2, ИЛ, 1955.
7. Джордж Т., Флюктуация сигналов самолетной радиолокационной станции, отраженных от земли, «Вопросы радиолокационной техники», № 5, ИЛ, 1953.
8. Иствуд Д., Блейкмор Т., Уитт Б., Радиолокационная станция на волне 50 см с когерентной системой индикации движущихся целей, «Вопросы радиолокационной техники», № 5, ИЛ, 1956.
9. Капланов М. Р. и Левин В. А., Автоматическая подстройка частоты, Госэнергоиздат, 1953.
10. Кноль М. и Кейзен Б., Электронно-лучевые трубки с накоплением зарядов, Госэнергоиздат, 1955.
11. Короз Л., Измерение рабочих характеристик магнетрона с амплитудной модуляцией, стабилизированного методом захватывания частоты, «Вопросы радиолокационной техники» № 4, ИЛ, 1953.
12. Кошуа Ж., Измерение параметров радиолокационной станции с устранением сигналов от неподвижных объектов, «Вопросы радиолокационной техники», № 4, ИЛ, 1953.
13. Крылов Н. Н., Теоретические основы радиотехники, изд. «Морской транспорт», 1953.
14. Меерович Л. А. и Зеличенко Л. Г., Импульсная техника, изд. «Советское радио», 1953.
15. Танте Э., Радиолокационный приемник с подавлением отражений от неподвижных объектов, «Вопросы радиолокационной техники», № 5, ИЛ, 1954.
16. Уинклер, Новик, Ограничение применений электронно-лучевых трубок с накоплением, обусловленное помехами, «Вопросы радиолокационной техники», № 1, ИЛ, 1953.
17. Харкевич А. А., Спектры и анализ, ГИТТЛ, 1952.
18. Радиолокационная техника, т. I и II, изд. «Советское радио», 1949.
19. Детали и элементы радиолокационных станций, т. I, изд. «Советское радио», 1952.
20. Генерирование колебаний специальной формы, т. II, изд. «Советское радио», 1951.
21. Ламповые схемы измерения времени, т. II, изд. «Советское радио», 1951.
22. Электронно-лучевые трубки и индикаторы, т. I, изд. «Советское радио», 1949.
23. Приемники радиолокационных станций, т. I и II, изд. «Советское радио», 1949.
24. Пороговые сигналы, изд. «Советское радио», 1952.
25. Электронно-лучевые трубки и индикаторы, т. II, изд. «Советское радио», 1950.
26. Техника измерений на сантиметровых волнах, т. I, изд. «Советское радио», 1949.
27. Barlow E. I., Doppler radar, «PIRE», № 4, 1949.

ОГЛАВЛЕНИЕ

	<i>Стр.</i>
Предисловие	3
Введение	4
<i>Глава I.</i> Характеристика сигналов неподвижных и движущихся целей	5
<i>Глава II.</i> Основные радиолокационные методы селекции движущихся целей	15
<i>Глава III.</i> Методы индикации движущихся целей	36
<i>Глава IV.</i> Компенсация сигналов неподвижных целей	39
<i>Глава V.</i> Методы получения и сравнения когерентных колебаний	63
<i>Глава VI.</i> Качество работы систем селекции движущихся целей	71
<i>Глава VII.</i> Селекция движущихся целей при движении системы селекции	95

Петр Александрович Бакулев
 РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ МЕТОДЫ
 СЕЛЕКЦИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

Редактор *К. И. Григораш*

Техн. ред. *В. П. Рожин*

Г-41135	Подписано в печать 31/I 1958 г.	Учетно-изд. л. 5,89.
	Формат бумаги 60×92 ¹ / ₁₆ . 3,13 бум. л.—6,25 печ. л.	
Цена 2 р. 10 к.	Тираж 15400 экз.	Заказ 608/8735

Типография Оборонгиза

Замеченные опечатки

Стр.	Строка	Напечатано	Следует читать	По чьей вине
16	9 сверху	$\frac{2v_k}{c}$	$\frac{2v_r}{c}$	ред.
44	14 снизу	длительной	длительностей	корр. изд.
53	18 сверху	выделенную	объясняемую	авт.
64	5 снизу	синхронизации фазирования	синхронизации (фазирования)	авт.
78	5 сверху	$\frac{\Delta\tau_3}{T_{\Pi}} 9,2 \cdot 10^{-10}$	$\frac{\Delta\tau_3}{T_{\Pi}} = 9,2 \cdot 10^{-10}$	ред.

Заказ 608/8735

Цена 2 р. 10 к.