

Министерство высшего и среднего образования
РСФСР
Ленинградский институт авиационного приборостроения

РАДИОВЫСОТОМЕР МАЛЫХ ВЫСОТ

Методические указания к выполнению
лабораторной работы (основные сведения из теории)

Ленинград
1987

Составитель: В.Г. Васильев

Рецензенты: кафедра радиопередающих и телевизионных устройств
Ленинградского института авиационного приборостроения;
кандидат технических наук доцент Б.Т. Никитин.

Приведены методические указания для подготовки студентов к выполнению лабораторной работы "Радиовысотомер малых высот". Рассмотрен частотный метод измерения дальности и особенности его применения в радиовысотомерах.

Предназначены для студентов специальности "Радиотехника" дневного, вечернего и заочного факультетов, а также факультета целевой интенсивной подготовки.

Подготовлены к публикации кафедрой радиотехнических систем по рекомендации методической комиссии радиотехнического факультета Ленинградского института авиационного приборостроения.

© Ленинградский институт
авиационного приборостроения
(ЛИАП), 1987

Подписано к печати 05.01.88
Объем 35 п. л. Уч.-изд.л. 2,1
Заказ № 15

Формат 60 × 84 1 / 16
Тираж 300 экз.
Бесплатно

Цель работы: изучение принципов построения, основных тактико-технических характеристик и методики экспериментальных исследований радиовысотомера (РВ) малых высот.

1. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ПОДГОТОВКЕ К РАБОТЕ

Перед выполнением лабораторной работы студенты должны получить зачёт по коллоквиуму. При подготовке к коллоквиуму необходимо изучить частотный метод измерения дальности, макет дальномера, принципы построения РВ А-034 (РВ-20), состав аппаратуры лабораторной установки, задачи и методику экспериментальных исследований.

2. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

Лабораторная установка включает специальный макет для исследований частотного метода измерения дальности с параллельным анализатором спектра (макет дальномера), РВ малых высот А-034, последовательный анализатор спектра, частотомер и осциллограф.

2.1. Частотный метод измерения дальности

РВ малых высот предназначены для измерения высоты полёта летательного аппарата (ЛА) в диапазоне от 0 до 1500 м. Главное их назначение - обеспечение посадки и полётов на малых высотах. В РВ этого типа наибольшее распространение получил так называемый частотный метод измерения дальности (высоты), что объясняется его главными достоинствами: малой минимальной измеряемой высотой и высокой точностью. При частотном методе передатчик РЛС излучает непрерывный частотно-модулированный (ЧМ) сигнал, а время запаздывания отражённого сигнала t_R , пропорциональное дальности R , определяется посредством измерения разностной частоты между частотами излучаемого и принимаемого сигналов.

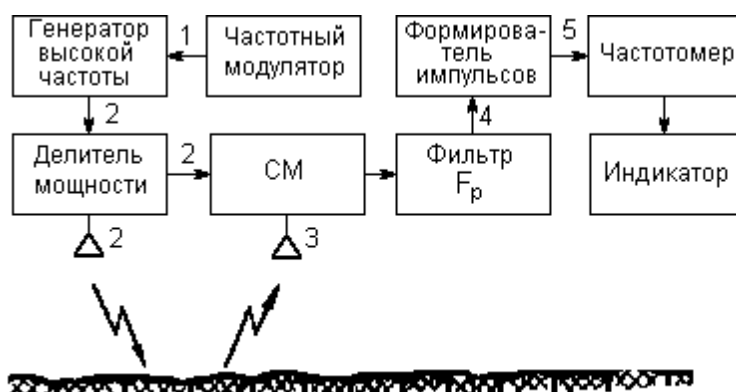


Рис. 1

Рассмотрим принцип действия РЛС такого типа. На рис. 1 изображена простейшая структурная схема РЛС (РВ) с частотным методом измерения дальности, на рис. 2 - временные диаграммы в различных точках схемы. Частотный модулятор вырабатывает модулирующее напряжение. Широко применяется модуляция по симметричному линейно-ломаному закону (рис. 2,а, сплошная линия), такой вид

модуляции использован в лабораторном макете дальномера. Применяется также модуляция по синусоидальному закону и несимметричному пилообразному закону (использована в РВ А-034 - рис. 2,а, штриховая линия). Существенного влияния закон модуляции частоты на работу дальномера не оказывает.

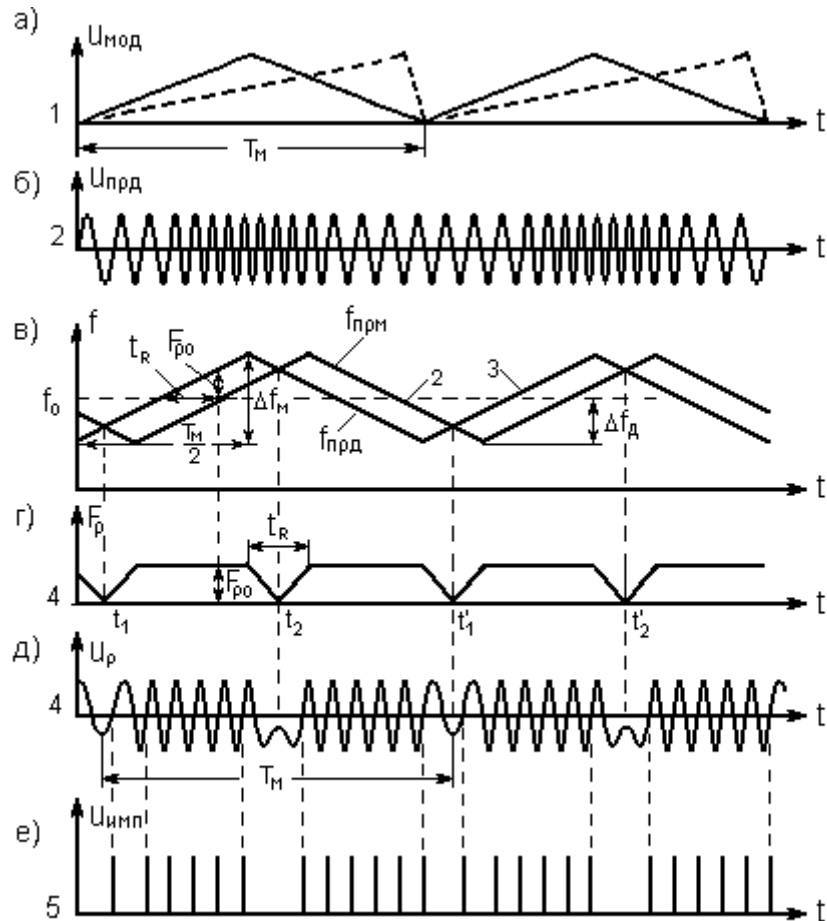


Рис.2

Генератор высокой частоты вырабатывает непрерывные колебания $U_{прд}$ (рис.2,б), частота которых $f_{прд}$ под действием модулирующего напряжения изменяется относительно среднего значения f_0 на величину девиации частоты $\pm \Delta f_D$ с периодом модуляции T_M (рис.2,в). Сигнал генератора через делитель мощности поступает в передающую антенну и излучается в направлении земли. (Заметим, что на рис. 2,б показан условно лишь вид излучаемых колебаний и характер изменения частоты, поскольку в реальной аппаратуре на период T_M приходится до 10^8 периодов высокой частоты). Полное изменение частоты зондирующего сигнала $\Delta f_M = 2\Delta f_D$ называют полосой качания частоты или полосой модуляции. В РВ с ЧМ сигналом всегда выполняется условие $f_0 \gg \Delta f_M$. Это вызвано тем, что антенно-фидерный тракт и высокочастотный генератор не допускают больших отклонений частоты от номинала (обычно $\Delta f_M \leq 0,1 f_0$).

РЛС рассматриваемого типа относится к числу станций с непрерывным излучением, принципы построения которых существенно отличаются от импульсных РЛС. Главная их особенность состоит в том, что отражённый сигнал необходимо принимать одновременно с излучением зондирующего сигнала. Поэтому просачивающийся на вход приёмника сигнал передатчика должен быть достаточно малым. Для обеспечения необходимых условий развяз-

ки приёмника и передатчика РЛС непрерывного излучения обычно имеют две отдельные антенны - передающую и приёмную. В РВ часто используют рупорные антенны, формирующие симметричные, совпадающие в пространстве диаграммы шириной до 50° , направленные вертикально вниз. Диаграммы выбирают относительно широкими для обеспечения постоянного контакта с землёй при эволюциях ЛА.

Вначале для простоты будем считать отражающий объект "точечным" и расстояние до него неизменным. Применительно к РВ предположение о точечной цели означает, что сигнал отражается от малой площадки земли непосредственно под ЛА. Такое допущение справедливо при очень узкой диаграмме (в пределе - бесконечно узкой). В практике радиовысотометрии отражающая поверхность является протяжённой вследствие конечной ширины диаграммы направленности. В дальнейшем остановимся на этом вопросе более подробно. Сигнал, отражённый от точечной неподвижной цели, по форме точно повторяет зондирующий сигнал, но с запаздыванием на время $t_R = 2R/C$, где C - скорость света. Зависимость частоты принимаемого сигнала $f_{\text{ПРМ}}$ от времени изображена на рис. 2,в. Она изменяется по такому же линейно-ломаному закону, как и частота излучаемого сигнала, но с запаздыванием на время t_R : $f_{\text{ПРМ}}(t) = f_{\text{изл}}(t - t_R)$. В текущий момент времени t принимается тот сигнал, который был излучён раньше - в момент $t - t_R$.

Принимаемый сигнал поступает на смеситель. Одновременно небольшая часть мощности колебаний передатчика ответвляется с помощью делителя мощности и подаётся на смеситель приёмника в качестве гетеродинирующего сигнала. На выходе смесителя с помощью фильтра выделяется разностная частота, равная абсолютному значению разности мгновенных частот излучаемых и принимаемых колебаний

$$F_P(t) = |f_{\text{ПРД}}(t) - f_{\text{ПРМ}}(t)|.$$

На рис. 2,в $F_P(t)$ определяется расстоянием по вертикали между ломаными линиями $f_{\text{ПРД}}(t)$ и $f_{\text{ПРМ}}(t)$; на рис. 2,г изображена $F_P(t)$, а на рис.2,д - напряжение разностной частоты $U_P(t)$. Из рис. 2,в,г,д видно, что большую часть времени $F_P(t)$ остаётся постоянной, равной максимальному значению F_{P0} . На интервалах длительностью t_R , называемых зонами обращения, $F_P(t)$ убывает от F_{P0} до нуля и снова возрастает до F_{P0} . Циклы изменения $F_P(t)$ повторяются с полупериодом модуляции $T_M/2$.

Покажем, что время запаздывания t_R и дальность R пропорциональны F_{P0} . Используя подобие треугольников на рис. 2,в со сторонами t_R и F_{P0} , $T_M/2$ и Δf_M , можно записать

$$\begin{aligned} \frac{2t_R}{T_M} &= \frac{F_{P0}}{\Delta f_M}; \quad t_R = \frac{T_M \cdot F_{P0}}{2\Delta f_M}; \quad \frac{2R}{c} = \frac{F_{P0}}{2F_M \cdot \Delta f_M} \\ R &= \frac{c}{4\Delta f_M \cdot F_M} \cdot F_{P0}; \quad m_R = \frac{c}{4\Delta f_M \cdot F_M}; \quad R = m_R \cdot F_{P0}, \end{aligned} \quad (1)$$

где $F_M = 1/T_M$ - частота модуляции; m_R - масштабный коэффициент дальности.

Частоту F_{P0} называют основной, дальномерной или максимальной разностной частотой. На практике выбирают период модуляции T_M достаточно большим, чтобы при любых дальностях выполнялось соотношение $T_M \gg t_R$. Тогда зоны обращения будут пренебрежимо малы и можно считать, что средняя разностная частота за период T_M равна F_{P0} : $F_{\text{ср}} \cong F_{P0}$. При этом задача измерения дальности сведётся к измерению $F_{\text{ср}}$. На выходе фильтра разностной частоты колебания $U_P(t)$ (рис.2,д) с помощью формирователя импульсов превращаются в последовательность импульсов (рис.2,в), средняя частота кото-

рых определяется частотомером. Такой метод измерения частоты называют методом "счёта нулей", так как стандартный импульс формируется каждый раз при переходе через нуль напряжения $U_P(t)$ снизу вверх. Индикатор показывает измеренную дальность с учётом масштабного коэффициента m_R (рис. 1).

2.2. Структура преобразованного сигнала

Особенности частотного метода измерения дальности, в основном, определяются характером сигнала разностной частоты $U_P(t)$ (рис. 2,д), называемого преобразованным сигналом. Для его изучения воспользуемся векторными диаграммами рис.3. Сигнал передатчика, поступающий в смеситель, обычно намного превосходит по величине принимаемый отражённый сигнал. Представим сигнал передатчика в виде опорного вектора $\dot{U}_{\text{ПРД}}$, а сигнал приёмника - в виде вектора $\dot{U}_{\text{ПРМ}}$. Оба эти вектора будут вращаться против часовой стрелки, каждый со своей частотой - $f_{\text{ПРД}}(t)$ и $f_{\text{ПРМ}}(t)$. Поскольку скорости вращения разные, то $\dot{U}_{\text{ПРМ}}$ будет вращаться относительно $\dot{U}_{\text{ПРД}}$ с разностной частотой $F_P(t)$. В данном случае удобно считать $\dot{U}_{\text{ПРД}}$ неподвижным, а $\dot{U}_{\text{ПРМ}}$ вращающимся с частотой $F_P(t)$, поскольку такая модель позволяет изучить все интересующие нас явления. Вследствие вращения $\dot{U}_{\text{ПРМ}}$ относительно $\dot{U}_{\text{ПРД}}$ в смесителе образуется сигнал $U_P(t)$, который выделяется фильтром разностных частот. Поэтому вектор $\dot{U}_{\text{ПРМ}}$ можно на диаграммах рис.3 отождествлять с вектором преобразованного сигнала \dot{U}_P .

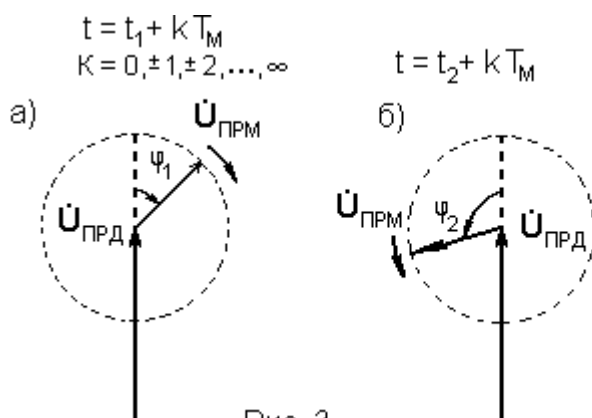


Рис. 3

В момент $t = t_1$, когда $f_{\text{изл}} = f_{\text{ПРМ}}$ (рис. 2), вектор $\dot{U}_{\text{ПРМ}}$ будет неподвижен относительно $\dot{U}_{\text{ПРД}}$. Пусть начальная разность фаз векторов в это время равна φ_1 (рис. 3,а). При $t_1 < t < t_2$ $\dot{U}_{\text{ПРМ}}$ будет вращаться относительно $\dot{U}_{\text{ПРД}}$ по часовой стрелке (отставать по фазе), так как в этом случае $f_{\text{ПРД}} > f_{\text{ПРМ}}$. Скорость вращения вначале будет нарастать, затем станет постоянной при $F_P(t) = F_{P0}$, потом будет убывать, и, наконец, вектор $\dot{U}_{\text{ПРМ}}$ снова остановится в момент $t = t_2$, когда опять выполнится условие $f_{\text{ПРД}} = f_{\text{ПРМ}}$. Число оборотов $\dot{U}_{\text{ПРМ}}$ за время от t_1 до t_2 в общем случае не будет целым, поэтому фаза φ_2 в момент t_2 не будет равна φ_1 . После остановки при $t_2 < t < t'_1$ вектор $\dot{U}_{\text{ПРМ}}$ станет вращаться в противоположную сторону, так как в этом случае $f_{\text{ПРД}} < f_{\text{ПРМ}}$. На рис. 3,а и б стрелками указаны направления вращения $\dot{U}_{\text{ПРМ}}$ на интервалах $t_1 < t < t_2$ и $t_2 < t < t'_1$. В обратном направлении при $t_2 < t < t'_1$ $\dot{U}_{\text{ПРМ}}$ проделает прежнее число оборотов, так что в момент остановки при $t = t'_1$ фаза снова станет равной φ_1 . Поэтому колебания $U_P(t)$ будут симметричны относительно точек t_1 , t_2 , t'_1 , t'_2 и т.д. (рис. 2,д). В общем случае период колебаний преобразованного сигнала равен T_M .

2.3. Спектр частот преобразованного сигнала

Поскольку при частотном методе измеряемым параметром является частота, то вопрос о спектре преобразованного сигнала имеет большое значение. Будем считать зоны обращения малыми по сравнению с T_M , тогда преобразованный сигнал $U_P(t)$ можно рассматривать как две последовательности прямоугольных когерентных радиоимпульсов $U_1(t)$ и $U_2(t)$ длительностью $T_M/2$ с периодом T_M , вложенные одна в другую (рис.4). Известно, что спектр суммы двух

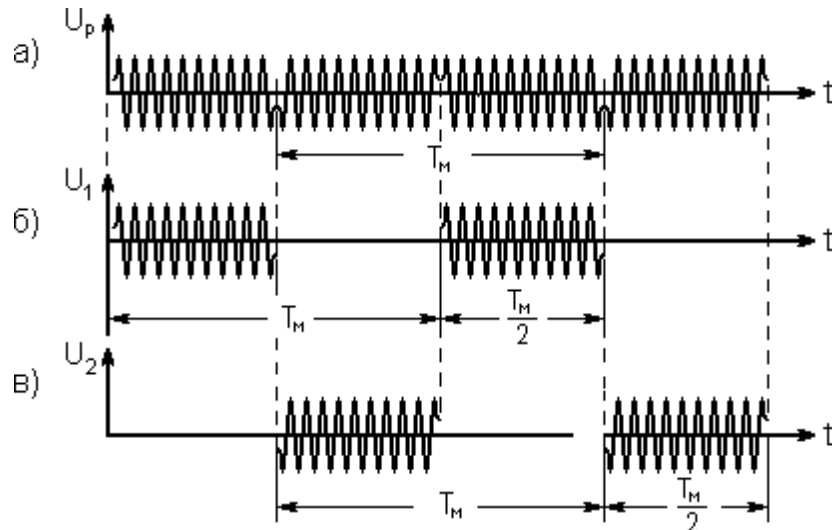


Рис.4

функций времени равен сумме их спектров. Рассмотрим вначале спектр одной из последовательностей, например, $U_1(t)$. Спектр периодической функции времени, существующей на бесконечном временном интервале, является дискретным и может быть представлен рядом Фурье. Поэтому спектр функции $U_1(t)$ состоит из бесконечного числа гармоник, кратных частоте модуляции: $F_K = K \cdot F_M$, где $K = 1, 2, 3, \dots, \infty$. Амплитуды гармоник A_K определяются огибающей спектра, которая для прямоугольных радиоимпульсов имеет максимум на частоте заполнения F_{P0} и изменяется по закону

$$A_K = U_0 \left| \sin x_K / x_K \right|, \quad (2)$$

где $x_K = \pi \cdot (F_K - F_{P0}) / 2 \cdot F_M$; U_0 – амплитуда преобразованного сигнала.

Спектр амплитуд последовательности импульсов $U_1(t)$ представлен на рис. 5,а. Из формулы (1) видно, что разностная частота F_{P0} плавно изменяется при изменении R , поэтому в общем случае она не совпадает ни с одной из гармоник F_K . Спектр амплитуд второй последовательности радиоимпульсов $U_2(t)$ (рис. 4,в) будет таким же, как и для первой последовательности. Однако при суммировании соответствующих гармоник нужно учесть их фазовые соотношения. Фазы гармоник последовательностей импульсов $U_1(t)$ и $U_2(t)$ будут отличаться по двум причинам: во-первых, начальные фазы φ_1 и φ_2 различны; во-вторых, эти последовательности сдвинуты по времени на $T_M/2$, что по теореме запаздывания теории спектров приводит к относительному фазовому сдвигу одинаковых гармоник $\varphi_K = \pi \cdot F_K \cdot T_M$.

При суммировании спектров в зависимости от соотношения фаз амплитуды одних гармоник могут увеличиваться, а других – убывать. Это приводит к искажению огибающей спектра. В работе [1] показано, что при этом появляется дополнительный множитель $|\cos y_K|$. В результате огибающая спектра (амплитуда K -й гармоники) преобразованного сигнала для точечной неподвижной цели определяется соотношением

$$A_K = 2U_0 \cdot \left| \frac{\sin x_K}{x_K} \cdot \cos y_K \right|, \quad (3)$$

где $y_K = \pi (F_{P0} + F_K) / 2 \cdot F_M + \varphi_1$.

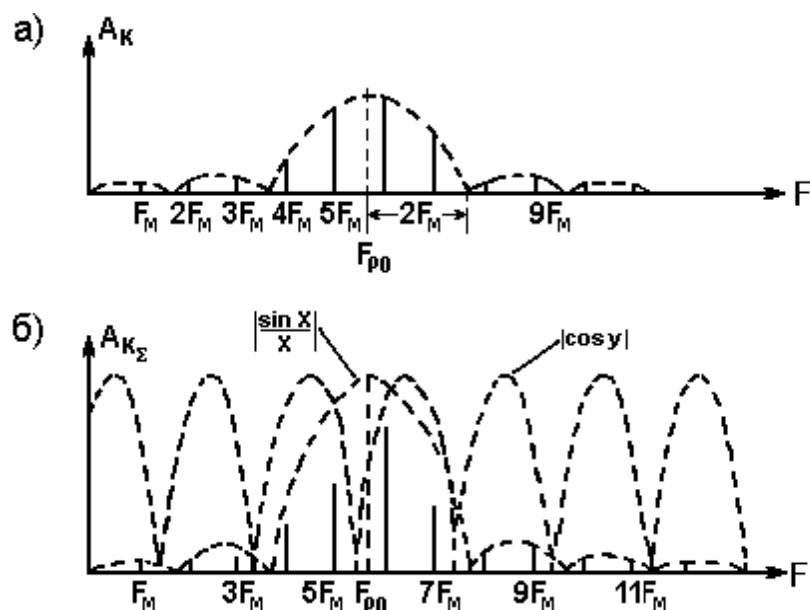


Рис.5

Необходимо отметить, что амплитуды A_K зависят от начальной фазы φ_1 -разности фаз излучаемого и принимаемого сигналов (φ_2 однозначно зависит от φ_1 , F_{P0} и T_M , поэтому в формулы (3) не входит в явном виде). Зависимость от φ_1 приводит к тому, что картина спектра резко изменяется при изменении начальной фазы излучаемого или отражённого сигнала. Можно полагать, что в среднем амплитуды гармоник изменяются по закону (2), рис. 5,а, поэтому ширина спектра преобразованного сигнала в случае неподвижной точечной цели

$$\Delta F_0 \approx 2 \cdot F_M. \quad (4)$$

Спектр реальных сигналов РВ, отражённых от земной поверхности, отличается от спектра рис. 5, полученного для идеализированных условий. Это определяется следующими причинами.

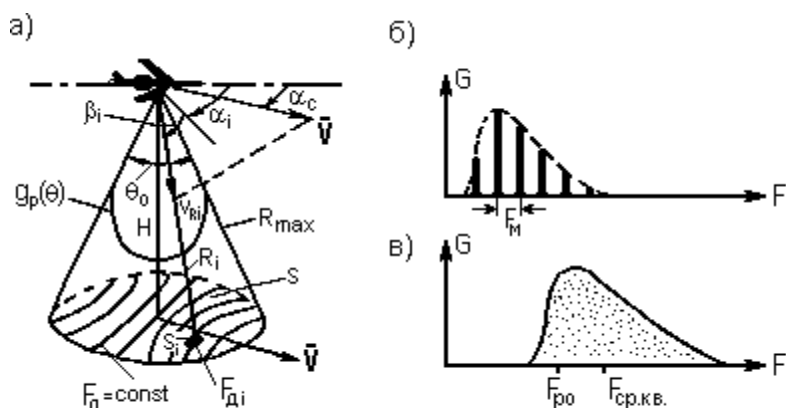


Рис.6

1. Как уже отмечалось, диаграмму направленности РВ выбирают относительно широкой, $\theta_0 \approx 50^\circ$ (рис.6,а). При этом отражённые сигналы формируются достаточно большой освещаемой РВ площадкой, в пределах которой наклонная дальность изменяется от значения истинной высоты H до

$R_{\text{MAX}} = H / \cos(\theta_0/2)$ (например, при $\theta_0 = 50^\circ$ $R_{\text{MAX}} = 1.1H$). Поскольку каждой наклонной дальности соответствует своё значение разностной частоты F_P , то это вызывает расширение спектра в сторону больших частот (рис. 6,б,в). Расширение спектра за счёт протяжённости цели можно оценить по формуле

$$\Delta F_H \cong F_{P_{\text{max}}} - F_{P_0} = \frac{R_{\text{max}}}{m_P} - \frac{H}{m_P} = \frac{H}{m_P} \cdot \left(\sec \frac{\theta_0}{2} - 1 \right). \quad (5)$$

Из (5) следует, что ширина спектра растёт пропорционально высоте H .

2. Вследствие движения самолёта возникает доплеровский сдвиг частоты отражённого сигнала, причём для различных отражающих элементов S_i эти сдвиги различны. Допплеровская частота определяется радиальной скоростью V_{Ri} элемента S_i относительно самолёта. V_{Ri} является проекцией вектора скорости самолёта V на направление РЛС - элемент S_i (рис. 6,а). Производя проектирование, получим выражение для частоты Допплера [2]

$$F_{Di} = \frac{2 \cdot V_{Ri}}{\lambda} = \frac{2 \cdot V}{\lambda} \cdot \cos(\alpha_i - \alpha_c) \cdot \cos \beta_i,$$

где α_i, β_i - угловые координаты, определяющие направление РЛС на элемент S_i (α_i - в горизонтальной плоскости, β_i - в вертикальной); α_c - угол сноса самолёта; λ - длина волны РЛС.

Эффект Допплера приводит к тому, что каждой линии спектра зондирующего сигнала соответствует множество частот отражённого сигнала, т.е. при отражении эти линии размываются и превращаются в лепестки (рис. 6,б). Расширение спектра вследствие эффекта Допплера можно оценить по величине максимальной доплеровской частоты

$$\Delta F_D \cong F_{D_{\text{max}}} = \frac{2V}{\lambda} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\theta_0}{2}\right) = \frac{2V}{\lambda} \cdot \sin \frac{\theta_0}{2}. \quad (6)$$

Заметим, что ширина спектра растёт пропорционально путевой скорости V .

3. Мощность отражённого сигнала убывает по мере увеличения наклонной дальности R . Во-первых, это вызвано модуляцией мощности отражённого сигнала квадратом диаграммы направленности по мощности $g_p^2(\theta)$. Во-вторых, отражающая способность земной поверхности зависит от угла падения $C=90^\circ-\beta$: при увеличении θ и $R = H / \cos \theta$ удельная ЭПР земной поверхности убывает, так как при этом отражение в большей степени становится зеркальным, при котором отражённые сигналы не возвращаются обратно в антенну. Наибольшая мощность сигнала отражается непосредственно площадкой под самолётом, которой соответствует истинная высота полёта. В результате огибающая спектра имеет наибольшую величину на частоте F_{P_0} и медленный спад в области больших частот (наклонных дальностей) - рис. 6,б,в.

4. При полёте над неровной местностью отдельные отражающие элементы с различными высотами входят в освещаемую антенной РВ зону, тогда как другие выходят из этой зоны. Это приводит к тому, что фаза и амплитуда результирующего отражённого сигнала в антенне меняются случайным образом (флуктуируют). Начальные фазы преобразованного сигнала φ_1 и φ_2 также изменяются случайным образом, отдельные пакеты колебаний преобразованного сигнала становятся некогерентными, а спектр перестаёт иметь дискретную структуру и становится сплошным (рис. 6, в). Следовательно, спектр может изменяться в зависимости от характера подстилающей поверхности: при полёте на малой высоте над гладкой поверхностью (взлётно-посадочной полосой) он имеет явно дискретную структуру (рис. 6,б), а при полёте над неровной поверхностью на боль-

шой высоте, когда в освещённую зону попадает большое количество элементов с разными высотами, является сплошным.

Ширину спектра преобразованного сигнала, отражённого от земной поверхности, с учётом выражений (4), (5) и (6), можно ориентировочно оценить по формуле

$$\Delta F \cong \Delta F_0 + \Delta F_H + \Delta F_D = 2F_M + \frac{H}{m_R} \cdot \left(\sec \frac{\theta_0}{2} - 1 \right) + \frac{2V}{\lambda} \cdot \sin \frac{\theta_0}{2}. \quad (7)$$

Оценим на примере влияние рассмотренных причин на ширину спектра. Выберем типовые параметры $F_M = 100$ Гц, $\Delta f_M = 100$ МГц, $\theta_0 = 50^\circ$, $\lambda = 7$ см, $H = 100$ м, $V = 360$ км/ч. Тогда слагаемые по формуле (7) и общая ширина спектра будут соответственно равны:

$$\Delta F = 200 \text{ Гц} + 1490 \text{ Гц} + 600 \text{ Гц} = 2290 \text{ Гц}.$$

Отсюда видно, что конечная ширина диаграммы направленности, протяжённость цели и эффект Допплера оказывают основное влияние на ширину спектра преобразованного сигнала РВ. Наибольшее влияние на ширину спектра оказывает второе слагаемое в формуле (7), которое растёт пропорционально высоте. Поэтому при увеличении высоты ширина спектра будет существенно увеличиваться. Например, при $H = 1000$ м для рассмотренных условий получим

$$\Delta F = 200 \text{ Гц} + 14900 \text{ Гц} + 600 \text{ Гц} = 15700 \text{ Гц} = 15,7 \text{ кГц}.$$

Затягивание огибающей спектра вправо вызывает появление систематической ошибки при измерении высоты, так как при этом средняя частота спектра всегда больше основной частоты F_{P0} . Расширение спектра приводит к увеличению флюктуационной ошибки измерения средней разностной частоты и высоты полёта.

2.4. Дискретная ошибка РВ и минимальная измеряемая дальность

Обычно в РВ при измерении частоты используют метод "счёта нулей", который заключается в подсчёте на определённом отрезке времени числа импульсов, формируемых из преобразованного сигнала (см. подраздел 2.1). Будем определять число импульсов на интервале T_M , поскольку преобразованный сигнал повторяется с периодом модуляции. Пусть на некоторой высоте это число импульсов равно n . Тогда период разностной частоты

$$T_P \cong \frac{T_M}{n}; \quad F_P \cong \frac{n}{T_M} = nF_M. \quad (8)$$

Предположим, что дальность плавно увеличивается. Число импульсов n при этом будет изменяться дискретно, увеличиваясь на один, затем ещё на один и т.д. Величина дискрета при определении числа импульсов $\Delta n = 1$. В соответствии с формулой (8) это приведёт к дискретным отсчётам разностной частоты с величиной дискрета $\Delta F_P = \Delta n F_M = F_M$, что приведёт к дискретным отсчётам дальности через интервал

$$\Delta R = \frac{c}{4\Delta f_M \cdot F_M} \cdot \Delta F_P = \frac{c}{4\Delta f_M}. \quad (9)$$

Ошибку, возникающую вследствие дискретного характера отсчёта дальности (высоты), называют дискретной или постоянной, так как при полёте на постоянной высоте эта ошибка имеет постоянную величину. На рис. 7 изображена зависимость измеренной дальности от истинной при наличии дискретной ошибки.

Минимальное число импульсов, которое может быть определено на интервале T_M , равно одному, т.е. минимальная измеряемая разностная частота

$F_{Pmin} = F_M$, что соответствует минимальной измеряемой дальности

$$R_{min} = \frac{c}{4\Delta f_M \cdot F_M} \cdot F_{Pmin} = \frac{c}{4\Delta f_M}. \quad (10)$$

Мы пояснили принцип возникновения дискретной ошибки и величину минимальной измеряемой дальности на примере определения разностной частоты по методу счёта нулей. Однако природа этого явления более глубокая - она связана с дискретной структурой спектра преобразованного сигнала. В случае дискретной структуры спектра дискретная ошибка имеет место при любом методе измерения частоты.

В практике радиовысотометрии разработаны эффективные методы борьбы с дискретной ошибкой, которые, в основном, сводятся к разрушению дискретной структуры спектра.

Вначале рассмотрим случай, когда самолёт летит над неровной местностью. Ранее мы пришли к выводу, что в этом случае спектр является сплошным, а преобразованный сигнал - некогерентным. Число импульсов, получаемых из преобразованного сигнала, в каждом периоде модуляции будет изменяться случайным образом. При этом дискретная ошибка будет менять знак и величину по случайному закону. Если в измерителе поставить сглаживающую цепь с постоянной времени $\tau \gg T_M$, то ошибка станет усредняться. Результат измерения будет близок к средней высоте полёта.

Аналогичного эффекта можно добиться при полёте над гладкой местностью, если при каждом новом периоде модуляции изменять параметры модуляции Δf или T_M . Тогда отдельные периоды колебаний передатчика будут некогерентными, спектры излучаемого и преобразованного сигналов - сплошными, и дискретная ошибка будет усредняться в сглаживающих цепях. Такой метод применяется в РВ А-034, где за счёт обратной связи в цепи слежения изменяется длительность рабочего хода модуляции. В некоторых РВ производят модуляцию девиации частоты передатчика по периодическому закону (дополнительную модуляцию - рис. 8). Это позволяет изменять величину ΔR и знак дискретной ошибки при полёте над ровной местностью, что также приводит к усреднению дискретной ошибки в сглаживающих цепях измерителя.

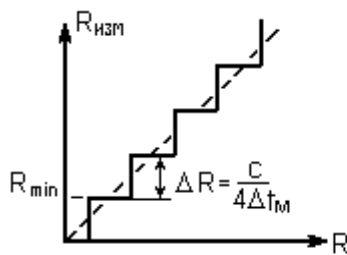


Рис. 7

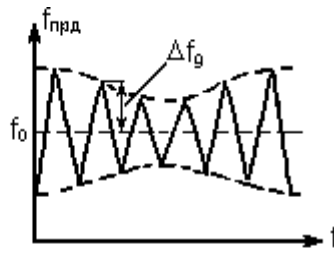


Рис. 8

2.5. Анализаторы спектра и разрешающая способность по дальности

В принципе РЛС с непрерывным ЧМ - сигналом может производить одновременно обнаружение и измерение дальности большого числа целей, однако в этом случае для наблюдения сигналов и измерения дальности необходимо применять анализаторы спектра. Вначале рассмотрим вопрос о разрешающей способности по дальности при частотном методе. Под разрешающей способностью по дальности понимают то минимальное расстояние между двумя целями, имеющими одинаковые угловые координаты, при котором сигналы этих целей могут наблюдаться раздельно. При частотном методе разрешение сигналов производится на частотной оси. Будем считать цели "точечными". Тогда ширина

огibaющей энергетического спектра отражённого сигнала на нулевом уровне равна $4F_M$, а на уровне 0,5 - приблизительно равна $2F_M$. Полагая разрешающую способность по частоте $\delta F \cong 2F_M$, получим потенциальную разрешающую способность по дальности

$$\delta R = \frac{c}{4\Delta f_M \cdot F_M} \cdot 2F_M = \frac{c}{2\Delta f_M}. \quad (11)$$

Реальная разрешающая способность определяется используемым анализатором спектра, который может быть построен по принципу последовательного или параллельного анализа. Последовательный анализатор представляет собой узкополосный фильтр, перестраиваемый по частоте в диапазоне возможных частот (дальностей) преобразованного сигнала (рис. 9,а). На практике обычно перестройка фильтра заменяется перестройкой частоты сигнала.

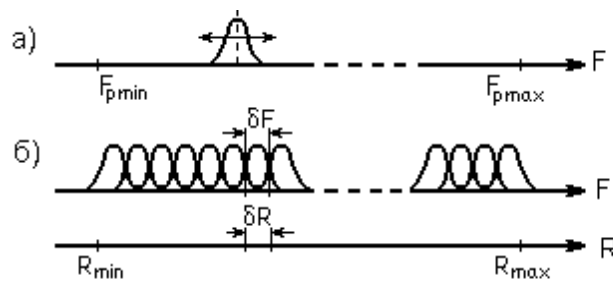


Рис.9

Дальность до цели определяют по частоте настройки фильтра в момент появления сигнала на его выходе. Недостатком последовательного анализа является то, что в течение большей части времени перестройки фильтр оказывается расстроенным относительно частоты сигналов отдельных целей, хотя эти сигналы поступают на его вход. При этом время накопления сигнала в фильтре значительно меньше времени его существования, что приводит к большим потерям энергии сигнала.

Параллельный анализатор спектра представляет набор большого числа узкополосных фильтров, перекрывающих диапазон возможных значений разностной частоты (рис. 9,б). Потерь энергии сигнала в этом случае нет, однако параллельный анализатор является более громоздким по сравнению с последовательным. Разрешающая способность при использовании анализатора спектра определяется полосой пропускания фильтра

$$\delta R = m_R \cdot \Delta F_\Phi \quad (12)$$

Конечно, она не может быть лучше потенциальной разрешающей способности, которая определяется шириной спектра сигнала (11).

2.6. Особенности построения дальномеров с ЧМ-сигналом при измерении дальности до одной цели.

В случае измерения высоты в РВ имеется только один сигнал, отражённый от поверхности земли. При этом факт наличия сигнала заранее известен (если РВ работает исправно). Неизвестна лишь высота или разностная частота сигнала. Ранее было показано, что спектр преобразованного сигнала практически всегда является сплошным (для уменьшения дискретной ошибки при необходимости этого добиваются искусственным путём). Оптимальный приёмник, как известно, является согласованным фильтром. В данном случае согласование сводится к обеспечению совпадения квадрата частотной характеристики фильтра разностной частоты с энергетическим спектром сигнала. В практике радиовысо-

тометрии фильтры разностной частоты строят по принципу несledящих или следящих измерителей дальности.

В случае несledящего измерителя на выходе смесителя в соответствии с оптимальным алгоритмом обработки должен стоять набор фильтров, согласованных со спектром сигнала, перекрывающих весь диапазон изменения F_p в заданном диапазоне высот (параллельный анализатор спектра). Однако обычно для упрощения схемы ставят один широкополосный фильтр – усилитель разностной частоты (УРЧ), полоса пропускания которого перекрывает весь диапазон изменений F_p . Коэффициент усиления такого УРЧ должен возрастать по мере увеличения частоты (высоты), поскольку мощность отражённого сигнала при этом падает.

Рассмотрим этот вопрос подробнее. Величина облучаемой поверхности S и ЭПР земли $S_{\text{Э}}$ по мере увеличения H растут пропорционально H^2 (рис.6,а)

$$S = \pi H^2 \operatorname{tg}^2 \frac{\theta_0}{2}, \quad S_{\text{Э}} = \eta_s S,$$

где η_s - удельная ЭПР поверхности земли.

В соответствии с уравнением дальности мощность отражённого сигнала [1]

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{прд}} \cdot G_A^2 \cdot \lambda^2 \cdot S_{\text{Э}}}{(4\pi)^3 \cdot H^4} = \frac{P_{\text{прд}} \cdot G_A^2 \cdot \lambda^2 \cdot \eta_s \cdot \operatorname{tg}^2 \frac{\theta_0}{2}}{(4\pi)^3 \cdot H^2}, \quad (13)$$

где $P_{\text{прд}}$ - мощность передатчика; G_A - коэффициент усиления антенны; η_s - удельная ЭПР поверхности земли.

Мощность отражённого сигнала на входе приёмника убывает обратно пропорционально H^2 . Поскольку F_p линейно зависит от H , то при увеличении F_p в 2 раза (на октаву) мощность $P_{\text{пр}}$ уменьшится в 4 раза (на 6 дБ). Поэтому коэффициент усиления УРЧ для поддержания постоянного уровня сигнала на выходе должен увеличиваться с увеличением частоты по закону 6 дБ/октава.

Метод выделения преобразованного сигнала с помощью широкополосного УРЧ обладает двумя существенными недостатками: во-первых, такой УРЧ пропускает на выход шумы и помехи в широком диапазоне частот, который во много раз превышает ширину спектра сигнала; во-вторых, вследствие неравномерности АЧХ УРЧ в большей степени усиливает шумы в области высоких частот, что приводит к ошибке измерения в сторону больших высот. При такой схеме для обеспечения необходимой надёжности обнаружения и точности необходимо увеличивать мощность излучаемого сигнала, чтобы обеспечить достаточно большое отношение сигнал/шум.

В РВ, построенных по принципу следящих измерителей, осуществляется автоматическое сопровождение сигнала по частоте (высоте). Для этого используют один фильтр, с помощью которого вначале производят поиск сигнала по частоте и его захват, а затем - слежение. Полоса пропускания фильтра выбирается примерно равной ширине спектра сигнала, что позволяет приблизить схему приёмника к оптимальной и снизить потребную энергию сигнала. Однако при этом необходимо учитывать, что с изменением частоты настройки фильтра (высоты) изменяется ширина спектра сигнала (см. формулу (7)). Поэтому необходимо изменять полосу пропускания фильтра по мере его перестройки или выбирать полосу пропускания с запасом, исходя из спектра сигнала на максимальной высоте. На практике непосредственную перестройку фильтра производить сравнительно сложно, проще производить слежение за частотой сигнала путём перестройки частоты гетеродина. Такой метод широко применяют в схемах АПЧ, а также в РВ с ненулевой промежуточной частотой.

В РВ малых высот с непрерывным ЧМ - сигналом нашёл применение дру-

гой метод слежения. Усиление сигнала производится после смесителя в узкополосном УРЧ (на нулевой промежуточной частоте), который не перестраивается. Его полоса пропускания согласуется с сигналом для одного выбранного значения разностной частоты, а слежение осуществляется путём изменения параметра модуляции сигнала таким образом, чтобы F_{P0} при изменении H поддерживалась постоянной. Тогда при слежении спектр отражённого сигнала будет смещаться на оси частот таким образом, чтобы он всегда выделялся одним и тем же неперестраиваемым фильтром (УРЧ). Для поддержания постоянства F_{P0} при изменении H необходимо обеспечить

$$F_{P0} = \frac{4 \cdot \Delta f_M \cdot F_M}{c} \cdot H = \text{const} . \quad (14)$$

Из формулы (14) следует, что для обеспечения постоянства F_{P0} при слежении за сигналом можно производить изменение Δf_M или F_M обратно пропорционально H

$$\Delta f_M = \frac{K_1}{H}, \quad F_M = \frac{K_2}{H} \quad \text{или} \quad \Delta f_M \cdot F_M = \gamma = \frac{K_3}{H}.$$

Изменение любого параметра модуляции Δf_M или F_M приводит к изменению крутизны модуляции $\gamma = \Delta f_M / T_M$. Поэтому говорят, что слежение в данном случае осуществляется путём изменения наклона модулирующей функции. Для получения сигнала ошибки в следящей системе используют частотный дискриминатор. Поиск сигнала по дальности (частоте) также осуществляют изменением наклона модулирующей функции. Достоинством данного метода является постоянство ширины спектра сигнала независимо от высоты, недостатком - невозможность изменения параметра модуляции в широких пределах, что ограничивается требованиями обеспечения необходимого режима модуляции.

2.7. Влияние движения цели на работу частотного дальномера

До сих пор при изучении частотного дальномера мы считали цель неподвижной. Теперь определим, какое влияние на работу дальномера оказывает движение цели и связанный с этим сдвиг частоты сигнала вследствие эффекта Доплера. В РВ с этим явлением приходится сталкиваться в тех случаях, когда самолёт производит набор высоты или снижение. Для простоты будем считать цель точечной. Это позволит выяснить основные закономерности на сравнительно простой модели. Рассмотрим диаграммы, поясняющие образование разностной частоты в случае движущейся цели (рис. 10), на которых обозначены:

$f_{\text{ПРД}}$ - зависимость частоты сигнала передатчика от времени;

$f'_{\text{ПРМ}}$ - зависимость от времени частоты принимаемого сигнала для неподвижной цели (штриховая линия);

F_{P0} - основная или дальномерная разностная частота, которая пропорциональна дальности до цели и соответствует случаю неподвижной цели;

$F_d = 2 V_R / \lambda$ - доплеровское смещение частоты вследствие движения цели с радиальной скоростью V_R ; при условии $\Delta f_M \ll f_0$, которое всегда выполняется, это смещение можно считать постоянным за период модуляции для всех значений $f_{\text{ПРД}}$;

$f_{\text{ПРМ}} = f'_{\text{ПРМ}} + F_d$ - частота принимаемого сигнала с учётом движения цели.

Вследствие доплеровского сдвига частоты, который будем полагать положительным, вся ломаная линия $f'_{\text{ПРМ}}$ смещается вверх на величину F_d . Далее отдельно рассмотрим два случая. На рис. 10,а представлен случай, когда $F_{P0} > F_d$. Штриховой линией показана зависимость $F_P(t)$ для неподвижной цепи и сплошной - для движущейся.

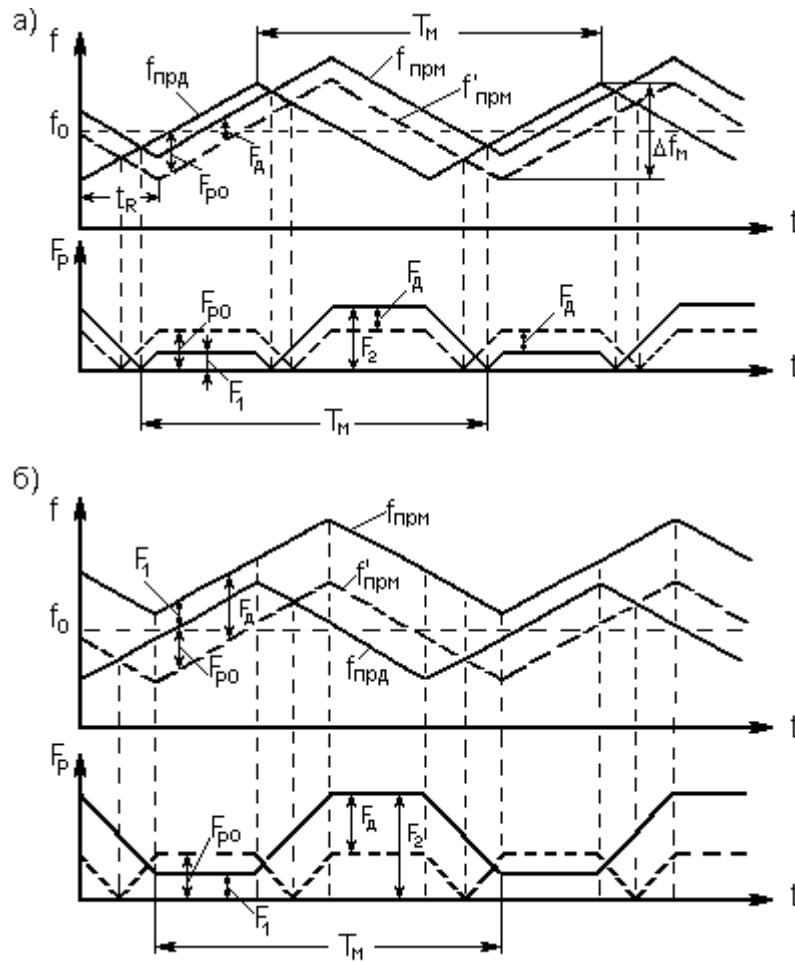


Рис.10

В течение периода модуляции разностная частота убывает до нуля в зонах обращения и принимает постоянные значения F_1 и F_2 , разные для разных полупериодов частоты модуляции. При условии $t_{Rmax} \ll T_M$ можно пренебречь зонами обращения и, поставив схемы стробирования полупериодов, отдельно измерять частоты F_1 и F_2 . Из рис.10,а следует

$$F_1 = F_{P0} - F_D; \quad F_2 = F_{P0} + F_D,$$

откуда получим

$$F_{P0} = \frac{F_1 + F_2}{2}, \quad F_D = \frac{F_2 - F_1}{2}. \quad (15)$$

Теперь рассмотрим случай, когда $F_D > F_{P0}$ (рис. 10,б). При этом разностная частота для движущейся цели (сплошная линия) нигде не достигает нулевого значения, а в зонах обращения изменяется от F_1 до F_2 и наоборот. Из рис. 10,б получим

$$F_1 = F_D - F_{P0}; \quad F_2 = F_D + F_{P0},$$

$$F_{P0} = \frac{F_2 - F_1}{2}, \quad F_D = \frac{F_1 + F_2}{2}. \quad (16)$$

Сравнение формул (15) и (16) показывает, что в двух рассматриваемых случаях выражения для определения F_{P0} и F_D меняются местами. Эти соотношения в принципе позволяют определять дальность и скорость цели одновременно, но при этом надо знать, какое из неравенств выполняется: $F_{P0} > F_D$ или

$F_{P0} < F_d$. Однако на практике это неизвестно. Неоднозначность измерений дальности и скорости (F_{P0} и F_d) получается потому, что в схеме рис.1 определяется лишь модуль разностной частоты и не учитывается её знак, т.е. не учитывается, когда $f_{ПРД} > f_{ПРМ}$, а когда, наоборот, $f_{ПРД} < f_{ПРМ}$. В принципе возможно построить схему дальномера таким образом, чтобы устранить неоднозначность измерения дальности и скорости. Это осуществляют путём многократного гетеродинирования принимаемого сигнала или путём двойной частотной модуляции зондирующего сигнала [3, 4].

В радиовысотомерах обычно не производится непосредственное измерение частоты Допплера F_d , а вертикальную скорость определяют, находя производную от измеренной высоты по времени. При этом параметры высотомера выбирают такими, чтобы всегда обеспечивалось $F_{P0} > F_d$. Тогда будут справедливы формулы (15) и дальномерная разностная частота F_{P0} так же, как и при неподвижной цели, будет определяться как средняя за период модуляции T_M . Наличие вертикальной скорости не скажется на измерении высоты, при этом никаких дополнительных изменений в схеме РВ не потребуется.

Значение радиальной скорости, при которой перестает выполняться неравенство $F_{P0} > F_d$, называют критическим. Из соотношения $F_{P0} = F_d$ и формулы (1) получим

$$\frac{4H \cdot \Delta f_M \cdot F_M}{c} = \frac{2V_{HKP}}{\lambda}; \quad V_{HKP} = \frac{2\lambda \cdot H \cdot \Delta f_M \cdot F_M}{c} = \frac{2H \cdot \Delta f_M \cdot F_M}{f_0}. \quad (17)$$

Из последнего соотношения видно, что V_{HKP} растет пропорционально H . Значение вертикальной скорости должно быть меньше V_{HKP} , что труднее всего обеспечить на малых высотах, так как в этом случае V_{HKP} мала.

2.8. Точность измерения высоты частотным методом

Потенциальная точность измерения времени запаздывания и дальности при любом способе модуляции сигнала определяется известным соотношением [1]

$$\sigma_{t_R} = \frac{1}{q \cdot \Delta f_{эф}}; \quad \sigma_R = \frac{c}{2} \cdot \sigma_{t_R}, \quad (18)$$

где σ_{t_R} и σ_R - среднеквадратические ошибки времени запаздывания и дальности; $q^2 = 2 E_C / N_0$ - энергетическое отношение сигнал/шум на входе приёмника; E_C - энергия сигнала; N_0 - спектральная плотность шума; $\Delta f_{эф}$ - эффективная ширина спектра зондирующего сигнала (не следует путать с шириной спектра преобразованного сигнала).

При больших значениях индекса модуляции $\beta = \Delta f_M / F_M$, что характерно для ЧМ - дальномера, ширина спектра зондирующего сигнала практически равна полосе модуляции Δf_M . Поэтому для увеличения потенциальной точности целесообразно увеличивать Δf_M . Оценим для примера потенциальную точность на малых высотах, при которых отношение сигнал/шум сравнительно велико. Полагая $q = 100$, $\Delta f_M = 100$ МГц, по формулам (18) получим $\sigma_R = 0,015$ м.

В реальных РВ потенциальная точность не достигается по ряду причин, основные из которых следующие.

Дискретная или постоянная ошибка возникает в тех случаях, когда спектр преобразованного сигнала имеет дискретную структуру (см. подраздел 2.4). Эта ошибка на разных высотах может принимать различные значения в пределах дискрета ΔR (формула (5)), но остается неизменной при полёте на постоянной высоте. В этом состоит неприятный характер дискретной ошибки. Поскольку высоты полёта в пределах ΔR равновероятны, то можно полагать, что величина ошибки распределена равномерно в интервале ΔR . Тогда среднеквадратическое

значение дискретной ошибки

$$\sigma_{\Delta R} = \frac{\Delta R}{\sqrt{12}} = \frac{C}{8\sqrt{3} \cdot \Delta f_M} \quad (19)$$

Например, при $\Delta f_M = 100$ МГц, $\sigma_{\Delta R} = 0,072$ м.

Для борьбы с этой ошибкой необходимо применять методы, разрушающие дискретную структуру спектра, что позволяет усреднить ошибку в сглаживающих цепях РВ.

Систематическая ошибка, вызванная асимметрией спектра преобразованного сигнала. В подразделе 2.3 отмечалось, что в реальных условиях спектр преобразованного сигнала является несимметричным (рис.6). Застывание огибающей спектра вправо вызывает появление систематической ошибки, так как при этом средняя частота спектра всегда больше основной частоты F_{P0} . В [1] показано, что величина смещения средней частоты зависит от метода измерения частоты и составляет 3,3... 3,6%. Такую же относительную величину имеет систематическая ошибка измерения высоты. В принципе эту ошибку можно учесть при калибровке. Однако при эволюциях ЛА огибающая спектра и систематическая ошибка изменяются (рис. 11).

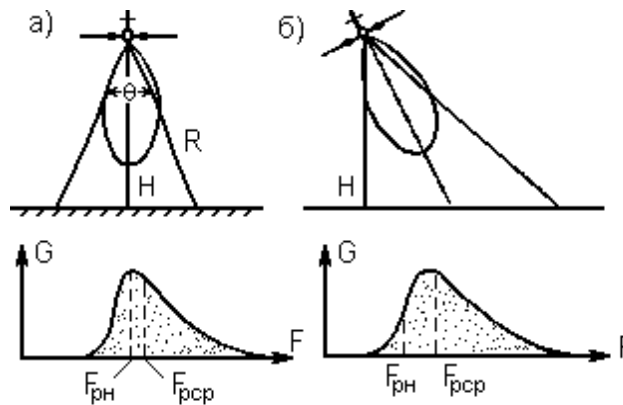


Рис.11

Флюктуационная ошибка измерения частоты (высоты) возникает из-за шумоподобной структуры спектра преобразованного сигнала. Среднеквадратические ошибки измерения средней разностной частоты и высоты за счёт случайного характера преобразованного сигнала при достаточно большом отношении сигнал/шум определяются формулами [1]

$$\sigma_F = K \sqrt{\frac{\Delta F_{\text{эф}}}{T}}, \quad \sigma_R = m_R \cdot \sigma_F, \quad (20)$$

где $\Delta F_{\text{эф}}$ - эффективная ширина спектра преобразованного сигнала; T - время усреднения при измерении; $K = 0,1 - 0,7$ - коэффициент, зависящий от метода измерения частоты.

В подразделе 2.3 при оценке ширины спектра мы получили $\Delta F_{\text{эф}} = 2290$ Гц при $H = 100$ м. Для условий этого примера при $T = 0,5$ с и $K = 0,3$ получим флюктуационную ошибку $\sigma_R = 0,15$ м. Для уменьшения флюктуационной ошибки целесообразно увеличивать время усреднения T , однако при этом увеличивается инерционность РВ как измерительного прибора, что приводит к возрастанию динамических ошибок при эволюциях ЛА. Поэтому существует некоторое оптимальное значение T , которое обычно лежит в пределах 0,1 - 1 с.

При наличии вертикальной скорости ЛА на малых высотах может возникать ошибка из-за влияния эффекта Доплера на частотный метод (см. подраздел 2.7)

Эту ошибку также называют динамической. Для борьбы с этой ошибкой необходимо выбирать параметры РВ таким образом, чтобы вертикальная скорость не могла превысить критическое значение по формуле (17). На практике это условие выполняют с запасом и обеспечивают требование

$$F_{\text{дmax}} \leq 0,1 F_{\text{P0min}},$$

где F_{P0min} - разностная частота, соответствующая минимальной высоте H_{min} , при которой возможен полёт с вертикальной скоростью V_{Hmax} ; $F_{\text{дmax}}$ - частота Доплера, соответствующая V_{Hmax} .

Выбором параметров РВ динамическая ошибка из-за влияния эффекта Доплера может быть сведена до 1 — 2% от H_{min} [1].

Как и всякий измерительный прибор, РВ имеет свои аппаратурные или инструментальные погрешности. Они обусловлены неидеальностью характеристик отдельных блоков, а также условиями их размещения. Наиболее характерными причинами возникновения аппаратурных ошибок является паразитная амплитудная модуляция излучаемого сигнала, влияние вибраций, вызывающих низкочастотную модуляцию шумов передатчика, проникновение прямого сигнала передатчика в приёмник из-за неполной развязки приёмной и передающей антенн, уход параметров модуляции сигнала, ошибки измерителя частоты.

Для обеспечения необходимой развязки приёмной и передающей антенн, их обычно располагают в разных местах ЛА на расстоянии нескольких метров друг от друга. При этом на малых высотах возникает "ошибка гипотенузы" (рис. 12,а) в связи с отличием средней длины пути отражённого сигнала от удвоенной высоты. Может возникать также ошибка за счёт многократного отражения сигналов от земли и поверхности ЛА (рис. 12,б). При разработке аппаратуры применяют специальные методы уменьшения перечисленных инструментальных ошибок. Сравнительный анализ ошибок РВ, вызванных различными факторами,

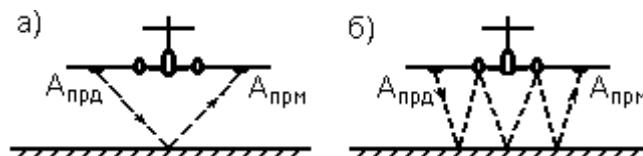


Рис.12

показывает, что наибольшее влияние на результирующую ошибку оказывают флуктуационные и аппаратурные погрешности. В современных РВ на минимальных высотах максимальная ошибка не превышает величину

$$\Delta H_0 = \pm (0,3 - 0,9) \text{ м.}$$

С ростом высоты ошибка возрастает

$$\Delta H = \pm kH \quad \text{при } H > |\Delta H_0| / k,$$

где $k = 0,02 - 0,05$ - постоянный коэффициент.

2.9. Выбор параметров радиовысотомера.

Основными параметрами РВ с ЧМ - сигналом являются несущая частота f_0 , полоса модуляций частоты Δf_M и частота модуляции F_M .

Ранее было показано, что минимальная измеряемая высота, дискретная ошибка и потенциальная ошибка измерения высоты убывают при увеличении Δf_M (см. формулы (9),(10),(18)). Поэтому целесообразно увеличивать Δf_M . Но одновременно надо увеличивать и f_0 для выполнения условия $\Delta f_M \ll f_0$ (см. подраздел 2.1), так как в противном случае возникает паразитная амплитудная модуляция, которая приводит к аппаратурным ошибкам. Вместе с тем, при увеличении f_0 уменьшается критическая скорость (см. формулу (17)) и возрастает связанная с

этим динамическая ошибка - вследствие эффекта Доплера. Поэтому значения Δf_M и f_0 выбирают из компромиссных соображений при заданных параметрах ЛА. Обычно эти значения варьируются в пределах $\Delta f_M = 50 - 200$ МГц, $f_0 = 2000 - 5000$ МГц (соответственно $\lambda = 15 - 6$ см). Заметим, что при увеличении f_0 уменьшаются потребные габариты антенн для формирования заданной диаграммы направленности. Это также влияет на выбор f_0 .

Известно, что при излучении модулированного сигнала однозначное измерение времени запаздывания производится при условии $t_{Rmax} \leq T_M$. Иначе становится неизвестным, от начала какого периода зондирующего сигнала отсчитывать время запаздывания и возникает неоднозначность измерения. В рассматриваемом случае модуляции по линейно-ломаному закону и определения разностной частоты без учёта знака (по модулю) исследование зависимости F_P от t_R показывает, что условие однозначности измерения сводится к неравенству $t_{Rmax} \leq T_M / 2$ (рис. 13).

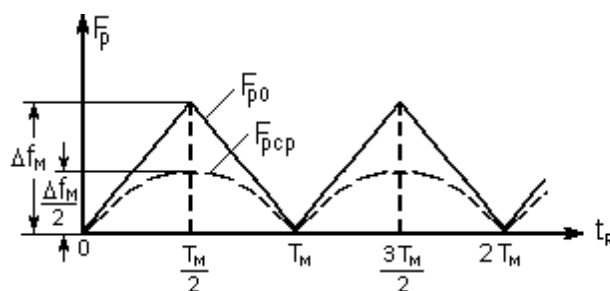


Рис.13

На практике, как уже отмечалось в подразделе 2.1 для обеспечения $F_{Pcp} \cong F_{P0}$, F_M выбирают из условия $t_{Rmax} \ll T_M$. Обычно полагают $t_{Rmax} < 0,01 T_M / 2$, откуда $F_M < 0,01 c / 4 R_{max}$. При $R_{max} = 1500$ м получим $F_M < 500$ Гц. В практических схемах выбирают $F_M = 100 - 200$ Гц.

2.10. Типовой самолётный радиовысотомер малых высот

РВ малых высот предназначен для использования в системах автоматической посадки самолётов по категории III ICAO (Международной организации гражданской авиации) и служит для измерения истинной высоты полёта и скорости её изменения. РВ выдаёт экипажу, в систему автоматической посадки и другие бортовые системы следующую информацию:

- данные о текущей высоте, наблюдаемые визуально на одном, двух или трёх указателях высоты в диапазоне 0 - 1500 м или 0 - 750 м (в зависимости от литеры);
- данные о текущей высоте по автоматическому выходу в виде напряжения положительной полярности : а) прямо пропорционального высоте; б) прямо пропорционального высоте в диапазоне 0 — 150 м и изменяющегося по квазилогарифмическому закону в диапазоне 150 — 1500 м;
- данные о скорости изменения высоты;
- три разовые сигнала о полёте ниже заранее установленных высот;
- сигнал "Исправность" при исправной работе приборов РВ;
- сигнал "Предупреждение" при отсутствии радиолокационного контакта с землёй;
- флажковую сигнализацию на указателе высоты при возникновении неисправности в приборах РВ;
- сигнал "Высота пр. — нпр." (превышена или не превышена) при полёте самолёта ниже высоты, заранее установленной перемещением индекса на ука-

зателе высоты.

В состав аппаратуры РВ входят приёмопередатчик, две антенны, индикаторы (от одного до трёх, количество и тип определяются комплектностью поставки), рама амортизационная, приставка звуковой сигнализации, комплект кабелей.

Типовые технические характеристики радиовысотомера .

1. Тип РВ - РЛС с непрерывным излучением ЧМ – сигнала.
2. Диапазон измеряемых высот - от 0 до 1500 м.
3. Погрешность измерения высоты для 95% измерений:
 - а) по автоматическому выходу
 - $\pm 0,45$ м в диапазоне высот от 0 до 30 м;
 - $\pm 0.02H$ - от 30 до 150 м;
 - $\pm 0,05 H$ - от 150 до 1500 м.
 - б) по указателю высоты
 - $\pm 0,85$ м в диапазоне высот от 0 до 10 м;
 - $\pm (0,45м + 0.04H)$ - от 10 до 30 м;
 - $\pm 0.06H$ - от 30 до 50 м;
 - $\pm 0,09H$ – от 150 до 1500 м.
4. Постоянная времени, не более:
 - по автоматическое выходу 0,1с, по указателю высоты 0,5 с.
5. Диапазон измерения вертикальной скорости: ± 50 м/с.
6. Погрешность измерения вертикальной скорости:
 - $\pm (0,45 + 0.01H + 0.1V_H)$ м/с - в диапазоне скоростей ± 5 м/с при высотах 0-30м;
 - $\pm (0,6+0,01 H + 0, 1 V_H)$ м/с - в диапазоне скоростей ± 50 м/с при высотах 30 -1500 м.
7. Достоверность результатов контроля технического состояния РВ - 0,999.
8. Диапазон частот излучаемого сигнала - от 4200 до 4400 МГц.
9. Излучаемая мощность, не более 0,1 Вт.
10. Остаточная высота (высота установки антенн) $8,5 \pm 0,1$ м.
11. Тип антенн - рупорные, коэффициент усиления - не менее 10, ширина диаграммы направленности $45^\circ \pm 5^\circ$.
12. Потребляемая мощность: по сети 115 В , 400 Гц - не более 70 ВА; по сети постоянного тока 27 В - не более 10 ВА;
13. Масса с высокочастотными кабелями - не более 11,4 кг.
14. Расчётное время наработки на отказ 200 ч.
15. Время непрерывной работы 6 ч.

Все блоки и узлы прибора приёмопередатчика выполняются на микросхемах, транзисторных и диодных матрицах, дискретных транзисторах и диодах.

2.11. Принцип действия радиовысотомера по функциональной схеме

В основу измерения высоты положен принцип следящего измерителя с постоянной частотой преобразованного сигнала $F_{P0} = 30$ кГц . На рис.14 сплошной линией показан закон изменения частоты сигнала передатчика, штриховой - приёмника. Частоты f_1 и f_2 поддерживаются постоянными, что обеспечивает постоянство полосы модуляции частоты Δf_M . В процессе слежения изменяется время модуляции t_M или длительность рабочего хода модуляции (в данном случае оно не равно периоду модуляции). Из рис. 14 видно, что при $F_{P0} = \text{const}$ (и $\Delta f_M = \text{const}$) время запаздывания сигнала $t_H = 2H/c$ пропорционально t_M . Используя подобие треугольников, получим

$$\frac{t_H}{t_M} = \frac{F_{P0}}{\Delta f_M}; \quad H = \frac{c \cdot F_{P0}}{2 \cdot \Delta f_M} \cdot t_M; \quad H_{\text{ист}} = H - H_0, \quad (21)$$

где $H_{\text{ист}}$ и H_0 - истинная и остаточная высоты.

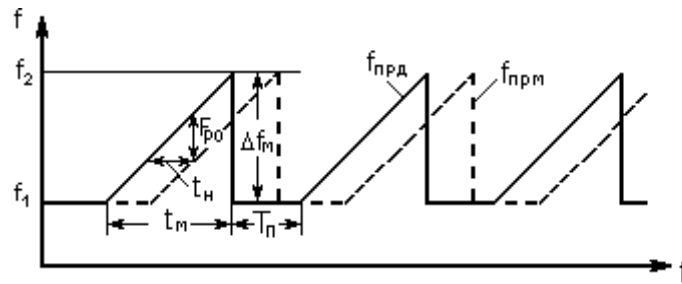


Рис.14

Для обеспечения необходимой точности измерения высоты и контроля работоспособности РВ применяется периодическое чередование режимов его работы по командам специального программного устройства (рис.15).

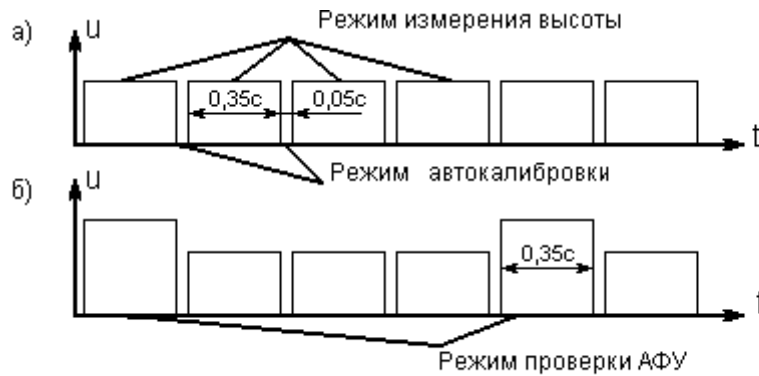


Рис.15

При наличии отражённого от земли сигнала РВ периодически переключается в два режима работы: режим измерения высоты и режим автокалибровки (рис. 15,а). В режиме автокалибровки производится автоматическая подстройка полосы модуляции Δf_M таким образом, чтобы обеспечить необходимую точность измерения времени запаздывания сигнала (высоты) по эталонной линии задержки. Если мощность отражённого сигнала становится недостаточной для нормальной работы РВ, к двум указанным режимам добавляется ещё один - режим проверки АФУ (антенно-фидерного устройства). Этот режим включается автоматически через 1с после потери сигнала и предназначен для контроля технического состояния АФУ, при отсутствии сигнала он повторяется с интервалом, примерно равным 1,2 с (рис. 15,б).

Принцип действия РВ поясняется упрощённой функциональной схемой, представленной в Приложении 1. ЧМ-сигнал передатчика через устройство деления мощности, переключатель СВЧ и ВЧ-вентиль поступает в передающую антенну и излучается в направлении земли. Отражённый сигнал приходит в приёмную антенну и через ВЧ-вентиль подаётся в смеситель. Одновременно на второй вход смесителя через устройство деления мощности поступает в качестве гетеродинного сигнал передатчика. В смесителе образуется сигнал разностной частоты (частоты биений), который выделяется с помощью УНЧ. С выхода УНЧ преобразованный сигнал поступает на следящий и контрольный дискриминаторы, а также на схему контроля УНЧ. Следящий дискриминатор используется в режиме слежения и вырабатывает сигнал ошибки при отклонении частоты

преобразованного сигнала от $F_{P0} = 30$ кГц в соответствии с дискриминационной характеристикой рис.16,а.

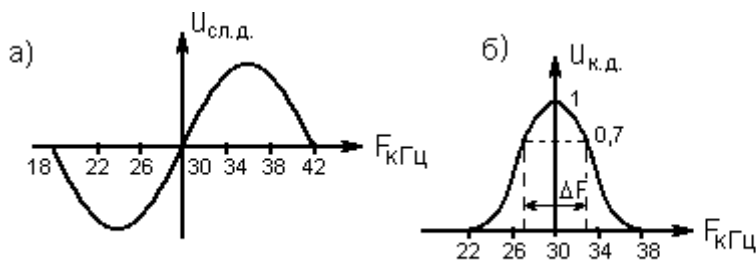


Рис.16

Контрольный дискриминатор имеет максимум АЧХ на частоте 30 кГц и используется для управления работой схемы поиска и захвата (рис. 16,б).

Сигнал с выхода контрольного дискриминатора поступает на накопитель и сравнивается с порогом захвата. Если его значение меньше порога, то автоматически запускается схема поиска сигнала. Блок поиска и захвата вырабатывает напряжение управления, которое используется для заряда конденсатора интегратора модулятора. В результате наклон пилы модулирующего напряжения изменяется таким образом, что время модуляции t_M прямо пропорционально напряжению управления. В режиме поиска это напряжение изменяется по пилообразному закону с периодом, примерно равным 200 мс, при этом t_M непрерывно изменяется (рис.17).

Если отражённый от земли сигнал поступает на вход приёмника, то при некотором значении t_M частота преобразованного сигнала будет соответствовать частоте настройки контрольного дискриминатора и напряжение на выходе накопителя превысит порог захвата. При этом сработает триггер захвата и РВ перейдёт в режим слежения. Примерно через 15 мс вырабатывается импульс "разрешение", который используется в программном устройстве для формирования импульсов "разрешение измерения" и "разрешение калибровки". Задержка 15 мс необходима для окончания переходных процессов в контуре слежения после захвата сигнала на сопровождение,

Контур, поддерживающий постоянной частоту преобразованного сигнала, включает передатчик, область распространения радиоволн от самолёта до земли и обратно, смеситель, УНЧ, следящий дискриминатор, интегратор сигнала ошибки, схему коррекции и модулятор. Разностная частота поддерживается постоянной следующим образом. При отклонении частоты преобразованного сигнала от $F_{P0} = 30$ кГц следящий дискриминатор выдает напряжение сигнала ошибки, которое поступает на интегратор, накапливающий сигнал ошибки и вырабатывающий напряжение, монотонно связанное с измеряемой высотой. В момент начала сопровождения напряжение интегратора соответствует той высоте, на которой произошёл захват сигнала. Интегратор определяет также фильтрующие свойства кольца слежения, которое является следящей системой первого порядка,

Сигнал с интегратора поступает на схему коррекции. Коэффициент передачи этой схемы в зависимости от напряжения интегратора U изменяется по формуле

$$k = A e^{-\alpha U},$$

где A , α - постоянные коэффициенты.

Схема коррекции позволяет компенсировать зависимость коэффициента усиления в петле обратной связи от высоты, что улучшает динамические свойства РВ.

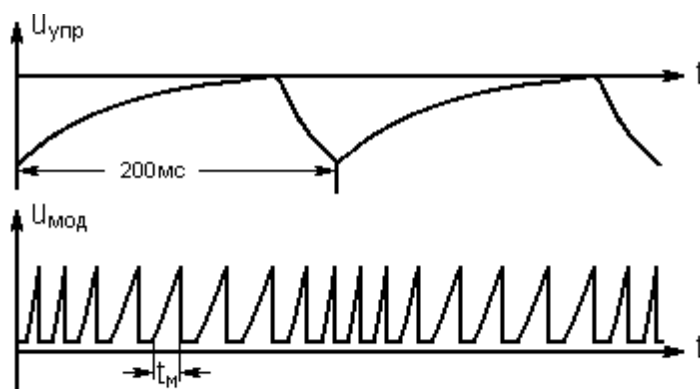


Рис.17

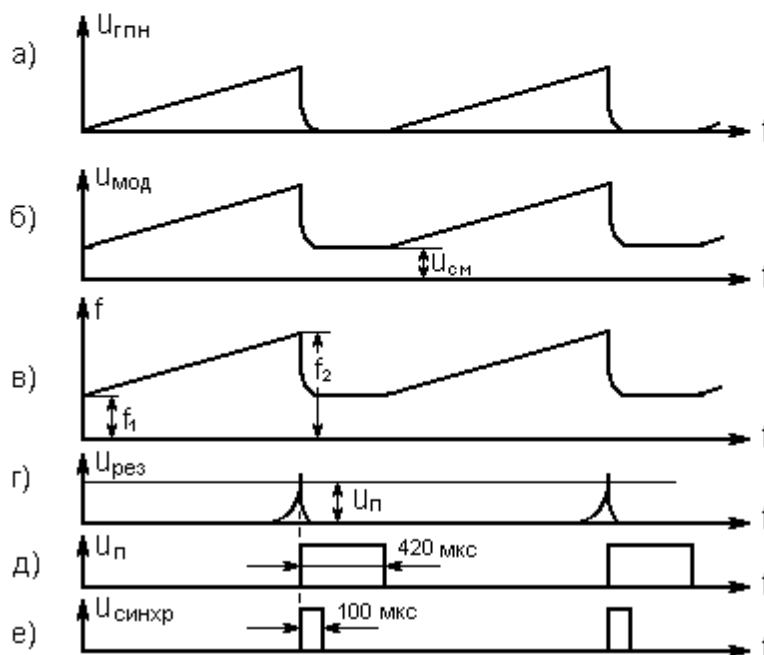


Рис.18

В результате действия обратной связи в контуре слежения напряжение управления на выходе схемы коррекции в режиме слежения устанавливается пропорциональным высоте. Одновременно напряжение управления используется для регулировки коэффициента усиления УНЧ с помощью формирователя регулирующего напряжения. Это необходимо в связи с тем, что мощность отражённого сигнала изменяется обратно пропорционально квадрату высоты, (см. формулу (13)), а амплитуда - обратно пропорционально высоте. Поэтому для поддержания постоянным уровня сигнала на выходе УНЧ его коэффициент усиления автоматически регулируется пропорционально высоте.

Рассмотрим в динамике формирование модулирующего напряжения и периода модуляции зондирующего сигнала. В момент включения РВ (в режиме поиска) и после окончания очередного периода модуляции конденсатор интегратора модулятора начинает заряжаться под действием напряжения управления. Напряжение модулятора $U_{\text{мод}}$ складывается в суммирующем усилителе из напряжения интегратора $U_{\text{гпн}}$ (рис. 18,а) и напряжения смещения $U_{\text{см}}$, вырабатываемого устройством автокалибровки (рис.18,б). Под действием $U_{\text{мод}}$ частота

передатчика линейно растет от начального значения f_1 , определяемого устройством автокалибровки, до частоты настройки объёмного резонатора f_2 (рис. 18,в). Когда частота передатчика достигает значения f_2 , на выходе объёмного резонатора появляется сигнал, который детектируется и подаётся на схему сравнения с порогом (рис. 18,г). В момент превышения порога этот сигнал запускает формирователь импульсов, с помощью которого вырабатываются импульсы паузы и синхронизации (рис. 18, д,е.). Под действием импульса паузы происходит разряд конденсатора, а после окончания паузы начинается новый период работы РВ. Следовательно, период модуляции

$$T_M = t_M + T_{\Pi},$$

где t_M - время модуляции; $T_{\Pi} = 420$ мкс - длительность паузы.

По формулам (21) при $F_{P0} = 30$ кГц и $\Delta f_M = 200$ МГц получим, что при $H = 1,5$ м $t_M = 67$ мкс, а при $H = 1500$ м $t_M = 67$ мс. Импульсы синхронизации подаются в программное устройство и на измерители периода модуляции.

Измерение высоты производится только в режиме слежения. Для удобства технической реализации вместо t_M измеряется период модуляции T_M , а постоянная составляющая T_{Π} учитывается при калибровке. Измерение T_M производится в линейном и нелинейном периодомерах, преобразующих T_M в напряжение постоянного тока по линейному и линейно-логарифмическому законам (по логарифмическому закону - при высотах более 150 м). Напряжения с периодометров подаются на указатель высоты (с нелинейного периодомера), бортовым потребителям информации о высоте, в устройства формирования сигналов вертикальной скорости и разовых сигналов о полёте ниже установленных высот. Информация о вертикальной скорости образуется путём дифференцирования высоты: $V_H = \dot{H}$. Для этого напряжение с линейного периодомера подаётся на дифференцирующий усилитель в схеме формирования сигнала \dot{H} . Разовые сигналы выдаются при пролёте сверху вниз заданных высот в результате сравнения напряжения нелинейного периодомера с устанавливаемыми опорными напряжениями.

Для уменьшения инструментальной погрешности, возникающей из-за нестабильности параметров контура слежения, в РВ применяется устройство автокалибровки. Для этого периодически сигнал с передатчика подаётся на вход приёмника через эталонную линию задержки ЛЗ-2. Во время калибровки сигналы антенной передатчика не излучаются. Для переключений используется переключатель СВЧ, управляемый импульсами с выхода схемы формирования сигналов управления. В режиме автокалибровки начинается поиск сигнала, захват и слежение за ним. В результате измеряется длительность времени модуляции t_M , соответствующая эквивалентной высоте, определяемой ЛЗ-2. Величина t_M сравнивается с заранее известным значением и в случае их расхождения вносятся необходимая поправка. Посредством изменения f_1 устанавливается Δf_M , соответствующая эталонному значению $t_M = T_{\Sigma}$

$$\Delta f_M = \frac{F_{P0}}{t_{ЛЗ}} \cdot T_{\Sigma},$$

где $t_{ЛЗ}$ - время задержки в ЛЗ-2, $F_{P0} = 30$ кГц.

Программное устройство задаёт периодичность режимов работы РВ. Для этого оно вырабатывает управляющие сигналы, поступающие в различные блоки. Последовательность переходов РВ в разные режимы работы поясняется рис. 19.

Схема формирования импульсов калибровки вырабатывает сигналы, определяющие ритм переходов РВ из режима измерения высоты в режим автокалибровки (рис. 19,б). Моменты переходов в эти режимы привязываются к моментам окончания времени модуляции. Для этого используются импульсы син-

хронизации из блока модулятора (рис. 19,а). Импульсы калибровки подаются на схему формирования сигналов управления переключателем СВЧ и принудительно переводят схему поиска и захвата в режим поиска. В моменты начала и окончания импульсов калибровки опрокидывается триггер поиска (рис.19, в) в блоке поиска и захвата и происходит разряд накопителя сигналов (рис.19, г). После окончания разряда триггер поиска возвращается в исходное состояние, и схема переходит в режим поиска и накопления сигналов. В момент превышения накопленным сигналом порогового напряжения $U_{п}$ срабатывает триггер захвата (рис. 19, д). С задержкой 15 мс, необходимой для окончания переходных процессов в контуре слежения, в блоке поиска и захвата вырабатывается импульс "Разрешение", поступающий в программное устройство (рис. 19,е). С задержкой 15 мс, необходимой для окончания переходных процессов в контуре слежения, в блоке поиска и захвата вырабатывается импульс "Разрешение", поступающий в программное устройство (рис. 19,е).

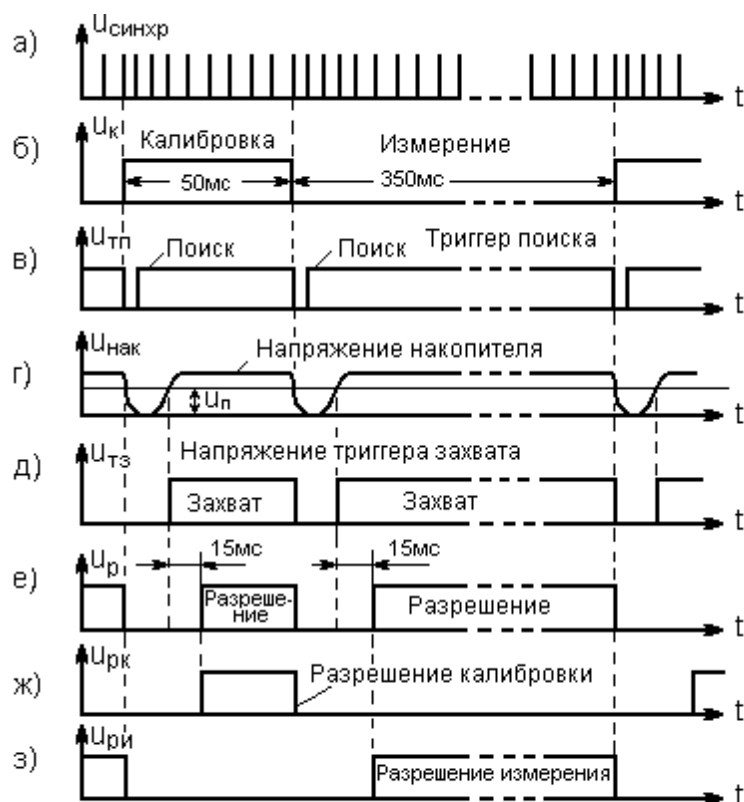


Рис.19

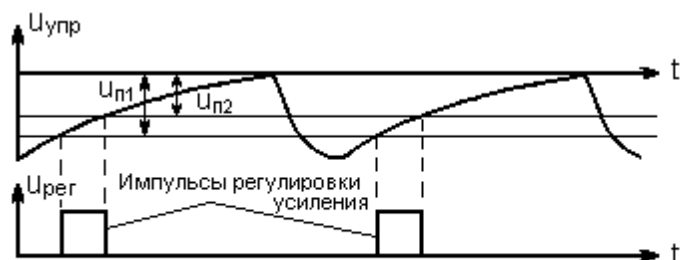


Рис.20

При поступлении сигнала "Разрешение" в режиме калибровки программное устройство выдает сигнал "Разрешение калибровки" (рис. 19, ж), который служит для переключения устройства автокалибровки из режима запоминания ранее полученного напряжения смещения $U_{см}$ (рис. 18,б) в режим калибровки. При поступлении импульса "Разрешение" в режиме измерения программное устройство вырабатывает сигнал "Разрешение измерения" (рис.19, з), который служит для переключения периодометров из режима запоминания ранее измеренной высоты

в режим измерения. Программное устройство вырабатывает также импульсы ограничения длительности модуляции, которые принудительно запускают схему формирования импульсов паузы и синхронизации в блоке модулятора, если эти импульсы не поступают в течение 40 мс. Это позволяет ограничить длительность периода модуляции и выходное напряжение периодометров при включении РВ, что необходимо для нормальной работы схемы контроля.

Если не происходит захват сигналов, отражённых от земной поверхности, то программное устройство вырабатывает импульсы "Проверка АФУ". Схема формирования этих импульсов представляет собой реле времени, которое срабатывает примерно через 1с после исчезновения сигналов "Разрешение измерения". Импульсы "Проверка АФУ" длительностью 350 мс вырабатываются вместо одного из импульсов, переводящих РВ в режим измерения, и повторяются примерно через 1,2с, пока не произойдет захват сигнала.

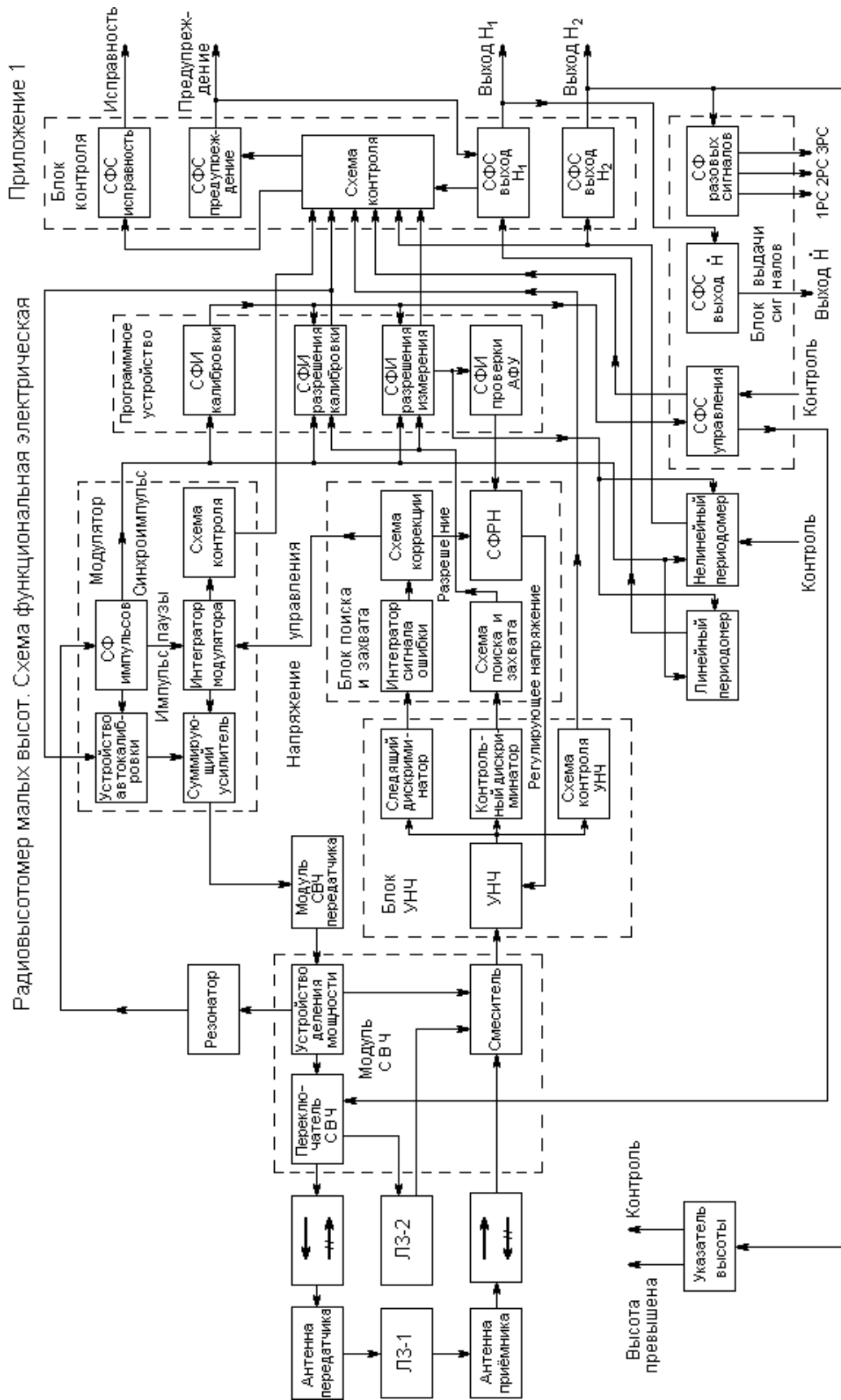
Сущность проверки АФУ сводится к следующему. Передающая и приёмная антенны связаны дополнительным кабелем ЛЗ-1, затухание которого настолько велико, что приходящие через ЛЗ-1 сигналы в обычном режиме не воспринимаются приёмным устройством. При отсутствии захвата, в режиме поиска напряжение управления изменяется по пилообразному закону. В режиме "Проверка АФУ" это напряжение сравнивается с двумя порогами, промежуток между которыми соответствует поиску сигнала на средней высоте, для которой время запаздывания равно времени прохождения сигнала через высокочастотные кабели антенн и ЛЗ-1 (рис.20). В результате сравнения напряжения управления с порогами вырабатывается импульс, увеличивающий усиление УНЧ на 12-14 дБ. Если произойдет захват сигнала, прошедшего ЛЗ-1, схема контроля принимает решение, что РВ исправен, но выдаёт сигнал "Предупреждение", что говорит о потере радиолокационного контакта с землей. Типичной ситуацией, приводящей к выдаче таких сигналов, является полёт на высотах, превышающих 1500 м, когда мощность отражённого сигнала мала для его захвата на сопровождение. Если захвата сигнала не произошло, то принимается решение, что РВ неисправен и при этом снимается сигнал "Исправность".

С помощью блока контроля в РВ осуществляется всесторонняя автоматическая проверка его работоспособности. С этой целью производится автоконтроль следующих цепей и блоков:

- высокочастотных переключателей;
- срабатываний схем поиска и захвата при автокалибровке и измерении высоты;
- параметров элементов кольца слежения и схемы автокалибровки;
- выходных напряжений периодометров;
- напряжения схемы контроля УНЧ;
- диапазона рабочих частот передатчика (с помощью объёмного резонатора);
- антенно-фидерного устройства (проверка АФУ).

Кроме того, для контроля работоспособности РВ дополнительно применяется режим "Контроль" (нажатием кнопки "Контроль" на указателе высоты). При этом РВ переключается на измерение высоты по встроенной ЛЗ-2. Одновременно изменяется коэффициент передачи нелинейного периодометра с целью удобства отсчёта результата измерения по шкале указателя высоты. При исправной работе РВ стрелка должна быть в секторе от 15 до 20 м. Эта высота не соответствует истинной высоте полёта, поэтому выдаётся также сигнал "Предупреждение".

Приложение 1



Библиографический список

1. Никитин Г.И. Радиолокационные системы измерения координат и авто-сопровождения целей: Учеб. Пособие. ЛИАП, .Л., 1978.
2. Васильев В.Г. Допплеровский измеритель скорости и угла сноса: Лабо-раторная работа. ЛИАП, .Л., 1975.
3. Маковецкий П.В. Радиотехнические методы измерения скорости. ЛИАП, .Л., 1968.
4. Веницкий А.С. Автономные радиосистемы: Учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1986.

Оглавление

1. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ПОДГОТОВКЕ К РАБОТЕ	2
2. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ	2
2.1. Частотный метод измерения дальности.....	2
2.2. Структура преобразованного сигнала	5
2.3. Спектр частот преобразованного сигнала	6
2.4. Дискретная ошибка РВ и минимальная измеряемая дальность	9
2.5. Анализаторы спектра и разрешающая способность по дальности	10
2.6. Особенности построения дальномеров с ЧМ-сигналом при измерении дальности до одной цели.....	11
2.7. Влияние движения цели на работу частотного дальномера.....	13
2.8. Точность измерения высоты частотным методом	15
2.9. Выбор параметров радиовысотомера.	17
2.10. Типовой самолётный радиовысотомер малых высот.....	18
2.11. Принцип действия радиовысотомера по функциональной схеме	19
Приложение 1	26
Библиографический список	27