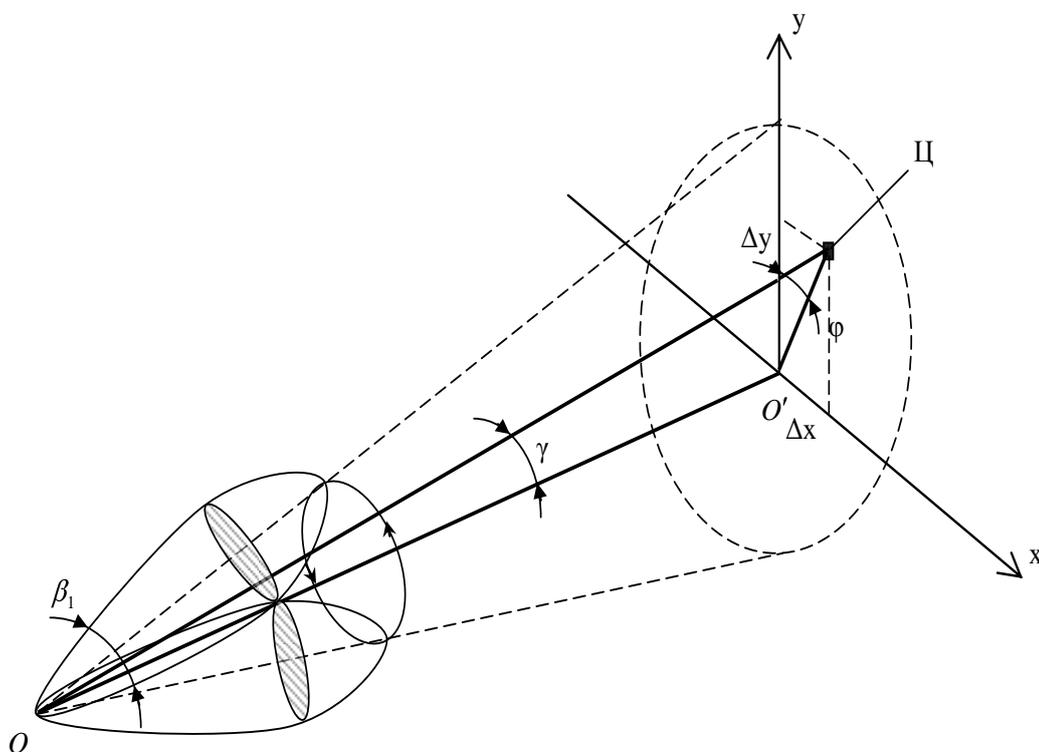


Лебедько Е.Г.

СИСТЕМЫ ОПТИЧЕСКОЙ ЛОКАЦИИ

Часть 3



Санкт-Петербург
2013

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

**САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ, МЕХАНИКИ И ОПТИКИ**

Лебедевко Евгений Георгиевич

СИСТЕМЫ ОПТИЧЕСКОЙ ЛОКАЦИИ

Часть 3

Учебное пособие



**Санкт-Петербург
2013**

Лебедевко Е.Г. Системы оптической локации, часть 3. Учебное пособие для вузов. – СПб: НИУ ИТМО, 2013. – 110с.

В третьей части учебного пособия излагаются теоретические положения оптических локационных систем с инерционными приемниками, Рассматривается влияние временного формирования излучения на обнаружение и оценку информационных параметров принимаемых сигналов, приводятся энергетический и точностной расчеты оптических локаторов.

Учебное пособие предназначено для студентов по направлению подготовки бакалавров и магистров 200400 – «Оптехника» и по специальности 200401 - "Электронные и оптико-электронные приборы и системы специального назначения".

Рекомендовано Учебно-методическим объединением вузов Российской Федерации по образованию в области приборостроения и оптехники для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению подготовки 200400 – Оптехника и по специальности 200401 - Электронные и оптико-электронные приборы и системы специального назначения, протокол № 3 от 22.04.2013



В 2009 году Университет стал победителем многоэтапного конкурса, в результате которого определены 12 ведущих университетов России, которым присвоена категория «Национальный исследовательский университет». Министерством образования и науки Российской Федерации была утверждена программа его развития на 2009–2018 годы. В 2011 году Университет получил наименование «Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики»

© Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики, 2013

©Е.Г. Лебедевко, 2013

Содержание

6 Принципы построения систем оптической локации	5
6.1 Системы ближней оптической локации.....	5
6.1.1 Неконтактные импульсные оптические взрыватели	5
6.1.2 Принцип шумовой синхронизации излучения в системах ближней оптической локации	13
6.2 Импульсные оптические дальномеры.....	25
6.3 Высотомеры малых высот	39
6.4 Повышение точности импульсных оптических дальномеров.....	49
6.5 Измерение наклонной дальности	53
6.6 Моноимпульсные оптические локационные системы оперативного определения структуры облучаемой поверхности	60
6.7 Импульсные координаторы цели.....	72
6.7.1 Линейный импульсный одноканальный координатор цели.....	73
6.7.2 Линейные импульсные многоканальные координаторы цели	77
6.7.3 Релейные координаторы цели.....	87
В представленной схеме на выходе схемы предпочтения (СП) появится прямоугольный импульс только в том канале, в котором наибольшая величина сигнала. Далее идет работа в релейном режиме и не требуется зона нечувствительности.....	90
6.8 Измерение радиальной скорости цели	90
6.9 Импульсные локаторы с оптическим гетеродинированием	93
Литература	99

6 Принципы построения систем оптической локации

В настоящей главе рассматриваются принципы построения таких оптических локационных систем как системы ближней локации, импульсные дальномеры, системы измерения наклонной дальности, моноимпульсная локационная система оперативного анализа рельефа поверхности, релейные и линейные координаторы целей, измерители радиальной скорости. При этом основное внимание уделяется бортовым локационным системам, в которых имеют место рассмотренные выше такие специфические особенности, как инерционный прием и влияние временного формирования излучения на условия обнаружения и погрешность оценки информационных параметров.

6.1 Системы ближней оптической локации

Под системами ближней оптической локации будем понимать такие локационные системы, в которых временной интервал, соответствующий дистанции распространения излучения до цели сопоставим, либо немного больше длительности импульса излучения. К таким системам можно отнести неконтактные импульсные оптические взрыватели, датчики препятствий, системы ближней навигации робототехнических систем, в которых наряду с обнаружением препятствия осуществляется определение расстояния до него, а в некоторых и определение углового положения препятствия.

Системы ближней оптической локации - бортовые приборы, к которым предъявляются жесткие требования по энергопотреблению при минимальных габаритно-весовых характеристиках. Эти приборы должны работать в сложных атмосферных условиях (туман, дождь, задымление, входение в облачность), когда в отсутствие цели необходимо бороться с помехами обратного рассеяния при отсутствии априорной информации о характеристиках этих помех и невозможности использования временного стробирования. Кроме этого в процессе работы может изменяться яркость фоновой засветки. Указанные проблемы особенно характерны для неконтактных импульсных оптических взрывателей.

6.1.1 Неконтактные импульсные оптические взрыватели

Простейшая функциональная схема импульсного оптического взрывателя приведена на рисунке 6.1. На схеме приведены следующие обозначения: Ц - цель, ПОС - передающая оптическая система, ПрОС - приемная оптическая система, Изл. - излучатель, СПиС - схема питания излучателя и синхронизации, ФП - фотоприемник, ВУ - видеоусилитель, ШАРУ - схема автоматической регулировки усиления по

шумам, ПУ - пороговое устройство, УФЗ - узел функциональной задержки, БЧ - боевая часть.

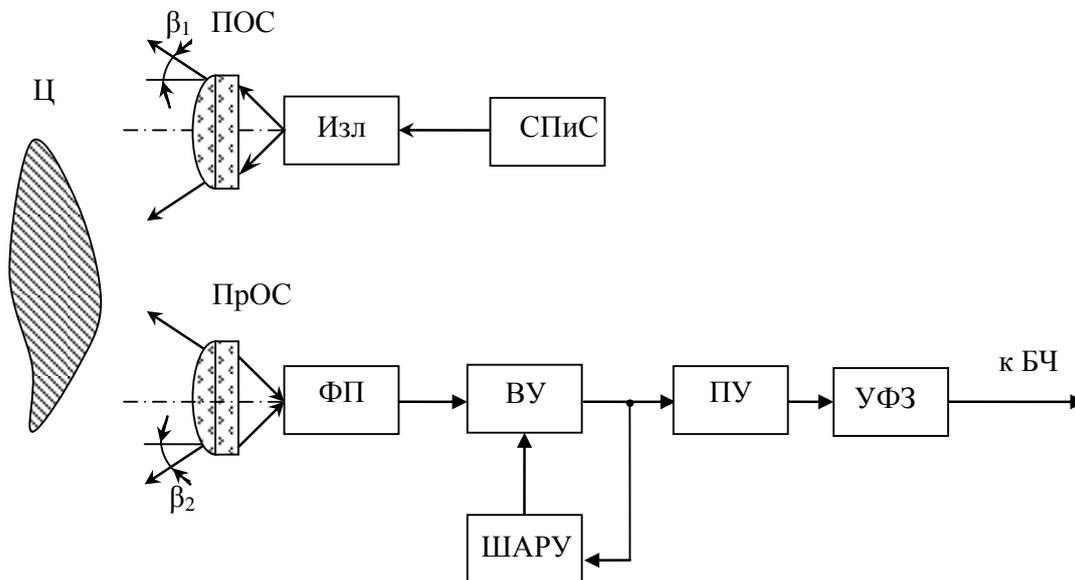


Рисунок 6.1 – Функциональная схема импульсного оптического взрывателя

Передающая оптическая система обеспечивает диаграмму направленности излучения, соответствующую (либо близкой к ней) диаграмме разлета осколков боевой части. Угол поля зрения приемной оптической системы $2\beta_2$ должен несколько превышать угол расходимости излучения $2\beta_1$. Таким образом, приемная система должна быть широкопольной, что требует использования фотоприемника с относительно большой чувствительной площадкой. Видеоусилитель наряду с требуемым коэффициентом усилением совместно с входной цепью (фотоприемным контуром) обеспечивает передаточную функцию приемного тракта близкую к оптимальной. Уровень срабатывания порогового устройства устанавливается в соответствие с заданной вероятностью ложной тревоги α (для ОВ эта вероятность составляет величину $10^{-4} \div 10^{-5}$). Для обеспечения заданной вероятности ложной тревоги в условиях изменяющейся фоновой засветки используется автоматическая регулировка усиления по шумам. Частота импульсов излучения выбирается из условия приема нескольких отраженных сигналов от цели при максимальной скорости сближения с ней. При обнаружении отраженного сигнала стандартный импульс с выхода порогового устройства поступает в устройство подрыва боевой части через узел функциональной задержки, длительность времени задержки которой устанавливается постоянной для

заданного вида цели и обеспечивает подрыв боевой части в наиболее уязвимой части цели, повышая вероятность поражения ее.

Использование фотоприемника с относительно большой чувствительной площадкой приводит к необходимости учитывать инерционность входной цепи. В этом случае, как показано в 4 главе, сокращение длительности импульса излучения заданной энергии фактически почти не приводит к улучшению пороговых соотношений. Поэтому в качестве источника излучения могут быть использованы полупроводниковые лазеры и светодиоды с длительностью импульса излучения порядка $10^{-7} \div 2 \cdot 10^{-7}$ с. Использование импульсов с меньшей длительностью не приводит к энергетическому выигрышу, но ведет к некоторому усложнению в технической реализации, а с большей длительностью - к энергетическим потерям.

Недостатком такого локационного устройства является невозможность работы в сложных метеоусловиях, при которых величина сигнала обратного рассеяния может существенно превышать уровень срабатывания. При этом применить временную селекцию не представляется возможным.

Для обеспечения работы систем ближней оптической локации в сложных метеоусловиях можно использовать пространственную селекцию и дифференциальную систему приема.

Пространственная селекция осуществляется путем увеличения базы между оптическими осями передающей и приемной оптическими системами. Увеличение базы l между оптическими осями (рис.6.2) уменьшает интенсивность сигнала обратного рассеяния.

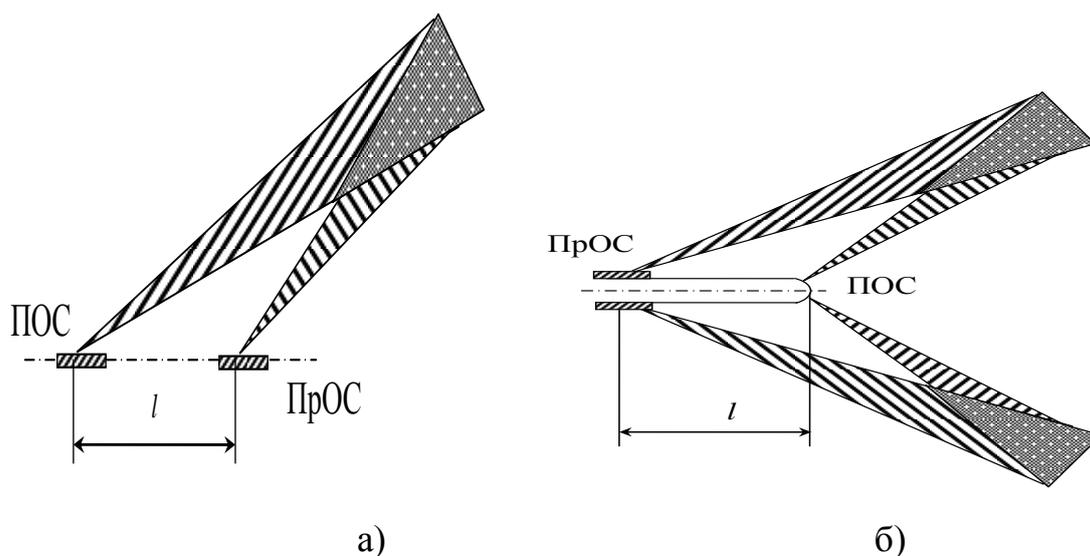


Рисунок 6.2 – Варианты пространственной селекции

Такая пространственная селекция позволяет успешно бороться с помехой, вызванной сигналом обратного рассеяния, при работе в чистой атмосфере и легкой дымке, но не эффективна при более сложных метеоусловиях. В этом случае наряду с увеличением базы между осями оптических систем используется дифференциальная система приема.

В импульсных оптических взрывателях такую систему можно осуществить, например, посредством использования четырех пар излучатель - приемник, при этом каждые две пары расположены диаметрально друг другу, а поля излучения и приема перекрываются между соседними парами.

На рис.6.3 приведена схема приемных каналов, а на рис.6.4 диаграмма направленности оптической системы одного приемного канала

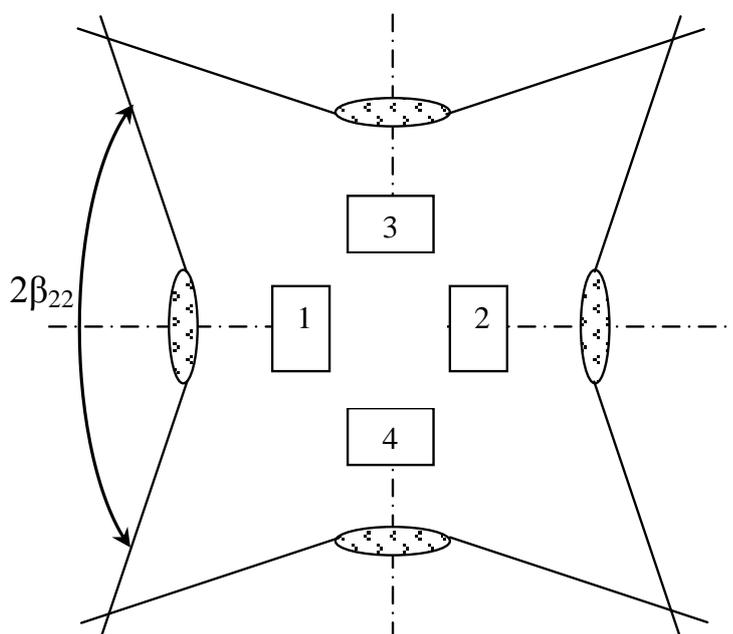


Рисунок 6.3 – Схема приемных каналов при дифференциальной системе приема

На рисунке 6.3 обозначены: 1,2 и 3,4 соответственно приемные тракты, работающие на дифференциальные каскады; $2\beta_{21}$ и $2\beta_{22}$ - углы поля приема в двух плоскостях, показанные на рис.6.4. Угол $2\beta_{21}$ соответствует углу разлета осколков боевой части.

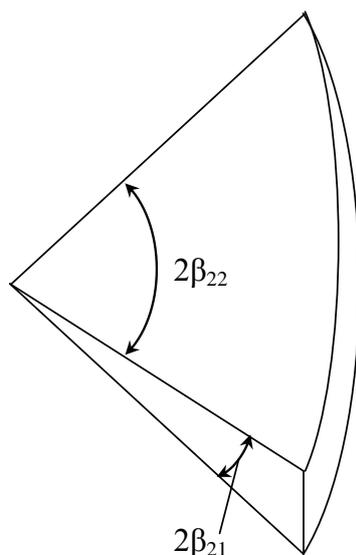


Рисунок 6.4 – Вариант диаграммы направленности приемной оптической системы

Все четыре излучателя (может быть и один, оптическая система которого формирует поле в виде кольца [рис.6.2.б]) одновременно излучают лучистый импульс. Диаметральные расположенные приемные каналы работают на дифференциальный каскад. Таким образом, при работе в тумане или облачности сигналы обратного рассеяния можно считать в каждом канале одинаковыми. Казалось бы, что на выходе дифференциального каскада будем иметь только случайный процесс, дисперсия которого равна сумме дисперсий шумов (темновых и фоновых) каждого из двух каналов. Однако следует учитывать дробовый эффект помехи обратного рассеяния, который является нестационарным процессом. Мощность этого процесса можно оценить приближенной формулой

$$\sigma_{\text{д.э.}}^2 = 2e\gamma I_{\text{пор}} t \Delta f_{\text{эф}} = \sigma_{\text{д.э.}}^2 t, \quad (6.1)$$

где $I_{\text{пор}} t$ - сигнал помехи обратного рассеяния,

$\gamma \leq 1$ - коэффициент, учитывающий нестационарность случайного процесса, связанный с формой помехи обратного рассеяния.

Так как процессы в приемных каналах независимы, среднее квадратичное значение шума на входе порогового устройства будет равно

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{2[\sigma_{\text{ш}}^2 + \sigma_{\text{д.э.}}^2 t]},$$

где $\sigma_{\text{ш}}^2$ - мощность темновых и фоновых шумов.

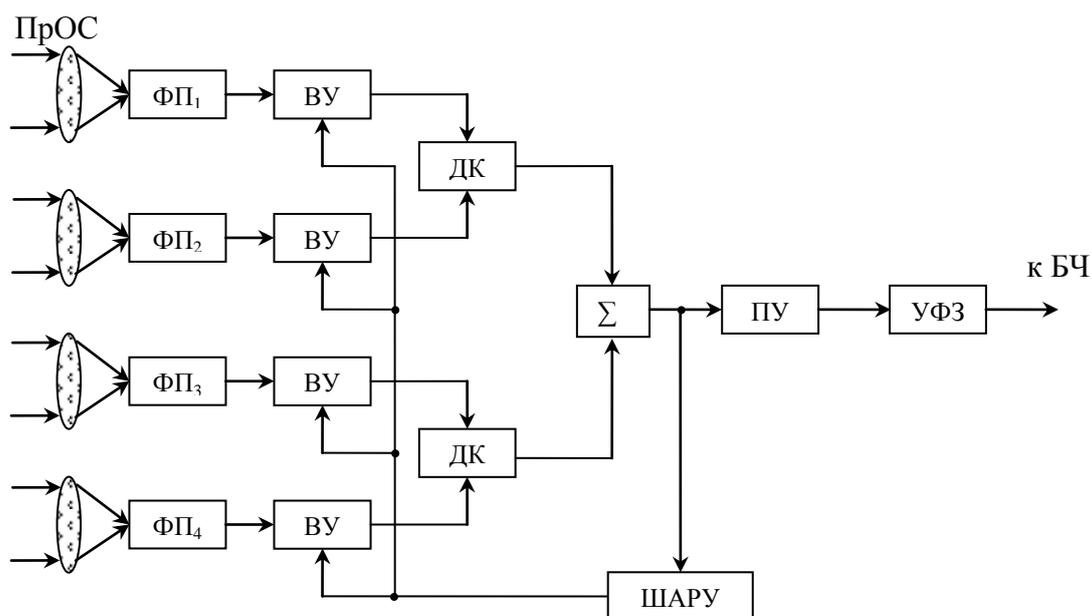


Рисунок 6.5 - Функциональная схема импульсного оптического взрывателя с регулировкой усиления по шумам в приемно-усилительных трактах

При наличии цели полезный сигнал может появиться только в одном из диаметрально расположенных каналов. Если он превысит уровень срабатывания порогового устройства, произойдет подрыв боевой части.

Функциональная схема приемного устройства импульсного оптического взрывателя, работающего в сложных метеоусловиях, представлена на рис.6.5.

На рисунке 6.5 наряду с известными по рисунку 6.1 обозначениями имеются следующие: ДК - дифференциальный каскад, Σ - сумматор.

Естественно, что каждая пара диаметрально расположенных приемных каналов должна быть сбалансирована, т.е. иметь одинаковые передаточные функции и коэффициенты усиления. Автоматическая регулировка усиления по шумам должна быть единой для всех каналов, независимо от того, на какой из приемников падает наибольший фоновый поток.

Предпочтительной может оказаться схема, в которой автоматическая регулировка по шумам осуществляется не путем изменения коэффициентов усиления в каждом приемном канале, а посредством изменения уровня срабатывания порогового устройства. Такая схема приемного устройства приведена на рис.6.6.

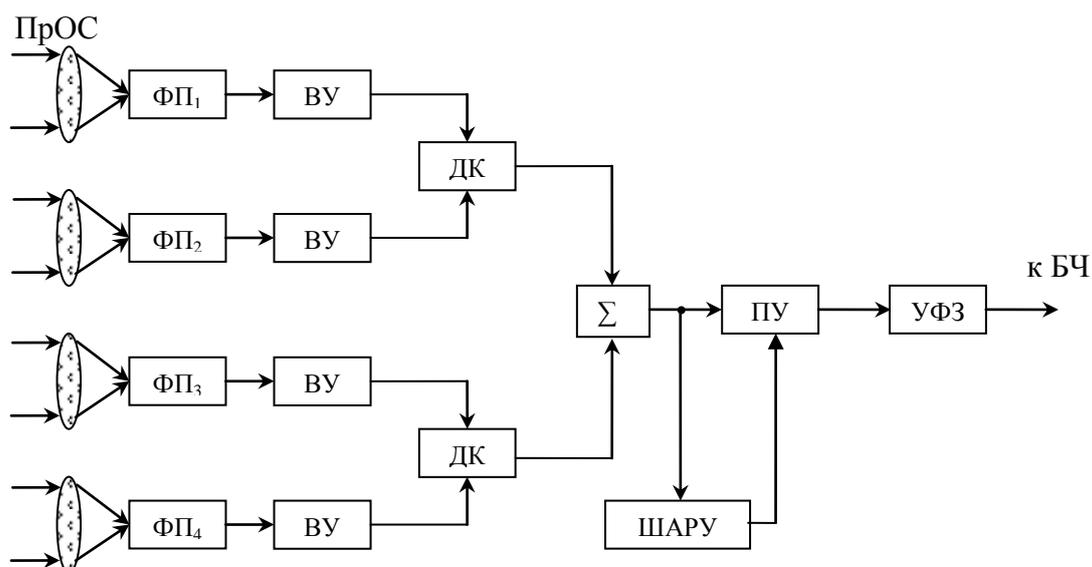


Рисунок 6.6 – Функциональная схема импульсного оптического взрывателя с регулировкой усиления по шумам в пороговом устройстве

Выбор той или иной схемы оптического взрывателя зависит от изделия, для которого он предназначен, т.е. от предъявляемых требований к энергетическим и весовым характеристикам. Схема, приведенная на рисунке 6.5, может использоваться без светофильтров, отсекающих коротковолновую часть спектра фонового излучения, но при достаточно большом диапазоне изменения величины яркости фона может в определенной степени нарушиться балансировка приемных каналов, что приведет к увеличению порогового уровня срабатывания, а, следовательно, к увеличению энергии излучения. Применение схемы, представленной на рисунке 6.6, может потребовать использования оптических фильтров, что приведет к увеличению весовых характеристик. При этом балансировка приемных каналов будет стабильной.

Следует отметить, что при использовании оптического взрывателя в системе с полуактивной импульсной лазерной головкой самонаведения имеется возможность повышения вероятности поражения цели путем изменения времени задержки узла функциональной задержки. Регулировка величиной времени задержки осуществляется пропорционально длительности принимаемого импульсным координатором головки самонаведения отраженного от цели сигнала. В системах наведения при облучении реальных целей коротким лазерным импульсом имеет место режим нестационарного облучения и, следовательно, длительность отраженного сигнала будет зависеть от размеров цели и ее положения в пространстве по отношению к направлению излучения. Таким образом, в этом случае появляется дополнительная возможность повышения

эффективности оптического взрывателя. На рисунке 6.7 приведен вариант соединения оптического взрывателя и координатора цели головки самонаведения.

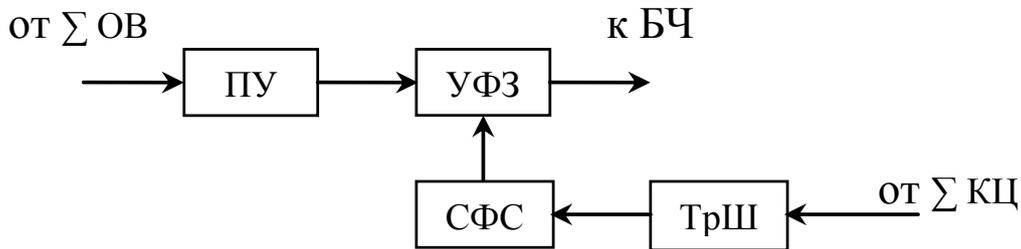


Рисунок 6.7 – Функциональная схема соединения оптического взрывателя и координатора цели

На рисунке 6.7 приведены следующие обозначения: СФС - схема формирования сигнала управления временем задержки, Тр.Ш - триггер Шмидта, Σ ОВ - сумматор оптического взрывателя (рис.6.5 и 6.6), Σ КЦ - сумматор сигналов с видеоусилителей координатора цели головки самонаведения.

Следует заметить, что функциональные схемы датчиков препятствий для робототехнических систем, работающих также в задымленных условиях, имеют одну пару диаметрально расположенных приемно-передающих устройств и в большинстве случаев не содержат АРУ по шумам. Типичная структурная схема таких датчиков приведена на рисунке 6.8.

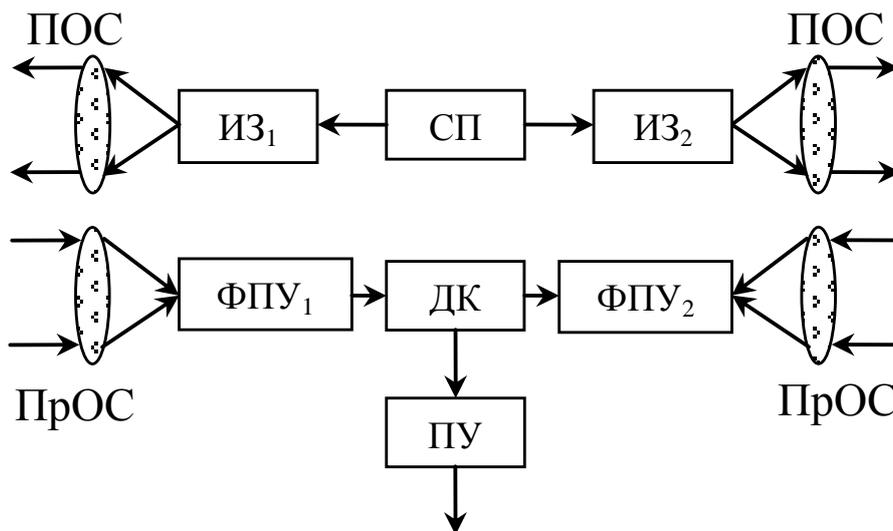


Рисунок 6.8 – Функциональная схема датчика препятствий

6.1.2 Принцип шумовой синхронизации излучения в системах ближней оптической локации

В системах ближней оптической локации, когда максимальные дистанции до объектов составляют 10–15 м, возникает возможность сокращения требуемой энергии излучения или габаритов приемной оптической системы при сохранении заданных вероятностных характеристик обнаружения посредством шумовой синхронизации момента излучения.

Для обеспечения максимально возможного отношения сигнала к шуму в условиях гауссовой статистики последнего используется оптимальная фильтрация. При равномерном энергетическом спектре шума импульсная характеристика оптимального (согласованного) фильтра $g(t)$ является зеркальным отображением входного сигнала $s_1(t)$

$$g(t) = k s_1(t_0 - t).$$

При этом сигнал на выходе фильтра определяется интегралом Дюамеля

$$s_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau) s_1(t - \tau) d\tau.$$

Следовательно, если осуществлять запуск импульсного излучателя в момент пересечения шумового выброса с отрицательной производной на выходе приемно-усилительного тракта с достаточно низким уровнем, а прием отраженного сигнала проводить на интервале между выбросами выходного случайного процесса, то возникает возможность существенно уменьшить требуемую для надежного обнаружения энергию излучения.

При временной протяженности до объекта локации сопоставимой с длительностью сигнала рабочий интервал наблюдения равен двойной длительности сигнала. При этом вероятность появления шумового выброса с положительной производной, превышающий уровень срабатывания, на этом интервале будет соответствовать вероятности ложной тревоги α , которую можно определить соотношением

$$\alpha = \int_0^{2T_0} W(\tau, C_1) d\tau, \quad (6.2)$$

где $W(\tau, C_1)$ - плотность вероятностей интервалов между выбросами случайного процесса на выходе приемно-усилительного тракта при пересечении уровня C_1 , T_0 - максимальная временная протяженность до объекта локации.

Общее точное выражение плотности вероятностей интервалов между выбросами случайного процесса при пересечении постоянного уровня C_1

(рис.6.9) определяется методом «счетчиков пересечений» и определяется зависимостью [16,19]

$$W_{\tau, C_1, t_0} = \left[\int_0^{\infty} y W_{2, C_1, y, t_0} dy \right]^{-1} \times$$

$$\times \sum_{r=1}^{\infty} -1^{r-1} \int_{t_0}^{t_0+\tau} \int_{t_0}^{t_0+t_r} \dots \int_{t_0}^{t_0+t_2} dt_r \dots dt_1 \int_{-\infty}^0 \int_0^{\infty} \dots \int_0^{\infty} y y_1 \dots y_r \times$$

$$\times W_{2, r+1, C_1, y, C_1, y_1, \dots, C_1, y_r, t_0, t_1, \dots, t_r} dy dy_1 \dots dy_r,$$

где $W_{2, r+1, C_1, y, C_1, y_1, \dots, C_1, y_r, t_0, t_1, \dots, t_r}$ - совместная $2r+1$ - мерная плотность вероятностей процесса и его производной в $r+1$ - й момент времени.

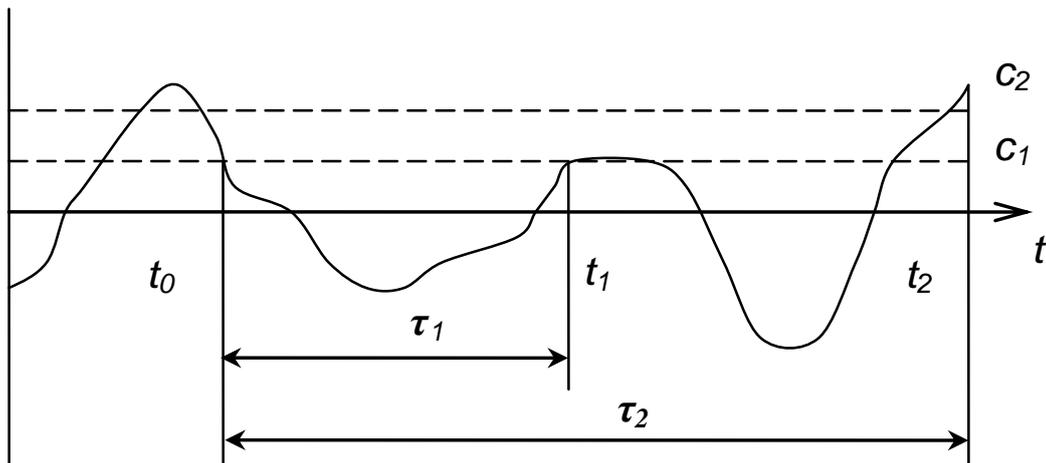


Рисунок 6.9 – Реализация выходного случайного процесса

Общее выражение плотности вероятностей интервалов между выбросами случайного процесса является чрезвычайно сложным, так как представляет собой медленно сходящиеся бесконечные ряды, членами которых являются интегралы неограниченно возрастающей кратности. Использование этого соотношения в инженерных расчетах затруднено даже при использовании современных ЭВМ.

Для расчетов вероятности ложной тревоги интерес представляют малые временные интервалы. В этом случае можно воспользоваться приближенными методами при определении плотности вероятностей интервалов между выбросами случайных процессов [18,19]

$$W_{\tau, C_1, t_0} = -\frac{\int_{-\infty}^0 \int_{-\infty}^{\infty} y y_1 W_4 C_1, y, C_1, y_1, t_0, t_0 + \tau dy dy_1}{\int_0^{\infty} y W_2 C_1, y, t_0 dy}, \quad (6.3)$$

где $W_2 C_1, y, t_0$ и $W_4 C_1, y, C_1, y_1, t_0, t_0 + \tau$ - соответственно двумерная и четырехмерная плотности вероятностей случайного процесса и его первой производной в совпадающий момент времени t_0 и в два момента времени t_0 и $t_0 + \tau$.

Для нормального случайного процесса четырехмерная плотности вероятностей случайного процесса и его первой производной в совпадающий момент времени t_0 и в два момента времени t_0 и $t_0 + \tau$ определяется выражением

$$W_4 x, y, x_1, y_1, \tau = \frac{1}{4\pi^2 \sigma^4 \sqrt{\Delta}} \exp \left[-\frac{1}{2\sigma^2 \Delta} \Delta_{11} x^2 + \right. \\ \left. + 2\Delta_{12} xy + \Delta_{22} y^2 + \Delta_{33} x_1^2 + 2\Delta_{34} x_1 y_1 + \Delta_{44} y_1^2 + 2\Delta_{13} x x_1 + \right. \\ \left. + 2\Delta_{24} y y_1 + 2\Delta_{14} x y_1 + 2\Delta_{23} x_1 y \right] \quad (6.4)$$

где Δ - детерминант, Δ_{ij} - алгебраическое дополнение элементов в матрице

$$\|b \tau\| = \begin{vmatrix} 1 & 0 & b \tau & b' \tau \\ 0 & \omega_1^2 & -b' \tau & -b'' \tau \\ b \tau & -b' \tau & 1 & 0 \\ b' \tau & -b'' \tau & 0 & \omega_1^2 \end{vmatrix},$$

$$b \tau = \frac{B_2 \tau}{B_2 0} \text{ - коэффициент корреляции,}$$

$$B_2 \tau = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G \omega e^{-j\omega\tau} d\omega \text{ - корреляционная функция,}$$

$G \omega$ - энергетический спектр шумов,

$$\omega_1 = \left[\frac{\int_0^{\infty} \omega^2 G \omega d\omega}{\int_0^{\infty} G \omega d\omega} \right]^{\frac{1}{2}} \text{ - средняя квадратичная частота спектра шума}$$

Для нормального стационарного процесса с нулевым средним значением и функцией корреляции $B_2 \tau$ для малых значений длительности интервалов между выбросами, превышающими уровень C_1 , с учетом приближения (6.3) и формулы (6.4) плотность вероятностей интервалов между выбросами случайного процесса принимает вид

$$W_{\tau, C} = \frac{\Delta_{22}}{\omega_1 \sqrt{[1-b^2 \tau]^3}} \exp \left[-\frac{C_1^2}{2} \cdot \frac{1-b \tau}{1+b \tau} \right] r+h^2 K_{r,h} + \left. + \frac{\sqrt{1-r^2}}{2\pi} e^{-\frac{h^2}{\sqrt{2\pi}}} + \frac{2h}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{h^2}{2}} \left[2 - \Phi \left(-h \sqrt{\frac{1-r}{1+r}} \right) \right] + r+h^2 [2\Phi h - 1] \right\} \quad (6.5)$$

где $r = \frac{\Delta_{24}}{\Delta_{22}}$,

$$h = \frac{C_1 b' \tau}{B_2 0 [1+b \tau]} \sqrt{\frac{1-b^2 \tau}{\Delta_{22}}},$$

$$\Delta_{22} = \omega_1^2 [1-b^2 \tau] - [b' \tau]^2,$$

$$\Delta_{24} = b'' \tau [1-b^2 \tau] + b \tau [b' \tau]^2,$$

$$K_{r,h} = \frac{1}{2\pi \sqrt{1-r^2}} \int_h^\infty \int_h^\infty \exp \left[-\frac{u^2 + v^2 - 2ruv}{2(1-r^2)} \right] dudv \quad - \quad \text{двумерная}$$

табулированная интегральная функция нормального распределения,

$$\Phi z = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^z e^{-\frac{t^2}{2}} dt - \text{интегральная функция Лапласа.}$$

При излучаемом сигнале вида

$$s(t) = a \exp \left(-\pi \frac{t^2}{T_0^2} \right)$$

и входном шуме с равномерным энергетическим спектром G энергетический спектр шумов на выходе приемно-усилительного тракта будет равен

$$G(\omega) = G |K(j\omega)|^2 = \frac{G}{2} k^2 \exp \left(-\frac{\omega^2 T_0^2}{2\pi} \right),$$

так как в условиях оптимальной фильтрации

$$K(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{-j\omega t} dt = k \exp \left(-\frac{\omega^2 T_0^1}{4\pi} \right).$$

В этом случае имеем

$$b \tau = e^{-\frac{2\pi\tau^2}{T_0^2}}, \quad b' \tau = -\frac{4\pi\tau}{T_0^2} e^{-\frac{2\pi\tau^2}{T_0^2}},$$

$$b'' \tau = \frac{4\pi}{T_0^2} e^{-\frac{2\pi\tau^2}{T_0^2}} \left(\frac{4\pi\tau^2}{T_0^2} - 1 \right), \quad \omega_1 = \frac{\sqrt{\pi}}{T_0}, \quad B_2 \ 0 = \sigma^2 = \frac{G}{2\sqrt{2}T_0}.$$

При этом величина G в системах оптической локации определяется соотношением

$$G = 2eI + \frac{4kT^0}{R},$$

где $e = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ К}$ - заряд электрона, I - среднее значение тока фотоприемника, $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{гр}}$ -- постоянная Больцмана, T^0 - температура окружающей среды, R - сопротивление нагрузки фотоприемника.

Будем считать, что уровень $C = n\sigma$. Так как $G \ll 1$, то в формуле (6.5)

величина $\exp\left[-\frac{C_1^2}{2} \cdot \frac{1-b \tau}{1+b \tau}\right] \approx 1$.

Обозначим: $\frac{C_1}{\sigma} = n$, а $\frac{\tau}{T_0} = d$.

Тогда формулу (6.5) можно представить в виде

$$W \tau, C_1 = W d, n, T_0 = \frac{\Delta_{22} T_0}{\sqrt{2\pi [1-b^2 d]^3}} \left\{ r + h^2 K r, h + \right. \\ \left. + \frac{\sqrt{1-r^2}}{2\pi} e^{-\frac{h^2}{\sqrt{2\pi}}} + \frac{2h}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{h^2}{2}} \left[2 - \Phi\left(-h\sqrt{\frac{1-r}{1+r}}\right) \right] + r + h^2 [2\Phi h - 1] \right\}, \quad 6.6$$

где $h = \frac{n}{1+b d} \sqrt{\frac{1-b^2 d}{\Delta_{22}}}$,

$$\Delta_{22} = \frac{\sqrt{\pi}}{T_0} [1-b^2 d] - [b' d]^2,$$

$$\Delta_{24} = b'' d [1-b^2 d] + b d [b' d]^2,$$

$$b d = e^{-2\pi d^2}, \quad b' d = -4\pi \frac{d}{T_0} e^{-2\pi d^2}, \quad b'' d = \frac{4\pi}{T_0^2} (4\pi d^2 - 1) e^{-2\pi d^2}.$$

Однако расчеты по приближенной формуле (6.6) дают кривые распределения близкие к истинным, главным образом, на интервале, много меньшем времени корреляции выходного случайного процесса τ_k .

$$\left[\tau_k = \int_0^{\infty} b \tau d\tau = \frac{T_0}{2\sqrt{2}} \right].$$

Имеются приближенные формулы для определения плотности вероятностей больших интервалов между выбросами случайного процесса [19], когда $\tau \gg \tau_k$. Эти зависимости для нашей задачи не представляет интереса. Для определения вероятностей ложной тревоги в нашем случае использование рассмотренного приближенного соотношения (6.6) может привести к существенным погрешностям. Кроме этого при разработке систем ближней локации с использованием шумовой синхронизации приходится сталкиваться с противоречивыми условиями: обеспечение требуемой вероятности ложной тревоги и минимальной частоты излучения лучистых импульсов. В ряде случаев для обеспечения заданной частоты излучения выбранный уровень C_1 пересечения выходного случайного процесса с отрицательной производной может привести к завышенной вероятности ложной тревоги. Следовательно, прием отраженного сигнала следует осуществлять с более высоким уровнем C_2 (рис.6.9). В этом случае вероятность ложной тревоги будет определяться по формуле

$$\alpha = \int_0^{2T_0} W \tau, C_1, C_2 d\tau \quad (6.7)$$

Здесь $W \tau, C_1, C_2$ - плотность вероятностей интервалов ($\tau = \tau_2$) между

выбросами случайного процесса, пересекающими два различных уровня (нижний уровень C_1 с отрицательной производной, а верхний C_2 - с положительной производной).

Следует отметить, что на увеличение уровня приема может влиять окрашенный характер энергетического спектра шумов, приведенных ко входу фотоприемного тракта широкополосных систем ближней оптической локации, в которых используются фотоприемники с относительно большим диаметром чувствительной площадки, а, следовательно, и большой барьерной емкостью $p-n$ перехода. Энергетический спектр шума в этом случае описывается зависимостью [14]

$$G \omega = G_1 (1 + m + m\omega^2 T^2),$$

где $m = \frac{G_2}{G_1 R^2 S_0^2}$ - отношение энергетического спектра шумов усилителя

G_2 , приведенных ко входу, к энергетическому спектру шумов входной цепи

G_1 , $T = RC_\phi$ - постоянная времени входной цепи, R - сопротивление нагрузки фотоприемника, C_ϕ - емкость фотоприемного контура, S_0 - крутизна вольтамперных характеристик транзистора первого каскада усиления.

Естественно, в этом случае имеет место резкое возрастание величины энергетического спектра с ростом частоты. Это может привести к увеличению вероятности появления высокочастотного выброса шума на интервале наблюдения.

Для определения плотностей вероятностей $W \tau, C_1$ и $W \tau, C_1, C_2$ использовался метод компьютерного моделирования. На рисунке 6.10 приведены плотности вероятностей $W \tau, C_1$ и $W \tau, C_1, C_2$, а на рисунке 6.11 – начальные участки этих функций.

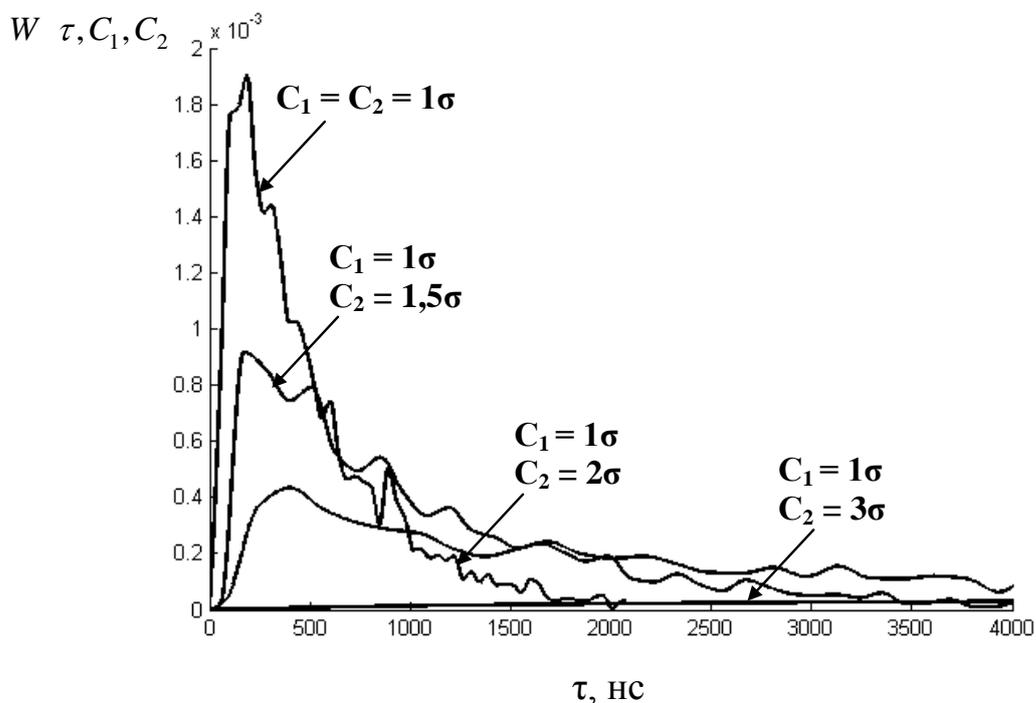


Рисунок 6.10 – Плотности вероятностей $W \tau, C_1, C_2$ длительностей интервалов между выбросами случайного процесса при $T_0 = 10^{-7}$ сек

Следует заметить, что площади под кривыми, приведенными на рисунке 6.10, одинаковы и равны единице.

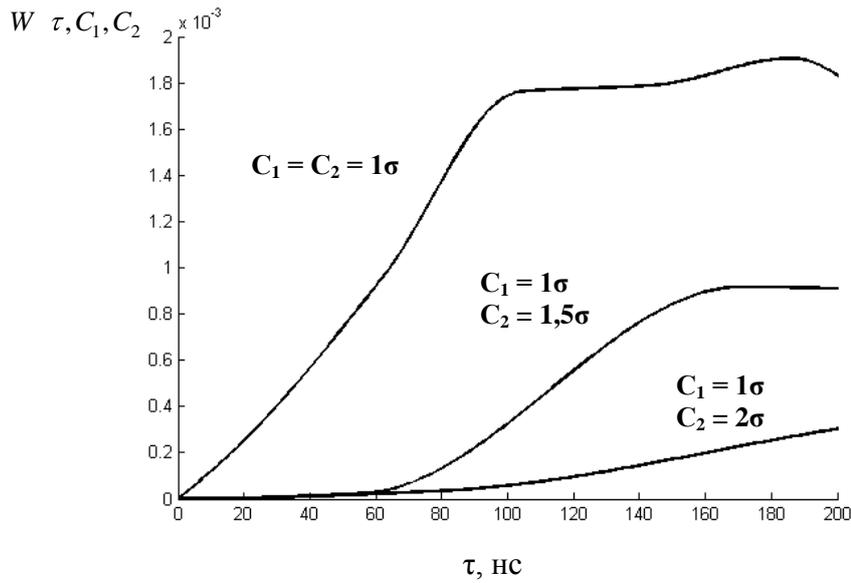


Рисунок 6.11 – Начальные участки плотностей вероятностей $W(\tau, C_1, C_2)$ длительностей интервалов между выбросами случайного процесса при $T_0 = 10^{-7}$ сек

Приведенные кривые распределений $W(\tau, C_1)$ и $W(\tau, C_1, C_2)$ совпадают с аналогичными, полученными экспериментально [8], что позволяет с достаточно высокой достоверностью использовать их для расчета вероятности ложной тревоги α .
Вероятность пропуска сигнала будет определяться на участке $2T_0$, на котором случайный процесс ниже уровня C_1 либо C_2 , возможные реализации которого приведены на рисунке 6.12.

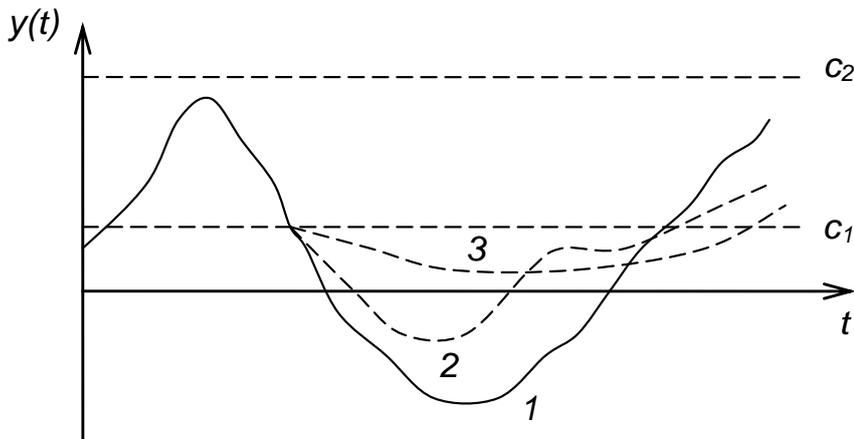


Рисунок 6.12 – Возможные реализации выходного случайного процесса на интервале наблюдения

Плотность вероятностей на этих интервалах можно рассматривать, как усеченный нормальный закон распределения, график плотности вероятностей которого приведен на рисунке 6.13

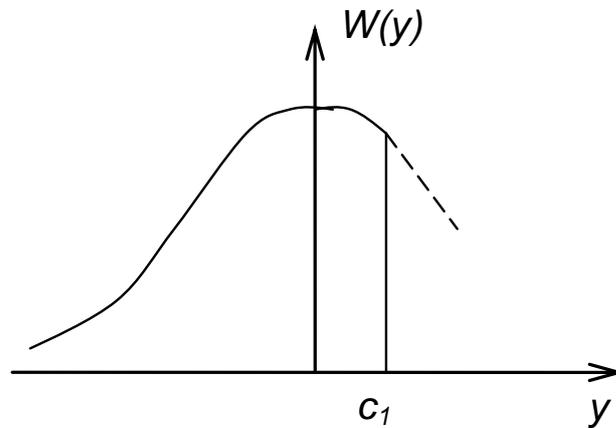


Рисунок 6.13 – Усеченный нормальный закон распределения

В этом случае вероятность ложного отбоя β (пропуска сигнала) будет определяться по формуле

$$\beta = \frac{1}{2} \left[1 + \Phi \left(\frac{C - s - m_1}{\sigma} \right) \right], \quad (6.8)$$

где s и σ - максимальное значение принимаемого сигнала и среднее квадратичное значение шумов на выходе приемно-усилительного тракта локатора соответственно,

$$C = C_1,$$

$$m_1 = -k0,8\sigma \left[\frac{1}{2} - \int_0^{\frac{C_1}{\sqrt{2}\sigma}} x e^{-x^2} dx \right] = k0,4\sigma e^{-\frac{C_1^2}{2\sigma^2}} \quad - \quad \text{математическое}$$

ожидание процесса на интервале $2T_0$.

Величина k определяется из условия

$$\frac{k}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-\infty}^{C_1} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx = \frac{k}{2} \left[1 + \Phi\left(\frac{C_1}{\sigma}\right) \right] = 1$$

и равна

$$k = \frac{2}{1 + \Phi\left(\frac{C_1}{\sigma}\right)}.$$

$\Phi z = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^z e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ - интегральная функция Лапласа.

Следовательно, математическое ожидание равно

$$m_1 = -\frac{0,8\sigma \exp\left(\frac{C_1^2}{2\sigma^2}\right)}{1 + \Phi\left(\frac{C_1}{\sigma}\right)}. \quad (6.9)$$

Таким образом, например, для вероятности $\beta = 10^{-2}$ при $C_1 = \sigma$ - $m_1 = -0,28\sigma$ и расчеты по формуле (6.8) показывают, что требуемая энергия излучения почти в три раза меньше, чем при классическом обнаружении, а при $C_1 = 2\sigma$ - $m_1 = -0,05\sigma$ - в два раза меньше.

Как видим, в данном случае имеет место парадоксальная ситуация, при которой мешающее воздействие (шумы приемной системы) создают благоприятные условия для обнаружения по отношению к классической задаче обнаружения. Можно предположить, что в этом случае ложные срабатывания определяются менее опасным процессом (со статистикой рис.6.10), чем гауссовый (который в соответствии с решением вариационной задачи теории информации при известной средней мощности является наиболее опасным для обнаружения и оценки параметров сигналов [6])

Принцип шумовой синхронизации импульсного излучения может быть реализован в системе ближней оптической локации, функциональная схема которого приведена на рис.6.14.

На рисунке 6.14 приведены следующие обозначения: Из - излучатель, СЗ - схема запуска излучателя, СС - схема совпадений, СГ - синхрогенератор, ФП - фотоприемник, ВУ - видеоусилитель, ПУ₁ - 1-ое пороговое устройство, срабатывающее по спаду шумового выброса, ПУ₂ - 2-ое пороговое устройство, срабатывающее по фронту шумового выброса, ШАРУ - схема автоматической регулировки усиления по шумам.

Схема совпадений СС₂ обеспечивает поступление сигнала с ПУ₂ к БЧ только на интервале наблюдения.

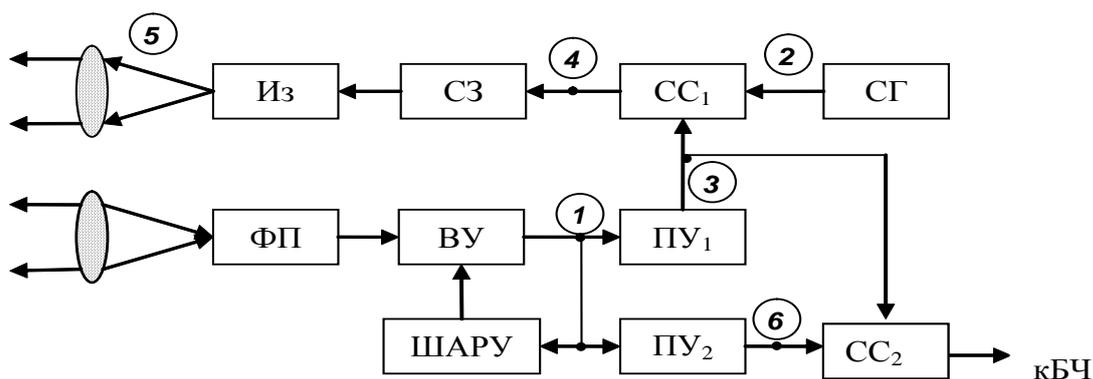


Рисунок 6.14 – Функциональная схема системы ближней оптической локации с шумовой синхронизацией излучения

При низком уровне срабатывания ПУ₁ частота его срабатывания много больше, чем частота синхроимпульсов. Поэтому запуск излучателя будет осуществляться спадом шумового выброса, снимаемого с видеоусилителя, с частотой синхроимпульсов.

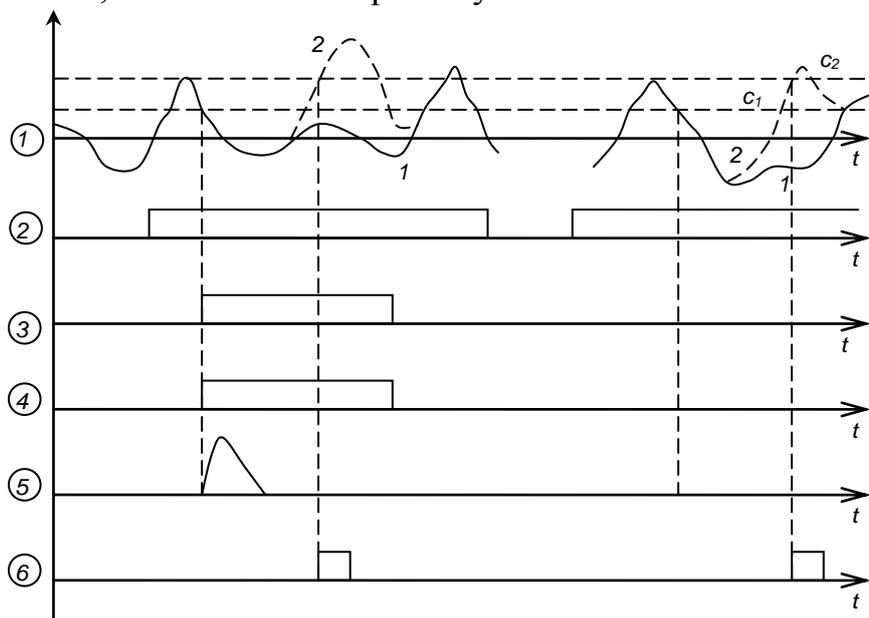


Рисунок 6.15 – Временные диаграммы, поясняющие работу схемы

На рисунке 6.15 приведены временные диаграммы, поясняющие работу локатора. Цифры позиций временных диаграмм соответствуют цифрам на выходе элементов структурной схемы (кривые 1 и 2 на позиции ① соответствуют отсутствию и наличию отраженного сигнала соответственно).

Следует заметить, что уровень срабатывания порогового устройства ПУ₂ можно сделать изменяющимся по величине за время наблюдения. Например, повышающимся от уровня ПУ₁ до расчетного уровня ПУ₂, что в определенной степени снизит вероятность ложного отбоя (вероятность пропуска), или будет с более высокого уровня понижаться до расчетного уровня, дополнительно снижая вероятность ложного срабатывания от помехи обратного рассеяния.

В широкополосных системах ближней оптической локации в условиях оптимальной обработки принимаемого процесса не удастся каким либо способом получить энергетический выигрыш вследствие инерционного приема [7]. И только использование принципа шумовой синхронизации излучения дает возможность получить существенный энергетический выигрыш, позволяющий применять в качестве источников излучения светодиоды.

С целью обеспечения низкого значения вероятности ложной тревоги решение о наличии объекта можно принимать только при фиксации, нескольких подряд (например, трех) отраженных сигналов. В этом случае вероятность ложной тревоги будет определяться соотношением $\alpha_3 = \alpha^3$, где α - вероятность ложной тревоги, определяемая соотношением (6.7).

Естественно, что для обеспечения заданной вероятности правильного обнаружения из трех, следующих подряд импульсов, вероятность обнаружения одного импульса должна быть равной $P_{np} \sqrt[3]{1-\beta}$.

Например, это приведет к увеличению требуемой мощности оптического сигнала при $C_1 = \sigma$ и $C_1 = 2\sigma$ лишь на 8,3% и 6,5% соответственно.

Следует при этом заметить, что принятие решения по тем же трем импульсам в классической задаче обнаружения даст незначительный энергетический выигрыш (порядка 10 – 17%).

В качестве иллюстрации на рис. 6.16 приведена одна из возможных функциональных схем импульсного оптического взрывателя с шумовой синхронизацией.

постоянстве распространения оптического излучения в однородной среде дальность до цели будет определяться в этом случае зависимостью

$$L = \frac{\Delta Tc}{2},$$

(c - скорость распространения оптического излучения в однородной среде).

В качестве источников излучения, как правило, используются лазеры (твердотельные, полупроводниковые), которые работают либо в режиме излучения одиночных импульсов, либо при излучении последовательности импульсов (частотном режиме) В зависимости от требуемых тактических характеристик импульсные лазерные дальномеры могут быть построены на основе функциональных схем, приведенных на рис.6.17 и 6.18.

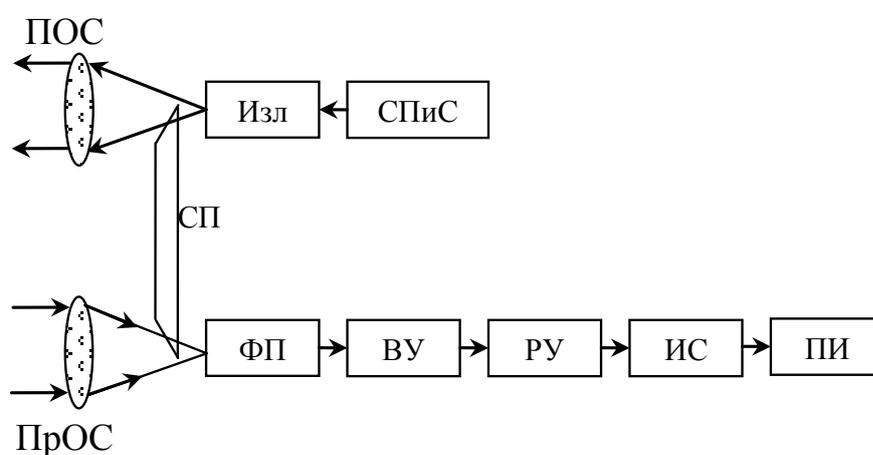


Рисунок 6.17 – Функциональная схема импульсного оптического дальномера для измерения больших дистанций

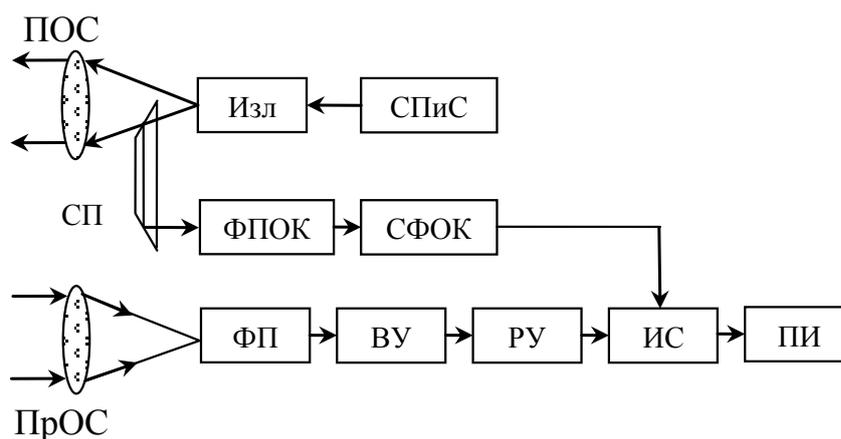


Рисунок 6.18 – Функциональная схема импульсного оптического дальномера для измерения малых дистанций

На представленных рисунках приведены следующие обозначения:

ПОС - передающая оптическая система, Изл - излучатель (лазерный источник излучения), СПиС - схема питания и синхронизации излучателя, СП - светопровод, ФП - фотоприемник или фотоприемное устройство (фотоприемник с предварительным усилителем в одном корпусе), ВУ - видеоусилитель, РУ - решающее устройство, ИС - измерительная схема, ПИ - потребитель информации (ЭВМ или блок индикации), ФПОК - фотоприемник опорного канала, СФОК - схема фиксации опорного канала.

Функциональную схему рисунок 6.17 можно принять за основу при построении импульсных оптических дальномеров, в которых промежуток времени, соответствующий минимальной измеряемой дистанции, значительно больше длительности сигнала на выходе приемно-усилительного тракта (измерение больших дистанций). В такой схеме как опорный сигнал, соответствующий по времени моменту излучения, так и принимаемый импульс обрабатываются в одном приемном канале (фотоприемник, видеоусилитель, решающее устройство), так как часть энергии в момент излучения отводится посредством светопровода на фотоприемник приемно-усилительного тракта.

Оптические дальномеры, работающие на основе такого принципа построения, позволяют измерять дистанцию с высокой точностью при минимальных погрешностях, обусловленных влиянием дестабилизирующих факторов. Погрешность измерения в этом случае из-за изменения параметров принимаемого сигнала в приемном тракте под действием дестабилизирующих факторов компенсируется такими же изменениями опорного сигнала. Следует отметить, что в таких дальномерах не требуется калибровка после длительного хранения изделия.

За основу построения импульсных дальномеров, предназначенных для измерения малых дистанций (например, высотомеры малых высот, лазерные рулетки и т.п.), в которых минимальный измеряемый временной интервал сопоставим с длительностью принимаемого сигнала на выходе приемно-усилительного тракта, может быть принята схема рис.6.18.

В этой схеме для формирования опорного импульса используется дополнительный фотоприемный канал (опорный канал), состоящий из светопровода, фотоприемника опорного канала и схемы фиксации временного положения сигнала, снимаемого с фотоприемника опорного канала. Применение опорного канала позволяет проводить измерения сверхмалых дистанций.

В видеоусилителе наряду с усилением принимаемого сигнала осуществляется коррекция амплитудно-частотной характеристики приемно-усилительного тракта с целью приближения ее передаточной функции к оптимальной. Решающее устройство выполняет две функции: принимает решение о наличии либо отсутствии отраженного от цели сигнала при заданных вероятностях ошибок обнаружения и фиксирует временное положение сигнала. Существуют несколько методов фиксации

временного положения сигнала (смотри рис. 6.19): по фронту, фронту и спаду импульса, по максимуму импульса, фиксация со сдвигом импульса.

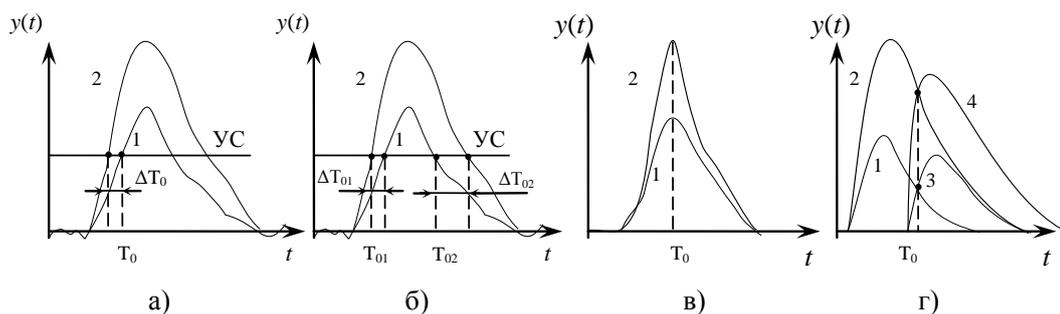


Рисунок 6.19 – Методы фиксации временного положения импульса
 а - фиксация по фронту импульса, б - фиксация по фронту и спаду импульса,
 фиксация по максимуму импульса, фиксация со сдвигом импульса

Наиболее распространенным является метод фиксации по фронту импульса, при котором в качестве решающего устройства применяются пороговые схемы типа триггера Шмидта, ждущего мультивибратора и др. Однако метод фиксации по фронту импульса дает относительно большую принципиальную погрешность (обусловленную смещением отсчетной точки под действием флуктуационных шумов). При этом также может возникать динамическая погрешность ΔT_0 , вызванная смещением точки отсчета вследствие изменения величины принимаемого сигнала (см. кривые 1 и 2 рис 6.19 а).

Фиксация по фронту и спаду импульса позволяет исключить динамическую погрешность, однако принципиальная погрешность в этом случае будет больше, чем при фиксации по фронту даже с учетом корреляции процессов на спаде и фронте.

Метод фиксации по максимуму импульса позволяет реализовать потенциальные возможности оценки времени запаздывания (метод оценки параметра по максимуму правдоподобия). Функциональная схема фиксации по положению максимума импульса и временные диаграммы, поясняющие работу схемы, приведены на рис.6.20 [15]. На схеме обозначены: ОС - ограничитель снизу, ДЦ - дифференцирующая цепь, Тр.Ш - триггер Шмидта, ПУ - пороговое устройство, СС - схема совпадений.

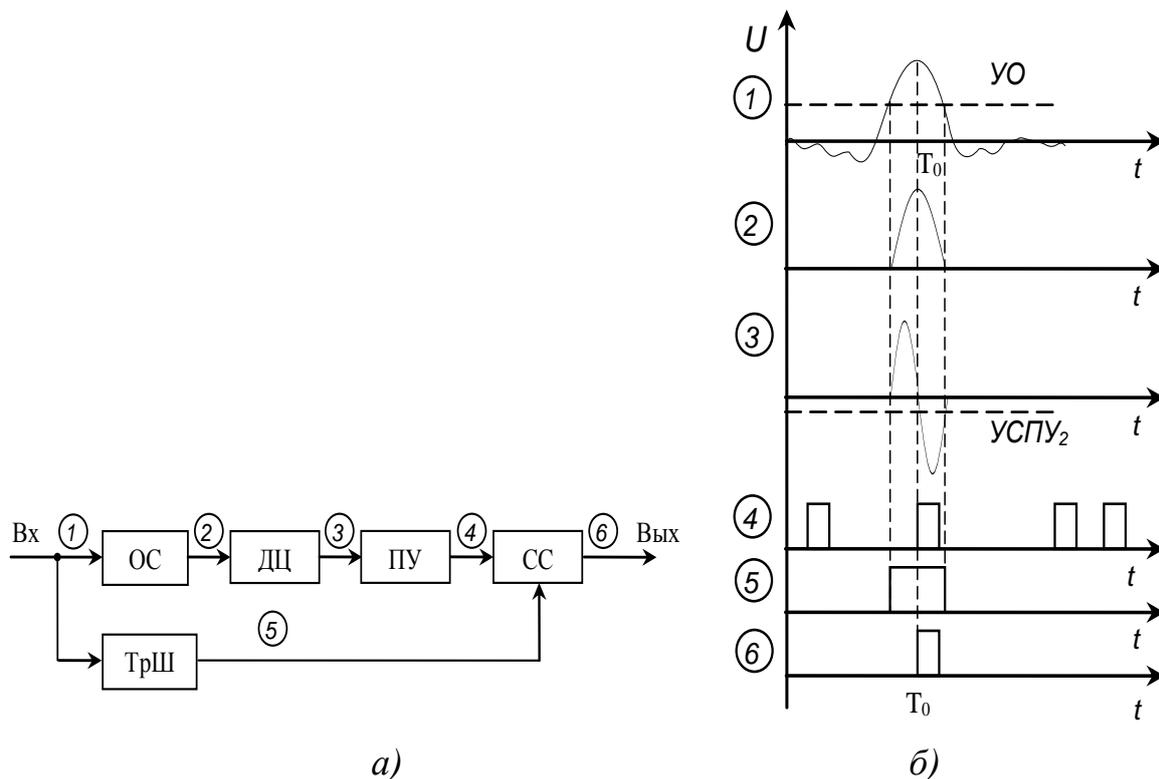


Рисунок – 6.20 – Фиксация временного импульса по положению максимума импульса – функциональная схема, б – временные диаграммы

Как следует из приведенных рисунков, сигнал с выхода видеоусилителя поступает одновременно на ограничитель снизу и триггер Шмидта. Уровень ограничения и порог срабатывания триггера одинаковы и определяются заданной вероятностью ложной тревоги. Таким образом, схема совпадений открывается на время длительности сигнала импульсом с триггера Шмидта. Рабочий сигнал после ограничения дифференцируется и поступает на пороговое устройство, уровень срабатывания, которого близок к нулю. Естественно, что пороговое устройство будет срабатывать от малейшей наводки. Однако, благодаря временной селекции (триггер Шмидта, схема совпадений) на выходе схемы совпадений будем иметь стандартный импульс, фронт которого соответствует положению максимума сигнала на выходе видеоусилителя.

Схема фиксации со сдвигом импульса (рис. 6.21) состоит из компаратора и линии задержки на интервал, равный половине длительности импульса на выходе видеоусилителя, и коэффициентом передачи несколько меньшим единице. В момент совпадения величин сигналов в компараторе, поступающих с видеоусилителя и линии задержки, на выходе его появляется стандартный сигнал, фронт которого не зависит от величины принимаемого сигнала. Такой метод фиксации позволяет исключить динамическую погрешность, но принципиальная погрешность будет больше, чем при фиксации по фронту.

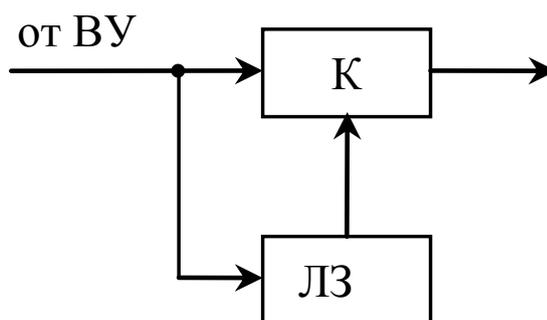


Рисунок 6.21 – Схема фиксации со сдвигом импульса

Таким образом, из рассмотренных методов и схем фиксации временного положения сигнала наименьшей погрешностью обладает фиксация по положению максимума импульса.

Следует отметить, что все рассмотренные схемы фиксации, кроме схемы фиксации по фронту, надежно функционируют только при условии, что величина сигнала находится в пределах динамического диапазона видеоусилителя. При изменении величины сигнала в более широких пределах для исключения дополнительных погрешностей определения временного положения сигнала необходимо использовать автоматическую регулировку уровня принимаемого сигнала.

Для измерения зафиксированного временного интервала ΔT применяются схемы, в которых используются как метод прямого счета, так и высокоточные косвенные методы измерения. На рис.6.22 представлена простейшая функциональная схема прямого счета, основанная на заполнении измеряемого временного интервала ΔT счетными (квантующими) импульсами с высокой эталонной частотой следования, и временные диаграммы. На схеме обозначены: Тр – триггер, ГСИ – генератор счетных импульсов, СС – схема совпадений. При заданном периоде следования счетных импульсов T_c временной интервал будет равен $\Delta T = NT_c$ (N - число счетных импульсов, поступивших в счетчик). Если отсутствует синхронизация между началом временного интервала и счетными импульсами, то методическая погрешность будет распределена по закону Симпсона, а максимальная погрешность измерения временного интервала для такой схемы равна $\Delta = \pm T_c$. В схемах, в которых совпадает начало измеряемого интервала со счетными импульсами (ГСИ с ударным возбуждением), методическая погрешность распределена по равномерному закону, а максимальная погрешность измерения временного интервала равна $\Delta = T_c$.

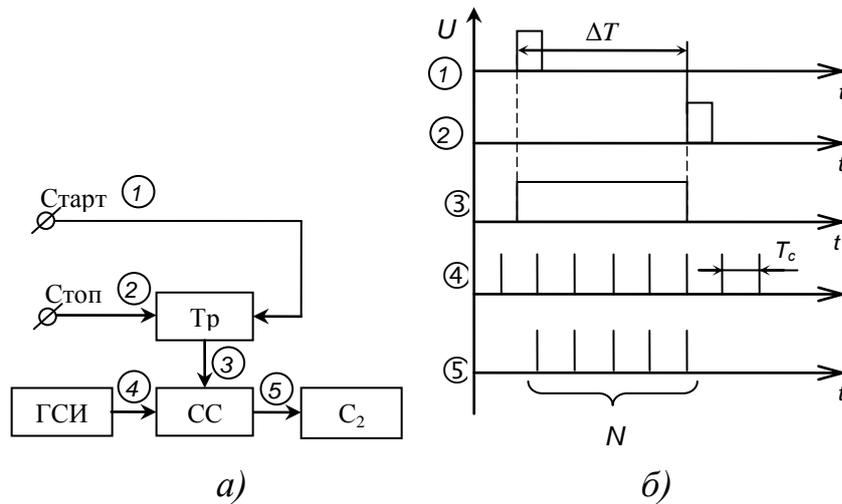


Рисунок 6.22 – Схема прямого счета: а- функциональная схема, б – временные диаграммы

Для измерения временного интервала с более высокой точностью используются косвенные методы измерения, к которым можно отнести нониусный метод измерения и метод пропорционального растягивания временного интервала.

Нониусный метод позволяет достаточно точно измерить остаточный временной интервал, который возникает при прямом счете (в схеме при синхронизации начала временного интервала и счетных импульсов).

Функциональная схема и временные диаграммы нониусного измерителя временного интервала приведены на рис.6.23.

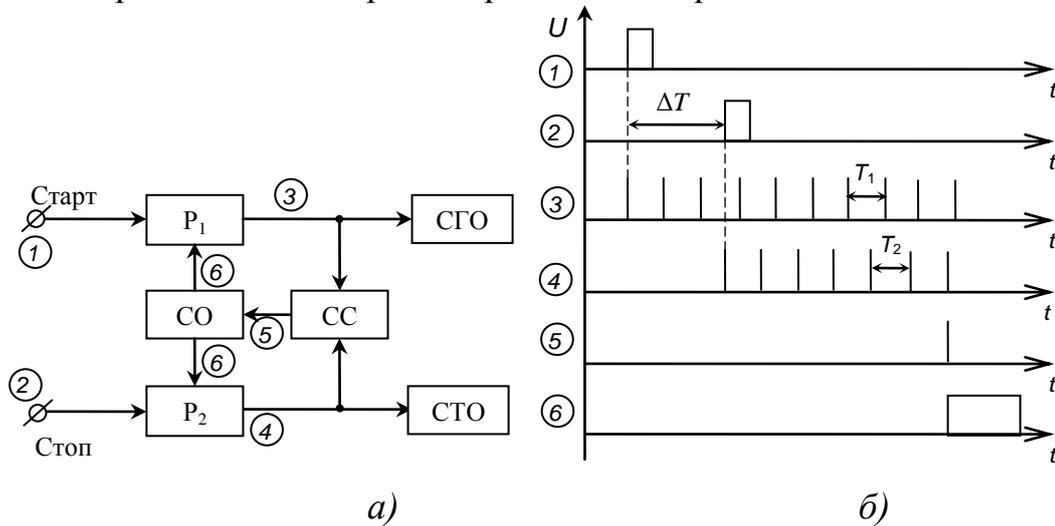


Рисунок 6.23 – Нониусный измеритель временных интервалов а – функциональная схема б – временные диаграммы

На рис.6.23а обозначены: Р – рециркулятор, СС – схема совпадений, СО – схема обнуления, СГО – счетчик грубого отсчета, СТО – счетчик точного отсчета.

В качестве генераторов счетных импульсов в таком нониусном измерителе используются рециркуляторы – генераторы импульсов с запаздывающей положительной обратной связью. Функциональная схема рециркулятора приведена на рис.6.24. и состоит из одновибратора (Одн), линии задержки (ЛЗ) и ключа (К).

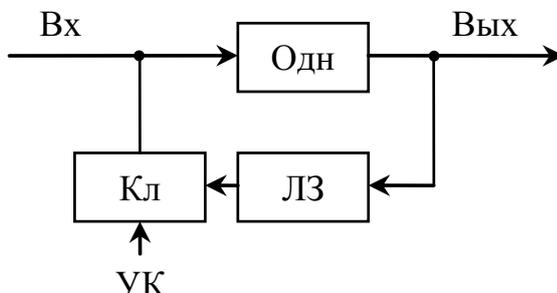


Рисунок 6.24 – Функциональная схема рециркулятора

С приходом стартового сигнала срабатывает одновибратор и при открытом ключе сам себя запускает выходным импульсом через линию задержки. Таким образом, на выходе рециркулятора имеется последовательность импульсов с периодом следования, определяемым линией задержки. Если ключ закрыть (от управления ключом УК) на время, превышающее период следования выходных импульсов, генерация прекращается. В качестве линии задержки могут быть использованы кабели задержки, в том числе и волоконно-оптические.

С приходом старт-импульса (соответствующего началу измеряемого временного интервала) (Рис.6.23) запускается рециркулятор P_1 , который формирует последовательность эталонных импульсов с периодом следования T_1 . Эти импульсы записываются в счетчике грубого отсчета. С приходом стоп-импульса (момент окончания измеряемого временного интервала) рециркулятор P_2 начинает формировать последовательность нониусных импульсов с периодом следования $T_2 = T_1 - \Delta t$. Эти импульсы поступают в счетчик точного отсчета. Так как периоды следования эталонных и нониусных импульсов отличаются на малую величину Δt , то в какой-то момент времени эталонный и нониусный импульсы совпадут по времени. В этот момент времени с выхода схемы совпадений сигнал запустит схему обнуления, выходной импульс которой, по длительности превышающий T_1 , закрывает ключи рециркуляторов, прекращая генерацию эталонных и нониусных импульсов. Таким образом, в счетчике грубого отсчета будет записано N импульсов, а в счетчике точного отсчета - C импульсов. В этом случае измеряемый временной интервал будет определяться по формуле

$$\Delta T = N - C T_1 + C - 1 T_1 - T_2 = N - 1 T_1 + C - 1 \Delta t. \quad (6.10)$$

Нониусный измеритель может использоваться при измерении любых по длительности временных интервалов. При использовании, например, волоконно-оптических линий задержки максимальная погрешность измерения может составлять $(0,2 \div 0,5 \text{ нс})$.

Для высокоточных измерений малых временных интервалов можно использовать метод пропорционального растягивания временного интервала. Такую схему используют в случае, когда частота счетных импульсов ограничивается инерционностью счетных ячеек. Простейшая функциональная схема измерителя с пропорциональным растягиванием временного интервала и временные диаграммы, поясняющие работу, приведены на рис.6.25.

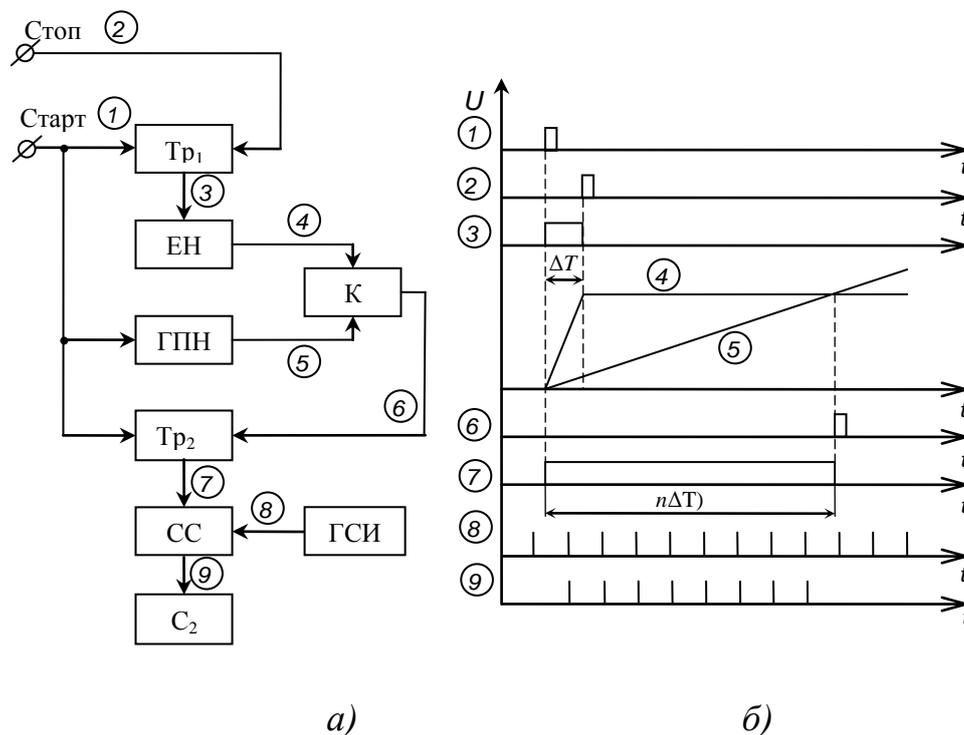


Рисунок 6.25 – Измеритель с пропорциональным растягиванием временного интервала а - функциональная схема, б - временные диаграммы

На рис. 6.25 обозначены: Tr - триггер, ЕН - емкостной накопитель, ГПН - генератор пилообразного напряжения, К - компаратор, ГСИ - генератор счетных импульсов, СС - схема совпадений, Сч - счетчик.

Старт-импульс опрокидывает триггера Tr₁, Tr₂ из состояния ноль в состояние единица и запускает генератор пилообразного напряжения. Открывается схема совпадений, и счетные импульсы от генератора счетных импульсов поступают в счетчик. С приходом стоп-импульса триггер Tr₁ возвращается в исходное состояние, формируя импульс, длительность которого соответствует измеряемому временному интервалу ΔT . за этот временной интервал осуществляется заряд емкости емкостного накопителя до некоторого напряжения. В момент совпадения по величине

пилообразного напряжения и напряжения, снимаемого с емкостного накопителя, компаратор формирует импульс, который приводит триггер Tr_2 в исходное состояние. Таким образом, длительность импульса, снимаемого с триггера Tr_2 будет в " n " раз больше измеряемого временного интервала независимо от длительности этого временного интервала.

Следовательно, максимальная погрешность измерения временного интервала в такой схеме будет в " n " раз меньше периода следования счетных импульсов.

Используются различные схемы, в частности, в [10] предлагается схема с изменением постоянной времени заряда, которая расширяет коэффициент преобразования, но не снижает погрешность срабатывания компаратора.

Идею изменения времени заряда можно использовать для снижения ошибки времени срабатывания компаратора. Предлагается устройство пропорционального растягивания временного интервала, структурная схема которого изображена на рис.6.26. На рис.6.27 приведены временные диаграммы, поясняющие работу схемы.

В приведенной на рис. 6.26 схеме вместо генератора пилообразного напряжения используется разрядно-зарядное устройство, схема которого представлена на рис.6.28 (на рис.6.28 обозначены: К1, К2, К3 - ключи; Одн – одновибратор, ИНВ - инвертор). С приходом измеряемого импульса с $Tr.Ш$ происходит заряд конденсатора в емкостном накопителе по отношению к опорному напряжению U_0 . Одновременно с такой же постоянной времени осуществляется разряд конденсатор 'С' (рис.6.28) через открытый ключ К2 через сопротивление R1. По окончании длительности входного импульса, ключ К2 закрывается, открывается ключ К3 и осуществляется заряд конденсатора с новой постоянной времени R_2C (как показано на диаграмме 3 рис.6.27).

В предлагаемой схеме условия срабатывания компаратора более лучшие. Существенно уменьшается временной разброс срабатывания из-за увеличения угла между постоянным напряжением и пилообразным напряжением при заданном коэффициенте преобразования (на рис.6.27 это можно проследить – пунктирной линией показана временная диаграмма пилообразного напряжения для схемы рис.6.25.).

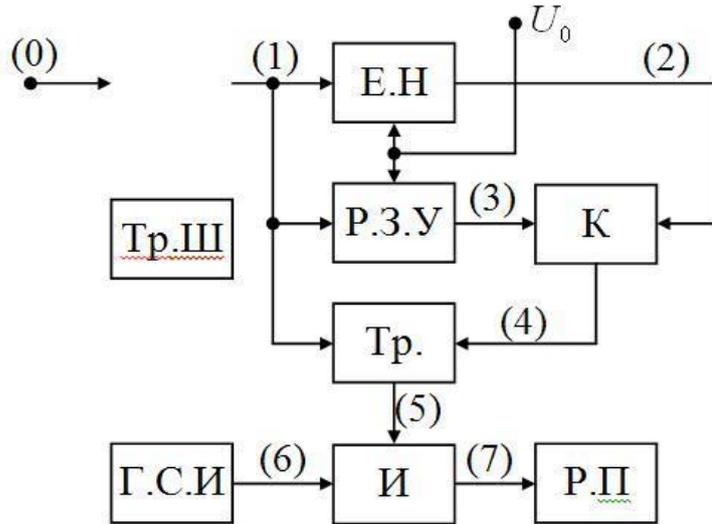


Рисунок 6.26 – Схема измерителя с изменением постоянной времени заряда и разряда емкости

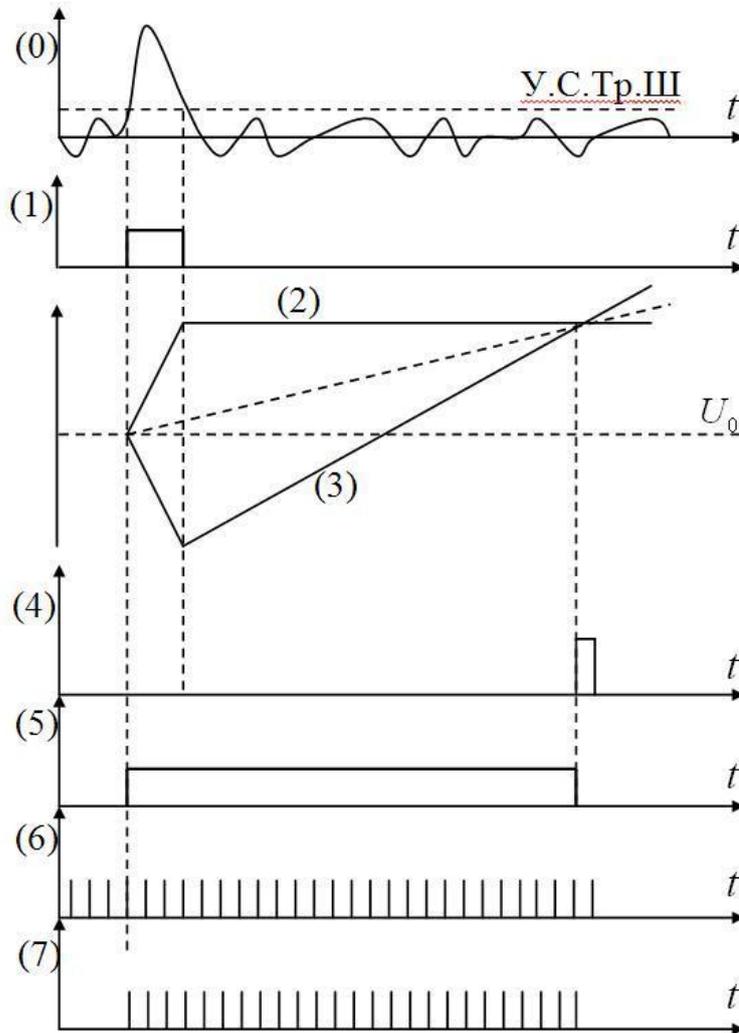


Рисунок 6.27 – Временные диаграммы, поясняющие работу схемы измерителя с изменением постоянной времени заряда и разряда емкости

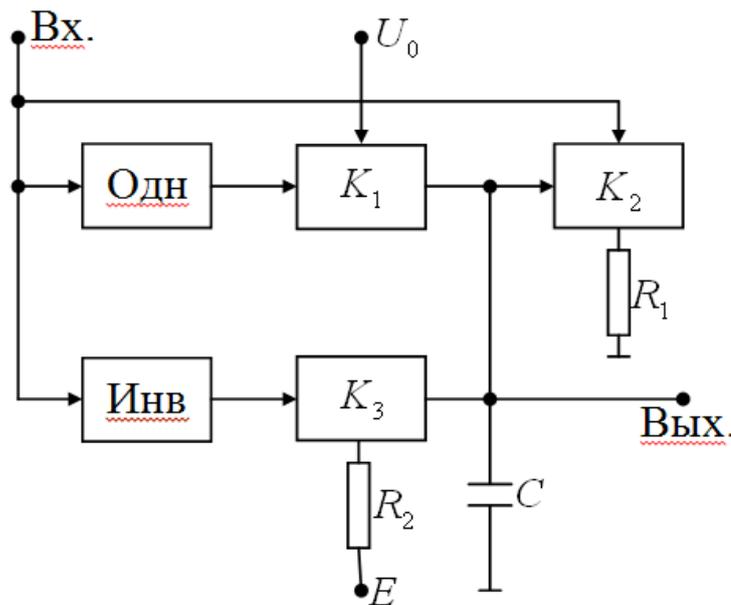


Рисунок 6.28 – Схема разрядно-зарядного устройства

Однако эффективность этого метода не распространяется при измерении больших временных интервалов, что обусловлено сложностью создания высокостабильных устройств, обеспечивающих пропорциональное растягивание временного интервала (стабилизация напряжения временного накопителя и высокий коэффициент линейности пилообразного напряжения на большом временном интервале). Для высокоточного измерения больших временных интервалов можно воспользоваться гибридной схемой.

В такой схеме временной интервал ΔT измеряется, как бы, в два этапа. Сначала производится грубое измерение интервала времени путем его заполнения счетными импульсами и их подсчетом в счетчике грубого отсчета. Затем измеряют остаточный интервал Δt_0 между последним счетным импульсом, подсчитанным счетчиком грубого отсчета, и стоп сигналом (соответствующем по времени окончанию измеряемого временного интервала ΔT). При этом остаточный интервал времени Δt_0 подвергается пропорциональному растягиванию в n раз. Растянутый временной интервал заполняется счетными импульсами, которые подсчитываются в счетчике точного отсчета. Одна из возможных функциональных схем такого измерительного устройства приведена на рис. 6.29.

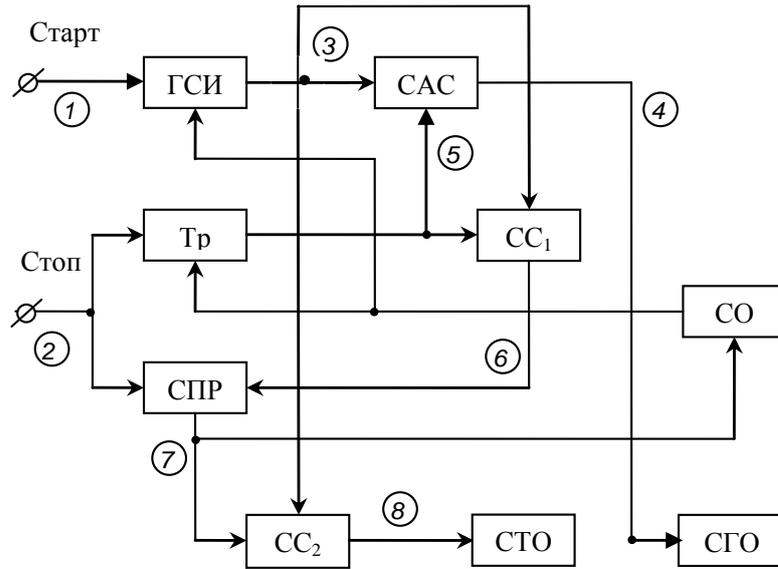


Рисунок 6.29 – Функциональная схема гибридного измерителя временного интервала

На схеме рис.6.26 обозначены: ГСИ – генератор счетных импульсов ударного возбуждения (с эталонной частотой следования), Тр – триггер, САС - схема антисовпадений, СПР – схема пропорционального растягивания временного интервала, СГО – реверсивный счетчик грубого отсчета, СТО – счетчик точного отсчета, СО – схема обнуления.

Старт-импульс запускает ГСИ, который формирует последовательность счетных импульсов с периодом следования T_c . Импульсы ГСИ через открытую схему антисовпадений САС поступают в счетчик грубого отсчета ТГО вплоть до момента прихода стоп-импульса, который опрокидывает триггер Тр. Счетчик фиксирует при этом N импульсов, укладываемых на интервале ΔT . С приходом стоп-импульса запускается схема пропорционального растягивания временного интервала и одновременно сигналом триггера Тр закрывается схема САС, открывается схема совпадений СС₁. Первый счетный импульс, прошедший схему совпадений СС₁ после ее открытия поступает в схему СПР уже как стоп-импульс для нее. Выходной импульс схемы СПР, длительность которого в n раз больше остаточного интервала $T_c - \Delta t_0$, открывает схему совпадения СС₂ и в счетчике точного отсчета СТО записываются S счетных импульсов. Спадом выходного импульса СПР запускается схема обнуления, сигнал которой прекращает генерацию ГСИ и приводит триггер Тр в исходное состояние. Таким образом, в счетчиках СТО и СГО будет записана информация о величине измеряемого временного интервала ΔT , который будет равен

$$\Delta T = T_c \left(N - \frac{C}{n} \right),$$

а максимальная погрешность измерения временного интервала –

$$\Delta_1 = \pm \frac{T_c}{n}.$$

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы гибридного измерителя приведены на рис.6.30.

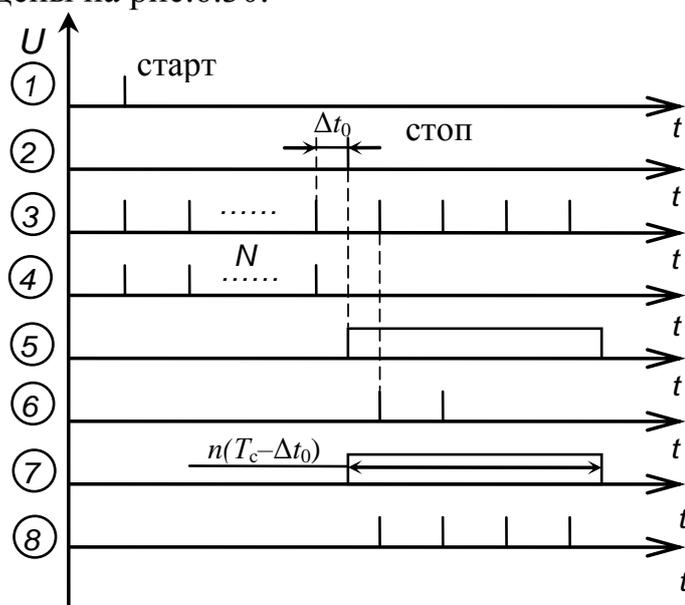


Рисунок 6.30 – Временные диаграммы работы гибридного измерителя временных интервалов

Применение такой гибридной схемы измерения с частотой счетных импульсов 500 мГц, $n = 20$ и фиксацией импульса по максимуму позволяет создавать малогабаритные геодезические импульсные дальномеры, погрешность измерения в которых составляет единицы см., и обладающие большим ресурсом автономной работы.

Для обеспечения высокоточных измерений дальности при фиксации временного положения принимаемого сигнала по максимуму требуется стабилизация уровня этого сигнала в пределах динамического диапазона приемно-усилительного тракта. Обеспечить величину сигнала в заданном диапазоне достаточно просто при частотном режиме измерений (когда формируются короткие лучистые импульсы, следующие с определенной частотой). В этом случае автоматическую регулировку уровня сигнала можно осуществлять, как в оптическом тракте, так и в электронном. Однако регулировка в электронном тракте может привести к частотным и фазовым искажениям передаточной функции приемно-усилительного тракта, и, следовательно, к дополнительной погрешности оценки времени запаздывания сигнала. Такая погрешность будет систематической и может быть скомпенсирована техническими средствами. Имеется в виду, что эта

погрешность определяется предварительным тестированием и записывается в память при изготовлении или поверке прибора, а затем соответствующим образом учитывается при измерении дистанции.

Регулировка уровня сигнала в оптическом тракте не вносит дополнительной погрешности. Осуществить такую регулировку можно двумя методами:

1. Путем установленного во входном зрачке жидкого кристалла с динамическим рассеянием или расположенного перед фотоприемником жидкого кристалла с изменяющимся коэффициентом пропускания, на которые подается управляющее напряжение с электронной схемы автоматической регулировки усиления (АРУ);

2. Электромеханическим способом посредством апертурной ирисовой диафрагмы или дискретным изменением коэффициента пропускания нейтральных фильтров, установленных перед фотоприемником.

6.3 Высотомеры малых высот

Лазерные высотомеры малых высот могут использоваться, например, при посадке летательных аппаратов, в навигационных системах крылатых ракет, космических аппаратах для исследования планет и астероидов солнечной системы. Диапазон измеряемых высот может составлять величину \sim от 5 до 500 метров, а погрешность измерения дистанции $\sim 0,1 \div 0,5$ м. Базовой схемой для таких высотомеров является схема, приведенная на рис.6.18 . В высокоточных высотомерах [1] можно использовать схему фиксации по максимуму сигнала, а для измерения временного интервала можно применить метод косвенного измерения, например, схемы рис.6.25 и рис.6.26

Следует отметить, что угол поля излучения выбирается из условия, что средняя априорно известная временная протяженность облучаемой поверхности при этом будет меньше, чем длительность излучаемого сигнала.

Для обеспечения высокой точности измерения в лазерных высотомерах малых высот необходимо осуществлять стабилизацию уровня принимаемого сигнала в пределах динамического диапазона приемно-усилительного тракта. При большой скважности принимаемых наносекундных импульсов автоматическая регулировка усиления в электронном тракте приводит к дополнительным погрешностям из-за изменения частотных и фазовых характеристик, а в оптическом тракте, в ряде случаев, к усложнению конструкции и схемы.

В высотомерах малых высот можно осуществить автоматическую регулировку уровня сигнала методом пространственной селекции. Величина принимаемого сигнала в таких системах обратно

пропорциональна квадрату измеряемого расстояния, если угол расходимости излучения передающего устройства не выходит за пределы углового поля принимающей оптической системы в пространстве предметов. Однако в оптических системах, для которых угол расходимости пучка излучения передающего устройства пересекается с угловым полем приемного объектива в пространстве предметов начиная только с некоторой начальной дистанции H_n (рис.6.31), зависимость величины принимаемого оптического сигнала от измеряемой дистанции имеет другой вид. Именно это и позволяет поддерживать уровень принимаемого сигнала в пределах динамического диапазона приемно-усилительного тракта при изменении измеряемой дистанции без применения специальных мер [2].

Оценим возможности такого метода стабилизации уровня принимаемого сигнала. Для этого определим зависимость величины оптического сигнала от измеряемой дистанции при различных формах полей излучения и приема. При этом будем исходить из предположения, что яркость, создаваемая на облучаемой поверхности в пределах угла расходимости излучения – равномерная. Кроме этого, в геометрических расчетах будем пренебрегать размерами зрачков передающей и приемной оптических систем.

Пусть в сечении, перпендикулярном направлению на облучаемую поверхность, угловые поля приемной оптической и передающей оптических систем в пространстве предметов имеют формы и взаимное расположение, представленные на рис.6.31. В этом случае зависимость величины падающего на чувствительную площадку фотоприемника лучистого потока Φ_n от расстояния H до облучаемой поверхности определяется соотношением

$$\Phi_n H = \frac{C_1}{H^2} \cdot \frac{S_\Sigma}{S}, \quad (6.11)$$

где S и S_Σ - площади сечений угла расходимости пучка излучения передающего устройства и части этого пучка, пересекающейся с угловым полем приемной оптической системы в пространстве предметов соответственно, как изображено на рис. 6.32; $C_1 = const$.

Очевидно, что площадь S зависит от H независимо от формы поля излучения:

$$S = C_2 H^2, \quad (6.12)$$

где $C_2 = const$.

Поэтому зависимость (6.11) примет вид

$$\Phi_n H = \frac{C_3 S_\Sigma}{H^4}, \quad (6.13)$$

Здесь $C_3 = \frac{C_1}{C_2} = const.$

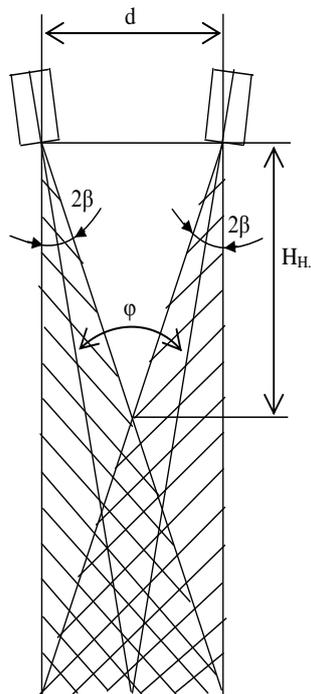


Рисунок 6.31 – Пространственная схема излучения и приема

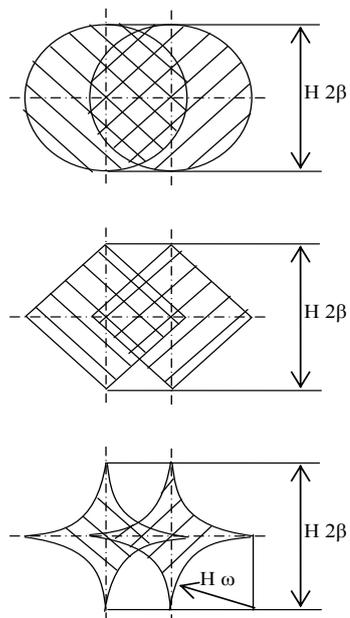


Рисунок 6.32 – Сочетание полей излучения и приема на облучаемой поверхности

Обозначив относительное расстояние до облучаемой поверхности через $x = \frac{H}{H_n}$, зависимости S_Σ от H для вариантов, приведенных на рис.6.32 а, б и в, будут соответственно иметь вид:

$$a) S_\Sigma = 2 \beta H_n^2 x^2 \left[\arccos \left(\frac{1+k}{x} - k \right) - \left(\frac{1+k}{x} - k \right) \sqrt{1 - \left(\frac{1+k}{x} - k \right)^2} \right] \quad (6.14)$$

$$б) S_\Sigma = \frac{d^2}{2} x - 1^2, \quad (6.15)$$

$$в) S_\Sigma = 2 \beta H_n^2 x^2 \left[2 \frac{1+k}{x} \left(1 - \frac{1}{x} \right) - \frac{\pi}{2} + \arccos \frac{1+k}{x} \left(1 - \frac{1}{x} \right) - \frac{1+k}{x} \left(1 - \frac{1}{x} \right) \sqrt{1 - \frac{1+k}{x}^2 \left(1 - \frac{1}{x} \right)^2} \right], \quad (6.16)$$

где $k = \frac{\varphi}{2\beta}$, 2β - угол поля излучения и приема, φ - угол между осями приемной и передающей оптическими системами, d - расстояние между центрами входного и выходного зрачков объективов локатора (база).

С учетом (6.14), (6.15) и (6.16) падающий на чувствительную площадку фотоприемника лучистый поток можно теперь представить зависимостями

$$a) \Phi_n x = C_a \frac{\arccos \left(\frac{1+k}{x} - k \right) - \left(\frac{1+k}{x} - k \right) \sqrt{1 - \left(\frac{1+k}{x} - k \right)^2}}{x^2}, \quad (6.17)$$

$$б) \Phi_n x = C_b \frac{x - 1^2}{x^4}, \quad (6.18)$$

$$в) \Phi_n x = \frac{C_в}{x^2} \left[2 \frac{1+k}{x} \left(1 - \frac{1}{x} \right) - \frac{\pi}{2} + \arccos \frac{1+k}{x} \left(1 - \frac{1}{x} \right) - \frac{1+k}{x} \left(1 - \frac{1}{x} \right) \sqrt{1 - \frac{1+k}{x}^2 \left(1 - \frac{1}{x} \right)^2} \right], \quad (6.19)$$

где $C_a = C_в = 2C_3 \left(\frac{\beta}{H_n} \right)^2$, $C_b = \frac{d^2 C_3}{2H_n^4}$.

На рис.6.33 представлены нормированные по величине кривые, характеризующие изменение падающего потока на чувствительную площадку фотоприемника для рассмотренных структур полей излучения и приема (кривые *a*, *б* и *в*). Для сопоставления на этом же рисунке приведена кривая зависимости нормированного по величине падающего лучистого потока для высотомера (дальномера), в котором перекрываются поля излучения и приема (кривая *г*).

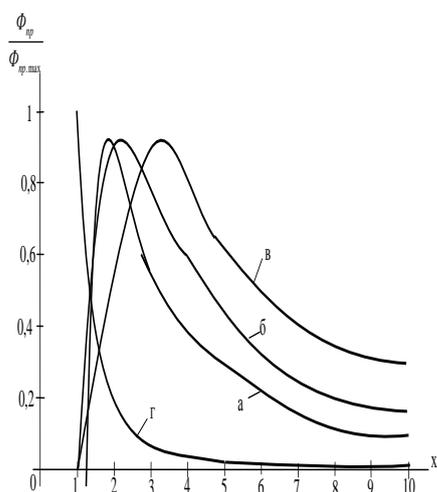


Рисунок 6.33
Нормированная по величине значение падающего лучистого потока от относительного расстояния x

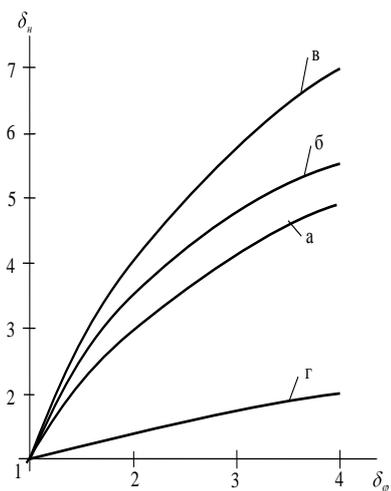


Рисунок 6.34
Зависимость относительного диапазона измеряемых расстояний δ_n от относительного диапазона величин падающего потока

Очевидно, что в этом случае зависимость Φ_n x имеет вид

$$\Phi_n x = \frac{C_d}{x^2}, \text{ а } - \left(C_d = \frac{C_1 S_\Sigma}{H_n s} \right),$$

поскольку $\frac{S_\Sigma}{S}$ в этом случае не зависит от H . Из графиков, представленных на рис.6.33 получаем зависимости δ_n и δ_ϕ , которые показывают, в каком относительном диапазоне может изменяться измеряемое расстояние при нахождении величины принимаемого сигнала в пределах допустимого относительного диапазона $\delta_\phi = \frac{\Phi_{n \max}}{\Phi_{n \min}}$. Величина

δ_ϕ определяется динамическим диапазоном приемно-усилительного тракта.

Рафики зависимостей δ_n δ_ϕ для рассмотренных структур полей излучения и приема приведены на рис.6.34.

Регулировка уровня сигнала методом пространственной селекции наряду с автоматическим поддержанием величины принимаемого сигнала в пределах динамического диапазона приемно-усилительного тракта высотомера обеспечивает существенное уменьшение диффузной помехи (помехи обратного рассеяния) в условиях ее возникновения.

Естественно, что если в лазерных высотомерах требуемую структуру поля излучения без энергетических потерь сформировать не представляется возможным, то с созданием необходимой структуры поля приема затруднений нет (обеспечивается полевой диафрагмой). Однако при использовании в высотомере малых высот полупроводникового лазера, тело свечения которого составляет 5×100 мкм в приемной системе можно обойтись и без полевой диафрагмы. В таких системах пространственная регулировка уровня сигнала в определенных пределах будет осуществляться автоматически и зависит только от базы оптических осей передающей и приемной систем.

Особый интерес представляет создание высотомеров малых высот, работающих над морской поверхностью, что, главным образом, обусловлено отражательными характеристиками морской поверхности. Поверхность моря никогда не бывает гладкой. Постоянно имеются различные волны – от приливных с длиной волны порядка тысяч километров до капиллярных с длиной волны порядка миллиметра. Основным волнением является ветровое волнение. Реальная морская поверхность может быть представлена в виде случайной суперпозиции большого числа волн различных частот и амплитуд. Такая поверхность представляет собой случайное поле с близким к нормальному распределению волновых склонов. Энергетический спектр ветрового волнения является низкочастотным с ярко выраженным максимумом в районе 0,15 Гц. Исходя из представлений Бугера, морскую поверхность можно рассматривать как множество элементарных зеркальных отражателей случайно ориентированных в пространстве. Коэффициент отражения этих элементарных отражателей при нормальном падении излучения определяется по формуле

$$\rho = \left(\frac{n-1}{n+1} \right)^2,$$

где n - показатель преломления воды, который мало зависит от солености и температуры и для длины волны излучения 0,9 мкм равен $\sim 1,33$.

Таким образом, коэффициент отражения равен 0,02. При этом мало меняется в диапазоне углов падения излучения $\pm 15^\circ$ [4].

При импульсном локационном облучении такой поверхности число нормально ориентированных элементарных отражателей является случайным. При этом большая часть, падающего на эти площадки излучения преломляется и рассеивается в толще воды. Однако энергия

принимаемого рассеянного толщей воды сигнала будет значительно меньше, чем отраженного. Для высотомеров малых высот при использовании полупроводниковых источников излучения этот рассеянный в толще воды сигнал всегда будет меньше порогового уровня и его можно не учитывать. Следовательно, величина принимаемого сигнала является случайной и зависит также от угла визирования морской поверхности φ и отношения размера облучаемой поверхности к средней длине морской волны (это отношение или коэффициент K характеризует в определенной степени угол поля излучения и приема).

На рис.6.35 приведены плотности вероятностей приема сигналов, отраженных от морской поверхности с ветровым волнением 3 балла, от угла визирования φ при трех значениях коэффициента K [13].

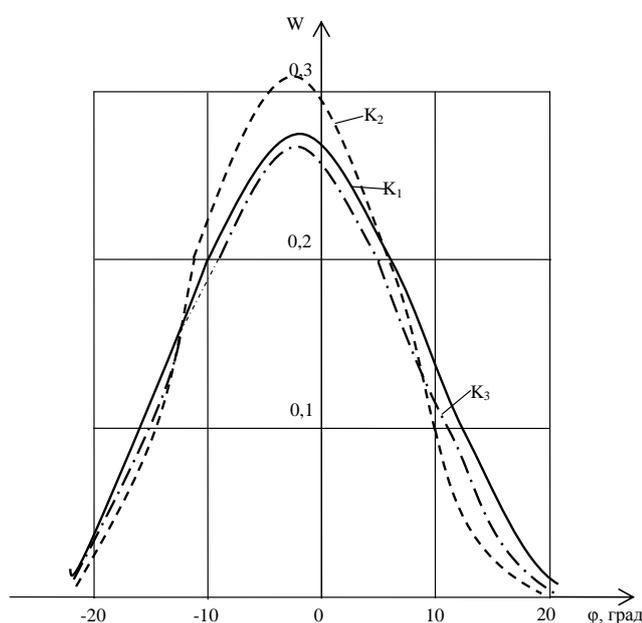


Рисунок 6.35 – Плотности вероятностей приема сигналов, отраженных от морской поверхности, в зависимости от угла визирования φ при $K_1 = 0,04$, $K_2 = 0,12$, $K_3 = 0,36$

Из приведенного рисунка видно, что плотность вероятностей приема сигнала можно аппроксимировать гауссовой функцией, а максимум ее сдвинут примерно на 2^0 от нормали, что совпадает с распределением склонов морских ветровых волн. При этом имеется оптимальное отношение размера облучаемой поверхности и средней длиной морской волны. Однако такое наилучшее условие при заданном поле излучения зависит от высоты полета и волнения моря. На рис.6.36 представлены кривые плотностей вероятностей величины отраженного сигнала при различных значениях угла визирования φ . В первом приближении, эти распределения можно рассматривать, как релейевские.

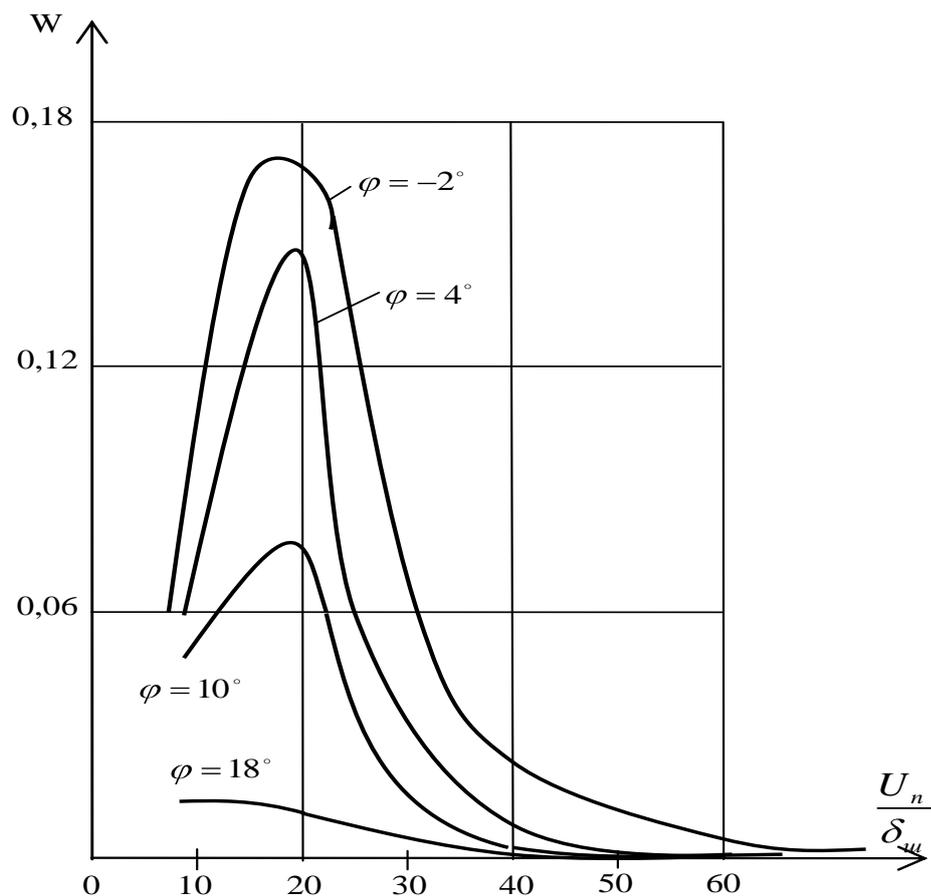


Рисунок 6.36 – Плотности вероятностей величин отраженных сигналов от морской поверхности

Естественно, из приведенных вероятностных характеристик отражения импульсных лучистых сигналов следует, что не при каждом зондировании поверхности можно зафиксировать отраженный сигнал. Следовательно, в схеме такого высотомера необходимо предусмотреть обнуление счетных ячеек измерительной схемы при отсутствии отраженного сигнала.

Кроме указанной особенности построения высотомеров, работающих по морской поверхности, требуется обеспечить работу в условиях стелющегося над водой тумана.

В этом случае можно использовать помеху обратного рассеяния как полезный фактор. Временное положение относительно резкого спада помехи обратного рассеяния t_0 (рис.6.37) будет соответствовать границе раздела тумана и воды, так как большая энергия излучения уйдет в толщу воды.

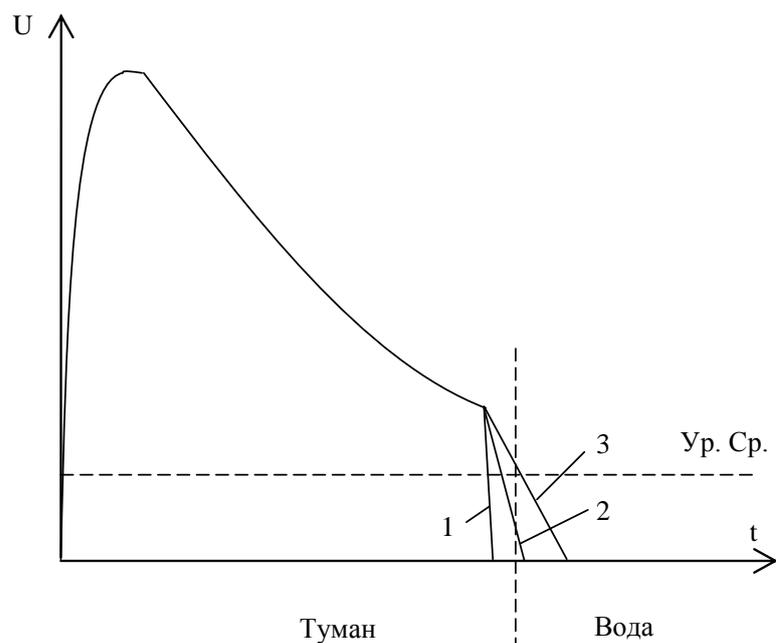


Рисунок 6.37 – Помеха обратного рассеяния в среде туман-морская поверхность

Учитывая этот эффект, фиксировать временное положение сигналов в опорном и приемном каналах следует по их спаду и измерять временной интервал между этими моментами времени. В этом случае получим универсальную схему измерения высоты, которая позволит определить дистанцию до морской поверхности, как в отсутствии тумана, так и при наличии его, даже если между летательным аппаратом и туманом имеется прозрачный промежуток.

Вариант функциональной схемы такого лазерного высотомера приведена на рис.6.38, а на рис.6.39 представлены временные диаграммы, поясняющие принцип работы.

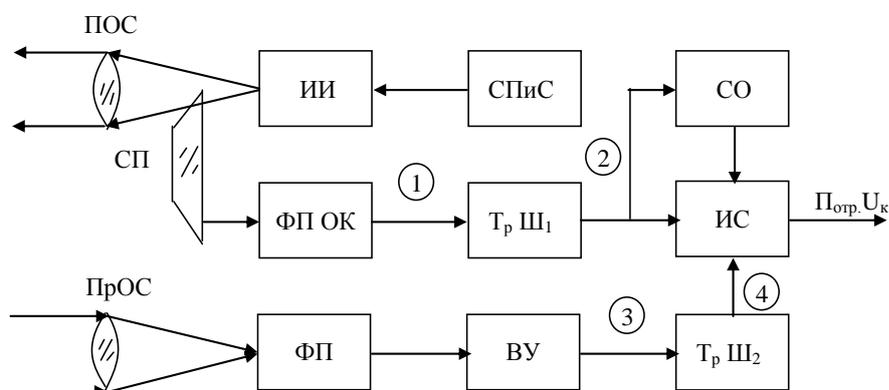


Рисунок 6.38 – Функциональная схема высотомера, работающего над морем в условиях тумана и прозрачной атмосферы

В качестве схем фиксации временного положения опорного и принимаемого сигналов используются триггера Шмидта (соответственно Тр.Ш₁ и Тр.Ш₂ на рис.6.). Полоса пропускания видеоусилителя (ВУ) выбирается такой, чтобы передаточная функция приемно-усилительного тракта позволяла обеспечить минимально возможную шумовую погрешность времени запаздывания при фиксации по спаду импульса (при симметричном сигнале она будет равна ошибке фиксации по фронту). Измерительная схема (ИС) представляет собой схему прямого счета, приведенную на рис.6.22. Временной интервал измеряется между моментами спадов выходных импульсов с триггеров Шмидта Тр.Ш₁ и Тр.Ш₂. В случаях отсутствия принимаемого сигнала посредством схемы обнуления (СО) осуществляется прекращение поступления счетных импульсов в счетные ячейки и их обнуление, подготавливая схему к новому зондированию поверхности моря. При приеме сигнала через некоторый интервал дается команда на передачу информации потребителю.

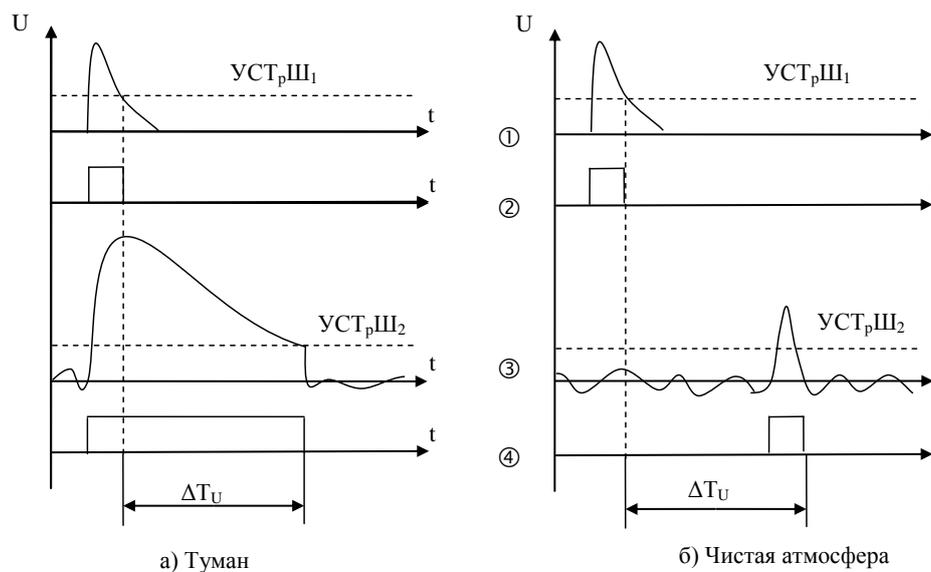


Рисунок 6.39 – Временные диаграммы, поясняющие принцип измерения высоты над морем в условиях тумана и чистой атмосферы

Естественно, что при работе в тумане спад помехи обратного рассеяния на границе раздела туман-вода может оказаться размытым (Рис.6.37, кривые 1,2,3.) и при каждом зондировании величина этого размытия может меняться случайным образом. Однако наличие тумана обеспечивает схемой постоянный контакт с морской поверхностью (фиксацию спада сигнала обратного рассеяния), а при отсутствии его – только с определенной вероятностью. Поэтому при наличии тумана можно осуществлять осреднение информации о высоте за определенное число

зондирований и, следовательно, уменьшить погрешность, обусловленную размытием спада помехи обратного рассеяния.

6.4 Повышение точности импульсных оптических дальномеров

Проблема обеспечения высоких точностей измерения расстояний импульсными оптическими дальномерами остается актуальной, несмотря на имеющиеся достижения в последние годы. Высокие точности удается обеспечить, главным образом, путем усреднения при многократных измерениях.

При измерении дальности импульсным методом случайная погрешность измерения в основном определяется двумя составляющими: шумовой и методической. Первая обусловлена сдвигом отсчетной точки под действием шумов (погрешность определения времени запаздывания сигнала), вторая – методом измерения временного интервала. Потенциальная точность при импульсном измерении дистанции будет иметь место в условиях оптимальной фильтрации и фиксации временного положения сигнала по его максимуму, что соответствует оценке времени запаздывания по максимуму правдоподобия. В этом случае средняя квадратическая погрешность времени запаздывания сигнала будет определяться известным выражением

$$\sigma_{\tau} = \frac{1}{\omega_1 \mu},$$

где: $\omega_1 = \left[\frac{\int_0^{\infty} \omega^2 |S(j\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega} \right]^{\frac{1}{2}}$ - средняя квадратическая частота спектра

сигнала,

μ - величина отношения сигнала к шуму на входе схемы фиксации временного положения,

$S(j\omega)$ - спектральная функция принимаемого сигнала.

При измерении временного интервала используется либо прямой метод заполнения его счетными импульсами, либо косвенные методы измерения. Наибольшее распространение среди них получили нониусный метод и метод пропорционального растягивания временного интервала. Современная элементная база позволяет прямым методом обеспечить максимальную величину погрешности измерения временного интервала $\sim 0,5 \div 1 \cdot 10^{-9}$ с. Косвенные методы могут практически уменьшить эту погрешность на порядок. При этом суммарная погрешность измерения дальности при сравнительно небольших отношениях сигнала к шуму будет определяться, главным образом, шумовой составляющей, а при достаточно больших отношениях сигнала к шуму – методической составляющей, т.е.

погрешностью измерения временного интервала. Повышение точности при усреднении многократных измерений следует ожидать лишь для таких величин сигнал/шум, при которых шумовая погрешность по своей величине перекрывает период следования счетных импульсов, заполняющих временной интервал. В этом случае N кратное измерение постоянной по величине дистанции позволит сократить погрешность определения дальности в $\sim \sqrt{N}$ раз. При значительной величине отношения сигнала к шуму, когда шумовой составляющей погрешности измерения можно пренебречь, закон больших чисел не работает из-за отсутствия фактора случайности и, следовательно, усреднение многократных измерений не приводит к уменьшению погрешности определения дальности. Именно работа в этих условиях при измерении малых дистанций, когда практически почти не сказывается влияние условий распространения излучения, представляет интерес для создания высокоточных импульсных оптических дальномеров.

Можно воспользоваться двумя методами повышения точности при многократных измерениях:

- метод искусственного введения фактора случайности;
- метод косвенной дискретизации периода следования счетных импульсов, заполняющих временной интервал.

На рис.6.40 приведена структурная схема импульсного дальмера с шумовой синхронизацией момента излучения, реализующая первый метод.

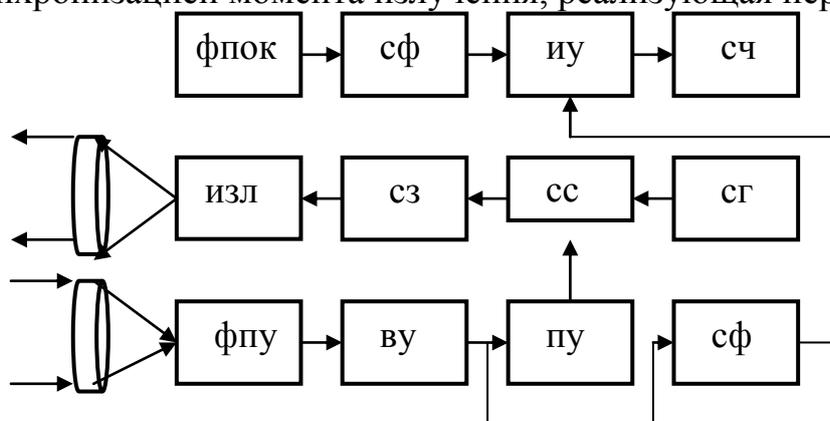


Рисунок 6.40 – Структурная схема импульсного оптического дальмера с шумовой синхронизацией излучения

На схеме приведены следующие обозначения: ФПОК – фотоприемник опорного канала, СФ – схема фиксации временного положения сигнала, ИУ – измерительное устройство (схема измерения временного интервала), СЧ – электронный счетчик, ИЗЛ – излучатель, СЗ – схема запуска излучателя, СС – схема совпадений, СГ – синхрогенератор, ФПУ – фотоприемное устройство, ВУ – видеоусилитель, ПУ – пороговое устройство.

В этой схеме запуск излучателя осуществляется в пределах длительности импульса синхронизатора шумовым выбросом приемно-усилительного тракта. Для этого в схему дальномера введены дополнительно схема совпадений и пороговое устройство, уровень срабатывания которого близок к величине среднего квадратичного значения шумов на выходе приемно-усилительного тракта. Таким образом, измеряемый временной интервал (соответствующий определяемой дистанции) при каждом измерении будет случайным образом ориентирован по отношению к счетным импульсам измерительного устройства. В результате независимо от значения величины отношения сигнала к шуму усреднение за N измерений снизит случайную погрешность определения дальности $\sim \sqrt{N}$ раз.

Важной задачей является повышение точности импульсных дальнометров при сокращении времени измерения. Существенно сократить время измерения при усреднении информации о дальности позволяет использование метода косвенной дискретизации периода следования импульсов заполнения временного интервала [11], являющегося модификацией метода многократной рециркуляции импульсов с последовательным фазовым сдвигом [9]. Сущность этого метода заключается в том, что при усреднении за N измерений каждый раз измеряемый временной интервал сдвигается по отношению к счетным импульсам на $1/N$ периода их следования. При этом число счетных импульсов, укладываемых в временной интервал, при каждом измерении может отличаться только на единицу. Тогда при N измерениях K раз во временной интервал будет укладываться $m + 1$ счетных импульсов и $N - K$ раз - m счетных импульсов. Следовательно, при усреднении измеряемый временной интервал будет определяться зависимостью

$$\Delta T = \frac{m N - K + m + 1}{N} T_c = m T_c + \frac{K}{N} T_c, \quad (6.20)$$

где T_c - период следования счетных импульсов.

Таким образом, максимальная погрешность измерения временного интервала будет, например, при использовании метода прямого счета уже составлять не $\pm T_c$, а $\pm \frac{T_c}{N}$. Следует заметить, что в этом случае погрешность

измерения будет в \sqrt{N} раз меньше, чем при обычном усреднении.

Техническая реализация этого метода иллюстрируется структурной схемой, приведенной на рис.6.41.

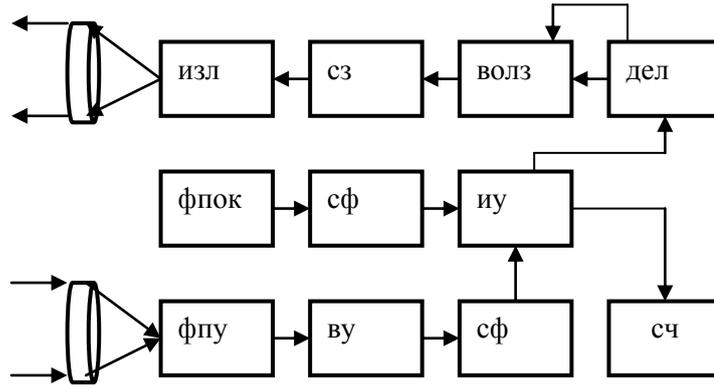


Рисунок 6.41 – Структурная схема импульсного оптического дальномера с косвенной дискретизацией периода счетных импульсов

На рис.6.41 наряду с приведенными выше обозначениями имеются следующие: УВОЛЗ – управляемая волоконно-оптическая линия задержки, ДЕЛ – делитель счетных импульсов. В ДЕЛ также формируется сигнал для управления УВОЛЗ.

Представленная схема импульсного оптического дальномера отличается от обычной тем, что синхроимпульсы для запуска излучателя проходят через управляемую волоконно-оптическую линию задержки, а формируются они делителем путем деления счетных импульсов, снимаемых с измерительного устройства [11].

Естественно, что основным устройством, реализующим рассматриваемый метод, является управляемая волоконно-оптическая линия задержки, схема которой представлена на рис.6.42. Эта линия задержки состоит из светодиодного излучателя (СДИ), фотоприемника (ФП), схемы управления (СУ), N жидкокристаллических оптических затворов (ЖКЗ), N оптических волокон одинаковой длины, идущих от СДИ к ЖКЗ и N оптических волокон, идущих от затворов к фотоприемнику.

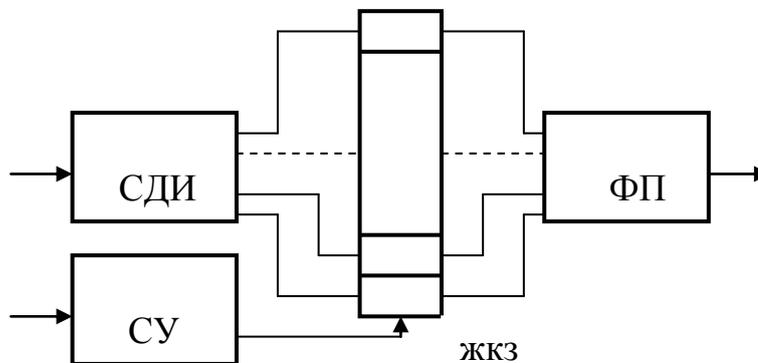


Рисунок 6.42 – Схема управляемой волоконно-оптической линии задержки

При этом длина каждого из волокон, идущих к фотоприемнику, больше предыдущего на величину, пропорциональную по времени распространению излучения в них на $\frac{1}{N}$ периода следования счетных импульсов. Таким образом, одно из волокон имеет минимальную (обусловленную конструктивными соображениями) длину, а каждое следующее волокно больше предыдущего на величину $\frac{T_c C}{N}$ (C - скорость распространения излучения в волокне). Отметим, что открыт только один из оптических затворов, а схема управления последовательно открывает жидкокристаллические оптические затворы при поступлении на вход управляемой волоконно-оптической линии задержки синхроимпульсов с делителя. Таким образом, запуск излучателя дальномера осуществляется каждый раз с все увеличивающимся временным интервалом по отношению к счетным импульсам.

Так как все оптические волокна идут от одного светодиодного излучателя к одному фотоприемнику, то систематическая ошибка сводится к нулю, а случайная погрешность измерения временного интервала уменьшается в N раз.

Так при частоте излучения 10 кГц с использованием устройства пропорционального растягивания временного интервала с коэффициентом $k = 10$ и частотой счетных импульсов 1 гГц применение рассматриваемой схемы с усреднением за 10 измерений позволит определить дальность с погрешностью ± 3 мм. При этом время измерения составит 10^{-3} с. Чувствительность импульсного дальномера может быть доведена и до величины меньшей 1 мм.

Рассмотренные схемы импульсных дальномеров позволяют не только надежно увеличить точность измерений, но и существенно сократить при этом время измерения.

Импульсные оптические дальномеры, построенные на основе метода косвенной дискретизации периода следования счетных импульсов, предназначены, главным образом, для измерения небольших дистанций и могут найти применение в технологических процессах, например, для дефектоскопии разливочных ковшей в сталелитейной промышленности.

6.5 Измерение наклонной дальности

Проблема измерения наклонной дальности возникает в случаях, при которых продольная протяженность облучаемого участка поверхности составляет десятки и даже сотни метров. При этом отражательные свойства цели могут оказаться меньше некоторых элементов подстилающей поверхности. Например, при высоте носителя $H = 500$ м, расстоянию до поверхности (рис.6.43) $L = 10000$ м, угле поля излучения $2\beta_1 = 1'$

продольная протяженность облучаемой поверхности составляет $\Delta l = 60$ м. При $H = 200$ и тех же остальных данных - $\Delta l = 150$ м, а при $2\beta_1 = 2'$ - $\Delta l = 300$ м.

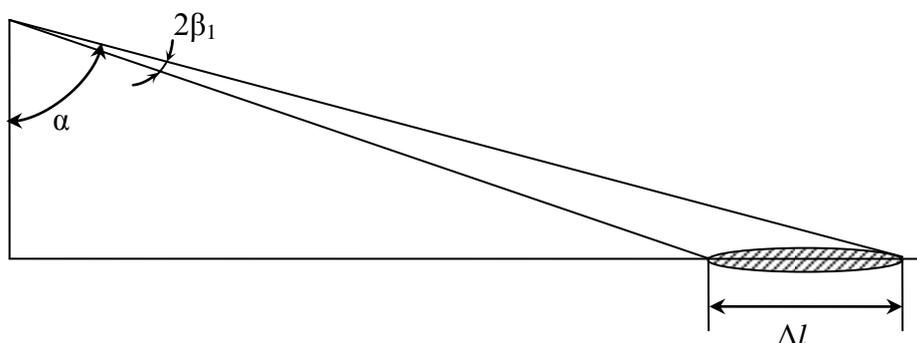


Рисунок 6.43 – Схема облучения при измерении наклонной дальности

Возможная отражательная импульсная характеристика облучаемой поверхности при наличии цели приведена на рис.6.44, где буквой ζ обозначен выброс, соответствующий временному положению цели. Такая отражательная импульсная характеристика имеет место при наличии нескольких энергетических центров на отражающей поверхности.

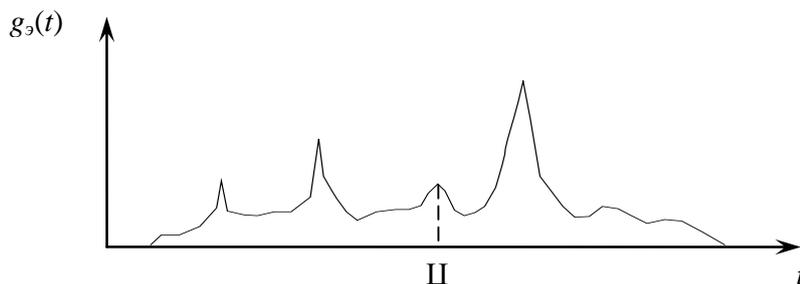


Рисунок 6.44 – Отражательная импульсная характеристика облучаемой поверхности при измерении наклонной дальности

Естественно, что отраженный сигнал будет определяться интегралом Дюамеля

$$s_2 t = \int_{t_1}^{t_2} s_1 \tau g_3 t - \tau d\tau.$$

При коротком зондирующем импульсе $s_1 t$ отраженный сигнал будет в определенной степени повторять отражательную импульсную характеристику облучаемой поверхности.

В ряде случаев величина выброса сигнала от цели может оказаться меньше или сопоставимой с выбросами от элементов подстилающей поверхности. В этом случае необходимо решать труднопреодолимую задачу распознавания истинного выброса от цели, так как выброс от цели является

собственно элементом случайного процесса (или случайного поля), а не аддитивной смесью сигнала и помехи.

Помимо идентификации выбросов сигнала необходимо учитывать тот факт, что с увеличением длительности отраженного сигнала наряду с уменьшением величины отраженного сигнала дополнительно снижается пороговая чувствительность вследствие неоптимальной фильтрации по ширине полосы пропускания. Для частичной компенсации указанного явления можно использовать двухканальные приемные системы (рис.6.45).

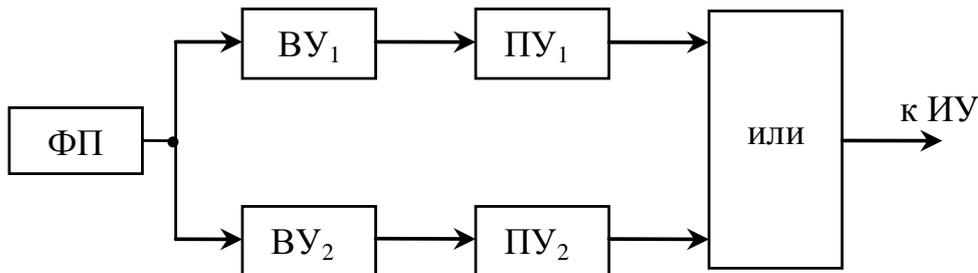


Рисунок 6.45 – Двухканальная приемная система дальномера

В такой приемной системе два усилительных тракта: видеоусилитель $ВУ_1$ имеет ширину полосы пропускания, согласованную с излучаемым сигналом, а $ВУ_2$ - полосу пропускания, согласованную с отраженным сигналом максимальной длительности (при максимальном угле визирования цели - α). Соответственно и пороговые устройства $ПУ_1$ и $ПУ_2$ имеют различные уровни срабатывания, причем $ПУ_2$ обладает более низким уровнем срабатывания.

Использование такой приемной системы позволяет увеличить максимальную дальность действия локатора. Однако повышение пороговой чувствительности за счет сужения полосы пропускания приводит к существенному повышению погрешности измерения наклонной дальности.

Можно использовать систему, которая являлась бы универсальной для измерения наклонной дальности при любых углах визирования цели γ и обладала гораздо меньшей погрешностью измерения, чем двухканальная приемная схема при больших углах визирования.

Сущность построения такого локатора для измерения наклонной дальности заключается в том, что верхний край поля излучения совмещается с линией визирования (тем самым происходит облучение подстилающей поверхности перед целью), а обработка отраженного сигнала при любом угле визирования осуществляется в видеоусилителе с изменяющейся по длительности импульсной характеристикой (в зависимости от высоты H и угла визирования цели γ). В этом случае, какова бы не была амплитудно-временная структура отраженного сигнала, максимум взаимно корреляционной функции этого сигнала и постоянной по форме импульсной характеристикой, т.е. максимум сигнала на выходе

видеоусилителя, всегда будет соответствовать окончанию отраженного сигнала а, следовательно, временному положению цели $t_{ц}$. Принцип такого измерения наклонной дальности поясняется рис.6.46.

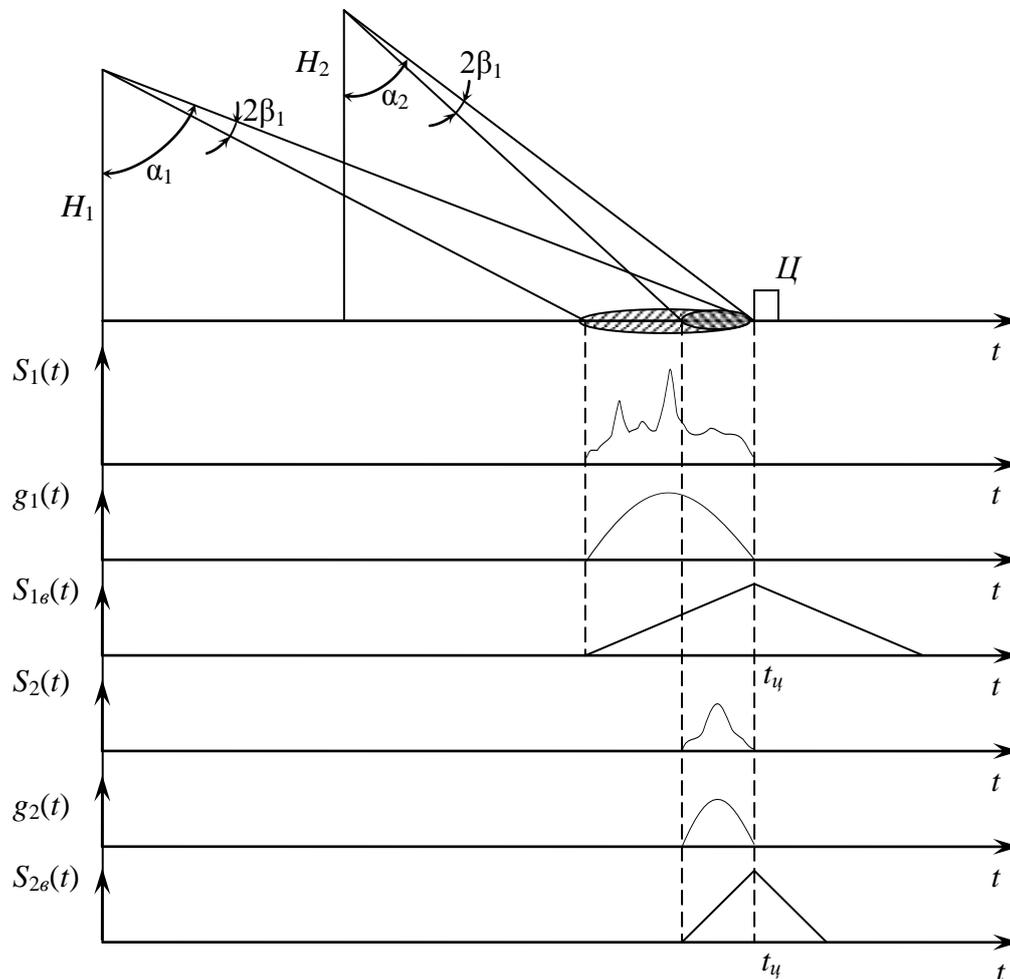


Рисунок 6.46 – Измерение наклонной дальности

На рис.6.46 представлены возможные отраженные сигналы $s_1 t$ и $s_2 t$, соответствующие этим сигналам по длительности импульсные характеристики видеоусилителя $g_1 t$ и $g_2 t$, а также сигналы на выходе видеоусилителя $s_{1с} t$ и $s_{2с} t$ для двух значений высот носителя H_1 и H_2 и углов визирования цели (ц) γ_1 и γ_2 .

Функциональная схемы измерителя наклонной дальности, реализующая рассматриваемый метод, приведена на рис.6.47, на котором обозначены: ПОС - передающая оптической система, ЛИ - лазерный излучатель, СП - схема питания, СП - светопровод, ФПОК и СФОК - соответственно фотоприемник и схема фиксации опорного канала, ПрОС - приемная оптическая система, ЭМЗ - электромагнитный затвор, ФП - фотоприемник, ПВУ - перестраиваемый по ширине пропускания

видеоусилитель, СФМ - схема фиксации сигнала по максимуму, ИС - измерительная схема (схема измерения временного интервала), ФАРУ - функциональная схема автоматической регулировки усиления, СУ - схема управления.

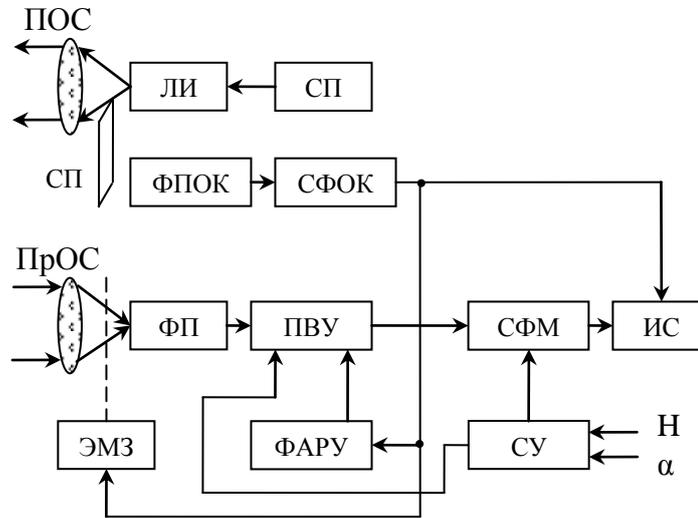


Рисунок 6.47 – Функциональная схема измерения наклонной дальности

Изменение ширины полосы пропускания видеоусилителя (ПВУ) и изменение постоянной времени дифференцирующей цепи в схеме фиксации максимума сигнала осуществляется посредством использования варикапов управляющим напряжением, которое формируется схемой управления по известным значениям высоты H и угла визирования γ . Значения этих величин в цифровом виде снимается со штатных приборов летательного аппарата (радиовысотомер, гиравертикаль или датчик угла системы наведения).

Для обеспечения нормальной работы схемы фиксации по максимуму сигнала необходимо величину импульса поддерживать в пределах динамического диапазона видеоусилителя. Для этого с момента излучения (или момента открытия электромагнитного затвора) на управляемые элементы видеоусилителя (или на жидкий кристалл динамического рассеяния, установленного приемной оптической системе) подается при каждом измерении изменяющееся по величине напряжение, которое формируется функциональной схемой автоматической регулировки усиления таким образом, чтобы выходной сигнал видеоусилителя был в пределах его динамического диапазона.

При использовании коаксиальной приемно-передающей системы рассеянный сигнал в защитном стекле будет настолько велик, что введет фотоприемник в режим насыщения и приемная система становится слепой в течении нескольких микросекунд. Как правило, при измерении наклонной дальности с летательных аппаратов временной интервал, соответствующий минимальной измеряемой дистанции, составляет несколько микросекунд.

Для исключения режима насыщения фотоприемника перед его чувствительной площадкой устанавливается электромагнитный затвор, который открывается с момента излучения через временной интервал, соответствующий минимальной измеряемой дистанции. В этом случае исключается и помеха обратного рассеяния в атмосфере.

Казалось бы, что при известных значениях H и γ легко рассчитывается наклонная дальность. Однако, если для больших углов визирования и малых высотах погрешность измерения может оказаться сопоставимой с рассматриваемым методом, то при малых α точность лазерного дальномера существенно выше (особенно при неровном ландшафте).

Основным достоинством рассмотренного метода измерения наклонной дальности является абсолютная идентификация цели в условиях наличия нескольких энергетических центров на отражающей поверхности.

При измерении наклонной дальности рассмотрим качественную оценку влияния временного формирования излучения на условия обнаружения, которую проведем по относительной величине отношения сигнала к шуму η и назовем энергетическим выигрышем:

$$\eta = \frac{\mu \gamma, \lambda}{\mu \gamma = 0, \lambda = 1},$$

где λ - коэффициент преобразования энергетического подо

Исходя из условия, что облучается ламбертова поверхность, а прием осуществляется на фоне белого гауссова шума, энергетический выигрыш принимает вид

$$\eta = \left[\frac{\cos^2 \gamma \int_0^\infty \exp \left\{ -\frac{\omega^2}{2\pi} \left[\tau_s^2 \gamma + \frac{\tau_1^2}{\lambda^2} \right] \right\} d\omega}{\tau^2 \int_0^\infty \exp \left(-\frac{\omega^2 \tau_1^2}{2\pi} \right) d\omega} \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{\frac{\lambda \cos^2 \gamma}{\sqrt{\lambda^2 \frac{\tau_s^2 \gamma}{\tau_1^2} + 1}}}, \quad (6.21)$$

где τ_s - временная протяженность облучаемой поверхности, τ_1 длительность импульса излучения.

На рис.6.48 приведены зависимости энергетического выигрыша $\eta \gamma$ при трех значениях коэффициента преобразования λ (сплошные линии). На этом же рисунке пунктирными линиями представлены кривые $\eta^* \gamma$, характеризующие энергетический выигрыш (проигрыш), который зависит собственно только от изменения временной протяженности системной импульсной характеристики, вычисленной без учета ламбертового отражения по формуле

$$\eta^* \gamma = \left[\frac{\lambda}{\sqrt{\lambda^2 \frac{\tau_g^2}{\tau^2} + 1}} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (6.22)$$

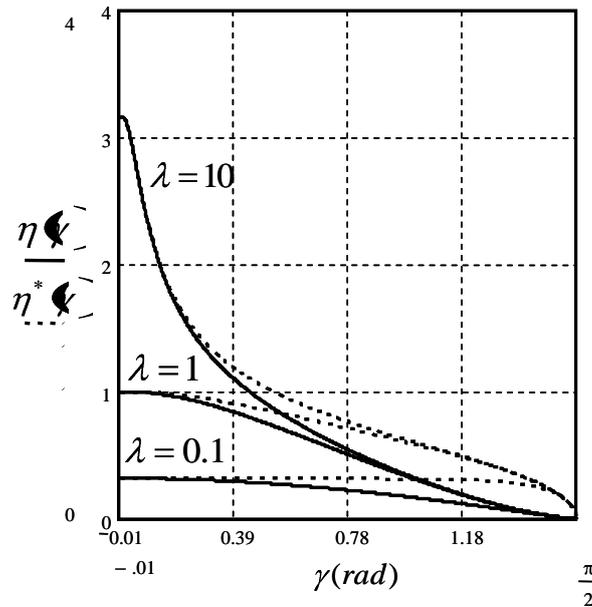


Рисунок 6.48 – Зависимости энергетического выигрыша от угла визирования γ

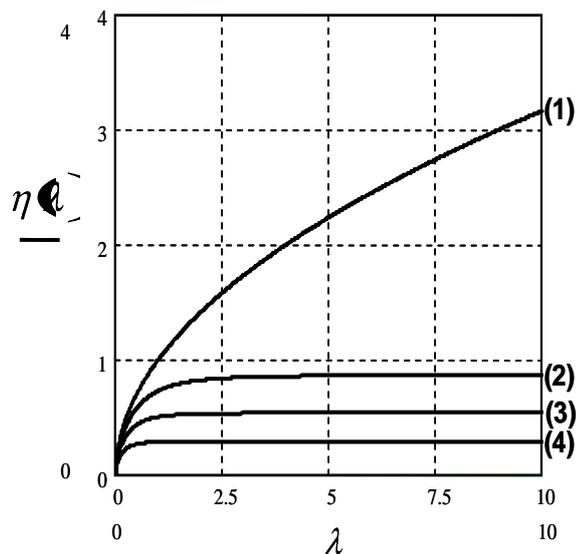


Рисунок 6.49 – Зависимости энергетического выигрыша от коэффициента преобразования λ при (1) - $\gamma = 0$, (2) - $\gamma = \pi/6$, (3) - $\gamma = \pi/4$, (4) $\gamma = \pi/3$

Эти кривые указывают на степень влияния на отношение сигнала к шуму величины временной протяженности импульсной характеристики поверхности.

Как видно из графиков рис.6.48, чем короче зондирующие импульсы заданной энергии $\lambda > 1$, тем более резко возрастают энергетические потери по мере увеличения угла визирования.

На рис.6.49 для наглядности представлены кривые, характеризующие энергетический выигрыш при изменении длительности зондирующих импульсов излучения равной энергии для четырех фиксированных значений угла визирования.

Приведенные на рис.6.48 и рис.6.49 зависимости рассчитаны для случая, когда угол поля излучения значительно меньше угла приема, а исходная длительность зондирующего импульса излучения $\tau_1 = \tau$, $\gamma = 30^\circ$.

Как видно из приведенных графиков эффективность сокращения $\lambda > 1$ длительности зондирующих импульсов заданной энергии по мере возрастания угла визирования γ снижается. Однако, как видно из графиков, использование коротких оптических импульсов излучения тем не менее остается предпочтительным и при определении наклонной дальности.

Однако следует отметить, что такой способ измерения наклонной дальности не пригоден для определения дальности до надводных объектов.

6.6 Моноимпульсные оптические локационные системы оперативного определения структуры облучаемой поверхности

При исследовании планет и астероидов солнечной системы с использованием беспилотных аппаратов и автоматических транспортных средств, которые могут спускаться на платформах с борта космических аппаратов, при их посадке для избежания опрокидывания возникает необходимость определения структуры рельефа посадочной поверхности. Особенно важно знать перепад высот посадочной поверхности. Ввиду этого необходимо проводить оперативную оценку рельефа поверхности с достаточно больших высот, чтобы осуществить необходимую коррекцию траектории посадки.

Такой оперативный анализ рельефа посадочной поверхности должен осуществляться с достаточно больших высот с погрешностями изменения перепада высот, составляющими десятые доли метра. При этом технические средства анализа рельефа поверхности должны иметь минимально возможные габариты, массу и, главное, низкое энергопотребление.

Для создания таких технических средств можно использовать трансформацию пространственных признаков во временные в отраженном сигнале при моноимпульсной локации исследуемой поверхности. В основе

трансформации пространственных признаков во временные лежат энергетическо - временные отражательные характеристики поверхностей. В этом случае в параметрах отраженного сигнала содержится информация о пространственной структуре облученной поверхности и ее радиальной протяженности при однократном зондировании поверхности.

Исходя из предположения, что посадочные поверхности имеют размеры, которые могут быть аппроксимированы элементарными функциями, можно воспользоваться, приведенными в первой главе, системными отражательными импульсными характеристиками поверхностей g, t . Как следует из раздела 1.4, например, при гауссовых диаграммах полей излучения системные отражательные импульсные характеристики элементарных поверхностей (наклонная плоскость, конус, полусфера) при одинаковой временной протяженности близки друг к другу и могут быть аппроксимированы гауссовой функцией. Длительности этих характеристик являются первичными информационными параметрами перепада высот посадочных поверхностей. Следовательно, для анализа облучаемой поверхности можно измерять длительность принимаемого сигнала с последующей корректировкой. При этом необходимо сформировать угол излучения такой, который бы позволял с максимальной высоты облучать участок поверхности, линейные размеры которой несколько бы превосходили размеры посадочной платформы. При этом линейные размеры облучаемой поверхности должен по возможности оставаться постоянными при изменении высоты, т.е. необходимо с уменьшением высоты расширять угол излучения. Следовательно, передающую оптическую системы следует создавать с переменным фокусным расстоянием.

Структурная схема лазерного оперативного анализатора рельефа поверхности приведена на рис.6.50. На схеме приведены следующие обозначения.

ПОС – передающая оптическая система с переменным фокусным расстоянием,

ТЛИ – твердотельный лазерный излучатель,

БП – блок питания и запуска лазера,

ППОС – привод передающей оптической системы,

СП – светопровод,

ФПОСД – фотоприемник опорного сигнала дальномерного канала,

СФОС – схема фиксации опорного сигнала,

СУП – схема управления приводом передающей оптической системы,

Пр.ОС – приемная оптическая система,

ФПУ – фотоприемное устройство,

СФ – схема фиксации принимаемого сигнала по фронту и спаду,

ИВС – измеритель величины сигнала,

ИСА – измерительная схема анализатора,

ИСД – измерительная схема дальномера,
 Конт. – контроллер,
 АРУ – схема автоматической регулировки усиления,
 ВУ – видеоусилитель,
 ЦАП – цифроаналоговый преобразователь.

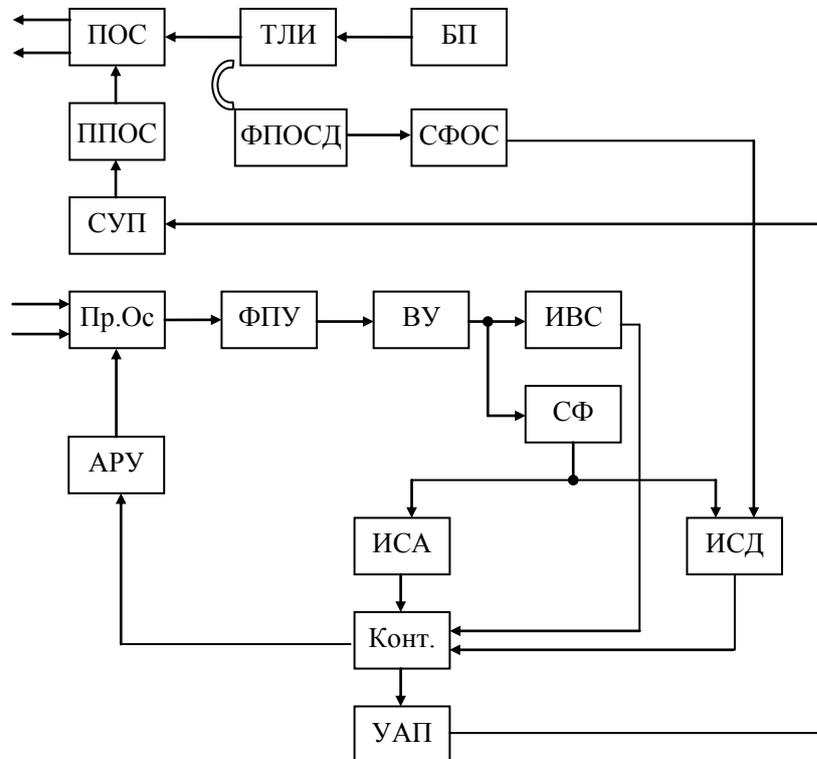


Рисунок 6.50 – Структурная схема бортового анализатора рельефа поверхности

Схема анализатора состоит из двух каналов: канала анализа длительности импульсной характеристики облучаемой поверхности и дальномерного канала. Последний предназначен для управления изменением величины угла излучения. Приемная часть дальномерного канала и канала анализа длительности импульсной характеристики облучаемой поверхности является общей.

Приемный тракт анализатора рельефа поверхности состоит из приемной оптической системы, фотоприемного устройства и видео-усилителя. Передаточная функция приемно-усилительного тракта (ФПУ и ВУ) выбирается исходя либо из энергетических, либо точностных характеристик (к которым из них предъявляющая более жесткие требования).

Если более жесткие требования предъявляются к энергетическим характеристикам прибора, то целесообразно использовать полосу пропускания, оптимальную для приема сигнала, отраженного от наиболее радиально протяженной облучаемой поверхности. Если основными

являются точностные характеристики, то можно использовать полосу пропускания, которая в условиях априорной неизвестности облучаемой поверхности в среднем дает наименьшие точностные потери. Если вероятность появления облучаемой поверхности с большой радиальной протяженностью мала, то можно использовать передаточную функцию приемно-усилительного тракта, которая будет оптимальной с позиции обнаружения сигналов, отраженных от плоской поверхности, нормально ориентированной направлению излучения.

В этом случае спектральная функция сигнала на выходе приемно-усилительного тракта $S_3(j\omega)$ будет равна

$$S_3(j\omega) = K_9^*(j\omega) S_1(j\omega) K(j\omega), \quad (6.23)$$

где $S_1(j\omega)$ - спектральная функция излучаемого сигнала, $K(j\omega)$ - передаточная функция приемно-усилительного тракта.

Так как в условиях оптимальной фильтрации на фоне нормального белого шума

$$K(j\omega) = S_1^*(j\omega) \exp(-j\omega t_0)$$

$$\text{то } S_3(j\omega) = K_9^*(j\omega) |S_1(j\omega)|^2 \exp(-j\omega t_0). \quad (6.24)$$

Здесь $S_1^*(j\omega)$ - функция, комплексно сопряженная спектральной функции излучаемого сигнала, $K_9^*(j\omega)$ - отражающая передаточная функция облучаемой поверхности.

Временная функция сигнала на выходе приемно-усилительного тракта равна

$$s_3 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K_9^*(j\omega) |S_1(j\omega)|^2 \exp(-j\omega t_0) \exp(j\omega t) d\omega \quad (6.25)$$

Представим квадрат модуля спектральной функции излучаемого сигнала как прямое преобразование Фурье от автокорреляционной функции этого сигнала, тогда

$$\begin{aligned} s_3 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K_9^*(j\omega) \left[\int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau \right] \exp(-j\omega t_0) \exp(j\omega t) d\omega = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K_9^*(j\omega) \exp[j\omega(t-\tau)] d\omega \exp(-j\omega t_0) d\tau = \\ &= \exp(-j\omega t_0) \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) g_9^*(t-\tau) d\tau \end{aligned} \quad (6.26)$$

где $R_{12}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t) s_1(t-\tau) dt$ - автокорреляционная функция зондирующего сигнала.

Таким образом, временная функция выходного сигнала представляет собой интегральную свертку автокорреляционной функции зондирующего сигнала и отражательной импульсной характеристики облучаемой поверхности, задержанной на t_0 по отношению к началу отсчета. (Фазовый множитель на длительность сигнала не влияет).

В общем случае, когда полоса пропускания не является оптимальной принимаемому сигналу, а выбирается исходя из указанных выше соображений импульсную характеристику приемно-усилительного тракта $g(t)$ можно записать в виде

$$g(t) = \frac{1}{l} s_1\left(\frac{t}{l}\right) \exp(-j\omega t_0), \quad (6.27)$$

где l - коэффициент, учитывающий отступление передаточной функции приемно-усилительного тракта по ширине полосы пропускания.

Временная функция сигнала на выходе приемно-усилительного тракта в этом случае будет равна

$$s_3(t) = \frac{\exp(-j\omega t_0)}{l} \int_{-\infty}^{\infty} g_3^*(t') R_{12}(\tau - t') dt', \quad (6.28)$$

где $R_{12}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1\left(\frac{t}{l}\right) s_1(t-\tau) dt$ - взаимно-корреляционная функция сигналов $s_1\left(\frac{t}{l}\right)$ и $s_1(t)$.

Для $l = 1$ зависимость (6.28) сводится к формуле (6.26).

Для определения длительности принимаемого сигнала используется схема фиксации и измерительная схема анализатора. Схема фиксации должна фиксировать момент пересечения порогового уровня с фронтом и спадом принимаемого сигнала.

В качестве схемы фиксации может быть использован триггер Шмидта. Современная схемотехника позволяет создать высокочастотные схемы триггеров Шмидта с постоянной и минимальной величиной гистерезиса. С выхода триггера Шмидта прямоугольный импульс, длительность которого соответствует длительности принимаемого сигнала на заданном уровне, поступает в измерительную схему анализатора, в качестве которой может быть использована схема с пропорциональным растягиванием временного интервала (например, схема, приведенная на рис.6.26)

Так как отраженный сигнал представляет собой интегральную свертку зондирующего импульса и отражательной импульсной характеристики облучаемой поверхности, а сигнал на входе триггера Шмидта – интегральную свертку принимаемого сигнала и импульсной характеристики приемно-усилительного тракта, то длительность сигнала на выходе триггера Шмидта будет определяться длительностью отражательной импульсной характеристики поверхности и длительностью взаимно-корреляционной функции $R_{12} \tau$, которая известна. При этом длительность импульса с триггера Шмидта будет зависеть от величины сигнала на выходе приемно-усилительного тракта.

Например, при аппроксимации входного сигнала гауссовой функцией длительность импульса на выходе триггера Шмидта от величины входного сигнала будет определяться зависимостью

$$\tau_0 p = \tau_2 \sqrt{\frac{l^2 + 1}{\pi}} \ln p, \quad (6.29)$$

где p - отношение величины сигнала и уровню срабатывания триггера, τ_2 - длительность принимаемого сигнала на уровне $\sim 0,5$ от максимального значения.

Графики относительного значения этой функции $\frac{\tau_0 p}{\tau_2}$ приведены на рис.6.51 для двух значений ($l = 1$ и $l = 3$).

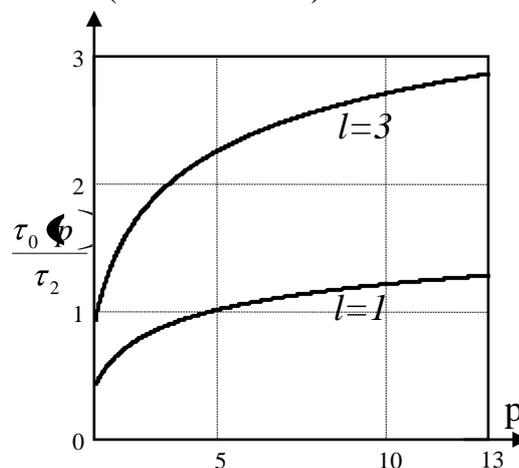


Рисунок 6.51 – Зависимость длительности сигнала на выходе триггера Шмидта от величины входного сигнала

Из полученных графиков видно, что при постоянной радиальной протяженности облучаемой поверхности длительность сигнала на выходе триггера, характеризующая радиальную протяженность поверхности, зависит от величины принимаемого сигнала. Величина же сигнала в свою очередь зависит от коэффициента отражения поверхности (для ламбертовых поверхностей), от расстояния до поверхности, от возможного падения

мощности излучателя и состояния атмосферы. Из чего можно сделать вывод, что необходимо при каждом измерении проводить коррекцию длительности сигнала на выходе триггера Шмидта.

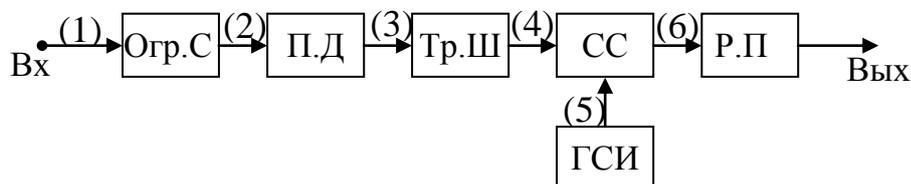


Рисунок 6.52 – Структурная схема измерителя величины наносекундных сигналов

Коррекцию можно осуществить в контроллере прибора, измеряя не только длительность принимаемого сигнала, но и его величину.

Для измерения величины принимаемого сигнала, длительность которого составляет единицы-десятки наносекунд, используем схему, представленную на рис.6.52. Временные диаграммы, поясняющие работу измерителя величины сигнала, приведены на рис.6.53. Цифрами обозначены временные диаграммы в соответствующих точках структурной схемы измерителя.

Схема измерителя величины сигналов состоит из: Огр.С – ограничителя снизу, П.Д – пикового детектора, Тр.Ш – Триггера Шмидта, СС – схемы совпадений, ГСИ – генератора счетных импульсов и Р.П – регистра памяти.

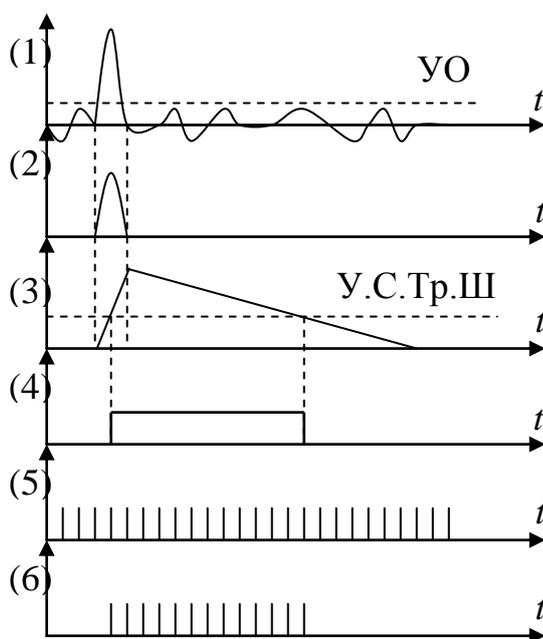


Рисунок 6.53 – Временные диаграммы, поясняющие работу измерителя величины сигнала

На измеритель с выхода приемно-усилительного тракта поступает либо шум, либо смесь сигнала с шумом. Ограничитель снизу имеет уровень

ограничения (УО), равный уровню срабатывания схемы фиксации принимаемого сигнала по фронту и спаду. В отсутствии сигнала он отсекает шумы, не пропуская их в измерительную схему. С выхода ограничителя снизу полезный сигнал поступает на пиковый детектор, емкость которого заряжается до величины сигнала, с окончанием которого, емкость разряжается с определенной постоянной времени.

Сформированный пиковым детектором сигнал поступает на триггер Шмидта, формирующий прямоугольный импульс. Этот импульс открывает схему совпадения и счетные импульсы с ГСИ записываются в регистре памяти. Записанное число в регистре пропорционально величине сигнала. Точность измерения такой схемы достаточно высокая. Информация регистра памяти передается в контроллер для последующей обработки.

При известных характеристиках зондирующего сигнала (форма и длительность) и передаточной функции приемно-усилительного тракта (форма и ширина полосы пропускания) легко определить длительность отражательной импульсной характеристики поверхности. Например, если передаточная функция приемно-усилительного тракта выбиралась оптимальной по условию обнаружения сигналов, отраженных от плоской поверхности, нормально ориентированной направлению излучения, то длительность отражательной импульсной характеристики поверхности, а, следовательно, и соответствующая ей радиальная протяженность облучаемой поверхности определяется как разность между длительностью сигнала на выходе приемно-усилительного тракта (или выходе схемы фиксации СФ) и длительностью автокорреляционной функции зондирующего импульса (который полностью известен).

Дальномерный канал анализатора включает в себе светопровод для ответвления части излучения лазера к фотоприемнику опорного сигнала (для формирования старт-импульса), схему фиксации опорного сигнала и измерительную схему дальномера. В качестве стоп-импульса используется сигнал с выхода триггера Шмидта анализатора (временное положение фронта этого сигнала). В качестве измерительной схемы дальномера, где не требуется высокой точности, может быть использована схема прямого счета импульсов.

Информация с регистра памяти измерителя дальномерного канала поступает в контроллер и далее после соответствующей обработки через цифроаналоговый преобразователь в схему управления приводом изменения фокусного расстояния передающей оптической системы.

По мере сближения с облучаемой поверхностью отраженные сигналы могут оказаться настолько большими по мощности, что при прохождении через приемно-усилительный тракт могут привести последние каскады усиления в насыщение. Вследствие этого выходной сигнал может существенно увеличиться по длительности. Скомпенсировать эту грубую ошибку не представляется возможным. Поэтому для ее исключения

вводится схема автоматической регулировки усиления приемно-усилительного тракта, которая осуществляется контроллером по данным измеряемой величины сигнала и дальности до поверхности, чтобы при следующем зондировании поверхности сигнал находился в пределах динамического диапазона видеоусилителя.

Осуществление регулировки уровня сигнала в приемно-усилительном тракте может привести к изменению передаточной функции тракта, а, следовательно, и к дополнительным ошибкам определения радиальной протяженности облучаемой поверхности. Ввиду этого регулировку уровня сигнала необходимо осуществлять в оптической тракте приемной системы изменением апертуры приемного объектива с использованием ирисовой диаграммы или жидкого кристалла с динамическим рассеянием.

Анализ погрешности, обусловленной уровнем фиксации в условиях априорной неопределенности облучаемой поверхности.

Истинное значение временной протяженности облучаемой поверхности пропорционально отражательной длительности импульсной характеристики, отсчитанной на нулевом уровне. При заданном уровне отсчета значения длительностей импульсных характеристик для различных поверхностей при одинаковой их радиальной протяженности будут различными и зависят от формы поверхности.

Этот вопрос является чрезвычайно важным, так как даже в теоретически идеальном случае, когда поверхность облучается равномерным круглым полем с временной функцией в виде дельта-функции и отраженный сигнал является импульсной характеристикой поверхности, на выходе приемно-усилительного тракта из-за воздействия шума уровень отсчета придется выбирать исходя из заданных вероятностных характеристик принятия решения. А так как теперь уровень отсчета не нулевой, а облучаемая поверхность неизвестная, то эта погрешность является случайной и скомпенсировать ее не удастся. Заметим, что даже при равновероятном появлении рассмотренных поверхностей, функция распределения этой погрешности остается неизвестной.

Следует отметить, что, например, при выборе уровня отсчета равными 0,5 от максимального значения отражательной импульсной характеристики относительная погрешность η_3 определения временной протяженности поверхности может достигать 50% (для указанных выше элементарных поверхностей). Ввиду этого необходимо проанализировать эту погрешность и возможность ее уменьшения.

Анализ этой погрешности проведем на примере двух поверхностей – наклонной плоскости и конуса, отражательные импульсные характеристики которых наиболее характерны и длительность их подчиняются различным функциям от уровня отсчета (что и вызывает погрешность).

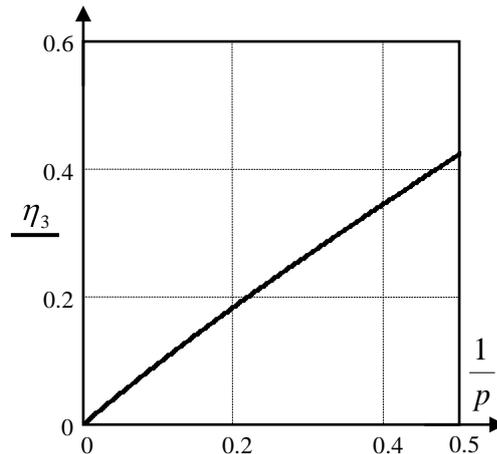


Рисунок 6.54 – Зависимость относительной погрешности измерения длительности импульсной характеристики η_3 от уровня отсчета $\frac{1}{p}$

Если уровень отсчета выбрать 0,5 от максимального значения импульсной характеристики (общепринятый в теории импульсной техники), то относительная погрешность определения временной протяженности для рассматриваемых поверхностей составит 41%. Снижение уровня отсчета уменьшает эту погрешность как показано на рис.6.54.

Однако в реальных условиях идет разрушение информационных параметров (прежде всего формы импульсной характеристики поверхностей), обусловленное диаграммами направленности полей излучения и приема, формой и длительностью зондирующего импульса, формой и шириной передаточной функции приемно-усилительного тракта.

Так для гауссовых диаграмм направленности излучения и приема при прямоугольном зондирующем импульсе, длительность которого составляет половину от временной протяженности по уровню 0,5 от максимального значения отраженного сигнала дает погрешность уже 18%. При гауссовом зондирующем импульсе эта погрешность составит 7,5%. На выходе согласованного фильтра приемно-усилительного тракта относительная погрешность определения временной протяженности поверхности будет 11% и 5,% соответственно при прямоугольном и гауссовом зондирующих импульсах с длительностью $\tau_1 = \frac{\tau_0}{2}$ (на уровне 0,5 от максимального значения). Здесь τ_0 - длительность импульсной характеристики поверхности на нулевом уровне отсчета.

На рис.6.55 приведены диаграммы относительной погрешности определения временной протяженности поверхностей при отсчете на уровне 0,5 от максимальных значений импульсных характеристик поверхностей, отраженных сигналов, и от сигналов на выходе согласованных фильтров (сплошные линии при прямоугольном зондирующем импульсе, пунктирные линии – при гауссовом зондирующем

импульсе). Диаграммы 1,2 при длительности зондирующего импульса τ_1 меньшей временной протяженности облучаемой поверхности τ_0 ($\tau_1 = \frac{\tau_0}{2}$ и $\tau_1 = \frac{2\tau_0}{3}$). Диаграмма 3 для длительности зондирующего импульса равной или большей временной протяженности поверхности.

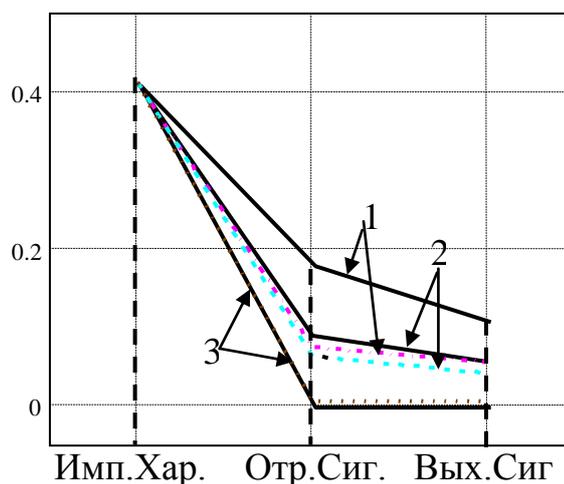


Рисунок 6.55 – Зависимость погрешности определения временной протяженности поверхности по уровню 0.5

Как видно из приведенных диаграмм разрушение информационных параметров, обусловленных полями излучения и приема, зондирующим импульсом и передаточной функцией приемно-усилительного тракта, приводит к существенному уменьшению случайной погрешности, обусловленной уровнем отсчета. Детерминированные погрешности, вызванные формой и длительностью зондирующего импульса и характеристики приемно-усилительного тракта, легко могут быть скомпенсированы в измерительном устройстве прибора.

На рис.6.56 приведены диаграммы изменения относительной погрешности определения временной протяженности поверхности в зависимости от уровня отсчета при двух значениях длительности зондирующего импульса τ_1 (а - $\tau_1 = \frac{\tau_0}{2}$ и б - $\tau_1 = \frac{2\tau_0}{2}$). Кривая 1 соответствует уровню 0,5, а кривые 2 и 3 – уровням 0,35 и 0,25 соответственно.

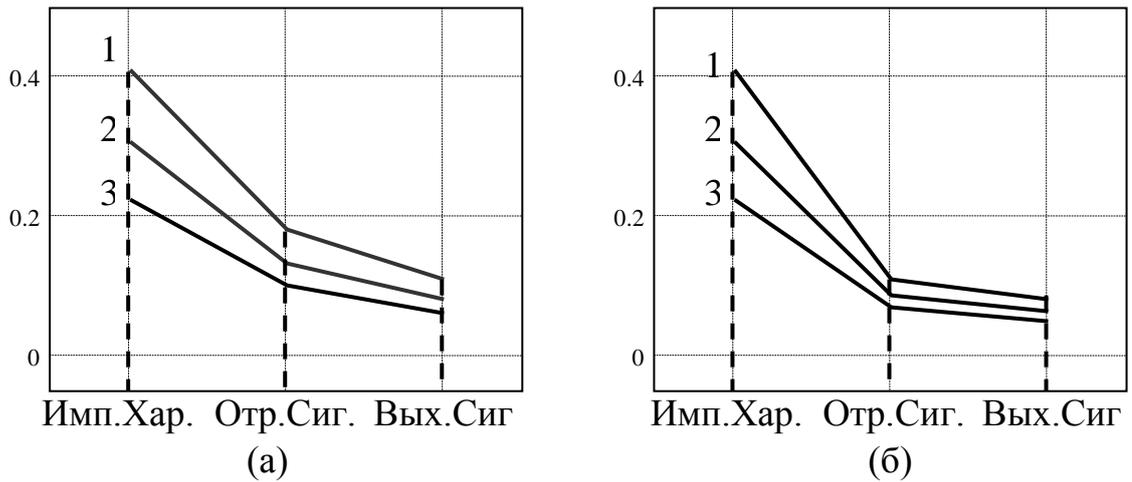


Рисунок 6.56 – Зависимость погрешности определения временной протяженности поверхности на различных уровнях
 1- уровень 0,5; 2 – уровень 0,35; 3- уровень 0,25.

Из приведенных диаграмм (рис.6.56) видно, что уменьшение уровня отсчета минимизирует рассматриваемую погрешность. Следует указать, что минимизация этой погрешности требует энергетических затрат и соответствующей технической реализации системы.

При определении временной протяженности облучаемой поверхности имеют место следующие составляющие погрешностей:

$\sigma_{ш}^2$ - дисперсия шумовой погрешности при фиксации временных положений фронта и спада принимаемого сигнала;

Δ_m - максимальная методическая погрешность схемы измерения временного интервала;

Δ_o - максимальная погрешность, обусловленная влиянием дестабилизирующих факторов;

Δ_ϕ - максимальная погрешность, обусловленная уровнем фиксации при априорной неизвестности облучаемой поверхности;

σ_A^2 - дисперсия аномальной погрешности, пересчитанная с учетом доверительной вероятности 0,997. Эта дисперсия определяется из уравнения

$$\frac{1}{4} \omega_1 \mu_0^2 \int_0^{3\sigma_A} \tau \exp\left[-\frac{1}{8} \omega_1 \mu_0^2 \tau^2\right] d\tau = 0,997, \quad (6.30)$$

решение которого дает

$$\sigma_A = \frac{1,28}{\omega_1 \mu_0}. \quad (6.31)$$

Здесь $\mu_0 = \frac{c}{\sigma_{ш}}$ - отношение порога к среднему квадратичному

значению шума на выходе приемно-усилительного тракта,

$$\omega_1^2 = \frac{\int_0^{\infty} \omega^2 G \Phi \overline{d\omega}}{\int_0^{\infty} G \Phi \overline{d\omega}} - \text{средняя квадратичная частота спектра шума на}$$

выходе приемно-усилительного тракта,

$G \Phi \overline{=} G |K \Phi \overline{]}^2$ - энергетический спектр шумов на выходе приемно-усилительного тракта.

Вследствие того, что составляющие погрешности имеют различные функции распределения, суммарную погрешность определения радиальной протяженности облучаемой поверхности удобно вычислить по приближенной формуле:

$$\sigma_{\Sigma} |_{P_{\delta}=0,997} = \pm 3 \sqrt{1 - P_{ЛТ}^2 [\sigma_{\phi}^2 + \sigma_c^2 - B_2 \tau_{30}] + 1,638 P_{ЛТ}^2 \frac{\tau_2^2}{\pi \mu_0^2} \pm 2 \frac{T_c}{n} + \Delta_{\phi}}$$

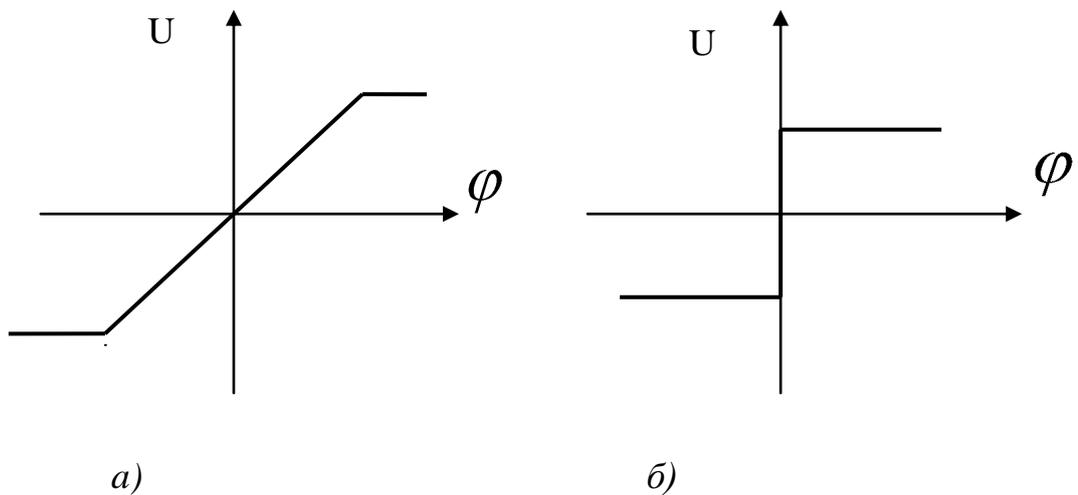
Здесь σ_{ϕ}^2 и σ_c^2 - дисперсии шумовых погрешностей фиксации по фронту и спаду сигнала, $P_{ЛТ}$ - вероятность ложной тревоги, n - коэффициент растягивания измеряемого временного интервала.

Определяющей ошибкой измерения временной протяженности облучаемой поверхности является погрешность, обусловленная уровнем фиксации.

6.7 Импульсные координаторы цели

Для автоматического сопровождения цели по угловым координатам необходимо непрерывно совмещать оптическую ось локатора или оптической головки самонаведения с направлением на цель. Датчиком углового рассогласования являются координаторы цели, которые подразделяются на линейные и релейные.

Важнейшей характеристикой координаторов цели является пеленгационная характеристика – зависимость математического ожидания величины выходного сигнала от угла рассогласования φ между оптической осью и направлением на цель. На рис.6.57 а) и б) приведены типичные пеленгационные характеристики соответственно линейного и релейного координаторов цели. Как следует из этих кривых релейные координаторы цели дают информацию только о знаке угла рассогласования, а линейные координаторы дают информацию, как о знаке угла рассогласования, так и величине этого рассогласования.



а) *Рисунок 6.57 – Пеленгационные характеристики*
 б) *а – линейного и б – релейного координаторов цели*

Большинство линейных координаторов цели основано на использовании равносигнального направления. При этом равносигнальное направление может быть сформировано полем излучения – одноканальные координаторы цели, либо полем приема – многоканальные координаторы цели. Особый класс представляют многоканальные координаторы с многоэлементными (матричными) фотоприемниками.

6.7.1 Линейный импульсный одноканальный координатор цели

В основе работы одноканальных координаторов цели лежит использование конического сканирования диаграммой поля излучения $\psi \beta_1$ оптического локатора, при котором образуется равносигнальное направление или равносигнальная ось.

При смещении цели с равносигнального направления происходит амплитудная модуляция отраженных от цели импульсов с частотой вращения диаграммы направленности излучения Ω . Глубина модуляции отраженных импульсов зависит от величины угла между равносигнальной осью и направлением на цель γ , а фаза огибающей определяется угловым положением цели φ в картинной плоскости, перпендикулярной равносигнальному направлению (Рис.6.58).

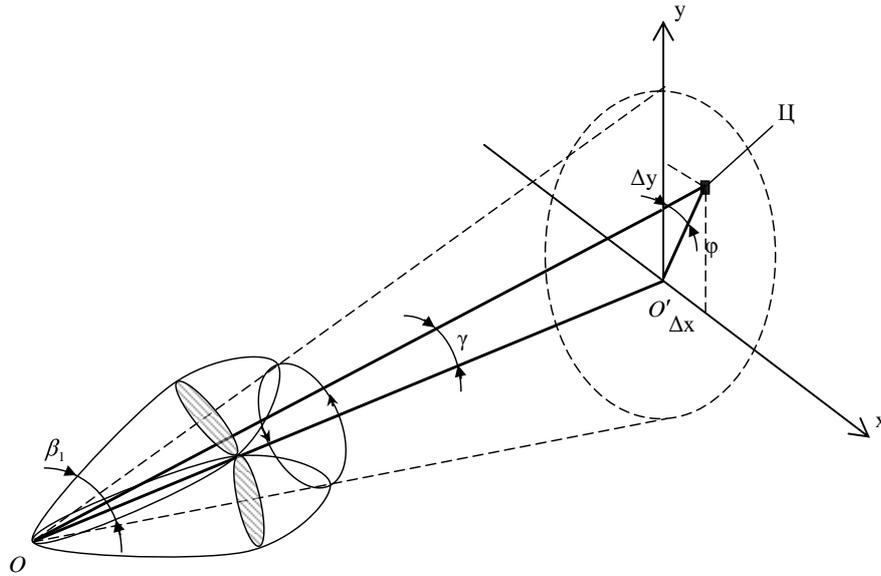


Рисунок 6.58 – Принцип определения углового положения цели при коническом сканировании диаграммы направленности излучения

При небольших угловых отклонениях γ огибающая отраженных импульсов модулируется по гармоническому закону и может быть представлена в виде

$$y(t) = y_0 + y_0 A \gamma \cos \Omega t - \varphi, \quad (6.32)$$

где A - линейный коэффициент чувствительности пеленгационной характеристики, который зависит от формы результирующей диаграммы направленности передающей системы локатора и положения рабочей точки γ_0 .

Этот коэффициент равен $A = \frac{\psi'_p \gamma_0}{\psi_p \gamma_0}$,

где $\psi_p \gamma_0$ и $\psi'_p \gamma_0$ значения результирующей диаграммы направленности передающей системы и ее производной в точке γ_0 .

Огибающая

$$y_0 A \gamma \cos \Omega t - \varphi = y_{ou}(t)$$

называется сигналом рассогласования (сигналом ошибки) и однозначно определяет величину и направление отклонения от равносигнальной оси.

Выделение составляющих отклонения равносигнального направления по координатным осям x и y осуществляется с помощью фазовых детекторов, на которые помимо сигнала рассогласования подаются опорные сигналы $u_1(t) = \sin \Omega t$ и $u_2(t) = \cos \Omega t$ с частотой конического сканирования диаграммы направленности излучения. На выходе фазовых детекторов будем иметь составляющие сигнала рассогласования

$$\Delta u_x = \frac{k}{2} y_0 A \gamma \sin \varphi$$

$$\Delta u_y = \frac{k}{2} y_0 A \gamma \cos \varphi$$
(6.33)

Функциональная схема оптического локатора с одноканальным координатором цели и одним из возможных вариантов конического сканирования представлена на рис.6.59.

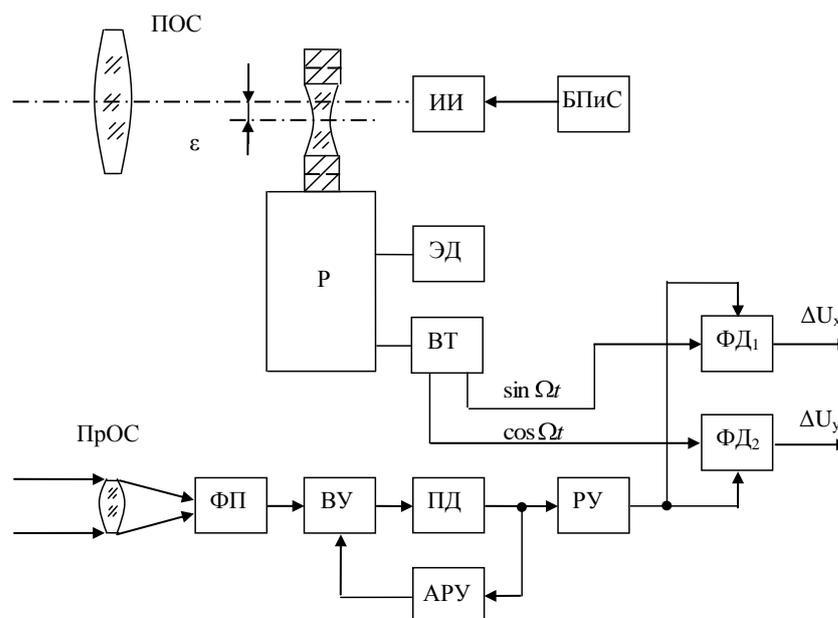


Рисунок 6.59 – Функциональная схема оптического локатора с одноканальным координатором цели и коническим сканированием поля излучения

На рисунке обозначены: ПОС - передающая оптическая система, ИИ – источник излучения, БПИС – блок питания и синхронизации, ЭД – электродвигатель, Р – редуктор, ВТ – вращающийся трансформатор, ПрОС – приемная оптическая система, ФП – фотоприемник, ВУ – видеоусилитель, ПД – пиковый детектор, АРУ – схема автоматической регулировки усиления,

РУ – резонансный усилитель, ФД – фазовый детектор со сглаживающим фильтром на выходе

В приведенной схеме коническое сканирование диаграммой направленности излучателя осуществляется путем вращения с частотой Ω отрицательного окуляра трубы Галилея вокруг оптической оси передающей оптической системы. При этом ось окуляра сдвинута относительно оптической оси передающей оптической системы на эксцентриситет ε . Вращение осуществляется через редуктор (Р) от электродвигателя. Третий вал редуктора соединен с вращающимся трансформатором, выходные

гармонические напряжения которого сдвинуты на 90^0 и имеют частоту вращения окуляра.

Источник излучения формирует последовательность лучистых импульсов с частотой f_1 . При этом, для исключения пропуска цели эта частота должна быть такой, чтобы при заданной частоте конического сканирования перекрывались изображения мгновенных полей излучения в картинной плоскости цели.

При отклонении направления на цель от равносигнальной оси отраженные от цели импульсы будут промодулированы по величине с частотой Ω . В приемном устройстве промодулированные импульсы предварительно усиливаются видеоусилителем и поступают на пиковый детектор, который совместно с резонансным усилителем формирует сигнал рассогласования. Коэффициент усиления видеоусилителя автоматически изменяется посредством схемы АРУ пропорционально средней величины принимаемых импульсов. Благодаря этому величина импульсов не зависит от средней мощности принимаемого сигнала и сохраняется пропорциональной только глубина модуляции.

Резонансный усилитель, настроенный на частоту Ω позволяет уменьшить искажения косинусоидального напряжения сигнала рассогласования, вызванного флуктуациями величины отраженных импульсов из-за различных отражательных импульсных характеристик в мгновенных полях излучения.

Сигнал рассогласования с выхода резонансного усилителя поступает на фазовые детекторы ($\Phi Д_1$ и $\Phi Д_2$), на которые также подаются опорные напряжения $\sin \Omega t$ и $\cos \Omega t$ от вращающегося трансформатора. На выходе сглаживающих фильтров фазовых детекторов будем иметь напряжения, величина которых соответствует угловым рассогласованиям по осям x и y , а полярность – знаку углов рассогласования.

Следует отметить, что поле приема должно перекрывать суммарное поле излучения.

Поиск цели в небольшом угле предварительного целеуказания может осуществляться, например, перемещением по координатным осям оптических клиньев, установленных на выходе передающей оптической системы. Естественно, что в этом случае угол поля зрения приемной оптической системы должен быть больше угла предварительного целеуказания.

Погрешность измерения угловой координаты определяется шумами и флуктуациями принимаемого сигнала, обусловленными изменениями отражательных импульсных характеристик целей для каждого мгновенного поля излучения и турбулентностью атмосферы. Минимальная величина дисперсии ошибки имеет место при отсутствии флуктуаций принимаемого сигнала и определяет потенциальную точность измерения. Эта

минимальная дисперсия ошибки измерения угловых координат в одноканальном координаторе цели является дисперсией оценки фазы огибающей принимаемых импульсов и может быть определена по формуле

$$\sigma_{\varphi}^2 = \frac{1}{\mu^2 \zeta_{\varphi}^2}. \quad (6.34)$$

Здесь μ - величина отношения сигнала к шуму на выходе резонансного усилителя, а параметр ζ_{φ} связан со среднеквадратической частотой огибающей принимаемых импульсов ω_1 и частотой конического сканирования диаграммы направленности излучения Ω зависимостью

$$\zeta_{\varphi} = \frac{\omega_1}{\Omega},$$

где ω_1 зависит от диаграммы направленности излучения и частоты конического сканирования.

При аппроксимации диаграммы направленности излучения гауссовой функцией

$$\psi(\beta) = \exp\left[-\pi\left(\frac{\beta}{\theta_1}\right)^2\right]$$

среднеквадратичная погрешность определения угловой координаты в соответствие с (6.34) будет равна

$$\sigma_{\varphi} = \frac{\theta_1}{\sqrt{\pi\mu}}. \quad (6.35)$$

Здесь θ_1 - ширина диаграммы направленности излучения примерно на уровне 0,5 от максимального значения.

Следует отметить, что для качественного выделения огибающей сигнала рассогласования необходимо, чтобы период конического сканирования примерно в десять раз превышал период повторения импульсов излучения.

Основным недостатком линейных одноканальных координаторов цели является большая требуемая средняя мощность излучателя, а также зависимость точности углового сопровождения цели от флуктуаций отражательных импульсных характеристик целей и частоты излучения импульсов. В этом они существенно проигрывают многоканальным координаторам цели.

6.7.2 Линейные импульсные многоканальные координаторы цели

Линейные многоканальные координаторы цели имеют ряд важных преимуществ перед одноканальными, одно из которых – получение информации об угловом рассогласовании при каждом отраженном от цели сигнале, а, следовательно, существенный энергетический выигрыш.

Техническая реализация равносигнального направления в многоканальных координаторах цели осуществляется различными способами. Широко используется четырехканальные координаторы с применением координатно-чувствительных фотодиодов и фотоприемных устройств с фотодиодами, квадратных ФЭУ, устройств со светоделительной зеркальной пирамидой и т.п.

Простейшая функциональная схема четырехканального линейного координатора цели приведена на рис. 6.60.

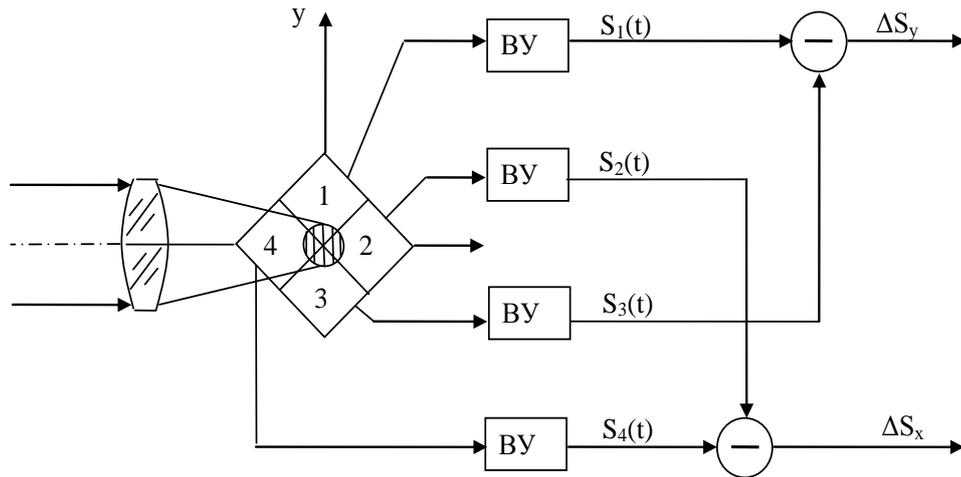


Рисунок 6.60 – Функциональная схема линейного координатора цели

На схеме обозначены: ПрОС – приемная оптическая система, ФП – четырехплощадочный фотоприемник, ВУ – видеоусилители, (-) – вычитающее устройство, $s_i t$ – сигнал на выходе i приемного канала.

Такой координатор цели работает в соответствии с логикой

$$\Delta s_x = s_2 t - s_4 t$$

$$\Delta s_y = s_1 t - s_3 t$$

Основной характеристикой линейного координатора цели является пеленгационная характеристика, параметры которой у такого координатора зависят от величины принимаемого сигнала, углового размера цели и балансировки чувствительности приемных каналов. С ростом величины принимаемого сигнала крутизна пеленгационной характеристики увеличивается, а с ростом углового размера цели – снижается. При этом, если чувствительные площадки фотоприемников расположены в фокальной плоскости приемного объектива, то изменение крутизны пеленгационной характеристики происходит обратно пропорционально величине углового размера цели.

Разбалансировка чувствительности приемных каналов может возникнуть при воздействии дестабилизирующих факторов: температуры окружающей среды, изменения напряжения питания, наличия

проникающей радиации, длительного хранения. Разбалансировка приводит не только к изменению крутизны пеленгационной характеристики, но и смещению ее от нулевой точки (рис.6.61) и, следовательно, - к ошибке определения, как величины угла рассогласования, так и его знака.

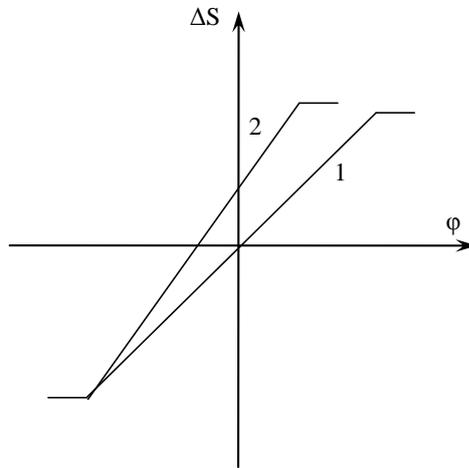


Рисунок 6.61 – Пеленгационные характеристики линейного координатора цели (1 – сбалансированные и 2 – разбалансированные приемные каналы)

Одной из главных задач, возникающих при проектировании линейных координаторов цели, является обеспечение стабилизации крутизны пеленгационной характеристики. Стабилизация крутизны пеленгационной характеристики в условиях изменения величины сигнала, обусловленной отражающими свойствами цели и расстоянием до нее, обеспечивается одной из следующих логик построения координатора:

$$\Delta s_x = \frac{s_2 t - s_4 t}{\sum_{i=1}^4 s_i t}, \quad \Delta s_y = \frac{s_1 t - s_3 t}{\sum_{i=1}^4 s_i t} \quad (6.36)$$

или

$$\Delta s_x = \frac{[s_1 t + s_2 t] - [s_3 t + s_4 t]}{\sum_{i=1}^4 s_i t},$$

$$\Delta s_y = \frac{[s_1 t + s_4 t] - [s_2 t + s_3 t]}{\sum_{i=1}^4 s_i t}. \quad (6.37)$$

Здесь операция деления осуществляется посредством автоматической регулировки усиления в приемных трактах.

Стабилизацию крутизны пеленгационной характеристики при изменении угловых размеров цели можно осуществить путем смещения

чувствительных площадок фотоприемника от фокальной плоскости. Например, при радиусе цели 5 метров и изменении расстояния с 10 км до 1 км (изменении угловых размеров цели в 10 раз) при смещении на 10 мм от фокальной плоскости при фокусном расстоянии 60 мм приводит лишь к 5% изменению крутизны пеленгационной характеристики.

Кроме этого, смещение чувствительных площадок фотоприемника от фокальной плоскости расширяет диапазон определения углового положения цели в пределах ширины диаграммы направленности излучения.

Таким образом, линейный четырехканальный координатор цели является не только датчиком угла рассогласования для следящей системы, но также позволяет измерять угловое положение цели в оптическом локаторе.

При излучении коротких лучистых импульсов, длительность которых составляет $5 \div 10 \cdot 10^{-9}$ с, линейные четырехканальные координаторы цели с логикой (6.36) и (6.37) можно построить на основе функциональных схем, приведенной на рис. 6.62 и рис. 6.63 соответственно.

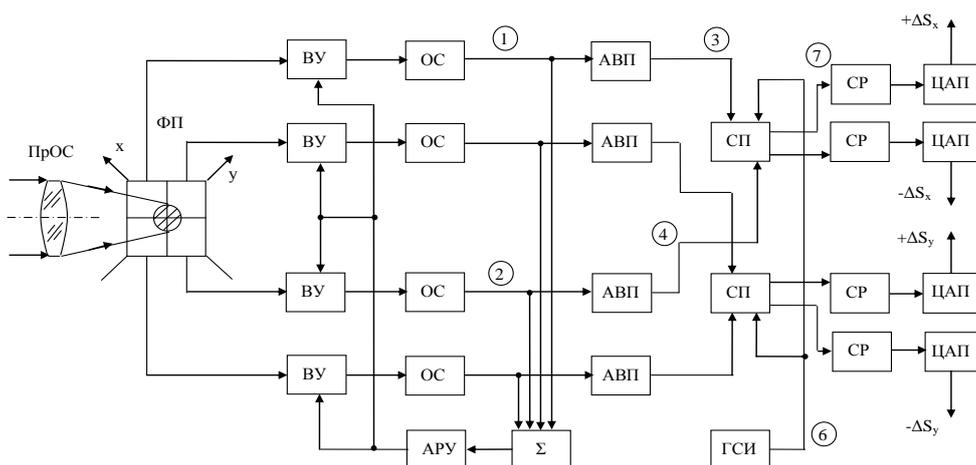


Рисунок 6.62 – Функциональная схема импульсного линейного координатора цели с логикой (6.36)

На рис. 6.62 и 6.63 приведены следующие обозначения:

Пр.ОС – приемная оптическая система, ФП – четырехплощадочный фотоприемник, ВУ – видеоусилитель, ОС – ограничитель снизу, Σ – линейный сумматор сигналов, АВП – амплитудно-временной преобразователь, СП – схема предпочтения, СР – счетный регистр, ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь, ГСИ – генератор счетных импульсов, АРУ – схема автоматической регулировки усиления, СК – суммирующий каскад

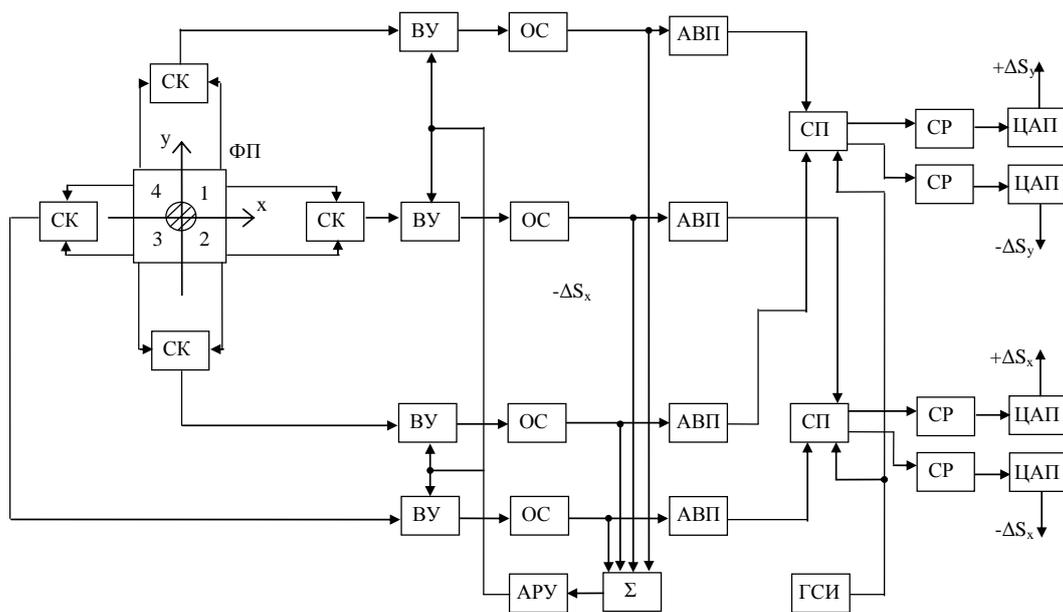


Рисунок 6.63 – Функциональная схема импульсного линейного координатора цели с логикой (6.37)

В координаторе (схема рис.6.62) сигналы с чувствительных площадок фотоприемника поступают в видеоусилитель, в котором наряду с усилением осуществляется совместно с входной цепью оптимальная его фильтрация. Ограничители снизу отсекают шумы в отсутствие сигнала.

Уровень ограничения определяется заданной вероятностью ложной тревоги. С выходов ограничителей снизу рабочие сигналы (сигналы искаженные шумом, оптимально отфильтрованные и ограниченные снизу) поступают в схемы амплитудно-временного преобразования, в которых величина сигнала пропорционально преобразуется во временной интервал. Возможный вариант построения такой схемы приведен на рис. 6.64 и состоит из пикового детектора (ПД) и триггера Шмидта (Тр.Ш). Прямоугольные импульсы, длительность которых пропорциональна величинам рабочих сигналов, с двух противоположных схем амплитудно-временного преобразования по каждой координате поступают на схему предпочтения. Схема предпочтения приведена на рис. 6.65 и состоит из логической схемы И-НЕ и двух трехходовых схем И. В схемах предпочтения выделяется разностный временной интервал в зависимости от знака угла рассогласования и осуществляется заполнение этого временного интервала счетными импульсами от ГСИ. Число счетных импульсов поступают в счетные регистры тех каналов, в которых преобладает величина принимаемого сигнала.

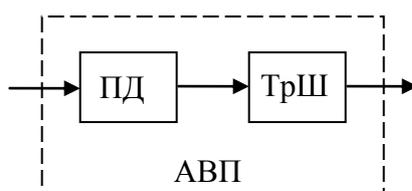


Рисунок 6.64 – Схема амплитудно-временного преобразования

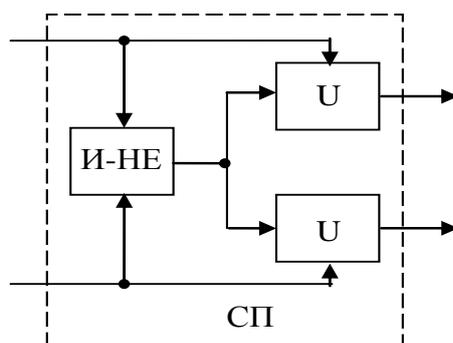


Рисунок 6.65 –Схема предпочтения

Цифро-аналоговый преобразователь преобразует это число в постоянное напряжение. Информация о знаке и величине углового рассогласования снимается либо в аналоговой форме с ЦАП, например, для автоматического наведения, либо в цифровой со СП или СР.

На рис.6.66 приведены временные диаграммы поясняющие работу схемы координатора.

Функциональная схема координатора рис. 6.63 отличается от рассмотренной наличием суммирующих каскадов (СК) перед видеоусилителями в соответствии с логикой работы (6.37). Принцип работы такого импульсного линейного координатора цели аналогичен рассмотренному. Однако, следует заметить, что пороговая чувствительность такого координатора в $\sqrt{2}$ хуже, чем у координатора, построенного по схеме рис.6.62 . Преимуществом координатора рис.6.63 является более высокая стабильность крутизны пеленгационной характеристики.

Балансировка чувствительности приемных каналов координатора необходима, главным образом, при определении углового положения цели и может быть проведена сразу после подключения электропитания координатора. Такая балансировка достаточно просто осуществляется, если в качестве приемной оптической системы координатора цели (или оптического локатора) используется зеркальный объектив Касенгрена с плоским контрзеркалом. В конструкции такого объектива можно использовать слепую зону контрзеркала, в которой размещается

маломощный импульсный излучатель (светодиод) с матовым рассеятелем (см. рис. 6.67).

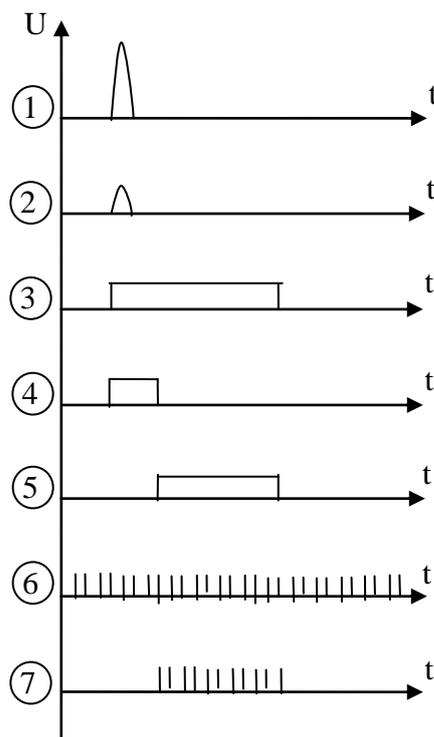


Рисунок 6.66 – Временные диаграммы, поясняющие работу схемы линейного координатора цели

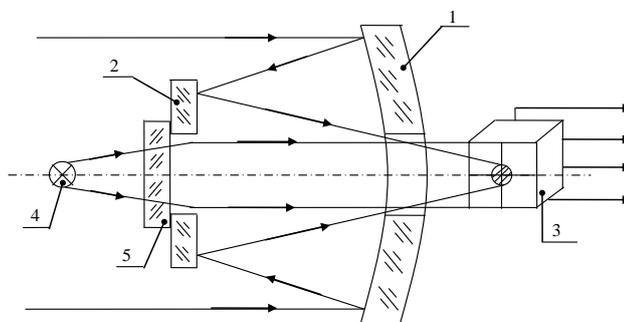


Рисунок 6.67 – Схема приемного объектива координатора цели с балансировкой приемных каналов по чувствительности

В каждом приемном канале координатора на выходе схемы предпочтения установлены две логические схемы «И»: схема I_1 соединена со счетными регистрами балансировки (СР), а схема I_2 – со счетными регистрами координатора. Счетные регистры балансировки (небольшой емкости) через дешифраторы (ЦАП) подключены к управляемым элементам одного из каскадов видеоусилителей.

На рис.6.68 приведена функциональная схема линейного координатора с автоматической балансировкой по одной из координат, в

которой с указанными выше устройствами имеются также СД – светодиод, генератор импульса – ГИ, одновибратор – Од, триггер – Тр и ключ – Кл.

После включения электропитания срабатывает генератор импульса, управляющий светодиодом. Светодиод формирует короткий лучистый импульс. Все четыре чувствительных площадки фотоприемника равномерно засвечиваются. Если имеется разбалансировка чувствительности, то в одном из каналов на выходе схемы предпочтения появятся число счетных импульсов, соответствующее рассогласованию, и через открытую схему И₁ поступят в счетный регистр балансировки.

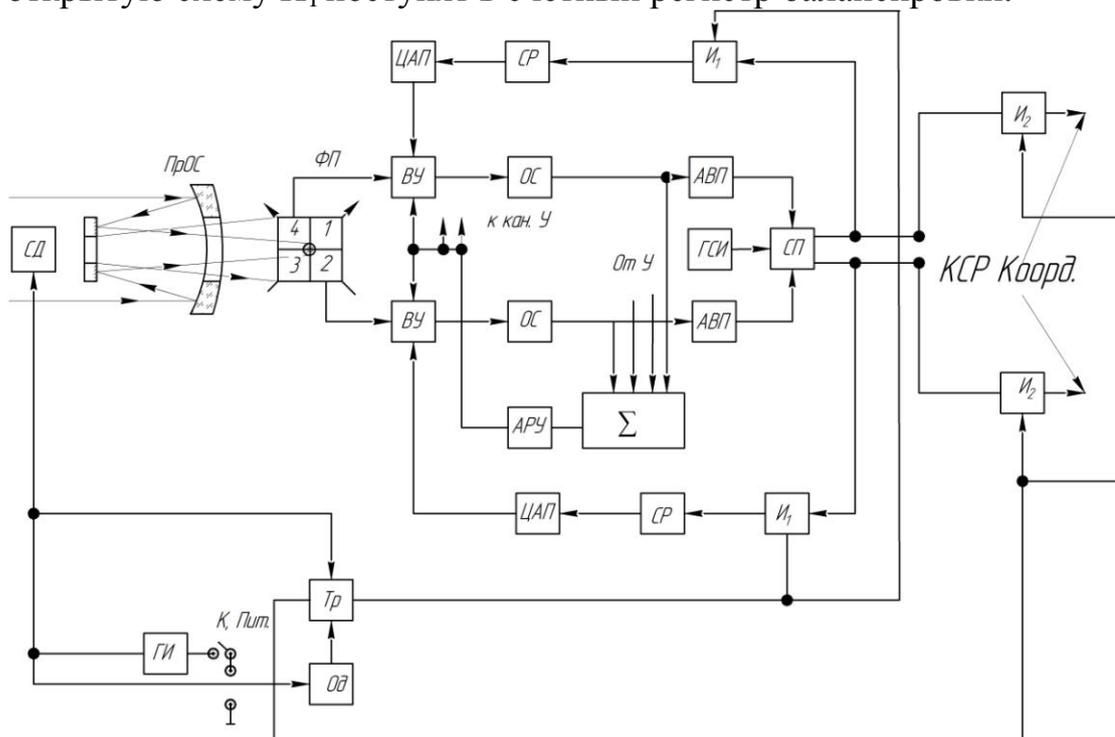


Рисунок 6.68 – Функциональная схема линейного координатора цели с автоматической балансировкой чувствительности приемных каналов

Постоянное напряжение с выхода дешифратора (ЦАП) будет постоянно присутствовать на управляемом элементе каскада видеоусилителя, т.е. будут сбалансированы по чувствительности оба приемных канала координатора. По окончании балансировки спадом импульса одновибратора триггер Тр возвращается в исходное состояние, закрываются схемы И₁ и открываются схемы И₂. Одновременно происходит балансировка остальных двух приемных каналов. Схема координатора готова к работе.

Следует отметить, что использование такого метода автоматической балансировки сокращает затраты при изготовлении координатора, так как балансировка каналов осуществляется автоматически.

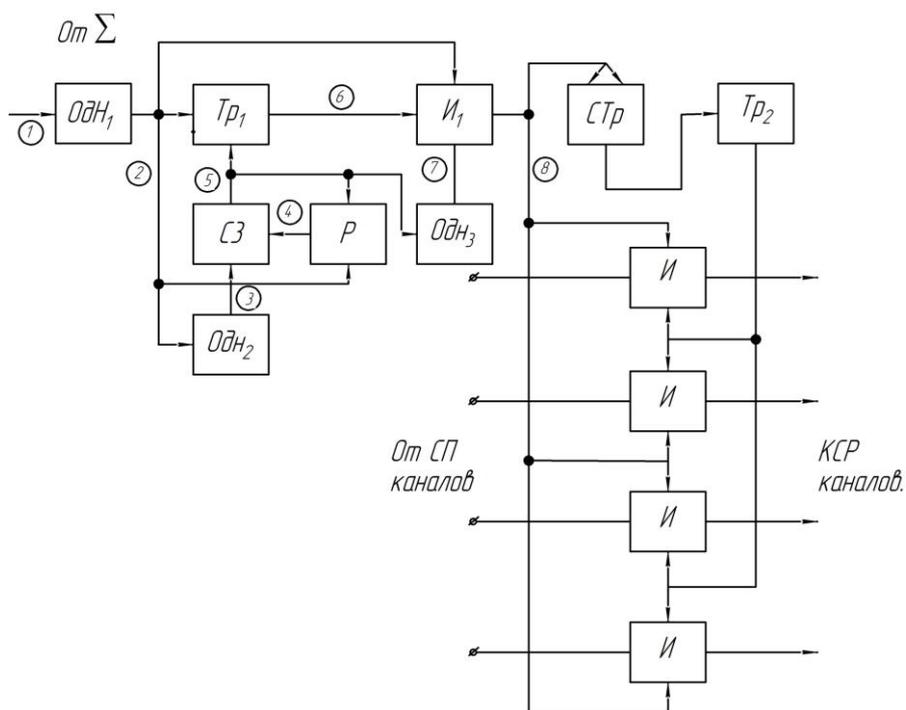


Рисунок 6.69 – Функциональная схема временной селекции и захвата цели

В координаторах цели полуактивных систем для повышения пороговой чувствительности и борьбы с аномальными погрешностями и активными помехами необходимо осуществлять временную селекцию принимаемых сигналов.

Наиболее простой способ технической реализации временной селекции в импульсном координаторе заключается в использовании одновибратора, который запускается сигналом со схемы сумматора. При этом длительность блокирующего импульса несколько меньше периода следования импульсов излучения. Для углового автосопровождения цели частота излучаемых импульсов станции подсветки составляет $10 \div 50$ Гц. При таких частотах нестабильность длительности блокирующего импульса большой длительности может достигать 10%. В этих условиях можно использовать следующий вариант устройства временной селекции и захвата цели, функциональная схема которого приведена на рис. 6.69. На рис. 6.70 представлены временные диаграммы, поясняющие работу схемы

На схеме обозначены: Одн – одновибратор, Tr – триггер, СТр – счетный триггер, ЦЗ – схема запрета, Р – рециркулятор, И – схема совпадений.

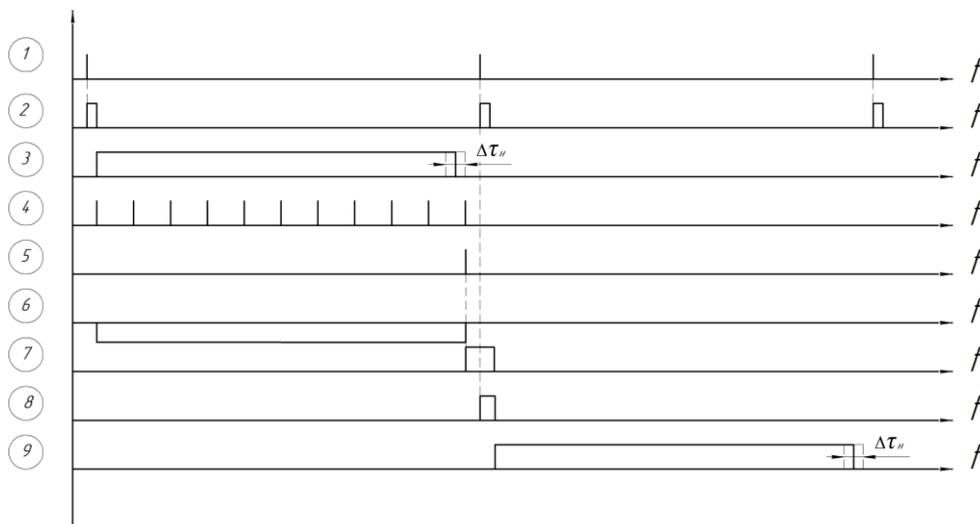


Рисунок 6.70 – Временные диаграммы, поясняющие работу схемы селекции

Сигнал с выхода схемы сумматора Σ поступает на одновибратор Одн_1 , длительность выходного импульса которого соответствует времени селекции и равна максимально возможной длительности сигнала, снимаемого с амплитудно-временного преобразователя. Спадом этого импульса одновременно запускает блокирующий одновибратор Одн_2 и рециркулятор, а также опрокидывается триггер Тр_1 в положение «ноль». Длительность рабочего импульса Одн_2 выбирается несколько меньшей времени блокировки приемных каналов, а период следования импульсов рециркулятора берется из условия некоторого превышения временной нестабильности длительности рабочего импульса. Первый импульс рециркулятора, который появляется по окончании рабочего импульса с выхода Одн_2 , через схему запрета приводит триггер Тр_1 в исходное состояние, открывая по одному из входов схему совпадений И_1 , а также запускает одновибратор Одн_3 , выходной импульс которого открывает схему совпадений И_1 по третьему входу. Таким образом, сигнал одновибратора Одн_1 откроет схемы И приемных каналов по одному из входов, а по второму входу эти схемы будут открыты сигналом с триггера Тр_2 после захвата цели. Захват цели в приведенной схеме осуществляется по трем подряд импульсам, отраженным от цели.

Если срабатывание одновибратора Одн_1 произошло по шумовому выбросу, то захвата цели не будет.

Погрешность определения углового положения цели в линейном четырехканальном координаторе цели будет определяться суммарной ошибкой измерения величины сигнала по формулам:

при безынерционном приеме -

$$\delta_{\Sigma} \Big|_{P_d=0,997} = \left[\pm 1, 2T_c \pm 3 \sqrt{\frac{kG}{E_0}} \right] c, \quad (6.38)$$

где G - энергетический спектр входных шумов,

$E_0 = \int_{-\infty}^{\infty} s_p^2 t dt$ энергия нормированного по величине разностного сигнала

$s_p t$ (единичной величины),

$k = \frac{1}{2}$ для схем *рис.6.62*
рис.6.63,

T_c - период следования счетных импульсов;

при инерционном приеме –

$$\delta_{\Sigma} \Big|_{P_d=0,997} = \left[\pm 1, 2T_c \pm \frac{3}{\alpha} \sqrt{\frac{kG}{E_0}} \right] c, \quad (6.39)$$

где $\alpha = \left[\sqrt{\pi} H \left(\frac{1}{v} \right) \right]^{\frac{1}{2}}$.

Как видно из приведенных соотношений погрешность определения углового положения цели четырехканальных координаторов не зависит от величины разностного сигнала. Однако ввиду того, что используется автоматическая регулировка усиления, то по мере возрастания величины принимаемого сигнала погрешность будет уменьшаться.

6.7.3 Релейные координаторы цели

Релейные координаторы цели используются, главным образом, в качестве датчика знака угла рассогласования в системах автосопровождения цели по угловым координатам. Эти координаторы отличаются простотой схемных решений и высокой надежностью.

На рис. 6.71 представлена функциональная схема релейного координатора цели (показаны только приемные каналы по одной из координат). Фотоприемная часть схемы состоит из приемной оптической системы (ПрОС), четырехплощадочного (координатно-чувствительного) фотоприемника (ФП), чувствительные площадки которого расположены в фокальной плоскости приемной оптической системы. Каждый приемный канал содержит суммирующий каскад (СК), видеоусилитель, в котором помимо усиления принимаемого сигнала осуществляется коррекция передаточной функции приемно-усилительного тракта для ее оптимальности, и триггера.

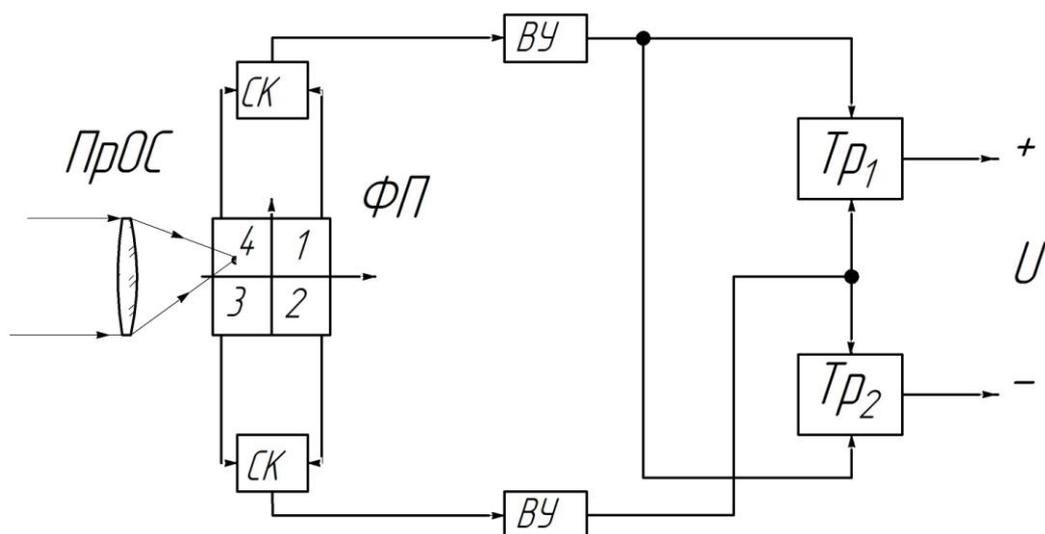


Рисунок 6.71 – Функциональная схема релейного координатора цели

Если отраженный сигнал будет проецироваться на приемные площадки фотоприемника 1 и 4, то триггера $Тр_1$ и $Тр_2$ примут соответственно состояние «1» и «0», что означает положительный сигнал рассогласования. Если принимаемое излучение проецируется на площадки 2 и 3, то триггера поменяют свое состояние, что соответствует отрицательному сигналу рассогласования.

Однако такая простая схема будет успешно работать в условиях пока угловые размеры облучаемой поверхности таковы, что их можно представить в виде точечного источника излучения. С увеличением углового размера облучаемой поверхности (например, сближение с целью) работа такого координатора цели может быть нарушена при проецировании оптического сигнала на стык двух чувствительных площадок фотоприемника. Для исключения такой неоднозначности в работе координатора вводится зона нечувствительности Δ в плоскости чувствительных площадок фотоприемника (рис.6.72а). В этом случае пеленгационная характеристика будет иметь вид, приведенный на рис. 6.72б.

При этом зона нечувствительности условно будет автоматически уменьшаться по мере увеличения углового размера облучаемой поверхности цели. Будем иметь как бы изменяющуюся зону нечувствительности, исходная величина которой выбирается из величины углового размера облучаемой поверхности, при котором имеется возможность автосопровождения цели по угловому положению.

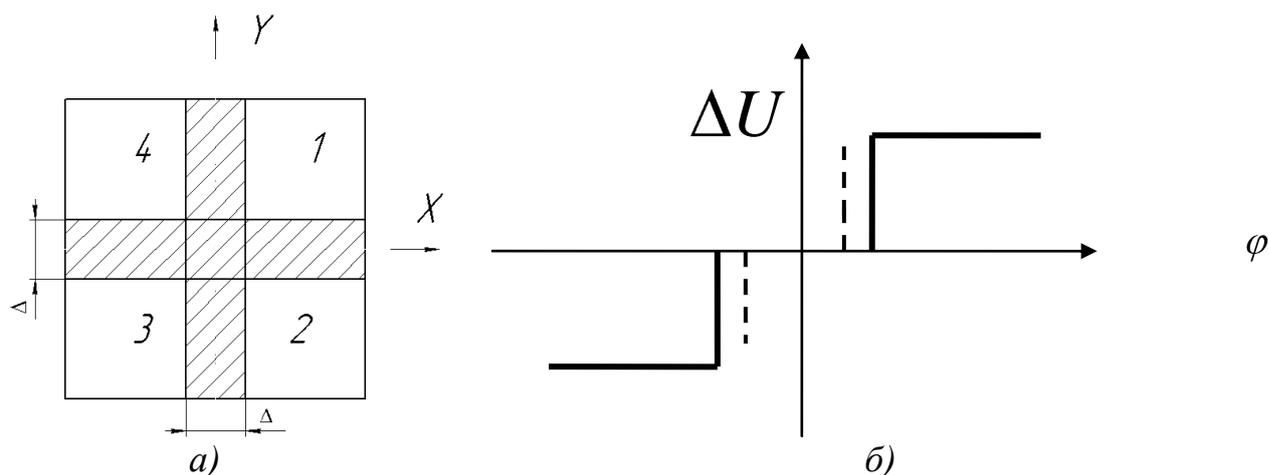


Рисунок 6.72 – Зона нечувствительности (а), пеленгационная характеристика релейного координатора цели с зоной нечувствительности (б)

При большом диапазоне изменения дистанций до цели, при котором угловые размеры облучаемой поверхности цели будут перекрывать зону нечувствительности, может быть использована схема на базе упрощенной схемы линейного координатора цели. Такая схема приведена на рис. 6.73.

На схеме приведены только два приемных канала по одной из координат. Функциональная схема такого релейного координатора отличается от схемы рис. 6.62 отсутствием счетных регистров и цифро-аналоговых преобразователей. Вместо них используются два триггера (Тр).

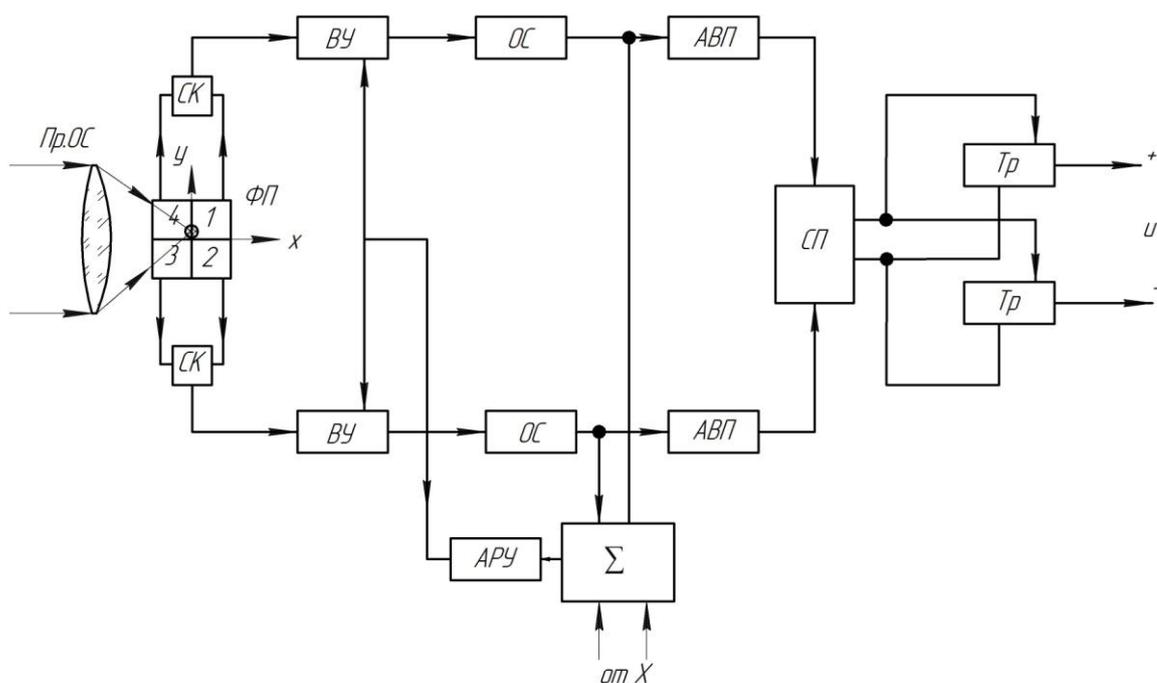


Рисунок 6.73 – Функциональная схема релейного координатора для больших угловых размеров цели

В представленной схеме на выходе схемы предпочтения (СП) появится прямоугольный импульс только в том канале, в котором наибольшая величина сигнала. Далее идет работа в релейном режиме и не требуется зона нечувствительности.

6.8 Измерение радиальной скорости цели

Для измерения радиальной скорости используется либо доплеровский метод, основанный на определении доплеровской добавки (сдвига) несущей частоты отраженного сигнала, или синусоидальной огибающей, либо метод, основанный на дифференцировании дальности до объекта локации $L t$. В импульсных оптических локаторах с прямым усилением принимаемого излучения измерение радиальной скорости осуществляется большинстве случаев по методу дифференцирования дальности до цели;

$$V t = \frac{dL t}{dt}.$$

На рис. 6.74 приведена функциональная схема приемника импульсного оптического локатора, который измеряет дальность до цели и одновременно ее радиальную скорость по методу дифференцирования. Естественно, что излучение происходит в частотном режиме с периодом повторения импульсов излучения $T_{изл}$.

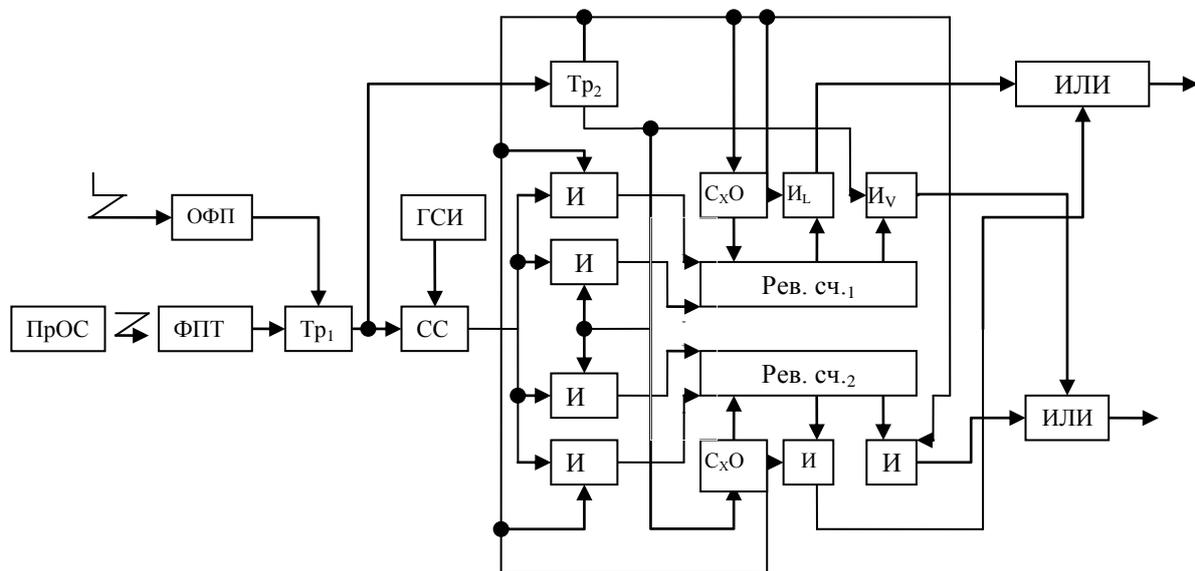


Рисунок 6.74 – Функциональная схема приемника импульсного оптического локатора для измерения дальности и радиальной скорости цели

На схеме обозначены: ОФП – опорный фотоприемный тракт, состоящий из фотоприемника опорного канала и схемы фиксации временного положения излучаемого сигнала; ПрОС оптическая приемная

система; ФПТ – фотоприемный тракт, состоящий из фотоприемника, видеоусилителя и схемы фиксации временного положения принимаемого сигнала; Tr_1 - триггер, ГСИ генератор счетных импульсов, СС – схема совпадений (эти три элемента функциональной схемы в совокупности представляют схему прямого счета при измерении временного интервала); Tr_2 – триггер управления; Рев.Сч. – реверсивные счетчики; И – логические схемы «И» управления работой реверсивных счетчиков; Сх.О – схема обнуления счетных ячеек; I_L - ИЛИ – схема съема информации о дальности, состоящая из логических схем И и ИЛИ; I_V – ИЛИ – схема съема информации о радиальной скорости цели, состоящая из логических схем И и ИЛИ.

Триггер управления Tr_2 работает в счетном режиме по положительному перепаду сигнала с триггера измерительной схемы Tr_1 . Сигналы, снимаемые с двух противофазных выходов триггера Tr_2 , управляют режимом работы реверсивных счетчиков, их обнулением и схемами съема информации о дальности и радиальной скорости. С приходом опорного импульса срабатывает триггер Tr_1 , переходя из состояния ноль в положение единица, открывается схема совпадений СС и счетные импульсы от ГСИ поступают на логические схемы И. Одновременно с Tr_1 опрокидывается Tr_2 . Положительным фронтом сигнала с Tr_2 производится обнуление реверсивного счетчика Рев.сч.₁. Состоянием единица Tr_2 открывает две схемы И, через одну из которых счетные импульсы поступают на счетный вход реверсивного счетчика

Рев.Сч.₁, а через другую счетные импульсы поступают на вход вычитания счетчика Рев.Сч.₂. Состоянием единица триггера Tr_2 также открываются логические схемы I_L счетчика Рев.Сч.₁ и схемы I_V счетчика Рев.Сч.₂. В результате в счетчике Рев. Сч.₁ будет записана информация об измеряемой дальности, которая в параллельном двоичном коде посредством логических схем I_L и ИЛИ передается потребителю.

При следующем зондирующем импульсе триггер Tr_2 снова опрокидывается, но теперь состояние единица будет сниматься с другого плеча этого триггера. При этом положительным фронтом состояния единица посредством схемы Сх.О обнуляется реверсивный счетчик

Рев.Сч.₂. Открываются логические схемы И, через которые счетные импульсы поступают теперь на вход вычитания счетчика Рев.Сч.₁ и на счетный вход счетчика Рев.Сч.₂. Также открываются логические схемы I_L счетчика Рев.Сч.₂. и I_V счетчика Рев.Сч.₁. В результате в реверсивном счетчике Рев.Сч.₁ происходит вычитание числа счетных импульсов, соответствующего измеряемой дальности при данном зондировании, из числа записанных в Рев.Сч.₁ импульсов о дальности за предыдущее зондирование. Таким образом, в счетчике Рев.Сч.₁ будет записана информация о радиальной скорости цели за период повторения зондирующих импульсов излучения, а в Рев.Сч.₂ – информация о дальности

до цели. При следующем зондировании информация о скорости будет записана уже в счетчике Рев.Сч.₂, а в счетчике Рев.Сч.₁ – информация о дальности. Обе информации через логические схемы И_L и ИЛИ, а также И_V и ИЛИ поступают потребителю. Таким образом, при каждом зондировании снимается информация о дальности до цели и ее радиальной скорости.

На представленной функциональной схеме (рис.6.74) не приведены триггера знаков, указывающих на положительное или отрицательное приращение радиальной скорости цели. Следует отметить, что эти триггера знаков помимо своей основной функции могут осуществлять обнуление счетчиков в случае пропуска отраженного сигнала вследствие переполнения реверсивных счетчиков.

Таким образом, измеряемая радиальная скорость будет равна

$$V = \frac{\Delta L}{T_{изл}}$$

Средняя квадратичная погрешность измерения радиальной скорости при этом будет определяться соотношением

$$\sigma_V = \frac{\sqrt{2}\sigma_L}{T_{изл}}, \quad (6.40)$$

где $\Delta L = L_1 - L_2$ - изменение дальности при двух зондированиях цели, σ_L - средняя квадратичная погрешность измерения дальности.

Доплеровский метод измерения радиальной скорости цели основан на выделении доплеровской добавки частоты, возникающей при отражении гармонического колебания от движущегося объекта. Доплеровская добавка частоты определяется соотношением

$$F_\delta = \frac{2V_u}{c} f_c = \frac{2V_u}{\lambda_c}, \quad (6.41)$$

где V_u - радиальная скорость лоцируемого объекта (цели), f_c и λ_c - частота и длина волны излучаемого рабочего (модулированного) колебания, c - скорость света. Отраженное колебание будет иметь частоту $f_c + F_\delta$, если объект движется навстречу, и $f_c - F_\delta$, если он удаляется.

Функциональная схема оптического локатора с доплеровским методом измерения радиальной скорости цели приведена на рис. 6.75 [2].

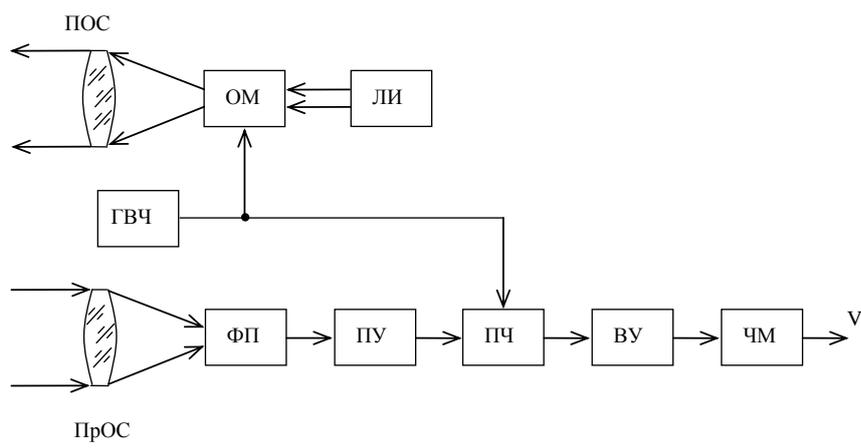


Рисунок 6.75 – Функциональная схема оптического лоатора с доплеровским методом измерения скорости

На схеме приведены следующие обозначения: ПОС – передающая оптическая система, ОМ – оптический модулятор, ЛИ – лазерный излучатель, ГВЧ – генератор высокой частоты, ПрОС – приемная оптическая система, ФП – фотоприемник, ПУ – предварительный усилитель, ПЧ – преобразователь частоты, ВУ – видеоусилитель, ЧМ – частотомер.

Генератор высокой частоты формирует высокочастотное синусоидальное колебание с частотой f_c , которое поается на оптический модулятор (ОМ). Таким образом, осуществляется внутриимпульсная модуляция излучаемого оптического сигнала, и цель облучается пачкой синусоидального колебания частоты f_c . Отраженный от цели сигнал имеет частоту $f_c \pm F_D$. На выходе фотоприемника, в качестве которого может быть использован и СВЧ - фотоприемник, принятое колебание усиливается предварительным усилителем и поступает на преобразователь частоты (электронный смеситель). В результате на выходе преобразователя частоты будут иметь место колебания с суммарной и разностной частотами, но в видеоусилителе будут усиливаться только колебания с разностной частотой, которая является частотой доплеровского сдвига F_D . В частотомере происходит измерение F_D .

Дисперсия оценки доплеровского сдвига частоты определяется соотношениями в разделе 2.7.3.

6.9 Импульсные лоаторы с оптическим гетеродинированием

Метод оптического гетеродинирования основан на фотоэлектрическом преобразовании двух одновременно падающих на фотосмеситель когерентных оптических колебаний, одно из которых –

отраженный от объекта локации сигнал на несущей частоте ν_c , а второе формируется местным гетеродинным источником излучения на частоте ν_2 . В фотосмесителе оптические частоты преобразуются в радиочастоты.

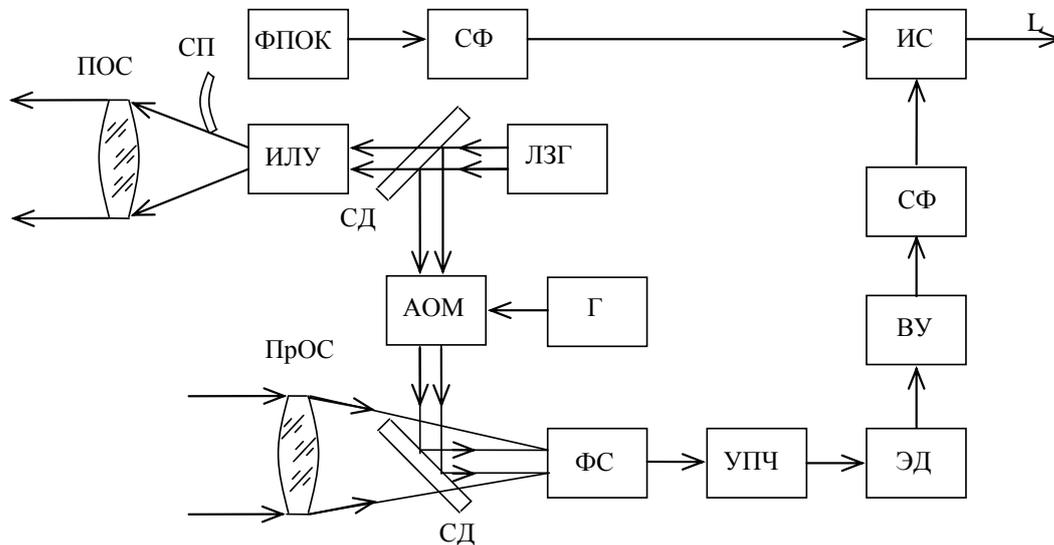


Рисунок 6.76 – Функциональная схема локатора с оптическим гетеродинированием

На рис.6.76 приведена функциональная схема оптического локатора с оптическим гетеродинированием для измерения дистанции до цели. (Такие локаторы используются для определения на вертолетах расстояния до проводов высоковольтных линий и других препятствий)

На рис. 6.76 приведены следующие обозначения: ПОС – передающая оптическая система, СП – светопровод, ФПОК – фотоприемник опорного канала СФ – схема фиксации, ИС – измерительная схема, ИЛУ – импульсный лазерный усилитель, СД – светоделитель, ЛЗГ – лазерный задающий генератор, АОМ – акустооптический (дифракционный) модулятор бегущей волны, Г – генератор промежуточной частоты (электрический), ПрОС – приемная оптическая система, ФС – фотосмеситель, УПЧ – усилитель промежуточной частоты, ЭД – электрический детектор, ВУ – видеоусилитель.

Энергия непрерывного излучения лазерного задающего генератора направляется в импульсный лазерный усилитель (квантовый усилитель импульсного действия), на выходе которого формируется импульсный оптический сигнал с частотой света ν_c .

В приведенной схеме в качестве гетеродинного излучения используется часть непрерывного излучения лазерного задающего генератора, прошедшего через акустооптический модулятор, управляемый сигналом от генератора промежуточной частоты. Таким образом, на выходе

акустооптического модулятора имеем излучение с частотой $\nu_2 = \nu_c + \nu_n$. Здесь ν_n - частота электрических колебаний генератора промежуточной частоты.

Если амплитуда электрической составляющей принимаемого излучения равна

$$E_c t = E_c^* t \cos \nu_c t, \quad (6.42)$$

а амплитуда электрической составляющей гетеродинного излучения на входе фотосмесителя имеет значение

$$E_2 t = E_2 \cos \nu_2 t - \beta x = E_2 \cos \left[\nu_c + \nu_n t - \beta x \right], \quad (6.43)$$

то мгновенное значение интенсивности результирующего излучения на входе фотосмесителя будет

$$\left[E_c t + E_2 t \right]^2 = E_c^* t \cos \nu_c t + E_2 \cos \left[\nu_c + \nu_n t - \beta x \right]^2 \quad (6.44)$$

В формулах (6.42) и (6.43), $E_c^* t$ - импульсная огибающая принимаемого поля, $\beta = \frac{\nu_2}{g_x} = \frac{2\pi \sin \psi}{\lambda}$, так как скорость перемещения гетеродинной волны вдоль поверхности чувствительного слоя фотосмесителя по оси x равна $g_x = \frac{c}{\sin \psi}$, ψ - угол между направлениями сигнального и гетеродинного излучения, c - скорость света, λ - длина волны гетеродинного излучения.

Мгновенное значение тока на выходе фотосмесителя с чувствительностью S_λ на длине волны λ может быть найдено интегрированием интенсивности (6.44) по поверхности фоточувствительного слоя s в виде

$$i_\phi t = \frac{S_\lambda}{r^2} \int_s \Phi_c t \cos^2 \nu_c t + \Phi_2 \cos^2 \left[\nu_c + \nu_n t - \beta x \right] + \quad (6.45)$$

$$+ 2\sqrt{\Phi_c t \Phi_2} \cos \nu_n t + \beta x + 2\sqrt{\Phi_c t \Phi_2} \cos \left[2\nu_c + \nu_n t - \beta x \right] ds$$

поскольку мощность излучения Φt прямо пропорциональна $E^2 t$.

Так как все составляющие сигнала за исключением колебаний промежуточной частоты (радиочастоты) $\nu_n = \omega_n$ отфильтровываются в усилителе промежуточной частоты, то с учетом значения $\beta = \frac{2\pi \sin \psi}{\lambda}$

соотношение (6.45) можно переписать в следующем виде

$$i_\phi t = \frac{2S_\lambda}{r^2} \sqrt{\Phi_c t \Phi_2} \cos \omega_n t \int_s \cos \left(\frac{2\pi x \sin \psi}{\lambda} \right) ds =$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{2S_\lambda}{r^2} \sqrt{\Phi_c t \Phi_2} \cos \omega_n t \int_{-r}^r \int_{-\sqrt{r^2-x^2}}^{\sqrt{r^2-x^2}} \cos\left(\frac{2\pi x \sin \psi}{\lambda}\right) dx dy = \\
&= \frac{2S_\lambda}{r^2} \sqrt{\Phi_c t \Phi_2} \cos \omega_n t \int_{-r}^r \cos\left(\frac{2\pi x \sin \psi}{\lambda}\right) \sqrt{r^2-x^2} dx,
\end{aligned}$$

где r - радиус чувствительного слоя фотосмесителя.

Представив переменную x как $x = r \sin \xi$ и учитывая, что при малых углах $\sin \psi \approx \psi$, получим

$$i_{\phi t} = 2S_\lambda \sqrt{\Phi_c t \Phi_2} \cos \omega_n t \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos\left(\frac{2\pi r \psi \sin \xi}{\lambda}\right) \cos^2 \xi d\xi.$$

Используя интегральное представление функции Бесселя вида [20]

$$J_n z = \frac{\left(\frac{z}{2}\right)^n}{\Gamma\left(n + \frac{1}{2}\right)\Gamma\left(\frac{1}{2}\right)} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos z \sin \theta \cos^{2n} \theta d\theta$$

($\Gamma \xi$ – гамма-функция),

получим

$$i_{\phi t} = 2\pi S_\lambda \sqrt{\Phi_c t \Phi_2} \cos \omega_n t \frac{J_1 z}{z}, \quad (6.45)$$

где $J_1 z$ - функция Бесселя 1 – ого порядка, а $z = \frac{2\pi r \psi}{\lambda}$.

Максимальное значение тока $i_{\phi t}$ имеет место при $\psi = 0$ и равно

$$i_{\phi \max t} = \pi S_\lambda \sqrt{\Phi_c t \Phi_2} \cos \omega_n t. \quad (6.46)$$

Как следует из соотношения (6.45) величина сигнала на выходе усилителя промежуточной частоты, а, следовательно, и эффективность оптического гетеродина зависит от разности фаз βx сигнального и гетеродинного колебания, которое определяется углом между градиентами сигнальной и гетеродинной волн.

Анализ потерь, обусловленных непараллельностью падающих на фотосмеситель световых лучей, указывает на необходимость предъявления жестких требований к точности пространственной юстировки этих лучей.

Приведенные рассуждения относились к приемным оптическим системам коллимационного типа, которые позволяют более продуктивно использовать интерференционные фильтры для подавления фонового излучения.

Пространственные требования можно ослабить, используя принцип диска Эйри, который основан на том, что в фокусе дифракционно ограниченной линзы волновой фронт в области диска оказывается плоским и перпендикулярным направлению падающего излучения. Если в область диска Эйри падает коллимированный гетеродинный поток, то осуществляется эффективное преобразование в фотосмесителе. Однако в этом случае большая часть гетеродинного потока не участвует в процессе фотосмещения и только увеличивает дробовые шумы, снижая отношение сигнала к шуму. Для устранения лишнего гетеродинного потока устанавливается диафрагма, положение которой должно выставляться с высокой точностью.

В усилителе промежуточной частоты осуществляется усиление преобразованного колебания [определяемого формулой (6.45)]. При этом ширину полосы пропускания этого усилителя целесообразно выбрать существенно больше ширины спектральной функции принимаемого импульсного сигнала, но такой, при которой отношение сигнала к шуму на входе электрического детектора было бы не меньше единицы. Это позволит не осуществлять автоподстройку частоты гетеродинного источника при небольших радиальных скоростях цели. На условия обнаружения и погрешность измерения дальности уширение полосы пропускания усилителя промежуточной частоты не скажется, так как оптимальная фильтрация будет осуществляться в видеоусилителе после электрического детектора. Для измерения дальности можно отказаться от электрического детектора и видеоусилителя, но в этом случае необходимо осуществлять автоподстройку частоты гетеродинного излучения. Автоматическую регулировку усиления в такой схеме можно также проводить в усилителе промежуточной частоты.

На рис.6.77 представлена функциональная схема оптического локатора с оптическим гетеродинированием для одновременного измерения дальности до цели и ее радиальной скорости доплеровским методом.

Представленная схема отличается от схемы рис. 6.76 наличием канала измерения скорости, состоящего из частотного дискриминатора (ЧД) и схемы измерения скорости цели (Из.В). В этой функциональной схеме используется генератор промежуточной частоты, перестраиваемый по частоте (управляется сигналом от частотного дискриминатора) (на схеме обозначен как УГ).

Напряжение, соответствующее доплеровской добавке частоты с частотного дискриминатора поступает на управляемый генератор (УГ), подстраивая частоту гетеродинного колебания и в схему измерения скорости.

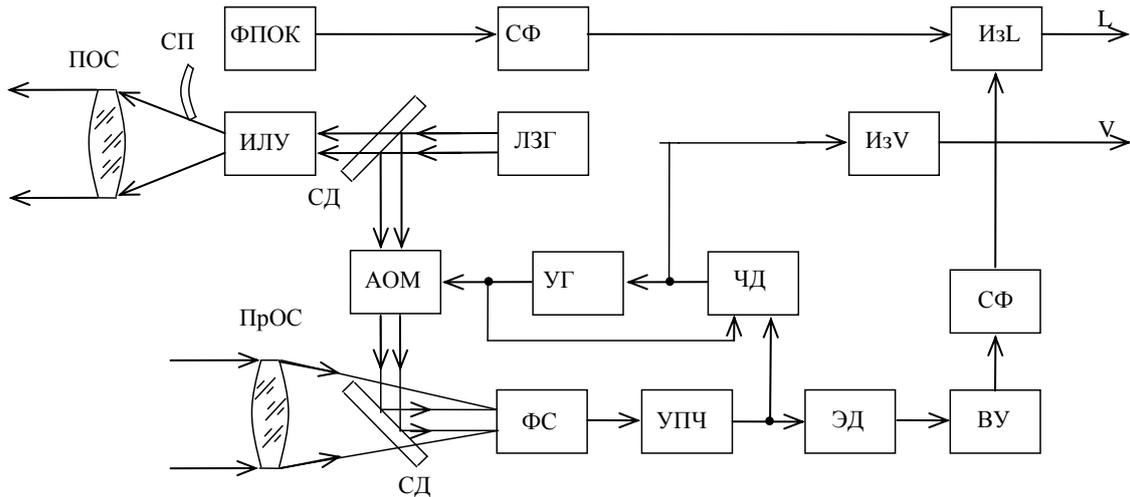


Рисунок 6.77 – Функциональная схема локатора для измерения дальности и радиальной скорости цели

При этом, несмотря на то, что осуществляется подстройка частоты колебаний гетеродинного источника в зависимости от доплеровской добавки частоты в принимаемом сигнале, полосу пропускания усилителя промежуточной частоты следует выбирать более широкой, чем ширина спектральной функции принимаемого сигнала. Это позволит более продуктивно использовать частотный дискриминатор, следовательно, не увеличивать погрешность измерения дальности и скорости цели.

В таком оптическом локаторе можно исключить электрический детектор и видеоусилитель. Оптимальную фильтрацию осуществлять в усилителе промежуточной частоты, а фиксацию временного положения сигнала осуществлять по фронту первого высокочастотного колебания. Однако в этом случае будет менее продуктивная работа частотного дискриминатора. Естественно, в подобной схеме будут достигнуты более низкие показатели точности измерений.

Литература

1. Владыкин А.М., Глазков В.Д., Калинин М.И., Лебедько Е.Г. Лазерный дальномер проекта «Фобос», Приборостроение, т. 32, №12, 1989, с.68-71.
2. Ермаков Б А. Оптико-электронные системы с лазерами, ГОИ, Л.,1982, 200с.
3. Зубаревич С.Э., Лебедько Е.Г., Стоев Н.А., Метод стабилизации уровня принимаемого сигнала в оптико-электронных дальномерам, Приборостроение, т. 29, №9, 1986, с. 79-83
4. Иванов А.П. Физические основы гидрооптики, Наука и техника, Минск, 1975, 504с.
5. Козинцев М.П., Белов В.М. и др., Основы импульсной лазерной локации, М., Изд. МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006, 512с.
6. Лебедько Е.Г. Теоретические основы передачи информации, М., С-Пб., Лань, 2011, 350с.
7. Лебедько Е.Г. Системы оптической локации, часть 2, С-Пб, СПНИУИТМО, 2012, 128с.
8. Лебедько Е.Г., Аверьянов Г.А., Егоров А.С., Романов А.М., Хайтун Ф.И. Определение дифференциальных законов распределения интервалов между выбросами случайного процесса, Приборы и техника эксперимента, №6, 1971.
9. Лебедько Е.Г., Аверьянов Г.А., Хайтун Ф.И. Способ дискретного измерения временных интервалов, А. С. № 340340 от 28 .02.1972
10. Лебедько Е.Г., Брызгалов В.А. Расширитель временных интервалов, А,С, №748834 от 26.06.80.
11. Лебедько Е.Г., Колос В.М.. Повышение точности импульсных оптических дальномеров. //Научно-технический вестник СПбГУ ИТМО. Выпуск 18. Исследования в области оптики и физики / 2005 Главный редактор д.т.н., проф. В.Н.Васильев. - СПб: СПбГУ ИТМО, с. 203-206.
- 12.Лебедько Е.Г., Нгуен Ву Тунг. Погрешность измерения радиальной протяженности поверхности при ее моноимпульсном облучении //Изв. вузов. Приборостроение. 2009. Т.52, №5. С 50-56.
- 13.Лебедько Е.Г. Покровский Ю.П., Симовский Р.А. Экспериментальное определение вероятностных характеристик оптических импульсов, отраженных от взволнованной водной поверхности, Радиофизика, т.20, № 10, 1977 с. 1573-1574/
- 14.Лебедько Е.Г., Порфирьев Л.Ф., Хайтун Ф.И. Теория и расчет импульсных и цифровых оптико-электронных систем, Л., Машиностроение, 1984, 192с.
15. Лебедько Е.Г. Сычевский А.Т. Устройство для определения момента экстремума аналогового сигнала А,С, № 1647434 от 06.01. 1991.

16. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники, т.1, М., Сов.радио, 1966,728с.
- 17.Молебный В.В. Оптико-локационные системы, Машиностроение, М., 1981, 181с.
- 18.Тихонов В.И. Выбросы случайных процессов, М., Наука, 1970, 392с.
- 19.Фомин Я.А. Теория выбросов случайных процессов, М., Связь, 1980, 216с.
- 20.Рыжик И.М., Градштейн И.С., Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений, М. Гос. изд. Физико-математической литературы, 1963г.



В 2009 году Университет стал победителем многоэтапного конкурса, в результате которого определены 12 ведущих университетов России, которым присвоена категория «Национальный исследовательский университет». Министерством образования и науки Российской Федерации была утверждена программа его развития на 2009–2018 годы. В 2011 году Университет получил наименование «Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики»

КАФЕДРА ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ И СИСТЕМ И ЕЕ НАУЧНО-ПЕДАГОГИЧЕСКАЯ ШКОЛА

Кафедра создавалась в 1937-38 годах и существовала под следующими названиями:

- с 1938 по 1958 год - кафедра военных оптических приборов;
- с 1958 по 1967 год - кафедра специальных оптических приборов;
- с 1967 по 1992 год - кафедра оптико-электронных приборов;
- с 1992 года - кафедра оптико-электронных приборов и систем.

Кафедру возглавляли:

- с 1938 по 1942 год - профессор К.Е. Солодилов;
- с 1942 по 1945 год - профессор А.Н. Захарьевский (по совместительству);
- с 1945 по 1946 год - профессор М.А. Резунов (по совместительству);
- с 1947 по 1972 год - профессор С.Т. Цуккерман;
- с 1972 по 1992 год - заслуженный деятель науки и техники РСФСР, профессор Л.Ф. Порфирьев;
- с 1992 по 2007 год - заслуженный деятель науки РФ, профессор Э.Д. Панков.
- с 2007 года по настоящее время - почетный работник высшего профессионального образования, профессор В.В. Коротаев.

История кафедры началась в 1937-38 годах с организации в Ленинградском институте точной механики и оптики (ЛИТМО) кафедры военных оптических приборов. Первым заведующим кафедрой был К.Е. Солодилов, до этого возглавлявший Центральное конструкторское

бюро (ЦКБ) Всесоюзного объединения оптико-механической промышленности (ВООМП). Преподавателями кафедры стали сотрудники этого ЦКБ - М.А. Резунов, М.Я. Кругер, С.Т. Цуккерман, В.А. Егоров, Б.М. Кулежнов.

В годы Великой Отечественной войны кафедра была эвакуирована в Черепаново, где обязанности заведующего кафедрой выполнял профессор А.И. Захарьевский. Преподавателями кафедры по состоянию на 01.04.1945 г были профессор Чулановский, доцент Кругер, ст. преподаватель Гриневич, ассистенты Дедюлин и Погарев. После возвращения в Ленинград кафедрой в 1945-46 годах по совместительству заведовал начальник конструкторского бюро (КБ) Государственного оптического института им. С.И. Вавилова (ГОИ) М.А. Резунов.

В начале 1947 года кафедру возглавил профессор С.Т. Цуккерман, который руководил ею до 1972 года. В 1958 году кафедра была реорганизована в кафедру специальных оптических приборов, а в 1967 году в кафедру оптико-электронных приборов (ОЭП).

Создание С.Т. Цуккерманом в предвоенные годы книги «Точные механизмы» (М.: Оборонгиз, 1941) является значительным вкладом в развитие отечественного точного приборостроения. С.Т. Цуккерман является автором более 120 научных работ и более 50 изобретений. В предвоенные, военные и послевоенные годы С.Т. Цуккерман работал над созданием прицельных устройств для зенитной и авиационной артиллерии. Он был одним из создателей серийного авиационного гироскопического прицела АСП с автоматической выработкой поправки на упреждение, который устанавливался на истребителях МиГ, а также механического ракурсного прицела для мелкокалиберной зенитной артиллерии, широко применяемого во время войны во Вьетнаме.

В 1958 г. при кафедре была организована отраслевая лаборатория «Специальные оптические приборы» с достаточно сильной группой конструкторов-разработчиков.

С.Т. Цуккерман и старший научный сотрудник А.С. Гридин руководили разработкой приборов управления по лучу (ПУЛ), предназначенных для управления движением различных подвижных объектов по прямой линии или по программе.

В начале 60-х годов старший научный сотрудник Г.Г. Ишанин занимался разработкой фотометрической аппаратуры, предназначенной для паспортизации оптико-электронных приборов и систем различного назначения.

Значительное влияние на содержание подготовки специалистов и научных исследований оказало привлечение к работе на кафедре выдающегося специалиста в области оптико-электронного приборостроения, члена-корреспондента Российской академии наук (РАН), Героя Социалистического Труда, лауреата Ленинской премии профессора

М.М. Мирошникова, который, работая на кафедре ОЭП с 1969 года по 1976 год в должности профессора по совместительству, поставил и читал курс «Теория оптико-электронных приборов».

С 1972 года по 1992 год кафедрой ОЭП заведовал заслуженный деятель науки и техники РСФСР, профессор Л.Ф. Порфирьев, известный специалист в области автоматических ОЭПиС в комплексах навигации и управления авиационной и космической техникой. Соответственно тематика выполнения научно-исследовательских работ на кафедре приобрела новые направления, существенно увеличилось число тем, носящих поисковый фундаментальный характер. Были разработаны новый учебный план и программы учебных дисциплин.

Л.Ф. Порфирьев является автором 19 учебников, учебных пособий и монографий, среди которых можно выделить такие как «Теория оптико-электронных приборов и систем» (Л.: Машиностроение, 1980), «Основы теории преобразования сигналов в оптико-электронных системах» (Л.: Машиностроение, 1989). Результаты его работ можно оценить как значительный вклад в разработку общей теории оптико-электронных систем.

Л.Ф. Порфирьев как руководитель проводил достаточно жесткую кадровую политику, при которой на кафедре оставались работать только те сотрудники, которые отличались преданностью делу. При этом он оказывал всемерную поддержку сотрудникам кафедры по разработке ими различных направлений теории и практики оптико-электронного приборостроения. По результатам научно-исследовательских работ в этот период защитили диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук Г.Н. Грязин (1983 г.), Е.Г. Лебедько (1985 г.), Э.Д. Панков (1986 г.), Г.Г. Ишанин (1988 г.), защищено много диссертаций на соискание ученой степени кандидата технических наук.

В этот период под руководством Э.Д. Панкова начали проводиться исследования по разработке новых оптико-электронных систем измерения взаимного положения разнесенных в пространстве объектов.

Г.Н. Грязин, перешедший на кафедру с радиотехнического факультета в конце 60-х годов, продолжил свои работы в области прикладного телевидения, в частности, по разработке систем наблюдения за быстродвижущимися объектами и быстропротекающими процессами.

С 1975 года заведующим отраслевой лабораторией стал старший научный сотрудник А.Н. Тимофеев, который продолжил исследования по разработке методов и средств контроля пространственного положения объектов с помощью ОЭП с оптической равносигнальной зоной для машиностроения, энергетики, строительства, судостроения и железнодорожного транспорта.

С 1975 года, после увольнения в запас, из Ленинградской военной инженерной краснознаменной академии (ЛВИКА) им. А.Ф. Можайского на

кафедру пришел работать в должности профессора С.П. Авдеев, известный специалист в области ОЭПиС космических аппаратов. Он поставил курсы и читал лекции по учебным дисциплинам «Оптико-электронные приборы», «Оптико-электронные приборы систем управления», «Оптико-электронные приборы для научных исследований».

Существенное влияние на содержание подготовки специалистов и научных исследований оказало привлечение к работе на кафедре лауреата Ленинской и Государственной премий профессора Б.А. Ермакова, известного специалиста в области физической оптики и оптико-электронного приборостроения. Б.А. Ермаков работал на кафедре ОЭП с 1979 года по 1992 год в должности профессора по совместительству и поставил курс «Оптико-электронные приборы с лазерами».

В 70-80 годах под руководством доцента Е.Г. Лебедько проводились исследования законов отражения лазерного излучения от нестационарных поверхностей и протяженных объектов, исследования в области теории идентификации объектов по их излучению в сложной фоновой ситуации. Создан комплекс для лазерной локации крупногабаритных морских объектов сложной конфигурации и водной поверхности. В этих работах принимали участие доценты О.П. Тимофеев и С.Б. Лукин.

В 70-90 годах под руководством Л.Ф. Порфирьева был разработан ряд астродатчиков, систем астроориентации и космической навигации (В.И. Калинин, А.Л. Андреев, С.Н. Ярышев).

С 1992 г. заведующим кафедрой является заслуженный деятель науки Российской Федерации, профессор Э.Д. Панков. В 1992 году кафедра была переименована в кафедру оптико-электронных приборов и систем (ОЭПиС).

Под руководством Э.Д. Панкова в 70-90-х годах были проведены разработки ряда оптико-электронных приборов и систем специального и гражданского применения, нашедших практическое внедрение и способствующих научно-техническому прогрессу и укреплению обороноспособности нашей страны.

В частности, исследования и разработки в области линейных и угловых измерений позволили приступить к решению общей проблемы согласования отсчетных баз на нестационарно деформируемых объектах с помощью оптико-электронных систем.

В рамках указанной проблемы доцентом И.А. Коняхиным проводились исследования, результаты которых можно классифицировать как разработку теории построения автоколлимационных систем с компонентами нарушенной типовой конфигурации.

В то же время доцентом В.В. Коротаевым разработан ряд поляризационных приборов и измерительных установок. Теоретическим результатом работ явилась разработка методологии анализа поляризационных свойств оптических систем с изменяющейся ориентацией

элементов. По результатам указанных работ В.В. Коротаев (в 1997 г.) и И.А. Коняхин (в 1998г.) защитили диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук.

Применение многоэлементных приемников в системах пеленгации дало толчок развитию телевизионных систем технического зрения, измерительных телевизионных систем и систем обработки изображений. Результаты этих исследований были использованы доцентом А.Л. Андреевым при постановке учебных курсов «Оптико-электронные системы с ЭВМ», «Специализированные аппаратные и программные средства ОЭП», «Автоматизированные телевизионные вычислительные комплексы», а также доцентом С.Н. Ярышевым при постановке им в 1993 году учебной дисциплины «Видеотехника».

Указанные курсы обеспечиваются лабораторным практикумом на базе рабочих мест, оснащенных персональными компьютерами, объединенными в локальную сеть. Рабочие места оснащены аппаратными и программными средствами цифровой видеозаписи и обработки изображений. В этот период Г.Н. Грязиным были подготовлены дисциплинам: «Телевизионные системы», «Прикладное телевидение и телевизионно-вычислительные комплексы» (совместно с А.Л. Андреевым).

На основе обобщения методик расчета оптико-электронных систем различного назначения и принципа действия в 1981 году были развернуты работы по созданию элементов систем автоматизированного проектирования ОЭП. За период с 1981 по 1987 год под руководством И.А. Коняхина были разработаны оригинальные пакеты прикладных программ расчета параметров систем измерения пространственного положения объектов.

Развитие компьютерной техники и программного обеспечения общего назначения позволило создать проблемно-ориентированное программное обеспечение поддержки проектирования ОЭП на системотехническом уровне.

По результатам научных работ сотрудниками кафедры ОЭПиС выпущено в свет 15 монографий, 11 учебников и учебных пособий. На кафедре подготовлено 14 докторов наук, а также более 110 кандидатов наук.

На разработки кафедры получены авторские свидетельства СССР и патенты Российской Федерации на более чем 200 изобретений. Наибольший вклад в изобретательскую деятельность внес Э.Д. Панков - автор 123 изобретений, из которых 33 внедрены в промышленности.

При заявлении научно-педагогической школы «Оптико-электронное приборостроение» в 2009 году были сформулированы следующие основные научно-технические результаты, достигнутые в период с 1938 по 2009 годы:

– разработаны принципы построения военных оптико-механических приборов;

- разработаны принципы построения точных механизмов;
- разработаны принципы построения оптико-электронных приборов с оптической равносигнальной зоной;
- систематизированы теоретические основы и принципы построения оптико-электронных приборов;
- разработаны методы описания импульсных сигналов, идентификации и классификации объектов в системах нестационарной лазерной локации;
- разработаны теория, принципы построения и методы расчета импульсных телевизионных систем наблюдения быстродвижущихся объектов;
- обнаружен термоупругий эффект в кристаллическом кварце и создан новый тип приемников оптического излучения;
- разработана теория построения автоколлимационных систем с компонентами нарушенной типовой конфигурации;
- разработана методология анализа поляризационных свойств оптических систем с изменяющейся ориентацией элементов;
- систематизированы теоретические основы и принципы построения измерительных систем на основе матричных фотопреобразователей;
- разработаны основы построения ОЭС согласования отсчетных баз на нестационарно деформируемых объектах.

Основоположники научной школы:

- Солодилов Константин Евгеньевич, заведующий кафедрой с 1938 г. по 1942 г., профессор;
- Цуккерман Семен Тобиасович, заведующий кафедрой с 1947 г. по 1972 г., профессор;
- Мирошников Михаил Михайлович, директор ГОИ, д.т.н., профессор, профессор кафедры ОЭП с 1967 г. по 1978 г.; член-корреспондент Российской Академии наук, Герой Социалистического Труда, лауреат Ленинской премии.
- Порфирьев Леонид Федорович, заведующий кафедрой с 1972 г. по 1992 г., д.т.н., профессор, Заслуженный деятель науки и техники РСФСР.
- С 2007 г. заведующим кафедрой является почетный работник высшего профессионального образования Российской Федерации, профессор В.В. Коротаев.

На кафедре была открыта подготовка по новой специализации инженеров «Оптико-электронные приборы и системы обработки видеoinформации» и новая магистерская программа «Оптико-электронные методы и средства обработки видеoinформации».

В 2007 году был создан научно-образовательный центр оптико-электронного приборостроения (НОЦ ОЭП).

Научно-образовательный центр оптико-электронного приборостроения выполняет научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы по созданию видеоинформационных и информационно-измерительных приборов различного назначения, высокоточных приборов для измерения линейных, угловых и других физических величин в промышленности, энергетике, на транспорте, а также систем технического зрения и обработки видеоинформации. К выполнению научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ широко привлекаются студенты, аспиранты, молодые специалисты, молодые кандидаты наук. Научно-образовательный центр является активным участником Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 годы.

Направления научных исследований кафедры ОЭПиС в 2007-2012 годах

Развитие теоретических основ и принципов построения оптико-электронных приборов и систем, в том числе:

- видеоинформационных измерительных систем;
- видеоинформационных систем наблюдения;
- видеоинформационных импульсных систем наблюдения быстро движущихся объектов;
- комплексированных телевизионно-тепловизионных систем наблюдения,
- ОЭПиС обеспечения техносферной безопасности;
- ОЭПиС согласования отсчетных баз на нестационарно деформируемых объектах;
- автоколлимационных систем с компонентами нарушенной типовой конфигурации;
- ОЭПиС цветового и спектрального анализа объектов;
- фотометрических систем аттестации ОЭПиС, источников и приемников оптического излучения;
- систем лазерной локации с нестационарным облучением;
- ОЭС сепарации полезных ископаемых.

По результатам исследований в этот период на кафедре были защищены 14 диссертаций на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Идет активное пополнение преподавательского состава молодыми кандидатами наук. В настоящее время на кафедре работает 7 кандидатов наук в возрасте до 35 лет.

Мы занимаемся разработкой оптико-электронных приборов и систем в целом:

- системотехническое проектирование,
- разработка (выбор) оптической системы,

- разработка конструкции,
- разработка (выбор) электроники и средств обработки информации,
- разработка программного обеспечения,
- сборка, юстировка, настройка и испытания.

Мы учим тому, что сами умеем делать!

По итогам конкурсов ведущих научно-педагогических коллективов СПб НИУ ИТМО 2007-2011 годов кафедра занимала призовые места.

С 2011 года подготовка бакалавров, магистров и специалистов на кафедре ОЭПиС осуществляется по Федеральным государственным образовательным стандартам третьего поколения (ФГОС).

Подготовка бакалавров по направлению:

200400 «Оптехника» (профиль - Оптико-электронные приборы и системы). Срок обучения - 4 года

Подготовка магистров по направлению:

200400 Оптехника.

Магистерские программы:

– Оптико-электронные методы и средства обработки видеoinформации

– Оптико-электронные приборы и системы безопасности

Срок обучения – 2 года.

Подготовка инженеров по специальности:

200401 -Электронные и оптико-электронные приборы и системы специального назначения.

Специализация:

– Оптико-электронные информационно-измерительные приборы и системы. Срок обучения – 5,5 лет.

Подробная информация о кафедре ОЭПиС имеется на сайте кафедры:
<http://oeps.ifmo.ru/>

Лебедько Евгений Георгиевич
СИСТЕМЫ ОПТИЧЕСКОЙ ЛОКАЦИИ
Часть 3
Учебное пособие

В авторской редакции
Редакционно-издательский отдел НИУ ИТМО
Зав. РИО
Лицензия ИД № 00408 от 05.11.99
Подписано к печати
Заказ №
Тираж
Отпечатано на ризографе

Лебедько Е.Г.
Н.Ф. Гусарова

100 экз.

Редакционно-издательский отдел
Санкт-Петербургского национального
исследовательского университета
информационных технологий, механики
и оптики
197101, Санкт-Петербург, Кронверкский пр., 49

