

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНСТВО СВЯЗИ
Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования

Московский технический университет связи и информатики

Кафедра радиотехнических систем

Методические указания по выполнению
курсовой работы по радиотехническим системам

Составитель: Сперанский В.С.

Москва 2010 г

Аннотация

В методических указаниях содержатся соотношения для выбора параметров РТС и методики расчета отношения сигнал-шум на входе приемного устройства, требуемой мощности передатчика и диаграмм видимости. Отдельный раздел посвящен расчету и проектированию устройств селекции движущихся объектов.

1. ВЫБОР И РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ РТС

1.1. Выбор периода повторения (частоты следования) импульсов производят из условия однозначного измерения целей на максимальной дальности:

$$R_{одн} \geq R_{max}; \text{ отсюда } T_n = 1,1 \frac{2R_{max}}{C},$$

где коэффициент 1,1 нужен для учета обратного хода развертки индикатора дальности (10%) от длительности прямого хода ($T_{разв} = T_n$). Частота следования $F_n = 1/T_n$ имп./с.

П р и м е ч а н и е . В случае РЛС малой скважности, измеряющей дальность и скорость, дальность измеряется неоднозначно:

$R_{одн} < R_{max}$. Для устранения неоднозначности измерения дальности в этом случае применяется два-три значения различных периодов повторения (переменный период повторения).

1.2 Выбор формы, ширины спектра и длительности зондирующего сигнала.

Ширину спектра зондирующего, сигнала выбирают, исходя из требуемой разрешающей способности по дальности

$$\Delta R = \frac{C}{2 F_c},$$

где F_c - эффективная ширина спектра сигнала.

Сначала выбирают простой сигнал с базой 1 (радиоимпульсы с прямоугольной огибающей), для которого длительность $\tau_c = 1/F_c$. Отсюда рассчитывают длительности такого сигнала.

После расчета импульсной мощности передатчика, если она превышает допустимую (на самолете порядка 200 кВт/имп или наземной РЛС (корабельная) порядка 1МВт/имп)» задаются приемлемой импульсной мощностью передатчика. По соотношению $P_{и\text{ расч}}/P_{и\text{ доп}}$ определяют требуемую базу сигнала и по величине базы находят длительность сложного сигнала $\tau = B/F_c$

В случае измерения скоростей по эффекту Доплера и разрешения объектов по скорости длительность сигнала определяют из требуемого разрешения по скорости или требуемой точности ее измерения:

$$\Delta V = \frac{\lambda}{2} \Delta F = \frac{\lambda}{2} \frac{1}{\tau_c}, \text{ т. е. } \tau_c \geq \frac{\lambda}{2\Delta V}$$

или

$$\sigma_V = \frac{\lambda}{2} \frac{1}{\left(\sqrt{2E_c/N_0} \right) * \tau_c}; \tau_c = \frac{\lambda}{2\sigma_c} \frac{1}{\sqrt{2E_c/N_0}}$$

Как правило, намерение скорости по доплеровскому сдвигу производят сигналом в виде когерентной пачки импульсов, длительность которой

$$\tau_c = (N - 1)T_n + \tau_1.$$

$$\text{Скважность сигнала } Q = \frac{T_n}{\tau_1}.$$

1.3. Выбор ширины луча, формы) диаграммы направленности и типа антенны РТС.

1. В двухкоординатной РЛС, измеряющей дальность и угол азимута (листа) используют плоский луч, узкий в горизонтальной (вертикальной) плоскости и широкий в вертикальной (горизонтальной). Ширину луча в горизонтальной плоскости определяют требуемым разрешением по углу азимута $\theta_A \cong \Delta\theta$. В вертикальной плоскости ширину диаграммы определяют требуемым сектором обзора в этой плоскости $\psi_\beta = \beta_{\max} - \beta_{\min}$,

где β_{\max} - максимальный угол места цели, определяемый назначением РЛС и высотами целей H_{\min} и H_{\max} . Так, судовых навигационных РЛС β_{\max} порядка 25...30°; в аэродромных 70...80°; в РЛС дальнего обнаружения и слежения за космическими объектами до 90°; β_{\min} – минимальный угол, равный единицам градусов,

$$\beta_{\min} = H_{\min}/R_{\max} \text{ (рад)}$$

при $R_{\max} \leq R$ радиогоризонта.

2. В РЛС, измеряющей дальность и два угла, попользуют игольчатый луч. Ширина диаграммы луча антенны в этом случае одинакова по обоим углам и определяется требуемым разрешением по углу

$$\theta_A \approx \Delta\alpha = \Delta\beta.$$

На ряде движущихся объектов (самолет, ракета, корабль, ИСЗ, автомашина) размер антенн ограничен. Так, максимальный диаметр антенн на самолете порядка 1м (кроме самолетов радиолокационного дозора, например "Авакс").

Для стационарных наземных РЛС также можно выбрать размер апертуры или, задав длину волны (из условий допустимого поглощения энергии 2..4 дБ), определить размер апертуры как

$$L_A = \frac{\lambda}{\theta_A}$$

Например, $\lambda = 0,2$ м; $\theta_A = 1,57$ рад; $L_A = 0,2 \cdot 57 / 1 = 11,4$ м.

Игольчатый луч РТС формируется антенной типа параболоида или плоской ФАР. Плоский луч формируется антенной, размеры зеркала которой в горизонтальной плоскости много больше, чем в вертикальной. Например, диаграмма, имеющая Вид «косеканс квадрат», выгодная с точки зрения распределения энергии в пространстве (энергия излучения больше на больших дальностях):

$$G(\beta) = \frac{\text{Cosec}^2 \beta}{\text{Cosec}^2 \beta_{\min}}.$$

Длина апертуры такой антенны в вертикальной плоскости $L_\beta \approx 0,2L_\Gamma$

Коэффициент усиления антенны

$$G_A = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_A \eta_A$$

где S_A - эффективная площадь антенны,

η_A - КПД антенны, $\eta_A = 0,9^*$

Для антенны с косеканс-квадратной ДН для наземных РЛС

$$G_{csc} = \frac{G_\beta}{2 - \beta_{\min} \text{ctg} \beta_{\max}},$$

где G_A - коэффициент усиления веерной антенны. Ширина диаграммы направленности антенны

$$\theta_A = \frac{\lambda}{L_A \cos \theta}, \text{ рад}$$

Для линейной К – элементной АР с $d=\lambda/2$ (эквидистантная)

$$\theta_A \cong \frac{\lambda}{K \frac{\lambda}{2} \cos \theta} = \frac{2}{K \cos \theta}.$$

1.4. Выбор длины волны производят в основном из следующих соображений:

- а) получение узконаправленной диаграммы антенны;
- б) учет допустимого уровня поглощения энергии сигнала в атмосфере Земли;
- в) учет назначения РТС и максимальной дальности действия. Исходя из выбранных размеров антенны (с учетом места установки), имеем

$$\lambda = L_A \theta_A (\text{рад}) = \frac{L_A \theta_A^\circ}{66}.$$

Например, $L_A = 6,6$ м; $\theta_A = 1^\circ$; $\lambda = 6,6 * 1/66 = 0,1$ м.

Различные диапазоны волн испытывают различное поглощение в атмосфере (ионосфере). В [2; 3] имеются справочные данные о величинах поглощения δ дБ/км. Наибольшее поглощение испытывают волны мм-диапазона.

Допустимая величина поглощения энергии радиоволн не должна превышать 2...4 дБ, а для мм-диапазона не больше 10 дБ. По таблицам и графикам [2; 3] можно выбрать диапазон, задавшись допустимым уровнем поглощения с учетом расстояния и углов места.

1.5. Выбор полосы пропускания линейной части приемника (до детектора)

$$F_{\text{пр}} = \Delta F_c + \delta F_{\text{пер}} + \delta F_{\text{пр}} + 2\delta F_{\text{доп}},$$

где $\delta F_{\text{доп}}$ – величина доплеровского сдвига частоты;

ΔF_c – эффективная ширина спектра;

$\delta F_{\text{пер}}, \delta F_{\text{пр}}$ – величины нестабильностей передатчика и приемника.

Для радиоимпульса с прямоугольной огибающей при квазисогласованной фильтрации одиночного импульса многокаскадным резонансным УПЧ (потери порядка 0,6 дБ), произведение полосы (на уровне 0,707) на длительность сигнала

$\Delta F_c \tau_c \approx 0,672$; отсюда $\Delta F \approx 0,672/\tau_c$, ΔF – полоса УПЧ (линейного тракта). ($\Delta F = \Delta F_c$)

Длина сигнала с линейной ЧМ оптимальная полоса

$$\Delta F \cong F_{\text{дев}}.$$

Полосу линейного тракта нужно расширить с учетом нестабильностей передатчика и гетеродина приемника и доплеровского сдвига частоты сигнала. Для современных синтезаторов частоты РТС относительная нестабильность составляет не больше 10^{-7} . Поэтому величины нестабильностей частоты у когерентных РЛС составляют малую часть полосы ΔF : доли процента, причем

$$\delta F_{\text{пер}} \approx \delta F_{\text{пр}} \approx 10^{-3} \Delta F.$$

Для РЛС с магнетронным передатчиком (например, морские РТС навигации) нестабильность передатчика гораздо больше: $\delta F/F_C = 10^{-5}$

Для уменьшения влияния нестабильности и потерь за счет расширения полосы по сравнению с оптимальной используют АПЧ гетеродина по принимаемому сигналу. Тогда

$$\delta F_{\text{пер}} \approx \delta F_{\text{пр}} \approx \frac{\delta F}{f_c} \frac{1}{K_{\text{АПЧ}}},$$

где $K_{\text{АПЧ}}$ - коэффициент АПЧ, равный 10...50.

1.6. Определение времени облучения цели и числа импульсов в пачке.

1. При круговом (секторном) обзоре пространства плоским лучом время облучения

$$t_{\text{обл}} = \frac{\theta_{\Gamma} T_{\text{обз}}}{\psi_{\Gamma}},$$

где θ_{Γ} - ширина ДН в горизонтальной плоскости; ($\Delta\theta$)

$T_{\text{обз}}$ - период обзора сектора ψ_{Γ} или время одного оборота антенны при круговом обзоре.

Например, $\theta_{\Gamma} = 3^\circ$; $\psi_{\Gamma} = 360^\circ$, скорость вращения - $n_A = 6$ об/мин. Тогда один оборот за 10 с и $t_{\text{обл}} = 1/12$ с.

Число импульсов в пачке $N = t_{\text{обл}}/T_n$.

При $T_n = 10^{-3}$ с = 1 мс и $t_{\text{обл}} = 0,012$ с $N = 1/12 \cdot 10^{-3} = 88$ имп.

Число импульсов нужно для расчета энергетики РЛС.

2. Для РЛС с игольчатым лучом и растровым обзором сектора пространства

$$t_{\text{обл}} = \frac{T_{\text{обз}} \theta_{\alpha} \theta_{\beta}}{\psi_{\alpha} \psi_{\beta} K_{\text{пер}}},$$

где $K_{\text{пер}}$ – коэффициент перекрытия соседних лучей при обзоре для предотвращения пропуска цели, $K_{\text{пер}} \approx 1,5$.

Например, $T_{\text{обз}} = 5$ с; $\theta_{\alpha} = \theta_{\beta} = 2^{\circ}$; $\psi_{\alpha} = \psi_{\beta} = 60^{\circ}$;

$$t_{\text{обл}} = 5 \cdot 2 \cdot 2 / 60 \cdot 60 \cdot 1,5 = 1/270 = 0,004 \text{ с};$$

$$N = t_{\text{обл}} / T_n = 4 \cdot 10^{-3} / 10^{-3} = 4 \text{ имп.}$$

П р и м е ч а н и е . При последовательном режиме обнаружения

$t_{\text{обл}} = V_{ar} \text{ и } NV_{ar}$, что обеспечивает уменьшение периода обзора в два и более раз или дает выигрыш в вероятности $P_{\text{обн}}$.

2. РАСЧЕТ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ_ШУМ НА ОДИН ИМПУЛЬС ПАЧКИ, КОЭФФИЦИЕНТА ПОТЕРЬ И ВЕЛИЧИНЫ ПОРОГОВОГО СИГНАЛА

2.1. Многоканальный цифровой обнаружитель

Рассмотрим цифровой обнаружитель некогерентной пачки импульсов РЛС обзора на сигнальном процессоре см. рис. 2.1.

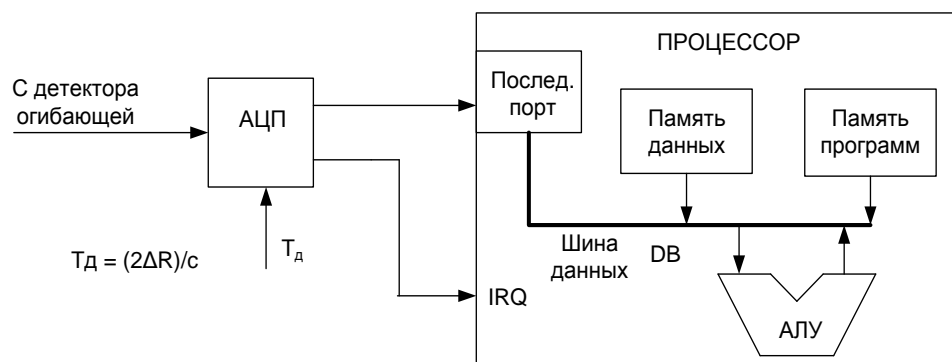


Рис. 2.1. Обнаружитель на процессоре

Число импульсов в пачке N . Обнаружитель является многоканальным по дальности, поскольку дальность до объектов неизвестна. Число каналов M определяется отношением максимальной дальности. Отсчеты смеси сигнала и

импульса с АЦП поступают через последовательный порт цифрового процессора в память данных по шине данных (DB). Требуемый объем памяти определяется числом элементов дальности M . Реализация обнаружителя производится в программном виде на рис. 2.2 показана блок-схема программы.

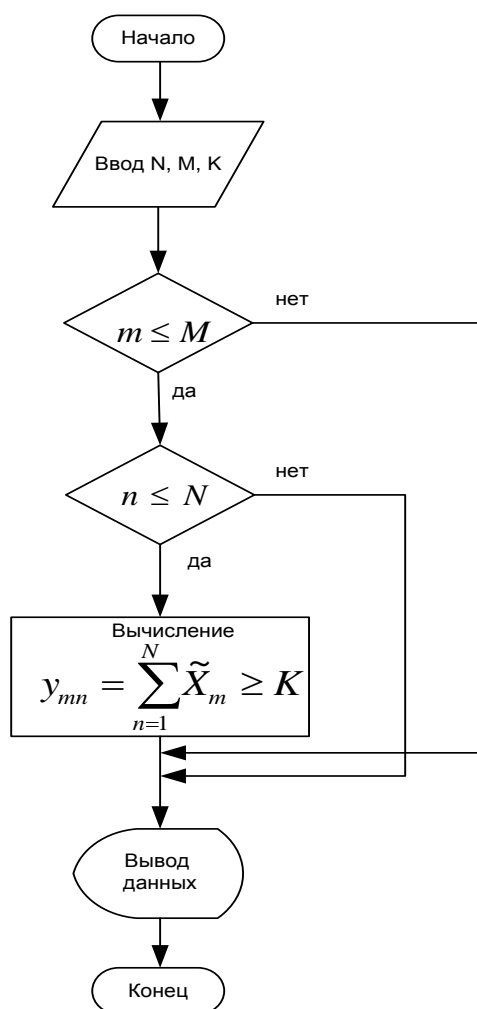


Рис 2.2. Блок-схема программы реализации обнаружителя

В главной программе задаются моменты появления первого отсчета, последнего и период импульсов дискретизации.

На этапе инициализации вводится длина цикла по числу элементов дальности M , число импульсов в пачке, величина порога K . Программа имеет два цикла: один по числу элементов дальности, другой по числу импульсов в пачке. Вычислить осуществляет накопление выборок и сравнение результата с пороговым значением K . На выход поступают сигналы обнаружения и дальность до обнаруженных объектов.

При вводе данных с АЦП поступает сигнал на вход IRQ. В процессоре на каждом элементе дальности производится накопление импульсов пачки (если есть сигнал), причем последовательно на элементах дальности. Для этого в АЛУ процессора складываются текущий отсчет с m -го элемента U_{nm} и вызванный из памяти ранее накопленная сумма за предыдущие $n-1$ периодов обзора. Полученная сумма возвращается в m -ую ячейку памяти. Многоканальность по дальности реализуется в процессоре в виде M ячеек в памяти данных и вызове сумм последовательно с первого до M -го элементов с периодом дискретизации по дальности. За один период повторения происходит опрос и сложение данных с M элементов. В следующие периоды РЛС процесс повторяется.

После N периодов повторения, соответствующих длительности пачки производится последовательное сравнение с пороговым значением накопленных сумм. Это производится также в АЛУ процессоре в виде логической операции сравнения многоразрядных чисел.

В случае превышения порога фиксируется обнаружение сигнала в m -канале. Если программу дополнить счетчиком числа каналов, то номер канала, где обнаружен сигнал, даст оценку дальности, вычисленную как $m(\hat{\Delta R})$, где m – номер элемента дальности.

Устройство обладает разрешением по дальности и может обнаруживать более одного объекта. Результаты выводятся через последовательный порт на устройство вторичной обработки.

2.2. Расчет отношения сигнал/шум на входе обнаружителя когерентной пачки.

Модель пачки – когерентные со случайной начальной фазой показана на рис. 2.3.

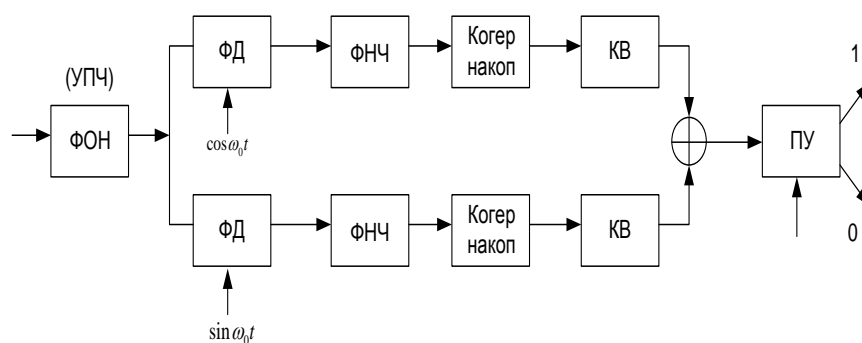


Рис. 2.3.

На схеме (рис. 2.3.) обозначены:

ФОН – квазисогласованный фильтр одиночного импульса (в тракте УПЧ), далее следует формирование квадратур, содержащий два фазовых детектора (ФД), опорные колебания: косинус и синус промежуточной частоты; фильтры нижних частот (ФНЧ), выделяющие спектр огибающей; когерентные накопители, представляющие собой набор доплеровских фильтров, устройство вычисления огибающих включают квадраторы (КВ), сумматор; и пороговое устройство. Реально обнаружитель является М многоканальный, что определяется измерением радиальной скорости объектов с помощью доплеровских фильтров. В каждом из них происходит выделение огибающей и сравнение результата накопления с порогом.

Вероятность ложной тревоги в таком обнаружителе равна

$$P_{\text{лтр м}} = M P_{\text{лтр 1}}$$

где $P_{\text{лтр 1}}$ – вероятность ложной тревоги в одном канале.

$P_{\text{лтр м}}$ – заданная в ТЗ вероятность ложной тревоги

$$P_{\text{лтр 1}} = P_{\text{лтр м}} / M$$

Распределения сигнала и шума на входе порогового устройства нормальные. Отношение сигнал/шум за счет обработки увеличивается в N раз, где N – число импульсов в пачке.

Методика расчета отношения сигнал-шум на один импульс различна при когерентном и некогерентном накоплении.

В случае когерентного накопления отношение сигнал-шум на один импульс рассчитывают с помощью таблиц интеграла вероятности [4] как для одиночного сигнала. В результате получаем E_N/N_0 , где E_N – энергия пачки,

$$E_N = \sum_{n=0}^N E_{1n} = N E_1$$

Тогда требуемое отношение на один импульс

$$\frac{2E_1}{N_0} = \frac{2E_N/N}{N_0};$$

$$P_{\text{лтр}} = 1 - \Phi(g_n); \quad (2.1)$$

$$P_{\text{лтр}} = 1 - \Phi(g_n - g_0), \quad (2.2)$$

Где $g_0 = Z_n/G$ – величина нормированного порога;

$$g = \frac{\sqrt{2E_1/N_0}}{\sigma}$$

$\Phi(*)$ – интеграл вероятности,

$$\Phi(Z) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^Z e^{-t^2/2} dt .$$

По таблице $\Phi(Z)$ из (2.1) по заданной $P_{\text{лтр}}$ определим аргумент – нормированный порог.

Из (2.2) по заданной $P_{\text{обн}}$ определяем аргумент $(g_n - g_0)$ и затем ,
причем $g_N^2 = 2E_N/N_0$

Затем определяем $g_1^2 = g_N^2/N$

В случае некогерентного накопления требуемое отношение сиг- нал-шум на один импульс рассчитывают, исходя из формулы (аппроксимация сложным распределением Q -функции Маркума)

$$g_1^2 = \frac{2}{N^\gamma} \frac{\lg(N/2P_{\text{лтр}})}{(\lg(1/P_{\text{обн}}))^\beta} , \quad (2.3)$$

Где α, β, γ - коэффициенты; α и γ определяются типом флюктуаций амплитуд сигнала, γ зависит от типа накопителя: идеальный $\gamma=1$, рециркулятор - $\gamma = 2/3$, на ЭЛТ $\gamma=1/2$.

Значения и приведены в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Характер флюктуаций	α	β
Медленные Релеевские	$\frac{2}{3}(1 + \frac{2}{3}e^{-N/3})$	1
Быстрые Релеевские	1	$\frac{1}{\sigma} + e^{-N/3}$
Быстрые X2	1	$\frac{1}{\sigma} + \frac{2}{3}e^{-N/3}$
Медленные X2	$\frac{3}{4}(1 + \frac{2}{3}e^{-N/3})$	2/3

2.3. Расчет отношения сигнал/шум для аналогового обнаружителя, расчет требуемого отношения сигнал-шум на один импульс сигнала (на выходе обнаружителя) необходим для определения мощности передатчика РТС.

Расчет производят, исходя из заданных вероятностей $P_{обн}$, $P_{льр}$, выбранного типа накопителя и модели флюктуаций сигнала от цели.

Структурная схема некогерентного обнаружителя пачки показана на рис. 2.1, на котором ФОИ - фильтр одиночного импульса; ДО - детектор огибающей;

НАКОП. - накопитель; ПУ - пороговое устройство. ФОИ, как правило, является аналоговым (УПЧ приемника, либо ПАВ фильтр сложного сигнала).

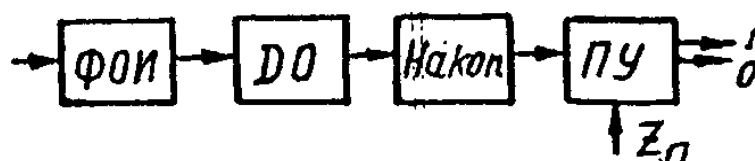


Рис. 2.4

Накопители бывают различных типов: в виде линии задержки с отводами, следующими через период повторения импульсов, и сумматора; рециркулятора - на линии задержки (на период повторения импульсов) с обратной связью и сумматором; доплеровских фильтров, производящих когерентное накопление; на электронно-лучевой трубке (индикаторе) с послесвечением - накопление производится за счет увеличения яркости свечения экрана.

Реализовываться накопители могут в аналоговом и цифровом виде. К аналоговым относят накопитель на ЛЗ с отводами на приборах с зарядовой связью, на ультразвуковых ЛЗ, на ЭЛТ. Цифровые накопители реализуются на регистрах или счетчиках. Доплеровские фильтры выполняют как в аналоговом, так и в цифровом виде.

2.4 Расчет мощности шумов и величины порогового сигнала.

Для расчета требуемой мощности передатчика РЛС необходима величина мощности порогового сигнала $P_{с\ min}$, связанная с мощностью шумов

$$P_{с\ min} = g_1^2 P_{ш}, \text{ Вт.}$$

где g_1^2 – отношение сигнал-шум по мощности;

$P_{ш}$ – мощность шумов, в случае тепловых шумов

$$P_{ш} = kTF_{пр}[T_A/T + Ш - 1]$$

где k – постоянная Больцмана, $k \cong 1.38 \cdot 10^{-23}$ Вт*с/град.;

T_A – шумовая температура антенны;

T – шумовая температура РПУ,

$F_{пр}$ – полоса приемника;

$Ш$ – коэффициент шума приемника, выбираемый исходя из заданного типа усилителя высокой частоты и преобразователя РПрУ.

В случае внешней шумовой широкополосной помехи со спектральной плотностью

$$N_{ш} \gg N_0 \text{ и } P_{пом} \gg P_{пр}$$

$$P_{ш} = N_{ш}F_{пр}$$

Отношение энергии одиночного импульса к спектральной плотности шумов выражается через отношение мощностей:

$$\frac{2E_{с1}}{N_0} = \frac{2P_c\tau_c F_{пр}}{P_{ш}} = \frac{P_c}{P_{ш}} 2\tau_c F_{пр}$$

Учитывая, что $F_{пр} \approx F_c$, имеем

$$\frac{2E_{с1}}{N_0} = \frac{P_c}{P_{ш}} 2F_c\tau_c = \frac{P_c}{P_{ш}} Б$$

где Б – база сигнала.

При Б = 1

$$\frac{2E_{с1}}{N_0} \approx \frac{P_c}{P_{ш}} = g_1^2$$

В случае применения сложного сигнала

$$\frac{P_{с min}}{P_{ш}} = \frac{2E_{с1}/N_0}{Б}$$

Вычислив $P_{ш}$ по формуле (2.7) и зная величину базы сигнала и требуемую величину $2E_{с1}/N_0$, определяют необходимую мощность порогового сигнала.

3. РАСЧЕТ ТРЕБУЕМОЙ МОЩНОСТИ ПЕРЕДАТЧИКА РТС И ДИАГРАММЫ ВИДИМОСТИ

3.1. Расчет требуемой мощности передатчика РТС производят на основе уравнения дальности радиолокации. Без учета влияния Земли (высота объектов достаточна)

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_{пер} G_A^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 g^2 k T_0 \Pi F_{пр} L_n}}, \quad (3.1)$$

где $k T_0 \Pi F_{пр}$ - мощность шумов;

g^2 – требуемое отношение сигнал-шум;

L_n – суммарный коэффициент потерь, рассчитанный в разд. 2.

РЛС обнаружения с учетом влияния поверхности раздела (Земли)

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_{пер} G_A^2 \lambda^2 \Phi(\beta) \sigma}{(4\pi)^3 g^2 k T_0 \Pi F_{пр} L_n}}$$

где $\Phi(\beta)$ – интерференционный множитель;

$$\Phi(\beta) = \left| \sin \frac{2\pi H_A \sin \beta}{\lambda} \right|$$

H_A – высота антенны;

β – угол места.

Для низколетящей цели (над морем)

$$R_{max} = \sqrt[8]{\frac{4\pi P_{пер} H_A^2 H_{ц}^2 \sigma G_A^2}{\lambda^2 P_{пр min} L_n}}, \quad (3.2)$$

где $H_A, H_{ц}$ – высоты антенны и цели.

Максимальная дальность над Землей должна быть меньше дальности радиогоризонта R_{pg} :

$$R_{pg} = 4,1 [\sqrt{H_A(\text{м})} + \sqrt{H_{ц}(\text{м})}] \quad (3.3)$$

Например, $H_A = 9$ м; $H_{ц} = 121$ м; $R_{pg} = 57,4$ км.

Для двухпозиционной РЛС (рис. 3.1)

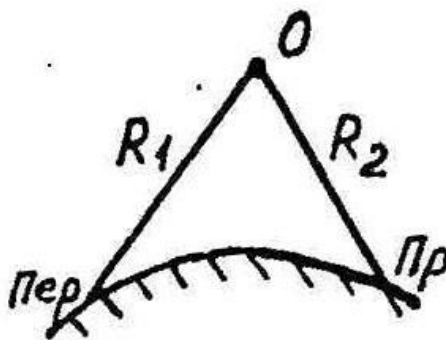


Рис. 3.1.

$$(R_1 R_2)_{\max}^2 = \frac{P_{\text{пер}} G_1 G_2 \lambda^2 \sigma_g}{(4\pi)^3 g^2 k T_0 \Pi F_{\text{пр}} L_n}, \quad (3.3)$$

где σ_g – ЭПР цели;

R_1 - дальность от передатчика до объекта;

R_2 - дальность от объекта до приемника РТС.

Зона действия и соответственно дальность зависят от геометрии и расположения РЛС, но примерно в 1,5 раза больше, чем оппозиционной РТС.

3.2. Расчет диаграммы видимости (методика предложена доцентом В.Б. Бинштоком). Более полно дальность действия РЛС с учетом направленности антенны позволяет оценить зона видимости, представляющая собой по-

на которой $P_c = P_{\text{пр min}}$ и соответственно $2E_{c min}/N_0$.

Диаграмма видимости в вертикальной плоскости представляет собой сечение вертикальной плоскостью. Если на диаграмме “дальность - высота - угол места” (с учетом кривизны Земли) дальность и высота в одинаковом масштабе, то линия постоянной дальности представляют собой параболы.

Если на эту сетку нанести графики зависимости максимальной дальности РЛС или угла места, такие зависимости называют диаграммами зон видимости, как показано на рис. 3.2. Масштаб по углу места будет нелинейным.

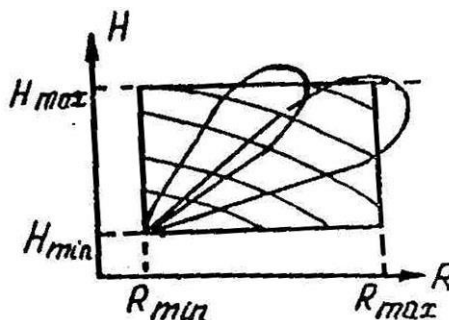


Рис. 3.2.

Коэффициент усиления антенны

$$G = G_0 G(\alpha) G(\beta) = G_0 E^2(\alpha) E^2(\beta)$$

где $G(\beta) = E^2(\beta)$ – в вертикальной плоскости;

$$R^4 = R_{max}^4 E^2(\beta);$$

$$\theta_A = 0,88 d/\lambda, \text{ град};$$

$$E(\Delta\beta) = \frac{\sin \pi d/\lambda (\beta - \beta_0)}{\pi d/\lambda (\beta - \beta_0)} = \frac{\sin(\pi d \Delta\beta/\lambda)}{\pi d \Delta\beta/\lambda};$$

$$E(\Delta\beta) = \frac{\sin(2,77 \Delta\beta/\theta_A)}{2,77 \Delta\beta/\theta_A}$$

Расчетные данные R/R_{max} для различных $\Delta\beta$ помещены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

$\Delta\beta/\theta_A$	0	0,25	0,5	0,75	1,0	Примечание
R/R_{max}	1,0	0,92	0,707	0,42	0,135	

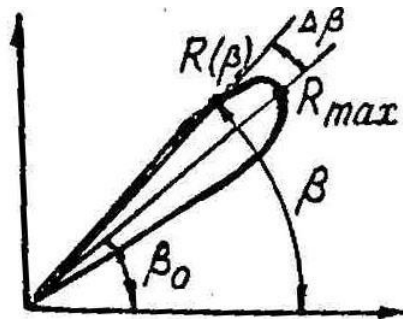


Рис. 3.3.

Далее, задаемся сектором обзора по углу места ψ_β и углом β_0 (рис. 3.3) и рассчитываем диаграмму видимости:

$$R = R_{max} E(\Delta\beta); H = R \sin(\beta_{min} \pm \Delta\beta)$$

где H – высота над горизонтом, $H/R = \sin\beta$ (рис. 3.4).

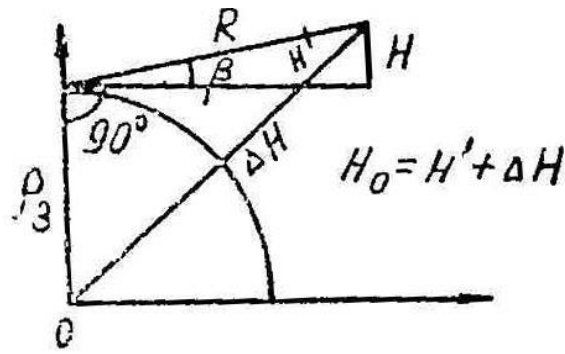


Рис. 3.4.

Истинная высота $H_0 = H' + \Delta H$; ρ_3 – радиус Земли;

$$H' \approx R \sin \beta$$

$$(\rho_3 + H_0)^2 = \rho_3^2 + R^2 - 2\rho_3 R \cos(90^\circ + \beta)$$

$$\rho_3^2 + H_0^2 + 2\rho_3 H_0 = \rho_3^2 + R^2 + 2\rho_3 R \sin \beta$$

$$H_0^2 + 2\rho_3 H_0 = R^2 + 2\rho_3 H$$

$$R^2 - H_0^2 = 2\rho_3 \Delta H$$

$$H_0 - H = \Delta H = \frac{R^2 - H_0^2}{2\rho_3}$$

$$\Delta H = H_0 - H$$

Так как $R^2 \gg H_0^2$, тогда $\Delta H \approx R^2/2\rho_3$

$$\rho_3 = 8,5 \cdot 10^3 \text{ км}; H = H_0 - R^2/1,7 \cdot 10^7.$$

На основании указанных соотношений производят расчет диаграммы видимости. В табл. 3.2 показаны результаты расчета для $R_{\max} = 200 \text{ км}$ видимости к $H_{\max} = 15 \text{ км}$, а на рис. 3.5 приведена диаграмма

Таблица 3.2

H\R	200	150	100	50
15	12.65	13.68	14.41	14.85
12	9.65	10.68	11.41	11.86
9	6.65	7.68	8.41	8.855
6	3.65	4.68	5.41	5.85
3	0.65	1.68	2.41	2.85
2	-	0.68	1.41	1.85
1	-	-	0.41	0.85

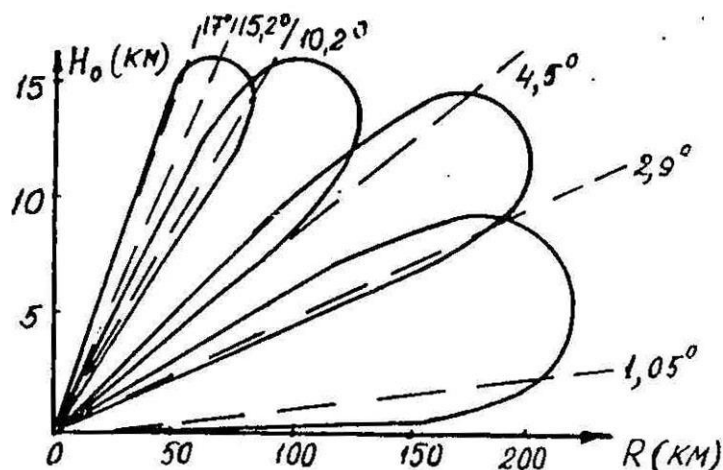


Рис. 3.5.

4. РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ. УСТРОЙСТВ СЕЛЕКЦИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ (СДЦ)

4.1. Назначение устройств СДЦ и техническое задание на их проектирование. Устройства СДЦ предназначены для выделения сигналов целей на фоне пассивных помех. Принцип действия и характеристики устройств СДЦ описаны в [1, гл. 6; 6].

Техническое задание на проектирование системы включает:

диапазон доплеровских скоростей объектов $V_{min} - V_{max}$;

эффективную площадь рассеяния объекта σ ;

высоту полета объекта H ;

длину волны РТС λ ;

мощность передатчика РТС $P_{пер}$;

период повторения импульсов $T_{п}$;

ширину диаграммы направленности θ_A ;

длительность зондирующего сигнала τ_c ;

максимальную дальность в режиме СДЦ $R_{сдц}$;

вероятность правильного обнаружения $R_{обн}$;

вероятность ложной тревоги $P_{лтр}$;

форму энергетического спектра помехи $N_{п}(F)$;

дисперсию частоты помехи σ_F^2 .

Задачи проектирования устройства СДЦ заключаются в расчете его параметров, выборе способа реализации и разработке принципиальной схемы СДЦ.

Расчет состоит в оценке отношения мощности помехи на входе, отношения сигнал-шум на входе, расчете коэффициентов подавления и улучшения, выборе типа и порядка фильтра СДЦ, а также скоростной характеристики и уточнения значений частоты повторения.

Устройства СДЦ могут реализоваться как в аналоговом виде (на приборах с зарядовой связью, ультразвуковых линиях задержки), так и в виде цифровых фильтров.

Устройства на ПЗС используют в случае требования малых массы и габаритов. Цифровые устройства СДЦ реализуют на жесткой логике или на микропроцессорах. Существенен вопрос выбора числа уровней квантования АЦП на входе цифровых устройств СДЦ

4.2. Расчет параметров устройств СДЦ ведется в следующем порядке.

1. Отношение сигнал-помеха на входе приемника при помехе за счет отражений от поверхности

$$\left(\frac{P_c}{P_{\Pi}}\right)_{\text{вх}} = \frac{\sigma}{\sigma_{\text{уд}} R_{\text{СДЦ}} \theta_{\alpha} (\tau_c/2) \sec \varphi} \quad (4.1)$$

где φ - угол падения луча на поверхность (рис. 4.1);

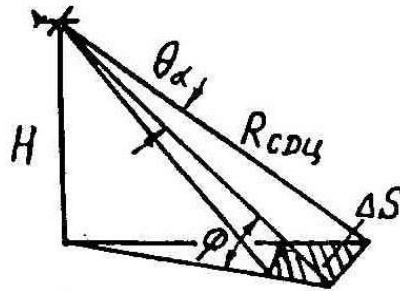


Рисунок 4.1.

$\sigma_{\text{уд}}$ - удельная ЗПР поверхности (или разрешаемый объем в случае объемно-распределенной помехи) за счет сужения диаграммы или уменьшения длительности импульса или длительности импульса сложного сигнала на выходе фильтра сжатия.

2. Мощность пассивной помехи на входе приемника при максимальной дальности СДЦ

$$P_{\Pi} = \frac{P_{\text{пер}} G_A^2 \sigma_{\Pi} \lambda^2}{(4\pi)^3 R_{\text{СДЦ}}^4 L_{\Pi}} \quad (4.2)$$

где σ_{Π} – ЭПР пассивной помехи $\sigma_{уд}\Delta S$, или $\sigma_{уд}\Delta V$.

3. Динамический диапазон, определяемый отношением максимальной мощности помехи к минимальной (4.2):

$$D = R_{\text{СДЦ}}^4 / R_{\text{min}}^4 \quad (4.3)$$

4. Эффективность устройства СДЦ характеризуется коэффициентом подавления помехи и коэффициентом улучшения [3, с. 101-108] .

Коэффициент подавления пассивной помехи

$$K_{\Pi} = P_{\Pi \text{ вх}} / P_{\Pi \text{ вых}} \quad (4.4)$$

коэффициент улучшения

$$K_y = \frac{(\overline{P_c/P_{\Pi}})_{\text{вых}}}{(\overline{P_c/P_{\Pi}})_{\text{вх}}} \quad (4.5)$$

где усреднение производят по доплеровским сдвигам сигнала от цели

Мощность помехи на входе системы СДЦ

$$P_{\Pi \text{ вх}} = \int_{-F_{\Pi}/2}^{F_{\Pi}/2} N_{\Pi}(F) \cdot dF \quad (4.6)$$

где F_{Π} – частота повторения.

Мощность помехи на выходе СДЦ

$$P_{\Pi \text{ вых}} = \int_{-F_{\Pi}/2}^{F_{\Pi}/2} N_{\Pi}(F) K_{\text{СДЦ}}^2 dF \quad (4.7)$$

Мощность сигнала на выходе СДЦ

$$P_{\text{сигн}} = \int_{-F_{\Pi}/2}^{F_{\Pi}/2} |S(jF) K_{\text{СДЦ}}|^2 dF$$

Для гауссова спектра помехи

$$N_{\Pi}(F) = G_0 \exp[-F^2/2\sigma_F^2] \quad (4.8)$$

где σ_F^2 – дисперсия частоты помехи.

Подставив (4.8) в (4.6) и заменив пределы интегрирования на бесконечные, что не дает большой ошибки, учитывая равенство

$$1/\sqrt{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-t^2/2) dt = 1$$

и перейдя к новой переменной интегрирования $t = F/\sigma_F$, имеем мощность помех на входе

$$P_{\text{п вх}} \approx \sqrt{2\pi} G_0 \sigma \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-t^2/2) dt = \sqrt{\pi} G_0 \sigma_F \quad (4.9)$$

Далее рассмотрим характеристики устройства СДЦ второго порядка, для которого квадрат коэффициента передачи

$$K^2(F) = 16 \sin(\pi F/F_{\text{п}}) \quad (4.10)$$

С учетом (4.7) и (4.10) получаем мощность помехи на входе устройства

$$P_{\text{п вых}_2} = 16 \pi^4 / F_{\text{п}}^4 G_0 \sqrt{2\pi} \sigma_F^5 \quad (4.11)$$

Поделив (4.9) на (4.11), имеем коэффициент подавления УСДЦ-2

$$K_{\text{п}_2} = \frac{1}{3} (F_{\text{п}}/\pi \sigma_F)^4 = \frac{1}{3} (F_{\text{п}} \lambda / 4\pi \sigma_V)^4, \quad (4.12)$$

где σ_V – дисперсия скорости.

Например $F_{\text{п}} = 10^3 \text{ Гц}$, $\sigma_F = 50 \text{ Гц}$

$K_{\text{п}_2} = 555$, $10 \lg K_{\text{п}} = 27 \text{ дБ}$.

Коэффициент улучшения СДЦ-2

$$K_{YZ} = \lambda^4 F_{\text{п}}^4 / 128 \pi^4 (\sigma_V^4 + \bar{v}_{\text{п}}^4),$$

где $\bar{v}_{\text{п}}$ – средняя скорость помехи.

Требуемые коэффициенты улучшения и подавления определяют по приближенной методике, исходя из заданных вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги [5]. Приближение заключается в том, что помеха на выходе устройства СДЦ считается белым шумом, нескомпенсированными остатками пренебрегаем. Тогда по заданным раньше $P_{\text{лтр}}$, $P_{\text{обн}}$, числу импульсов в пачке и типу накопителя определяем отношение сигнал- белый шум на один импульс пачки на входе детектора огибающей, соответствующее выходному отношению сигнал-помеха на выходе устройства СДЦ. Рассчитанное ранее отношение сигнал-помеха на входе РПУ (4.1) пересчитывается на вход устройства СДЦ с учетом потерь в отношении сигнал-помеха в тракте СВЧ и фильтре одиночного импульса (УПЧ), составляющих примерно 2 дБ – 1,67 раз. Тогда требуемая величина коэффициента улучшения

$$K_y = \frac{(P_C/P_{\Pi})_{\text{ВЫХ СДЦ}} \cdot 1,67}{(P_C/P_{\Pi})_{\text{ВХ РПУ}}}$$

Затем, задавшись квадратом коэффициента передачи СДЦ по сигналу К (он близок к 1) порядка 0,9, оценивают требуемую величину коэффициента подавления помехи

$$K_{\Pi} = K_y / \overline{K_C^2}$$

4.3. Выбор порядка фильтра СДЦ и функциональной схемы устройства. Порядок системы СДЦ определяют порядком фильтра и выбирают, исходя из требуемых коэффициента подавления помехи и коэффициента улучшения, а также параметров помехи. Чем выше порядок фильтра СДЦ, тем больше его коэффициент подавления и тем ближе его АЧХ к идеальному “обеляющему” помеху фильтру [1]. На практике применяют фильтры второго – четвертого порядков.

Приближенно порядок фильтра можно оценить по требуемому коэффициенту подавления устройства СДЦ из табл. 4.1.

Таблица 4.1.

Коэффициент подавления, дБ	10-15	15-25	25-45	45-60
Порядок фильтра	1	2	3	4

Передаточная функция дискретного рекурсивного фильтра второго порядка имеет вид

$$K(Z^{-1}) = \frac{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}$$

где z^{-1} – элемент задержки на период повторения РТС,

$$z^{-1} = \exp(-j\omega T_{\Pi});$$

a_1, a_2 – коэффициенты прямых связей;

b_1, b_2 – коэффициенты обратных связей.

Функциональная схема фильтра с передаточной функцией (4.13) показана на рис. 4.2.

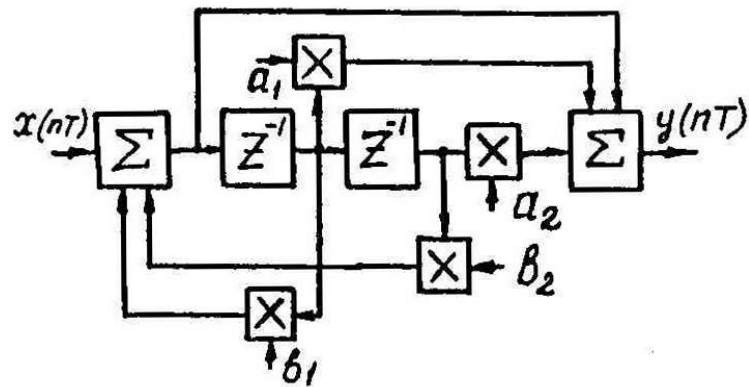


Рисунок 4.2.

Разностные уравнения, описывающие работу фильтра,

$$y(nT) = x(nT) + a_1x[(n-1)T] + a_2x[(n-2)T] + b_1y[(n-1)T] + b_2y[(n-2)T].$$

Примеры реализации фильтров СДЦ второго и третьего порядков содержатся в [8]. В случае реализации устройства в цифровом виде после фазового детектирования производится аналого-цифровое преобразование (АЦП) смеси сигнала и помехи. Число разрядов АЦП выбирают из условия

$$m = \lceil D(\text{дБ})/6(\text{дБ}/\text{разр}) \rceil,$$

где $\lceil \cdot \rceil$ – знак ближайшего целого.

Обычно $m = 10 - 12$ плюс один знаковый разряд.

4.4. Расчет скоростной характеристики. Скоростная характеристика представляет собой зависимость

$$K_{\text{СДЦ}}^2 = f(V_{\text{ц}}).$$

Слепые скорости соответствуют нулевым значениям коэффициента передачи при условии $F_d = kF_{\text{п}}$ ($k = 1, 2, \dots$), т.е. величина доплеровского сдвига кратна частоте повторения РЛС. Иначе

$$V_{\text{сл}} = (\lambda/2)kF_{\text{п}}$$

Вид скоростной характеристики показан на рис. 4.3 (кривая а).

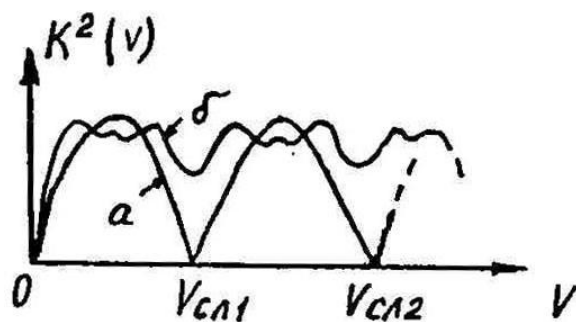


Рисунок 4.3.

Слепые скорости должны быть вне диапазона возможных скоростей, т.е. первая слепая скорость должна быть больше, чем максимальная скорость цели $V_{cl1} > V_{ц max}$. Для этого необходимо увеличить частоту повторения.

Как правило, увеличение частоты повторения приводит к неоднозначности измерения дальности, поэтому применяют изменение частоты повторения от периода к периоду.

Обычно достаточно использовать две частоты следования. При этом нули скоростной характеристики устраняются (см. рис. 4.3.) (кривая б).

Расчет скоростных характеристик системы СДЦ представлен в [6. гл.8].

СПИСОК ИТЕРАТУРЫ

1. Дымов А.И., Альбац А.Е., Бонч-Бруевич А.М. Радиотехнические системы. – М.: Советское радио. 1975. – 438 с.
2. Справочник по радиолокации. Т.1/ Под ред. М. Сколника. – М.: Радио и связь, 1972.
3. Васин В.В., Степанов Б.М. Справочник – задачник по радиолокации. – М.: Советское радио. 1977. – 320 с.
4. Левин Б.Р. Статистическая радиотехника. Т. 1. – М.: Советское радио, 1973. – 573 с.
5. Сперанский В.С. Проектирование цифровых устройств радиотехнических систем. Ч. 1: Цифровые обнаружители / МЭИС. – М., 1978. – 56 с.
6. Бакулев П.А., Степик В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. – М.: Радио и связь, 1986. – 288 с.
7. Методические руководство по выполнению расчета и подготовке к лабораторным работам по курсу “Радиотехнические системы”. Ч. 6 / МЭИС. – М., 1979.
8. Плекин А.И. Цифровые устройства СДЦ. М.: МАИ, 2004