

Национальный исследовательский университет
«МЭИ»
Институт радиотехники и электроники
Кафедра радиотехнических приборов и антенных систем
Проектирование радиолокационных систем

Расчетное задание

на тему

«Построение структурной схемы импульсной обзорной РЛС дальнего обнаружения и расчет ее тактико-технических характеристик»

Группа:	ЭР-15-15
Вариант №	3
ФИО студента:	Жеребин В.Р.
ФИО преподавателя:	Ипанов Р.Н.

Оценка:	_____
Дата:	_____
Подпись:	_____

Москва

2020

ОГЛАВЛЕНИЕ

1. Содержание работы.....	3
2. Исходные данные	3
3. Выполнение расчета.....	4
3.1.1 Выбор типа обзора и расчет его характеристик.	4
3.1.2 Расчет минимальной энергии принимаемого сигнала.....	6
3.1.3 Расчет характеристик антенной системы.....	9
3.1.4 Расчет требуемой средней мощности передатчика.	11
3.1.5 Расчет время-частотных характеристик зондирующего сигнала... ..	11
3.1.6 Расчет допустимой и требуемой импульсной мощности передатчика.....	13
3.1.7 Расчет реальных разрешающих способностей.	13
3.1.8 Расчет реальных точностей измерения координат.	16
3.1.9 Обоснование структурной системы РЛС и выбор ее основных элементов.	19
4. Результат расчета	30

1. Содержание работы

1. Расчет ТТХ РЛС:

- выбор типа обзора и расчет его характеристик.
- расчет минимальной энергии принимаемого сигнала.
- расчет характеристик антенной системы.
- расчет требуемой средней мощности передатчика.
- расчет время-частотных характеристик зондирующего сигнала.
- расчет допустимой и требуемой импульсной мощности передатчика.
- расчет реальных разрешающих способностей.
- расчет реальных точностей измерения координат.
- обоснование структурной системы РЛС и выбор ее основных элементов.

2. Построение структурной схемы РЛС.

2. Исходные данные

№ п/п	ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ	Услов. обозна- чения	Раз- мер- ность	3
1	Сектор обзора по углу места	$\Delta\Theta_\varepsilon$	град	20
2	Сектор обзора по азимуту	$\Delta\Theta_\beta$	град	50
3	Максимальная дальность	$r_{ц, max.o}$	тыс. км	4
4	Угловая скорость движения цели	ν	град / с	0,1
5	Ширина ДН антенны по углу места	$\varepsilon_{0,5}$	град	1,5
6	Ширина ДН антенны по азимуту	$\beta_{0,5}$	град	1
7	ЭПР цели	σ_π	м ²	1
8	Длина волны РЛС	λ	м	1
9	Разрешающая способность по дальности	Δr	м	100
10	Тип сигнала: П - простой радиоимпульс ФКМ – фазокодоманипулированный радиоимпульс ЛЧМ - линейно-частотно-модулированный радиоимпульс			П
11	Максимальная радиальная скорость цели	$V_{r, max}$	км / с	2
12	Минимальная радиальная скорость цели	$V_{r, min}$	км / с	1,85
13	Вероятность правильного обнаружения	D		0,9
14	Вероятность ложной тревоги	F		10 ⁻¹⁰

15	Модель сигнала: СНФ - сигнал со случайной начальной фазой СНФА - сигнал со случайными начальной фазой и амплитудой			С Н Ф
16	Тип обработки: К - корреляционная Ф - фильтровая			К
17	Угол места нижней границы зоны обзора	ε_0	град	10
18	Минимальная дальность действия	r_{min}	км	-
19	Коэффициент шума приемника	$k_{ш}$		10
20	Шумовая температура антенны	$T_{ш}$	оК	300
21	Дальность до ПАП	r_n	тыс.км	4
22	Спектральная плотность мощности помехи	N_n	Вт / Гц	3
23	Коэффициент несовпадения поляризации	γ_n		0,5
24	Коэффициент качества помехи	α		0,7
25	Распределение поля по раскрыву антенны Т - треугольное Р - равномерное К - косинусквадратное			Р
26	Коэффициент для расчета сектора эффективного подавления РЛС	m		1,5

3. Выполнение расчета

3.1. Расчет ТТХ РЛС:

3.1.1 Выбор типа обзора и расчет его характеристик.

Период обзора должен быть не слишком большим, но и не слишком маленьким. Поэтому введем следующие ограничения

$$T_{обз_{max}} \leq 15 \text{ с},$$

$$M \geq 3.$$

Здесь $T_{обз}$ - период обзора; M - число накапливаемых в ходе одного периода обзора импульсов сигнала, отраженного целью.

Вначале определим минимальное время нахождения цели в пределах зоны обзора $t_{ц}$. Это будет в предельном случае период обзора $T_{обз}$. РЛС за время $t_{ц}$ должна совершить не менее одного цикла обзора и обнаружить цель.

Минимальное время нахождения цели в пределах зоны обзора находим, задаваясь заданной угловой скоростью движения цели V [град/с] и минимальным сектором обзора (в нашем случае, $\Delta\theta_{\varepsilon} < \Delta\theta_{\beta}$, поэтому задаемся $\Delta\theta_{\varepsilon}$).

$$t_y = \frac{\Delta\theta_\varepsilon}{\nu} = \frac{20[\text{град}]}{0,1[\text{град} / \text{с}]} = 200[\text{с}]$$

Так как $t_y > 15 \text{ с}$, то возможно использование последовательного строчного растрового типа обзора.

Время нахождения цели в пределах зоны обзора можно совершить

$$N_{\text{цикл}} = \frac{t_y}{T_{\text{обз}}} = \frac{200}{15} = 13,3 \approx 14 \text{ полных циклов обзора.}$$

Уточним период обзора

$$T_{\text{обз}} = \frac{t_y}{N_{\text{цикл}}} = \frac{200}{14} = 14,3 \text{ с.}$$

Определим угловую скорость сканирования (перемещения ДН антенны по азимуту), предполагая, что перенос ДН со строки обзора на строку осуществляется практически мгновенно. Рассчитаем вначале число строк обзора по углу места

$$m_\varepsilon = \frac{\Delta\theta_\varepsilon}{\varepsilon_{0,5}} + 1 = \frac{20[\text{град}]}{1,5[\text{град}]} + 1 = 14,3 \approx 15.$$

Тогда угловая скорость сканирования

$$\Omega_A = \frac{\Delta\theta_\beta}{T_{\text{обз}}} m_\varepsilon = \frac{50[\text{град}]}{14,3[\text{с}]} 15 = 52,5[\text{град} / \text{с}].$$

Эта скорость может получиться такой высокой, что время облучения цели окажется недостаточным для решения задачи обнаружения. Проверим, обеспечивает ли данная скорость Ω_A выполнение второго граничного условия, а именно: накопления не менее $M=3$ импульсов отраженного сигнала.

Для этого вначале рассчитаем **время облучения цели** $t_{\text{обл}}$, то есть время, в течение которого цель находится в пределах главного лепестка сканирующей диаграммы направленности

$$t_{\text{обл}} = \frac{\beta_{0,5}}{\Omega_A} = \frac{1[\text{град}]}{52,5[\text{град} / \text{с}]} \approx 19[\text{мс}].$$

Затем рассчитаем число накапливаемых импульсов

$$M = \frac{t_{обл}}{T}.$$

Здесь T - период следования импульсов. T нам пока неизвестно. Определим его из условия однозначного измерения дальности импульсным методом

$$\frac{c\tau_u}{2} \leq r_{одн} \leq \frac{cT}{2}.$$

Отсюда

$$T = \frac{2r_{u\max_0}}{c} = \frac{2 \cdot 4 \times 10^3 [м]}{3 \times 10^8 [м / с]} = 26,7 [мкс].$$

Рассчитаем теперь $M = \frac{t_{обл}}{T} = \frac{19 [мс]}{26,7 [мкс]} = 714,3.$

Так как $M \geq 3$, то в качестве типа обзора выбираем последовательный однолучевой строчный растровый.

Итак, в итоге в ходе расчетов выбран тип обзора и рассчитаны характеристики:

$$T_{обз} = 14,3 [с] - \text{период обзора } (T_{обз} \leq 15 с);$$

$$t_{обл} = 19 [мс] - \text{время облучения цели};$$

$$M = 714,3 - \text{число накапливаемых импульсов } (M \geq 3).$$

Перейдем теперь к следующему пункту расчетов.

3.1.2 Расчет минимальной энергии принимаемого сигнала.

Минимальная (пороговая) энергия принимаемого сигнала, обеспечивающая обнаружение цели с заданными показателями качества обнаружения D (условная вероятность правильного обнаружения) и F (условная вероятность ложной тревоги), определяется из выражения:

$$\mathcal{E}_{np.min} = \gamma_{\Sigma} N_0$$

где γ_{Σ} - суммарный коэффициент различимости (показывает во сколько раз $\mathcal{E}_{np.min}$ должна быть больше спектральной плотности мощности внутренних шумов N_0 , чтобы были обеспечены заданные D и F)

$$N_0 = kT(k_u + t_a - 1)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К - постоянная Больцмана;

T - температура антенного устройства;

$t_a = T_a / T$ - относительная шумовая температура антенны;

T_a - абсолютное значение шумовой температуры, учитывающее прием мешающих излучений в зависимости от длины волны λ , формы ДН антенны и ее ориентации относительно поверхности Земли, тропосферы, ионосферы, Солнца, Галактики, что существенно при использовании на входе приемного устройства малошумящих (квантовых и параметрических) усилителей;

k_u - коэффициент шума приемника.

Ориентировочно можно считать, что

$$N_0 = k k_u T = 1,38 \times 10^{-23} \cdot 10 \cdot 300 = 4,14 \times 10^{-20} \frac{Вт}{Гц},$$

где T - шумовая температура.

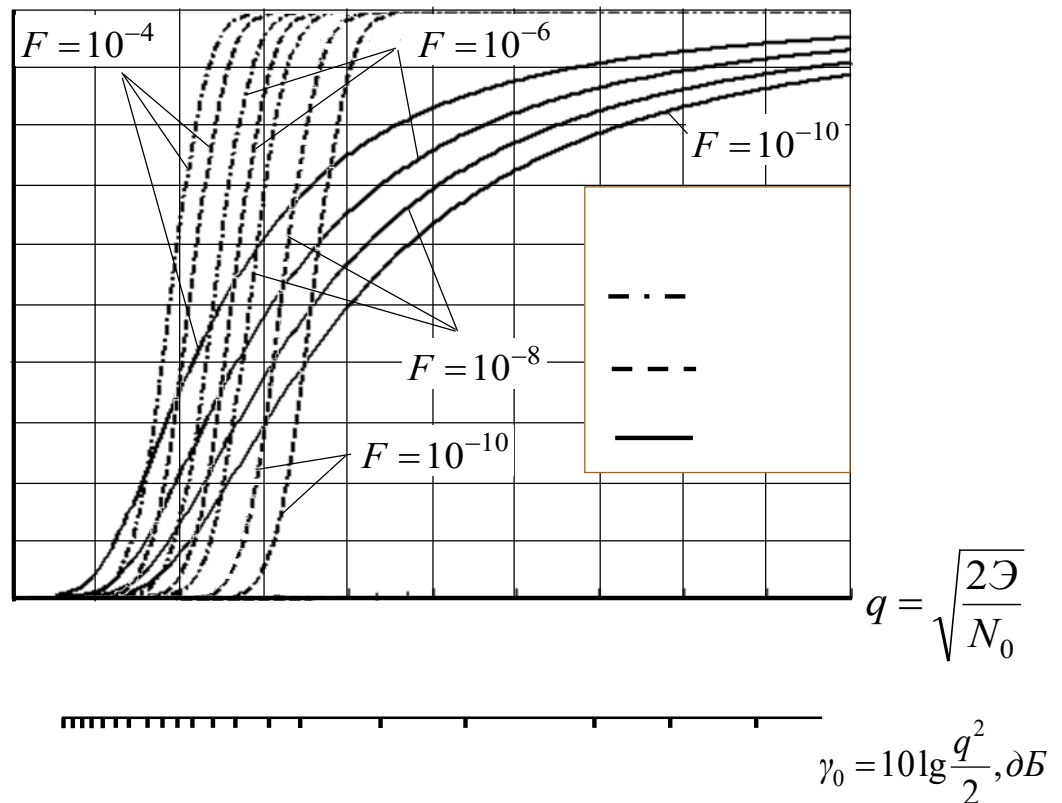
После расчета N_0 необходимо оценить суммарный коэффициент различимости

$$\gamma_{\Sigma} [дБ] = \gamma_0 [дБ] + \gamma_n [дБ] + \sum_{i=1}^n \gamma_i [дБ].$$

Здесь $\gamma_0(D, F)$ – начальный коэффициент различимости (определяется из кривых обнаружения для заданных D и F , а также типа принимаемого сигнала).

Начальный коэффициент различимости $\gamma_0 [дБ]$ в децибелах определяется по нижней децибельной шкале. По верхней шкале абсцисс определяем значение параметра обнаружения (или, что тоже самое, отношение сигнал/шум q , которое нам понадобится при расчетах ошибок измерения в пункте 1.9).

Кривые обнаружения представлены ниже. Для сигнала со случайной начальной фазой (СНФ), и для заданных $D = 0,9$ и $F = 10^{-10}$, отношение сигнал/шум q составляет приблизительно 8,1, а начальный коэффициент различимости 15,2 дБ



$\gamma_n [\text{дБ}]$ - коэффициент, учитывающий потери энергии принимаемого пачечного сигнала на некогерентное накопление импульсов пачки.

В дальнейшем будем считать накопитель реализованным по когерентной схеме (то есть накопление будем осуществлять до детектора). Этот факт учтем в последующем при построении схемы РЛС. Тогда $\gamma_n [\text{дБ}] = 0$.

$\gamma_i [\text{дБ}]$ - коэффициент потерь, учитывающий потери энергии принимаемого сигнала в i -м устройстве тракта приема (всего таких устройств n).

При расчете $\sum_{i=1}^n \gamma_i [\text{дБ}]$ необходимо правильно выявить все возможные источники энергетических потерь и ориентировочно оценить их значение в проектируемой РЛС. На практике учитывают следующие основные факторы, приводящие к ухудшению отношения сигнал/шум в приемном устройстве:

- потери энергии принятого сигнала в линиях передачи и антенном переключателе (из диапазона 1-2 дБ задаемся величиной $\gamma_1 = 2 \text{ дБ}$);

- потери энергии за счет неоптимальности (квазиоптимальности) полосы пропускания приемного тракта (из диапазона 0,8-1,5 дБ задаемся величиной $\gamma_2 = 1,5$ дБ);
- потери, обусловленные плохой разрешающей способностью индикатора за счет конечного размера светового пятна (из диапазона 2-3 дБ задаемся $\gamma_3 = 3$ дБ);
- потери, зависящие от оператора (из диапазона 2-7,5 дБ задаемся $\gamma_4 = 5,5$ дБ);
- потери, обусловленные сужением полосы видеотракта, обычно составляют $\gamma_5 = 3$ дБ.

Таким образом,

$$\sum_{i=1}^5 \gamma_i = 2 + 1,5 + 3 + 5,5 + 3 = 15 \text{ (дБ)}.$$

Теперь можно рассчитать

$$\gamma_{\Sigma} [\text{дБ}] = \gamma_0 [\text{дБ}] + \sum_{i=1}^5 \gamma_i [\text{дБ}] = 15,2 + 15 = 30,2 [\text{дБ}].$$

После определения γ_{Σ} в дБ, переводим эту величину в безразмерные единицы (разы):

$$\gamma_{\Sigma} [\text{раз}] = 10^{\frac{\gamma_{\Sigma} [\text{дБ}]}{10}} = 10^{3,02} = 1037.$$

Далее рассчитывается минимальная (пороговая) энергия принимаемого сигнала

$$\mathcal{E}_{np.min} = \gamma_{\Sigma} N_0 = 1037 \cdot 4,14 \times 10^{-20} \approx 4,3 \times 10^{-17} \text{ Дж}.$$

3.1.3 Расчет характеристик антенной системы.

Ширина основного лепестка диаграммы направленности в азимутальной ($\beta_{0,5}$) или угломестной ($\varepsilon_{0,5}$) плоскости связана с размером апертуры антенны в соответствующей плоскости (a или b) и длиной λ волны РЛС следующими соотношениями

$$\beta_{0,5} = \frac{L_a \lambda}{a},$$

$$\varepsilon_{0,5} = \frac{L_b \lambda}{b}.$$

где L_a и L_b - постоянные коэффициенты, зависящие от вида амплитудного распределения поля по раскрытию антенны в соответствующей плоскости.

Из таблицы 1.2 методических рекомендаций, определяем следующие параметры антенны для равномерного распределения поля: ширина ДНА

$$\beta_{0,5} = \frac{L_a \lambda}{a} = \frac{50,8 \lambda}{a} \quad (\varepsilon_{0,5} \text{ аналогично}), \text{ УБЛ } -13,2 \text{ дБ, Коэффициент использования}$$

поверхности $K_{\text{ип}} = 1$

Рассчитываем размеры амплитуды по формулам:

$$a = \frac{L_a \lambda}{\beta_{0,5}} = \frac{50,8 \cdot 1}{1} = 50,8,$$

$$b = \frac{L_b \lambda}{\varepsilon_{0,5}} = \frac{50,8 \cdot 1}{1,5} = 33,9.$$

Выбор амплитудного распределения влияет на такие характеристики РЛС как ширина основного лепестка формируемой ДН антенны, коэффициент использования поверхности антенны ($K_{\text{ип}}$) и уровень боковых лепестков. При этом применение спадающего к краям апертуры антенны амплитудного распределения приводит, с одной стороны, к ухудшению таких характеристик, как $K_{\text{ип}}$ и $\varepsilon_{0,5}(\beta_{0,5})$, а, с другой стороны, к улучшению характеристики «относительный уровень боковых лепестков».

Так как, условно, $a < 50$ м и $b < 50$ м, то в качестве антенной системы выбираем зеркальную параболическую антенну.

Для зеркальной параболической антенны с эллиптическим раскрытием необходимо кроме уже полученных b и a рассчитать эффективную поверхность A и коэффициент направленного действия G .

$$A = \pi \frac{a}{2} \frac{b}{2} = \frac{\pi}{4} ab = \frac{\pi}{4} \cdot 50,8 \cdot 33,9 = 1351 \text{ м}^2,$$

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A = \frac{4\pi}{1^2} \cdot 1351 = 16,98 \times 10^3.$$

3.1.4 Расчет требуемой средней мощности передатчика.

Энергетику проектируемой РЛС (в частности среднюю мощность передатчика) определяем, исходя из заданной дальности действия РЛС ($r_{ц\max 0}$). При этом используется основное уравнение радиолокации в режиме обзора

$$r_{ц\max 0} = \sqrt[4]{\frac{P_{cp} t_{обл} G A \sigma_u}{(4\pi)^2 \mathfrak{E}_{np.\min}}}$$

Отсюда

$$P_{cp} = \frac{r_{ц\max 0}^4 4\pi \lambda^2 \mathfrak{E}_{np.\min}}{t_{обл} A \sigma_u} = \frac{(4 \times 10^3)^4 4\pi \cdot 1^2 \cdot 4,3 \times 10^{-17}}{19 \times 10^{-3} \cdot 1351 \cdot 1} = 5,4 \times 10^{-3} \text{ Вт}$$

3.1.5 Расчет время-частотных характеристик зондирующего сигнала.

Вначале определим несущую частоту:

$$f_0 = \frac{c}{\lambda} = \frac{3 \times 10^8}{1} = 300 \times 10^6 \text{ Гц}.$$

В исходных данных задан **простой (немодулированный) радиоимпульс**. В данном случае радиус «мертвой зоны» не задается и расчет время-частотных характеристик необходимо начинать с ширины спектра Π , исходя из заданной в исходных данных разрешающей способности по дальности

$$\Delta r = \frac{c}{2\Pi}.$$

Значит

$$\Pi = \frac{c}{2\Delta r} = \frac{3 \times 10^8}{2 \cdot 100} = 1,5 \times 10^6 \text{ Гц}.$$

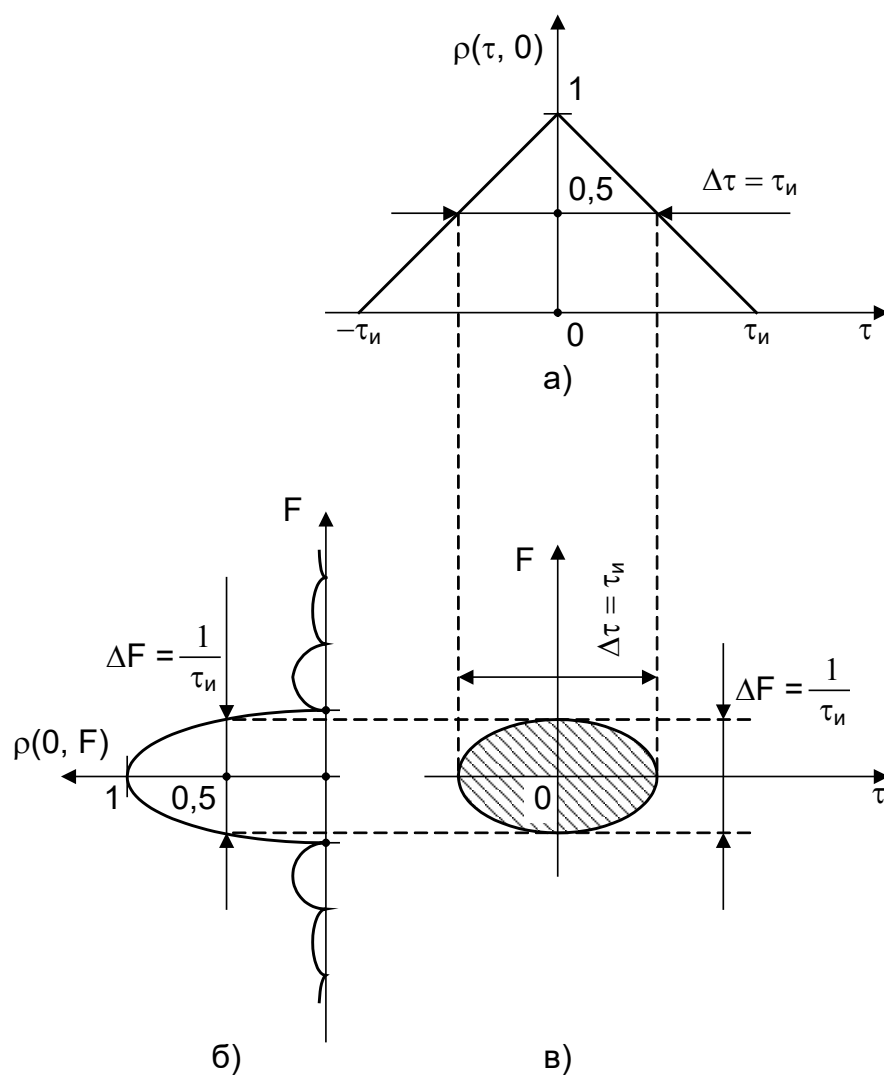
Для немодулированного узкополосного радиоимпульса ширина спектра

$$\Pi = \frac{1}{\tau_u}. \text{ Следовательно}$$

$$\tau_u = \frac{1}{\Pi} = \frac{1}{1,5 \times 10^6} = 0,7 \times 10^{-6} \text{ с}.$$

База простого радиоимпульса $n = \tau_u \Pi = 1$ всегда.

Сечения функции рассогласования (тела неопределенности) двумя вертикальными плоскостями б) $\tau = 0$, а) $F = 0$ и горизонтальной плоскостью в) $\rho = 0,5$:



Где

$$\Delta\tau = \frac{1}{\Pi}$$

имеет смысл разрешающей способности данного сигнала по времени запаздывания,

$$\Delta F = \frac{1}{\tau_{и}}$$

смысл разрешающей способности по частоте Доплера.

3.1.6 Расчет допустимой и требуемой импульсной мощности передатчика.

Требуемая импульсная мощность передатчика P_u связана с рассчитанной в пункте 1.5 средней мощностью P_{cp} соотношением

$$P_u = P_{cp} Q = 5,4 \times 10^{-3} \cdot 40 = 214,7 \times 10^{-3} \text{ Вт},$$

где $Q = \frac{T}{\tau_u} = \frac{26,7 \times 10^6}{0,7 \times 10^6} = 40$ - скважность зондирующих импульсов.

После расчета требуемой импульсной мощности P_u необходимо определить допустимую импульсную мощность $P_{u.\text{дон}}$, которая рассчитывается исходя из условия отсутствия электрического пробоя волноводных трактов, соединяющих передатчик с антенной:

$$P_{u.\text{дон}} = (0,2 \dots 0,3) E_{np}^2 l_a l_b \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2l_a}\right)^2}}{480\pi}.$$

При этом $l_a = \frac{\lambda}{1,4}$ - размер широкой стенки волноводного тракта;

$l_b = (0,4 \dots 0,5) l_a$ - размер узкой стенки волновода;

$E_{np} = 30 \frac{\text{кВ}}{\text{см}} = 3 \cdot 10^6 \frac{\text{В}}{\text{м}}$ - предельная напряженность электрического поля в

тракте.

В дальнейшем в расчетном задании будем считать $l_b = 0,5 l_a$, а

$$P_{u.\text{дон}} = 0,2 E_{np}^2 l_a l_b \frac{\sqrt{0,51}}{480\pi} = 217,5 \times 10^6 \text{ Вт}.$$

Так как $P_{u.\text{дон}} > P_u$, то электрического пробоя волноводного тракта не будет.

3.1.7 Расчет реальных разрешающих способностей.

Разрешающие способности относятся к важнейшим тактическим характеристикам РЛС. Количественно разрешающая способность оценивается минимальной разностью в дальностях, радиальных скоростях или угловых

координатах двух наблюдаемых целей, при которой сигналы, отраженные от них, на выходе устройства обработки наблюдаются отдельно.

Потенциальная (минимальная) разрешающая способность по дальности и радиальной скорости (Δr и ΔV_r), определяется размерами сечений тела неопределенности выбранного зондирующего сигнала (то есть разрешающими способностями по времени запаздывания $\Delta \tau$ и частоте Доплера ΔF).

$$\Delta r = \frac{c}{2} \Delta \tau = \frac{c}{2\Pi} = 100 \text{ м},$$

$$\Delta V_r = \frac{\lambda}{2} \Delta F = \frac{\lambda}{2\tau_u} = 750 \text{ км/с}.$$

Но разрешающая способность по радиальной скорости ΔV_r рассчитана в данном случае для одиночного импульса, а у нас в режиме обзора принимается пачечный сигнал, состоящий из M импульсов (пункт 3.1.2). Для такого сигнала разрешающая способность по частоте Доплера

$$\Delta F = \frac{1}{\tau_c} = \frac{1}{MT} = 52,5 \text{ Гц},$$

где $\tau_c = MT = 19 \text{ мс}$ - длительность пачки;

M - число накапливаемых импульсов;

T - период следования импульсов.

Поэтому надо скорректировать потенциальную разрешающую способность по радиальной скорости и рассчитать

$$\Delta V_r = \frac{\lambda}{2MT} = 26,25 \text{ м/с}.$$

Определим теперь реальные разрешающие способности по дальности Δr_p и радиальной скорости ΔV_{r_p} .

При автоматизированном съёме измеряемых координат (когда в состав РЛС входит цифровое устройство съема координат ЦУС) потенциальные и реальные разрешающие способности отличаются не так значительно, как при визуальном съеме. Ухудшение разрешающих способностей при этом связано с конкретным аппаратным решением устройства съема и неоптимальностью (квазиоптимальностью) устройства обработки. Это ухудшение учтем путем введения коэффициентов ухудшения разрешающих способностей по дальности K_{yx_r} , по скорости $K_{yx_{V_r}}$, по азимуту K_{yx_β} , по углу места K_{yx_ε} . В расчетном задании коэффициенты ухудшения примем равными

$$K_{yx_r} = 1,5; \quad K_{yx_{V_r}} = K_{yx_\beta} = K_{yx_\varepsilon} = 2.$$

Потенциальные разрешающие способности по угловым координатам количественно равны ширине основного лепестка диаграммы направленности на уровне половинной мощности в соответствующей плоскости (угломестной или азимутальной), то есть

$$\Delta\varepsilon = \varepsilon_{0,5} = 1,5^\circ;$$

$$\Delta\beta = \beta_{0,5} = 1^\circ.$$

Таким образом, окончательно реальные разрешающие способности считаем равными

$$\Delta r_p = K_{yx_r} \Delta r = 150 \text{ м};$$

$$\Delta V_{r_p} = K_{yx_{V_r}} \Delta V_r = 52,5 \text{ м/с};$$

$$\Delta\varepsilon_p = K_{yx_\varepsilon} \Delta\varepsilon = 3^\circ;$$

$$\Delta\beta_p = K_{yx_\beta} \Delta\beta = 2^\circ.$$

В заключение отметим, что при визуальном съеме координат (с помощью индикаторных устройств) реальная разрешающая способность может ухудшиться не в 2, а в сотни раз. В особенности это касается дальности при разрешении двух целей, находящихся на дальностях, близких к максимальной ($r_{u_{\max_0}}$).

3.1.8 Расчет реальных точностей измерения координат.

Наряду с разрешающими способностями, весьма важными тактическими характеристиками РЛС, являются точности измерения координат и параметров движения, которые задаются среднеквадратическими ошибками (СКО) измерения. СКО измерения дальности (σ_{r_0}) и скорости $(\sigma_{V_{r_0}})$ связаны с соответствующими СКО измерения времени запаздывания (σ_{τ_0}) и частоты Доплера (σ_{F_0}) известными выражениями

$$\sigma_{r_0} = \frac{c}{2} \sigma_{\tau_0}; \quad \sigma_{V_{r_0}} = \frac{\lambda}{2} \sigma_{F_0}.$$

В свою очередь среднеквадратическая ошибка измерения времени запаздывания равна

$$\sigma_{\tau_0} = \frac{1}{q P_{эфф}}.$$

где q - отношение сигнал/шум на выходе устройства обработки;

$P_{эфф}$ - эффективная ширина спектра сигнала, зависящая от формы огибающей сигнала.

В дальнейшем будем предполагать, что принимаемый сигнал, проходя тракт предварительной обработки и усиления приобретает гауссову огибающую (ведь в большинстве случаев усилители высокой и промежуточной частоты имеют колокольную АЧХ). Тогда эффективную ширину спектра $P_{эфф}$ можно рассчитать по формуле

$$P_{эфф} = \sqrt{\pi} P = 2,7 \text{ МГц},$$

где P - рассчитанная в пункте 1.6 ширина спектра сигнала.

Итак, рассчитав $P_{эфф}$ и используя значение q , найденное по кривым обнаружения в пункте 3.1.3, можно определить $\sigma_{\tau_0} = \frac{1}{q P_{эфф}}$ и далее σ_{r_0} .

$$\sigma_{\tau_0} = \frac{1}{q P_{эфф}} = 46,4 \times 10^{-9}$$

$$\sigma_{r_0} = \frac{c}{2} \sigma_{\tau_0} = 6,9$$

Среднеквадратическая ошибка измерения частоты Доплера равна

$$\sigma_{F_0} = \frac{1}{q \tau_{эфф}},$$

где q - то же самое отношение сигнал/шум (из пункта 1.3);

$\tau_{эфф}$ - эффективная длительность сигнала, зависящая от формы амплитудно-частотного спектра принимаемого сигнала. Считая в дальнейшем форму АЧС сигнала гауссовой (по тем же причинам, что и для огибающей самого сигнала), имеем $\tau_{эфф} = \sqrt{\pi} \tau_u = 1,2 \text{ мкс}$.

Здесь τ_u - рассчитанная в пункте 1.6 длительность импульса (трансформацией временного масштаба из-за движения цели пренебрегаем, предположив, что длительности зондирующего и принимаемого импульсов равны).

Таким образом, рассчитав $\tau_{эфф}$, определяем далее

$$\sigma_{F_0} = \frac{1}{q \tau_{эфф}} = 104,48 \times 10^3,$$

и, наконец, СКО измерения радиальной скорости

$$\sigma_{V_{r0}} = \frac{\lambda}{2} \sigma_{F_0} = 52,2 \times 10^3.$$

Рассчитанные σ_{r_0} и $\sigma_{V_{r0}}$ по сути своей являются среднеквадратическими ошибками *раздельного* измерения дальности и скорости, то есть такого измерения, когда дальность определяется при точно известной радиальной скорости цели и, наоборот, радиальная скорость - при точно известной дальности. Если же скорость и дальность определяются *совместно*, то есть априорно ни дальность, ни скорость неизвестны (как в нашем случае), то необходимо рассчитать среднеквадратические ошибки совместного измерения дальности (σ_r) и радиальной скорости ($\sigma_{V_{r0}}$), которые связаны с СКО раздельного измерения соотношениями

$$\sigma_r = \frac{\sigma_{r_0}}{\sqrt{1-k^2}}, \quad \sigma_{V_r} = \frac{\sigma_{V_{r0}}}{\sqrt{1-k^2}}.$$

Здесь k - коэффициент корреляции ошибок измерения времени запаздывания и частоты Доплера. Для простого радиоимпульса $k=0$, то считаем, что среднеквадратические ошибки раздельного и совместного измерений совпадают и

$$\sigma_{r_0} = \sigma_r = 6,9, \quad \sigma_{V_{r0}} = \sigma_{V_r} = 52,2 \times 10^3.$$

Что касается угловых координат, то СКО их измерения рассчитываются, исходя из следующих соотношений.

а) Если в качестве антенной системы выбрана зеркальная параболическая антенна, то

$$\sigma_\varepsilon = \frac{\Delta\varepsilon}{q\sqrt{\pi}} = 0,104,$$

$$\sigma_\beta = \frac{\Delta\beta}{q\sqrt{\pi}} = 0,069.$$

где q - отношение сигнал/шум (определено в пункте 3.1.3);

$\Delta\varepsilon$ и $\Delta\beta$ - разрешающие способности по соответствующим угловым координатам. Здесь предполагается, что в пределах основного лепестка ДН ее можно аппроксимировать колокольной (гауссовой) кривой;

Рассчитанные на данный момент среднеквадратические ошибки измерения координат σ_r , σ_{V_r} , σ_ε , σ_β можно считать потенциальными (минимально достижимыми). Реальные СКО всегда хуже, и связано это с действием различных возмущающих факторов, например, несовершенством выходных устройств, возмущающим влиянием среды распространения радиосигнала на трассе РЛС – цель, отклонением устройств обработки от оптимальных и так далее. Учет этих факторов произведем за счет введения коэффициентов ухудшения точности. Пусть по всем измеряемым координатам эти коэффициенты будут равны 2.

Тогда реальные СКО равны

$$\sigma_{r_p} = 2\sigma_r = 13,93,$$

$$\sigma_{V_{rp}} = 2\sigma_{V_r} = 104,48 \times 10^3,$$

$$\sigma_{\varepsilon_p} = 2\sigma_{\varepsilon} = 0,209,$$

$$\sigma_{\beta_p} = 2\sigma_{\beta} = 0,139.$$

3.1.9 Обоснование структурной системы РЛС и выбор ее основных элементов.

Типовая обобщенная структурная схема импульсной обзорной совмещенной РЛС представлена на рис.1.

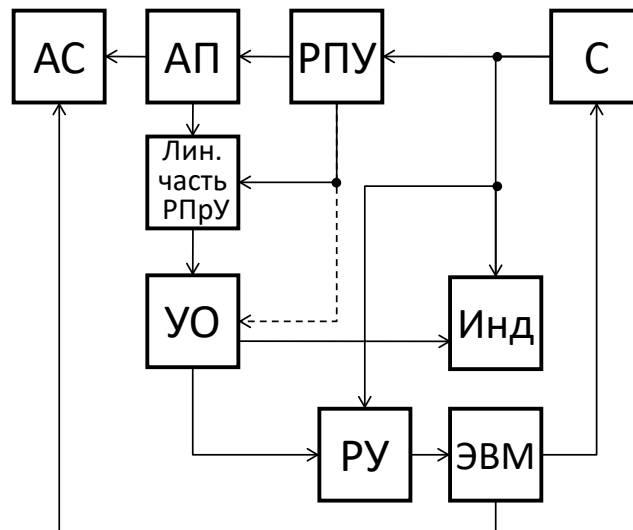


Рис.1

Проектируемая РЛС импульсная обзорная совмещенная и одна антенная система (АС) используется как в режиме излучения, так и в режиме приема. Поэтому в состав РЛС должен входить антенный переключатель (АП), подключающий к антенне в режиме передачи радиопередающее устройство (РПУ) и отключающий РПУ и подключающий к антенне линейную часть приемника (Лин. часть РПрУ) в режиме приема.

Функционирование РЛС определяется синхронизатором (С), синхроимпульсы которого запускают РПУ. Синхронизатор, кроме того, согласует работу большинства устройств РЛС во времени. Темп следования синхроимпульсов синхронизатора будет соответствовать периоду следования формируемых РПУ зондирующих импульсов (Т), которые по волноводному тракту поступают через АП на антенну и излучаются в пространство. В режиме приема принятый антенной сигнал через АП поступает в канал приема. Основное назначение линейной части приемника - малошумящее усиление принятого

сигнала на высокой частоте, перевод на промежуточную частоту и усиление на промежуточной частоте. С выхода линейной части приемника сигнал поступает на устройство обработки (УО), которое предназначено для оптимального выделения полезного сигнала, отраженного целью, на фоне аддитивных шумов. После такой обработки сигнал поступает на решающее устройство (РУ), где решаются такие основные задачи радиолокации как:

обнаружение (принятие решение о наличии или отсутствии цели путем сравнения сигнала с заданным пороговым уровнем);

измерение (определение дальности до цели путем регистрации времени запаздывания принятого сигнала относительно зондирующего; определение радиальной скорости цели путем регистрации доплеровского сдвига частоты принимаемого сигнала относительно зондирующего; определение угловых координат цели путем регистрации направления прихода отраженного целью сигнала).

В состав РЛС входит также ЭВМ, на которую поступают измеренные координаты и параметры движения цели, и которая управляет в режиме обзора положением диаграммы направленности антенны РЛС. Кроме того, в состав РЛС может входить индикатор (Инд), осуществляющий визуальное отображение полученной информации.

Более подробно на структуре и функциях отдельных функционально законченных устройств РЛС остановимся ниже.

а) Радиопередающее устройство (РПУ). Структура РПУ зависит от типа используемого в качестве зондирующего сигнала радиоимпульса. Так как используется простой (немодулированный узкополосный) прямоугольный радиоимпульс, то обобщенная структура РПУ имеет вид, представленный на рис.2.

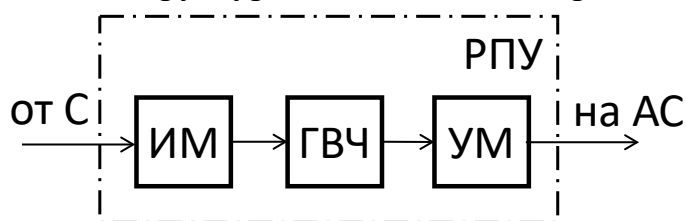


Рис.2

РПУ включает в свой состав последовательно соединенные импульсный модулятор ИМ, генератор высокой частоты ГВЧ и усилитель мощности УМ. Импульсный модулятор в ответ на каждый синхроимпульс, поступающий от синхронизатора, вырабатывает прямоугольный видеоимпульс заданной длительности τ_u . Поскольку синхроимпульсы следуют с заданным периодом T , то на выходе ИМ формируется непрерывная последовательность видеоимпульсов длительностью τ_u и периодом повторения T .

Данная последовательность стробирует сигнал, вырабатываемый ГВЧ (непрерывное колебание, высокой частоты f_0). Поэтому на выходе ГВЧ имеет место последовательность высокочастотных импульсов. Данный сигнал усиливается по мощности в многокаскадном усилителе мощности и поступает с выхода РПУ на антенную систему АС.

б) Линейная часть радиоприемного устройства (Лин. часть РПрУ).

Типовая схема такого приемника представлена на рис.3 и включает в свой состав последовательно включенные усилитель высокой частоты (УВЧ), преселектор (Прес), первый (СМ₁) смеситель, предварительный усилитель промежуточной частоты (ПУПЧ), второй смеситель (СМ₂), усилитель промежуточной частоты (УПЧ).

Сигнал с выхода антенной системы (АС) поступает на вход усилителя высокой частоты, основное назначение которого - малошумящее усиление входных сигналов по мощности.

Перестраиваемый преселектор, как правило, многокаскадный, осуществляет подавление побочных каналов приема, особенно зеркального $f_{зерк}$. При использовании широкополосного УВЧ установленный после него преселектор снижает влияние шумов усилителя на чувствительность приемника. Далее в схеме осуществляется двукратный перевод принимаемого сигнала на промежуточную частоту с помощью двух смесителей $СМ_1$ и $СМ_2$.

Такой перевод позволяет, во-первых, многократно усиливать сигнал (в предварительном ПУПЧ после $СМ_1$ и в УПЧ после $СМ_2$). Во-вторых, снижается частота принимаемого сигнала до такого уровня, что устройства последующей обработки будут технически более просто реализованы.

Первая промежуточная частота $f_{np1} = f_0 - f_{c1}$ (а значит, частота гетеродина f_{c1}) выбирается, исходя из требуемого коэффициента подавления зеркального канала приема и из заданной полосы пропускания преселектора.

Вторая промежуточная частота $f_{np2} = f_{np1} - f_{c2}$ (а значит частота колебаний гетеродина f_{c2}) выбирается, исходя из требования отсутствия искажений сигнала после детектирования. Как правило,

$$f_{np2} > \frac{15...20}{\tau_u},$$

где τ_u - длительность принимаемого импульса.

Основное назначение предварительного УПЧ (ПУПЧ) - компенсация потерь в коаксиальном кабеле, соединяющем блоки высокой и промежуточной частот. УПЧ предназначен для обеспечения основного усиления, а также (вместе с

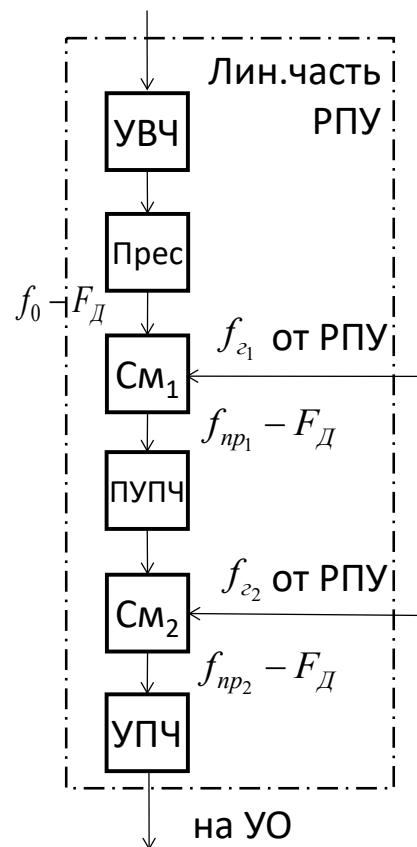


Рис. 3

согласованными фильтрами устройства обработки) для обеспечения частотной избирательности приемника в целом. Гетеродинные напряжения (f_{c1} и f_{c2}) могут формироваться передатчиком РПУ от одного задающего генератора (стабильная сетка частот), например, кварцевого.

в) Антенная система (АС).

Так как в качестве антенной системы была выбрана зеркальная параболическая антенна, ее структурную схему можно представить в следующем виде (рис.4).

В состав антенной системы кроме непосредственно антенны (А) входят электродвигатель (ЭД) и редуктор (Ред), осуществляющие механическое перемещение антенны, а вместе с ней основного лепестка формируемой диаграммы направленности. Режим работы ЭД, а значит режим сканирования задает ЭВМ. Редуктор связан с датчиком угла поворота антенны, информация от которого о текущем угловом положении антенны подается на индикатор (И) и на решающее устройство (РУ). На второй вход РУ поступает сигнал с выхода устройства обработки.

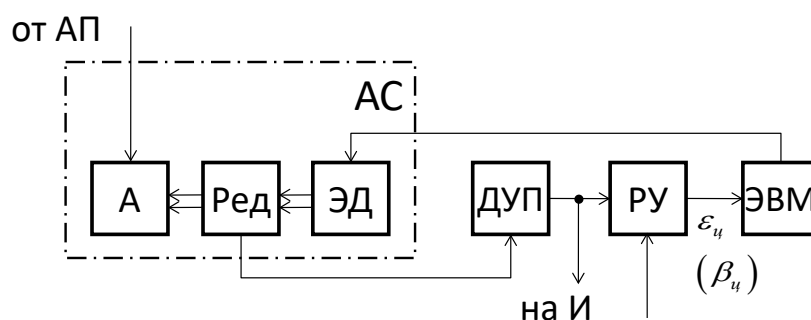


Рис.4

Решающее устройство осуществляет регистрацию углового положения антенны в момент приема (от УО) сигнала максимальной амплитуды. В этот момент угловое, положение антенны совпадает с искомой угловой координатой цели (ε_u или β_u). Поскольку обзор строчный растровый и ведется по двум угловым координатам ε и β одновременно, то необходимо два ЭД, редуктора и датчика угла поворота.

г) Устройство обработки (УО).

Структура устройства обработки, реализованного по **корреляционному** принципу, представлена на рис.5. Как видно из рисунка, схема имеет матричный вид и состоит из $N_{ск}$ каналов скорости и $N_{д}$ каналов дальности. В каждом канале дальности и канале скорости имеется корреляционное устройство обработки с двумя квадратурными подканалами (коррелятор Кор.).

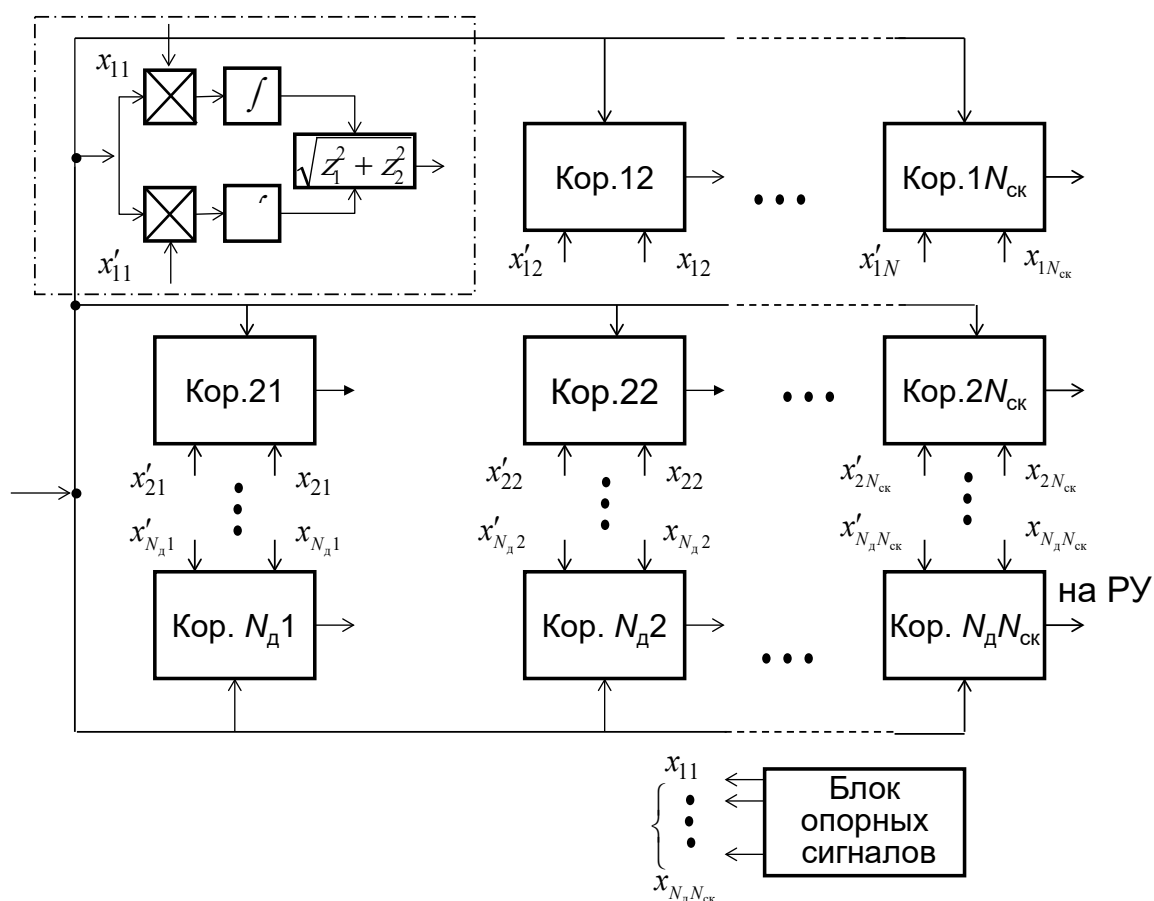


Рис.5

Каждый квадратурный подканал в свою очередь включает перемножитель и интегратор. На вторые входы перемножителей поступают опорные напряжения (от блока опорных сигналов), сдвинутые по фазе друг относительно друга на $\frac{\pi}{2}$. Далее в схеме стоит устройство вычисления модуля корреляционного интеграла $|Z| = \sqrt{z_1^2 + z_2^2}$.

Квадратурные подканалы предназначены для того, чтобы устройство корреляционной обработки было инвариантно к случайной начальной фазе входного сигнала.

Каждый канал дальности расстроен по времени запаздывания по отношению к соседнему на величину длительности импульса τ_u . Расстройка достигается различной задержкой пар опорных сигналов, подаваемых на каждый коррелятор (Кор) в конкретном столбце схемы.

Всего каналов дальности должно быть

$$N_{\partial} = \frac{t_{\partial_{\max}} - t_{\partial_{\min}}}{\tau_u} = \frac{\frac{c}{2}t_{\partial_{\max}} - \frac{c}{2}t_{\partial_{\min}}}{\frac{c}{2}\tau_u} = \frac{r_{\partial_{\max 0}}}{r_{\min}} - 1 = 40 - 1 = 39.$$

Здесь $t_{\partial_{\max}}$ - максимальное время запаздывания принимаемого сигнала (от цели на максимальной дальности);

$t_{\partial_{\min}}$ - минимальное время запаздывания принимаемого сигнала (от цели на минимальной дальности $r_{\min} = \frac{c}{2}\tau_u = 100 \text{ м}$).

Каждый канал скорости аналогичным образом расстроен по частоте относительно соседнего канала на величину разрешающей способности по частоте $\Delta F = \frac{1}{MT}$, где M - число накапливаемых импульсов; T - период следования импульсов. Расстройка достигается обеспечением различной частоты пар опорных напряжений, подаваемых на каждый коррелятор (Кор) в конкретной строке схемы.

Общее число каналов скорости должно быть равно

$$N_{\text{ск}} = \frac{F_{\partial_{\max}} - F_{\partial_{\min}}}{\Delta F} = \frac{\frac{\lambda}{2}F_{\partial_{\max}} - \frac{\lambda}{2}F_{\partial_{\min}}}{\frac{\lambda}{2}\Delta F} = \frac{V_{r_{\max}} - V_{r_{\min}}}{\Delta V_r} = 6$$

Здесь $V_{r_{\max}}$ и $V_{r_{\min}}$ - максимальная и минимальная радиальные скорости движения цели (заданы в исходных данных);

$$\Delta V_r = \frac{\lambda}{2} \Delta F - \text{разрешающая способность по скорости.}$$

д) Решающее устройство (РУ).

Так как задано *корреляционное* устройство обработки, то решающее устройство включает в себя блок пороговых устройств, входы которого соединены с выходами корреляторов (Кор) каналов дальности и каналов скорости (рис.5). По превышению сигналом в каком-либо канале дальности и канале скорости принимается решение о наличии или отсутствии цели, то есть цель обнаруживается. По номеру канала дальности, в котором налицо это превышение, оценивается дальность до цели, а по номеру аналогичного канала скорости - оценивается радиальная скорость цели.

Таким образом, по номеру канала дальности (n) и канала скорости (m), в котором появился сигнал, при известных $V_{r_{\min}}, \lambda, T, M, \tau_u$ можно оценить дальность \hat{r} и скорость \hat{V}_r цели.

Структурно решающее устройство на схемах и графических материалах для любого типа обработки следует изображать, как показано на рис. 6. Для повышения

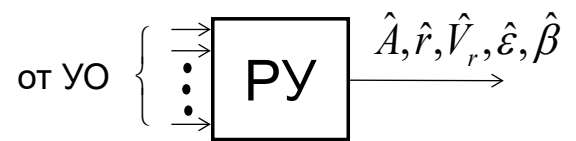


Рис.6

точности получаемой оценки радиальной скорости \hat{V}_r используют (в РУ) параболическую аппроксимацию напряжений нескольких скоростных каналов.

Решающее устройство выполняет также функцию измерителя угловой - координаты. В пункте 3.1.2 в качестве обзора выбран однолучевой растровый тип обзора, то и по углу места, и по азимуту регистрировать угловые координаты ε, β будем по максимуму огибающей принимаемой пачки импульсов. Регистрируя положение во времени (запаздывание) импульса максимальной амплитуды, можно оценить угловую координату цели. Именно в этот момент времени t_{3_n} угловая координата цели (например, азимут β) совпадает с угловым положением сканирующей ДНА.

3.2. Построение структурной схемы РЛС.

На рис.7 представлена возможная структурная схема РЛС. Схема построена по заданным ТТХ:

- а) корреляционное устройство обработки;
- б) простой (немодулированный) радиоимпульс в качестве зондирующего сигнала.
- в) требуемую импульсную мощность $P_u \ll 10$ МВт (поэтому в качестве антенной системы выбрана зеркальная антенная система);
- г) число накапливаемых импульсов $M = 715$;
- д) число временных (дальности) каналов $N_o = 39$;
- е) число частотных (скоростных) каналов $N_{ск} = 6$;
- ж) тип обзора - последовательный строчного растрового типа.

Опишем теперь функционирование РЛС в целом.

Работа РЛС начинается с момента поступления от ЭВМ на синхронизатор (С) управляющей команды, в соответствии с которой синхронизатор начинает вырабатывать синхроимпульсы, запускающий передатчик (РПУ). Данные синхроимпульсы поступают на РПУ с периодом T , рассчитанным в пункте 3.1.2 и соответствующим максимальной дальности действия РЛС. Радиопередающее устройство (РПУ) формирует (в ответ на каждый синхроимпульс) мощный СВЧ зондирующий радиоимпульс длительностью τ_u (рассчитана в пункте 3.1.6). В данном случае это простой (немодулированный) радиоимпульс. Сформированный радиоимпульс от РПУ подается на зеркальную антенную систему (АС) и излучается в пространство. В антенном канале сигнал вначале усиливается по мощности в усилителе мощности (УМ), затем проходит через антенный переключатель (АП).

С помощью электродвигателей (ЭД1, ЭД2) и редукторов (Ред1, Ред2) осуществляется механическое перемещение антенны по азимуту и углу места, а вместе с ней основного лепестка формируемой диаграммы направленности. Режим работы ЭД, а значит режим сканирования задает ЭВМ. Редукторы связаны с датчиком угла поворота антенны, информация от которого о текущем угловом

положении антенны подается на индикатор (И) и на решающее устройство (РУ). На второй вход РУ поступает сигнал с выхода устройства обработки.

Таким образом, РЛС реализует с строчный растровый тип обзора.

После того, как зондирующий радиоимпульс излучился в пространство, антенный переключатель (АП) отключают передатчик и подключают к антенной системе радиоприемное устройство. Принимаемый зеркальной антенной сигнал проходит через антенный переключатель на линейную часть радиоприемного устройства (Лин. часть РПрУ), где происходит его многократное усиление на высокой (в УВЧ) и промежуточной (в УПЧ и ПУПЧ) частотах. Здесь же производится также двукратный перевод сигнала на промежуточную частоту. При первом и втором преобразованиях частоты в смесителях $СМ_1$ и $СМ_2$ используются гетеродинные напряжения частоты f_{c_1} и f_{c_2} , поступающие от синтезатора частот (СЧ), стоящий с РПУ. Излучаемый сигнал несущей частоты f_0 , гетеродинные напряжения f_{c_1} и f_{c_2} формируются с помощью одного задающего генератора с целью исключения влияния нестабильности частоты на качество приема сигнала.

С выхода линейной части РПрУ (от УПЧ) сигнал поступает в корреляционное устройство обработки (УО), которое имеет матричный вид и состоит из 6 каналов скорости и 39 каналов дальности. В каждом канале дальности и канале скорости имеется корреляционное устройство обработки с двумя квадратурными подканалами (коррелятор Кор.). Каждый квадратурный подканал в свою очередь включает перемножитель и интегратор. На вторые входы перемножителей поступают опорные напряжения (от блока опорных сигналов), сдвинутые по фазе друг относительно друга на $\frac{\pi}{2}$. Далее в схеме стоит устройство

вычисления модуля корреляционного интеграла $|Z| = \sqrt{z_1^2 + z_2^2}$.

Квадратурные подканалы предназначены для того, чтобы устройство корреляционной обработки было инвариантно к случайной начальной фазе входного сигнала.

Каждый канал дальности расстроен по времени запаздывания по отношению к соседнему на величину длительности импульса τ_u . Расстройка достигается различной задержкой пар опорных сигналов, подаваемых на каждый коррелятор (Кор) в конкретном столбце схемы.

Каждый канал скорости аналогичным образом расстроен по частоте относительно соседнего канала на величину разрешающей способности по частоте $\Delta F = \frac{1}{MT}$, где M - число накапливаемых импульсов; T - период следования импульсов. Расстройка достигается обеспечением различной частоты пар опорных напряжений, подаваемых на каждый коррелятор (Кор) в конкретной строке схемы.

Поскольку принимается пачечный сигнал, состоящий из $M = 715$ импульсов, то каждый коррелятор накапливает выборку длительностью $MT = 19$ мс. Выход каждого коррелятора поступает на решающее устройство (РУ). Цель считается обнаруженной (на выходе РУ появляется постоянное единичное напряжение $\hat{A} = 1$), если сигнал с устройства обработки в каком-либо канале превысил пороговый уровень.

Радиальная скорость цели \hat{V}_r оценивается в РУ по номеру канала по скорости, в котором произошло это превышение порогового уровня напряжения. Аналогично, дальность до цели \hat{r} оценивается в РУ по номеру канала по дальности.

Угловое положение цели (азимут $\hat{\beta}$ и угол места $\hat{\varepsilon}$) оценивается в РУ по датчикам углового положения (ДУП1, ДУП2). В момент обнаружения цели РУ считывает значения азимута $\hat{\beta}$ и угла места $\hat{\varepsilon}$ цели.

Вся полученная информация от решающего устройства подается на ЭВМ.

В состав РЛС входит также индикатор (Инд) для визуального контроля радиолокационной обстановки.

4. Результаты расчета

Таблица 1. ТТХ РЛС

№ п/п	Наименование характеристики	Условное обозначение	Размер ность	Значен ие
1	Максимальная дальность действия РЛС	$r_{y_{\max 0}}$	км	4
2	Минимальная дальность действия РЛС	r_{\min}	км	-
3	Число угловых каналов по углу места	m_{ε}	-	15
4	Характеристики обзора пространства: • период обзора; • время облучения; • число накапливаемых импульсов	$T_{\text{обз}}$ $t_{\text{обл}}$ M	с мс -	14,3 19 714,3
	Характеристики зондирующего сигнала: • длительность импульса; • период следования импульсов; • скважность импульсов; • ширина спектра сигнала; • число дискрет; • длительность дискреты; • несущая частота	τ_u T Q P n τ_0 f_0	нс мкс - МГц - мкс ГГц	666,7 26,7 40 1,5 - - 0,3
5	Начальный коэффициент различимости	γ_0	дБ	15,2
6	Суммарный коэффициент различимости	γ_{Σ}	дБ	30,2
7	Параметр обнаружения (отношение сигнал/шум)	q	-	8,1
8	Пороговая энергия принимаемого сигнала	$\mathcal{E}_{\text{пр. min}}$	Дж	$4,3 \times 10^{-17}$
9	Характеристики антенной системы: • размер по углу места; • размер по азимуту; • расстояние между антенными элементами по ε ; • расстояние между антенными элементами по β ; • число элементов по углу места; • число элементов по азимуту; • общее число элементов ФАР; • эффективная поверхность антенны; • коэффициент направленного действия;	b a d_{ε} d_{β} M_{ε} M_{β} M_{Σ} A G	м м м м - - - м ² -	33,9 50,8 - - - - - 1 351 16 980

№ п/п	Наименование характеристики	Условное обозначение	Размер ность	Значен ие
	• коэффициент использования поверхности	K_{un}	-	1
10	Средняя мощность передатчика (требуемая)	P_{cp}	мВт	5,4
11	Импульсная мощность передатчика (требуемая)	P_u	мВт	214,7
12	Допустимая импульсная мощность	$P_{u.\dot{don}}$	МВт	217,5
13	Импульсная мощность на выходе одного антенного канала	P_{u_1}	кВт	-
14	Реальные разрешающие способности: • по дальности • по радиальной скорости • по углу места • по азимуту	Δr_p ΔV_{r_p} $\Delta \varepsilon_p$ $\Delta \beta_p$	м м/с град град	150 52,5 3 2
15	Реальные СКО измерения координат • дальности • радиальной скорости • угла места • по азимуту	σ_{r_p} $\sigma_{V_{r_p}}$ σ_{ε_p} σ_{β_p}	м км/с угл. ми н угл. ми н	13,9 104,5 0,2 0,1

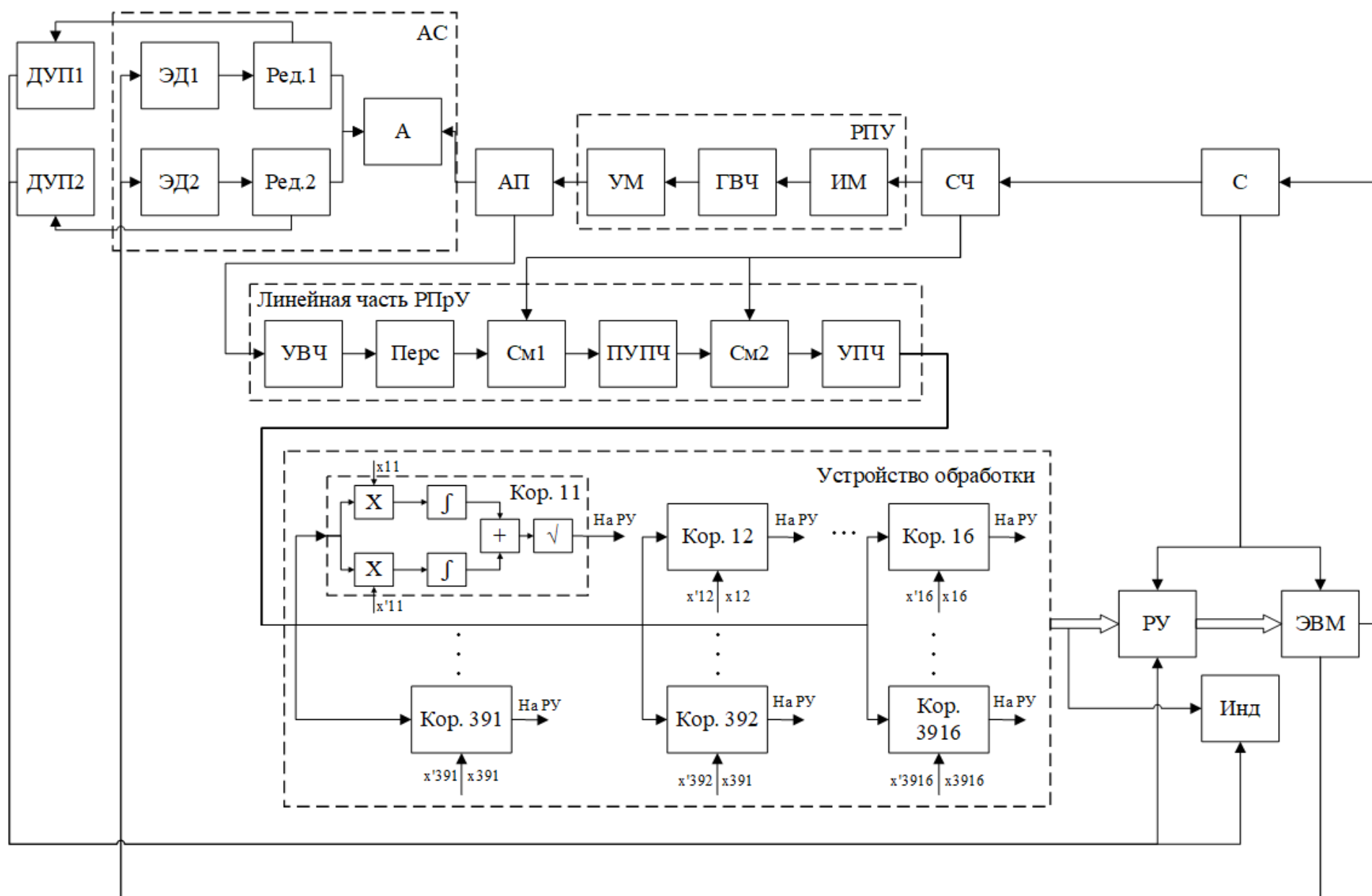


Рис.7
32