



<https://doi.org/10.38013/2542-0542-2020-2-6-31>

УДК 621.396.96

Методика формирования облика радиолокационных станций перспективной системы вооружения войсковой ПВО

С. В. Друзин, Б. Н. Горевич

Акционерное общество «Концерн воздушно-космической обороны «Алмаз – Антей»»,
Москва, Российская Федерация

Описано содержание задачи формирования облика радиолокационных станций различного назначения в развертываемом в настоящее время процессе обновления системы вооружения войсковой ПВО. Определен перечень основных конструктивно-технических параметров и показателей назначения, характеризующих РЛС на ранней стадии их конструирования, и поставлена научная задача формирования облика. Разработана система расчетных соотношений для обобщенного анализа взаимосвязей конструктивно-технических параметров и показателей назначения РЛС. Предложен порядок определения рационального облика РЛС. В качестве примера сформирован облик РЛС секторного обзора для обнаружения баллистических целей.

Ключевые слова: радиолокационная станция, зенитная ракетная система, зенитный ракетный комплекс, фазированная антенная решетка, активная фазированная антенная решетка, облик РЛС, конструктивно-технические параметры

Для цитирования: Друзин С. В., Горевич Б. Н. Методика формирования облика радиолокационных станций перспективной системы вооружения войсковой ПВО // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2020. № 2. С. 6–31. <https://doi.org/10.38013/2542-0542-2020-2-6-31>

For citation: Druzin S. V., Gorevich B. N. Methodology for developing a conceptual design of radar stations for prospective air defence weapon systems // Vestnik Koncerna VKO "Almaz – Antey". 2020. No. 2. P. 6–31. <https://doi.org/10.38013/2542-0542-2020-2-6-31>

Поступила 29.05.2020 Отрецензирована 23.06.2020 Одобрена 23.06.2020 Опубликована 15.07.2020

Введение. Место и роль РЛС в перспективной системе вооружения войсковой ПВО. Постановка задачи формирования облика РЛС

В настоящее время система вооружения войсковой ПВО Российской Федерации, представляющая собой совокупность функционально взаимосвязанных огневых средств (зенитных ракетных комплексов и систем), средств разведки и целеуказания, автоматизированных средств управления и других средств, находится в процессе коренного обновления. Начата и успешно выполняется работа по формированию облика системы вооружения войсковой ПВО, затем последует ряд ОКР по разработке отдельных образцов вооружения и далее – их серийное производство.

Необходимость разработки нового вооружения, а также принципы и порядок формирования облика системы вооружения войсковой ПВО, изложены в статье [1]. Основной причиной, определившей необходимость обновления вооружения, является дальнейшее развитие средств воздушно-космического нападения противника и существенное повышение их возможностей по преодолению ПВО, а технической базой обновления – успехи в развитии электронной компонентной базы, микроэлектронике, а также созданные новые технологии в различных областях науки и техники, в том числе в радиолокации.

Основными источниками информации в создаваемой системе вооружения войсковой ПВО, как и ранее, остаются РЛС различного назначения, однако они создаются на новой элементной базе и с использованием новых

© Друзин С. В., Горевич Б. Н., 2020



технологий. Существующие РЛС (рис. 1) используют пассивные ФАР и построены по технологиям 80-х годов, в связи с чем не в полной мере удовлетворяют требованиям, предъявляемым к перспективному вооружению как по эксплуатационным показателям, так и по показателям назначения.

Создаваемые средства ПВО, и РЛС в том числе, входящие в состав соединений и частей ПВО, развертываться будут в боевых порядках на большой площади, и работать они будут по разнообразным баллистическим и аэродинамическим средствам, в том числе новых типов, с характеристиками, существенно превосходящими характеристики современных средств нападения. В [1] на основе анализа летно-технических и отражательных характеристик целей и с учетом боевых порядков войск определена рациональная номенклатура создаваемых РЛС. Она включает РЛС разведки и целеуказания командных пунктов соединений ПВО и ЗРС, ведущие круговой и секторный обзор (РЛС КО-СО), РЛС секторного обзора для обнаружения баллистических целей (БЦ) – РЛС СО зенитных ракетных си-

стем и РЛС БЦ зенитных ракетных комплексов, а также РЛС обнаружения низколетящих целей (РЛС НЛЦ) ЗРК. В зависимости от своего предназначения и особенностей обнаруживаемых целей перечисленные типы РЛС перекрывают широкий диапазон длин волн активной радиолокации – от сантиметровых до метровых волн (поддиапазоны X , C , S , L , UHF и VHF).

От возможностей создаваемых РЛС по обнаружению целей, от точности оценки ими координат целей и их пропускной способности зависят возможности группировки ПВО по поражению целей. Исходя из этого, обоснование облика перечисленных типов создаваемых РЛС является одной из важнейших задач формирования облика всей системы вооружения войсковой ПВО.

Рассматриваемая задача обоснования облика РЛС является задачей начального этапа конструирования и представляет собой разработку предложений по конструктивному исполнению РЛС и определение необходимых количественных значений наиболее важных конструктивно-технических параметров.

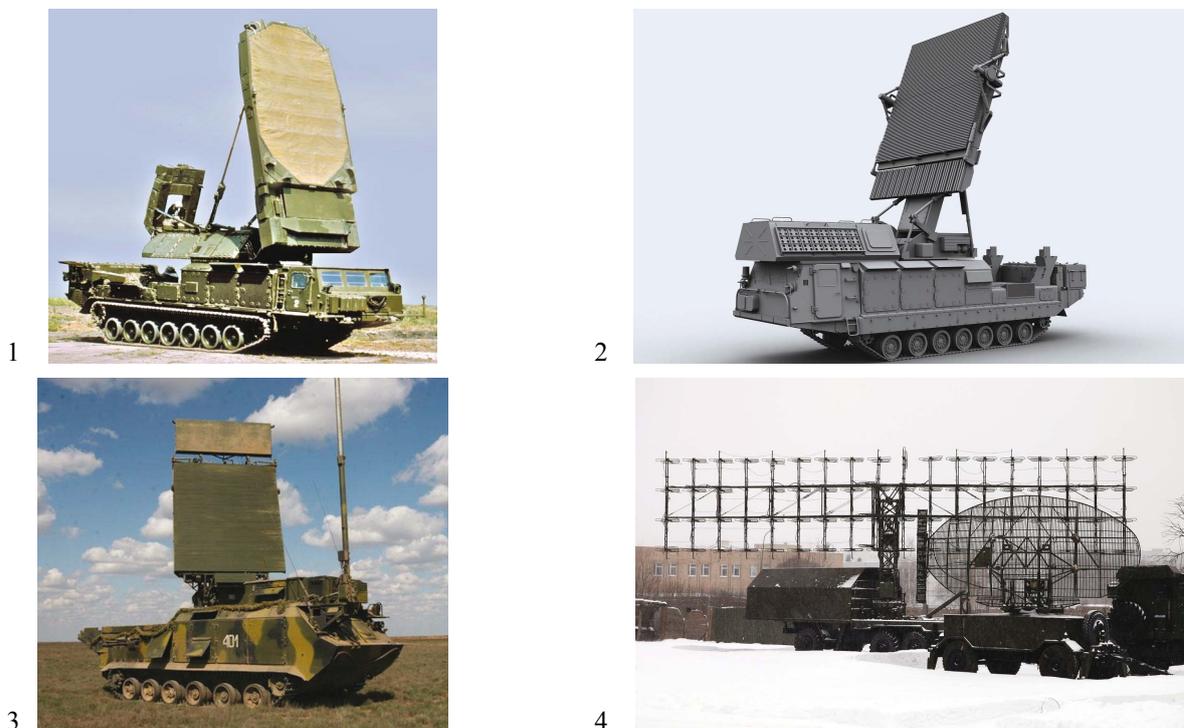


Рис. 1. Основные современные РЛС войсковой ПВО: 1 – РЛС X -диапазона 9С19 «Имбирь»; 2 – РЛС S -диапазона 9С15 «Обзор-3»; 3 – РЛС S -диапазона 9С18М1 «Купол»; 4 – РЛС VHF -диапазона 1Л13 «Небо-СВ» (четыре транспортные единицы – аппаратная кабина, антенно-поворотное устройство, дизельная электростанция, прицеп с антенным устройством запросчика)



В последующем сформированный облик изделия конкретизируется в ходе выполнения ОКР – прорабатывается в эскизном и техническом проектах и в конечном итоге реализуется в виде опытного образца.

Целью формирования облика РЛС является определение основных конструктивных особенностей построения РЛС, недопущение системных ошибок, которые впоследствии, на этапе выполнения ОКР, могут привести к необходимости переконструирования изделия.

В основу подхода к формированию облика РЛС может быть положено одно из важнейших требований, предъявляемых к вооружению войсковой ПВО: необходимость его высокой мобильности. Для перспективных РЛС это требование особенно значимо в связи с необходимостью быстрой смены позиций вследствие существенно выросших возможностей противника по вскрытию излучающих средств и оперативному применению по источнику излучения высокоточного оружия (ВТО).

Исходя из этого требования, вся аппаратура и оборудование РЛС, в том числе средства автономного энергоснабжения (САЭС), должны размещаться на высококомбинированном шасси (гусеничном или колесном, в зависимости от штатной принадлежности – см. [1]), обеспечивающем передвижение в боевых порядках войск по различной местности. При этом требуемое время свертывания/развертывания РЛС ограничивается единицами минут.

Для высокопотенциальных РЛС с антенными системами больших размеров, исходя из того что они работают в глубине боевых порядков, на достаточном удалении от линии боевого соприкосновения и под эшелонированным прикрытием от ВТО, время свертывания/развертывания может составлять несколько десятков минут.

Аппаратура и оборудование высокопотенциальных РЛС, исходя из ограничений по грузоподъемности и мобильности, могут размещаться на нескольких шасси, предназначенных, соответственно, для размещения антенного поста, системы энергоснабжения и аппаратных средств с боевым расчетом, однако время стыковки этих средств на боевой

позиции не должно ограничивать требуемое время свертывания/развертывания РЛС.

Таким образом, шасси является элементом, задающим исходный облик РЛС в части ее максимально возможных массы, габаритов развертываемой антенной системы, а также потребляемой (а следовательно, и излучаемой) энергии.

Характеристики РЛС в основном определяются характеристиками ее антенной системы и высокочастотной приемо-передающей части (особенностями построения антенны, устройств формирования, излучения, приема и предварительной обработки сигнала). С позиций размещения аппаратуры и оборудования, шасси, ограничивая массу и габариты антенной системы, а также энергию сигнала, определяет предельно достижимые угловое разрешение, мощность излучаемого сигнала, отношение сигнал/шум и другие важнейшие параметры локатора.

С другой стороны, с позиций целевого назначения, характеристики создаваемых РЛС должны быть согласованы с характеристиками конечного потребителя – огневыми средствами. Получаемая локаторами информация должна обеспечивать полную реализацию огневых возможностей огневых средств по поражению целей на максимальной дальности действия зенитных управляемых ракет (ЗУР) и в глубине зоны поражения при массированных налетах (ударах).

В соответствии с этим характеристики огневых средств определяют показатели назначения создаваемых РЛС – потребные рубежи (дальности) выдачи информации, качество информации (разрешающую способность и точность оценки параметров целей) и пропускную способность РЛС.

Множество показателей назначения РЛС определенного типа обозначим $Y_{\text{ПН}}$:

$$Y_{\text{ПН}} = \{R_{\text{обн}}, \Omega_{\delta}, T_{\text{обз}}\},$$

где $R_{\text{обн}}$ – дальность обнаружения цели заданного типа в определенных условиях; Ω_{δ} – множество показателей разрешающей способности и точности оценки параметров целей (угловых координат, дальности и скорости); $T_{\text{обз}}$ – время обзора заданного сектора



пространства (как основной показатель пропускной способности РЛС).

Множество основных конструктивно-технических параметров РЛС, определяющих ее облик, обозначим $X_{\text{КТП}}$.

Наиболее значимыми конструктивно-техническими параметрами, на основе которых можно рассчитать показатели назначения РЛС на раннем этапе формирования облика, являются: λ – длина волны РЛС; $P_{\text{ср}}$ – средняя мощность излучаемого антенной сигнала; S_a – площадь раскрыва антенны; ρ – коэффициент использования раскрыва антенны; $k_{\text{ш}}$ – коэффициент шума приемного устройства; $k_{\text{п}}$ – коэффициент потерь сигнала (суммарные потери на излучение, прием и обработку сигнала); Δf – полоса сигнала.

Конструктивно-технические параметры разнонаправленно влияют на показатели назначения. Так, при прочих равных увеличение длины волны ведет к повышению пропускной способности РЛС и одновременно к снижению точности оценки координат.

С учетом фактора разнонаправленности влияния, постановка задачи формирования облика РЛС является оптимизационной – необходимо найти компромиссные (рациональные) значения конструктивно-технических параметров $X_{\text{КТП}}$, обеспечивающие требуемый уровень показателей назначения $Y_{\text{ПН}}$ в рамках объективно-существующих массогабаритных и энергетических ограничений, определяемых используемым шасси, при минимальной стоимости создаваемого образца РЛС $C_{\text{РЛС}}$:

$$\begin{cases} R_{\text{обн}}(X_{\text{КТП}}) \geq R_{\text{тр}}; & \Omega_{\text{РЛС}}(X_{\text{КТП}}) \leq \Omega_{\text{тр}}; & T_{\text{обз}}(X_{\text{КТП}}) \leq T_{\text{обз.тр}}; \\ M_{\text{РЛС}}(X_{\text{КТП}}) \leq M_{\text{тр}}; & P_{\text{потр}}(X_{\text{КТП}}) \leq P_{\text{САЭС}}; & S_a(X_{\text{КТП}}) \leq S_{\text{ш}}; \\ C_{\text{РЛС}}(X_{\text{КТП}}) \rightarrow \min, \end{cases} \quad (1)$$

где $R_{\text{тр}}$, $\Omega_{\text{тр}}$, $T_{\text{обз.тр}}$ – требования назначения (соответственно требования по дальности обнаружения цели, разрешающей способности, точности оценки параметров целей и времени обзора заданного сектора пространства); $M_{\text{тр}}$, $P_{\text{САЭС}}$, $S_{\text{ш}}$ – ограничения, определяемые используемым шасси (соответственно по массе РЛС, мощности САЭС, площади раскрыва антенны); $P_{\text{потр}}$ – потребляемая локатором мощность.

Задача формирования облика РЛС может быть дополнена за счет учета других требований и факторов, не формализованных в постановке (1). В частности, современное требование обеспечения наработки на отказ РЛС в сотни часов однозначно определяет необходимость построения РЛС на базе активной твердотельной ФАР. Кроме повышения эксплуатационных показателей, применение АФАР, и особенно цифровых АФАР (ЦАФАР), имеет ряд других преимуществ (см. [2, 3]) и обеспечивает эффективное решение задачи обнаружения и сопровождения целей в сложной воздушной и помеховой обстановке сценариев будущих действий.

В связи с этим, несмотря на относительное удорожание РЛС, для перспективной системы вооружения далее рассматриваются только варианты создания РЛС с АФАР.

Решение оптимизационной задачи (1) требует наличия математических соотношений

для расчета показателей назначения $R_{\text{обн}}$, Ω_{δ} , $T_{\text{обз}}$, а также показателей конструктивных ограничений, определяемых используемым шасси $M_{\text{РЛС}}$, $P_{\text{потр}}$, S_a , и показателя стоимости РЛС $C_{\text{РЛС}}$ в зависимости от конструктивно-технических параметров $X_{\text{КТП}}$. Получим далее такие соотношения, используя в качестве опорной переменной, от которой зависят все показатели, используемые в (1), длину волны λ .

1. Определение конструктивных основ и базовых зависимостей

для формирования облика РЛС

1.1. АФАР как основной элемент конструкции РЛС и объект ограничений по возможностям применяемых шасси

Начальным, не формализуемым этапом формирования облика РЛС, предваряющим решение оптимизационной задачи (1), является определение архитектуры построения РЛС и конструктивных ограничений $M_{\text{тр}}$, $P_{\text{САЭС}}$, $S_{\text{ш}}$,

в рамках которых может быть реализован конкретный вариант построения РЛС.

С целью определения возможной архитектуры построения создаваемых РЛС войсковой ПВО, во всем интервале длин волн, в котором они должны работать, от сантиметровых до метровых, выполнен анализ построения перспективных (наиболее современных существующих или находящихся в разработке) отечественных и зарубежных РЛС различного назначения с АФАР. Внешний вид некоторых из этих РЛС приведен на рисунке 2.

Также выполнен анализ колесных и гусеничных шасси, удовлетворяющих требованиям по мобильности, предъявляемым к перспективному вооружению войсковой ПВО,

и пригодных для размещения аппаратуры и оборудования РЛС различного назначения. На рисунке 3 в качестве примера показаны типовые средства подвижности максимальной грузоподъемности, обеспечивающие создание мобильных РЛС войсковой ПВО.

Анализ показал, что мобильные перспективные РЛС на основе АФАР для войсковой ПВО конструктивно могут включать три основных элемента, размещаемые на едином шасси, – антенный пост, аппаратный контейнер и САЭС. Антенный пост строится на основе АФАР и обеспечивает формирование и излучение сигнала, его прием и первичную обработку сигнала. В антенном посту размещаются также другие устройства, свойственные локаторам,



Рис. 2. Перспективные локаторы различных диапазонов: 1 – радиолокационный модуль (РЛМ) высокопотенциальной РЛС X-диапазона *AN/TPY-2* (США) [4]; 2 – РЛМ высокопотенциальной отечественной РЛС X-диапазона (вариант построения) [8]; 3 – РЛС С-диапазона *LTAMDS* перспективного ЗРК *Patriot* (США) [4]; 4 – РЛС типа «Енисей» [5]; 5 – РЛМ сантиметрового диапазона (модуль РЛМ-С) из состава РЛК 55Ж6М «Небо-М»; 6 – РЛМ дециметрового диапазона (модуль РЛМ-Д) из состава РЛК «Небо-М»; 7 – РЛС метрового диапазона 1Л119 «Небо-СВУ»; 8 – РЛМ метрового диапазона (модуль РЛМ-М) из состава РЛК «Небо-ММ»; 9 – РЛМ метрового диапазона (модуль РЛМ-М) из состава РЛК «Небо-М»



Рис. 3. Средства подвижности максимальной грузоподъемности для создания мобильного вооружения войсковой ПВО (колесный тягач повышенной проходимости БАЗ-6909 и модифицированное самоходное шасси типа «Объект 830») [6]

например обеспечивающие госопознавание целей.

В аппаратном контейнере, как правило, размещаются аппаратура и вычислительные средства вторичной и последующей обработки сигнала, аппаратура рабочих мест операторов, в том числе индикаторные устройства, другая аппаратура, обеспечивающая управление работой РЛС, связь и взаимодействие в составе системы вооружения.

Элементы высокопотенциальной РЛС ввиду повышенных массогабаритных характеристик антенной системы могут размещаться на нескольких подвижных шасси и включать, соответственно, несколько отдельных единиц техники, например РЛМ с АФАР, модуль боевого управления РЛС (аппаратный контейнер) и модуль энергопитания РЛС.

С учетом развития цифровых технологий построения аппаратуры РЛС их отличительные особенности практически полностью определяются антенным постом (радиолокационным модулем) и прежде всего – особенностями построения АФАР. Аппаратные контейнеры различных РЛС в перспективной системе вооружения войсковой ПВО выполняются максимально унифицированными по составу аппаратуры и выполняемым функциям (более подробно – см. [1]).

АФАР антенного поста в значительной мере определяет как показатели назначения РЛС, так и возможность удовлетворения накладываемым на создаваемый локатор ограничениям: анализ показал, что стоимость РЛС на 60–80 % определяется стоимостью АФАР (в метровом диапазоне, ввиду меньшего количества элементов решетки – в меньшей степени, в сантиметровом – в большей); на АФАР при-

ходится 70–80 % всей потребляемой локатором энергии; размеры антенны и время ее свертывания существенно определяют мобильность РЛС.

В связи с этим при решении оптимизационной задачи (1) вариативной частью конструкции локатора является АФАР – ее конструктивно-технические параметры, масса, площадь раскрытия антенны и потребляемая мощность. Аппаратный контейнер является унифицированным, с фиксированными характеристиками для различных вариантов создания локатора.

Конструктивные ограничения для АФАР, необходимые для решения задачи (1), определим исходя из характеристик перспективных шасси.

Для обеспечения высокой мобильности (требуемого времени свертывания/развертывания) антенный пост, аппаратный контейнер, САЭС и другое оборудование РЛС должны размещаться на едином шасси. Исходя из величины максимальной массы мобильных средств ПВО, на перспективном шасси может размещаться до 20 т полезной нагрузки. При этом, учитывая потенциальные массогабаритные характеристики аппаратного контейнера и другого оборудования, унифицированного для различных вариантов РЛС, а также аппаратуры антенного поста, масса АФАР ограничена величиной $m_{огр} \approx 8$ т.

На едином мобильном шасси, с учетом массогабаритных характеристик, может размещаться САЭС мощностью до 400 кВт. При этом, с учетом характеристик энергопотребления других видов аппаратуры и оборудования РЛС, потребление АФАР ограничивается величиной $P_{огр} \approx 350$ кВт.

Анализ конструкций антенных систем перспективных РЛС позволяет сделать вывод,



что максимальная площадь раскрыва антенны мобильной РЛС (в метровом диапазоне волн) ограничена величиной $S_{\text{отр}} \approx 130 \text{ м}^2$.

1.2. Особенности конструкций АФАР перспективных РЛС

1.2.1. Конструктивная база и примеры реализации АФАР сантиметрового диапазона

Известные отечественные и зарубежные перспективные РЛС с АФАР создаются (или созданы) в различных областях применения для решения своих специфических задач. Конструкции РЛС выработаны на основе компромиссов, связанных с необходимостью обеспечения требуемых значений показателей назначения и эксплуатационных характеристик, а также упрощения процесса и выдерживания сроков конструирования (см., например, [2, 3, 7–9]). В связи с этим АФАР перспективных РЛС имеют большое разнообразие в части аппаратной реализации, особенно в разных диапазонах длин волн (что отражает даже их внешний вид). Вместе с тем АФАР перспективных РЛС имеют одинаковые конструктивные основы.

Общие основы построения АФАР перспективных РЛС рассмотрим на примере АФАР сантиметрового диапазона волн.

В этом диапазоне волн к конструкции АФАР предъявляются наиболее жесткие массогабаритные требования. Жесткость требований обусловлена тем, что для исключения побочных направлений излучения излучающие элементы антенны должны располагаться на расстояниях друг от друга, не превышающих приблизительно 0,6 длины волны. Соответственно, при малых длинах волн требуется весьма плотная компоновка приемно-передающих каналов (ППК) антенной решетки. (Под ППК поднимется излучатель и подключенные к нему через переключатель (циркулятор) высокочастотные элементы передающего и приемного трактов.)

Так, при длине волны 3 см на каждый ППК АФАР в поперечном сечении приходится около 3 см^2 полотна антенны (при гексагональном размещении элементов). На этой площади размещается излучающий элемент

решетки, и далее, в глубину антенного полотна, – связанные с ним элементы ППК. В связи с большим количеством ППК, размещаемых на полотне решетки (десятки тысяч), и сравнительно невысоким коэффициентом полезного действия (КПД) твердотельных усилителей мощности передающих каналов (по сравнению с электровакуумными приборами пассивных ФАР) вследствие плотной компоновки полотна одной из основных конструктивных проблем построения решеток с малым шагом является отвод тепла от элементов передающего канала.

Проблема обеспечения плотной компоновки полотна перспективных АФАР решается путем миниатюризации ППК за счет создания основных элементов ППК (усилителей мощности передающего канала (УМ), малошумящих усилителей приемного канала (МШУ), фазовращателей (ФВ) и аттенуаторов (АТТ) каналов, защитных устройств приемного канала (ЗУ) и др. – см. рисунок 4) с использованием микроволновых монолитных интегральных схем (МИС), выполненных по бескорпусной технологии.

В качестве материала для изготовления твердотельных активных элементов ППК используется в основном арсенид галлия (*GaAs*) или более перспективный материал – нитрид галлия (*GaN*).

Плата с элементами ППК выполняется обычно по *LTCC*-технологии (*Low Temperature Co-Fired Ceramic* – технология низкотемпературной совместно обжигаемой керамики). Эта технология при сравнительно невысокой стоимости изготовления обеспечивает высокую прочность платы, хорошую теплопроводность и одновременно многослойность для размещения элементов ППК и создания пассивных элементов.

Несколько ППК, построенных на основе бескорпусных МИС, объединяются в одном металлическом корпусе в виде многоканального приемно-передающего модуля (ППМ). В этом же корпусе размещаются общие для нескольких ППК устройства электропитания (преобразователи напряжения *DC/DC*), схемы синхронизации, цифрового управления фазой и амплитудой каналов, а в металлическом основании



модуля размещаются трубки системы жидкостного охлаждения для отвода выделяющегося тепла. На рисунке 4 в качестве примера показан ППМ, включающий элементы четырех ППК (за исключением излучателей) и различные общеканальные устройства.

ППМ является первичным конструктивным сменным элементом АФАР.

Несколько ППМ конструктивно и функционально объединяются в блок подрешетки АФАР.

Блок подрешетки является функционально законченной единицей АФАР (самостоятельной мини-АФАР) с собственными системами управления, электропитания (AC/DC) и охлаждения. В ЦАФАР, кроме этого, в блоке подрешетки может выполняться преобразование принятого сигнала в цифровой вид.

Блок подрешетки может использоваться в качестве базового элемента для создания АФАР различных размеров и конфигурации для РЛС различного назначения (т.н. технология масштабирования АФАР [4]).

Фактически вся АФАР перспективной РЛС сантиметрового диапазона волн состоит из определенного количества блоков подрешеток, размещенных в несущем каркасе антенного полотна, а также формирователя диаграммы направленности (устройства объединения сигналов подрешеток), устройств управления и синхронизации работы подрешеток, устройств электропитания и охлаждения решетки.

При таком построении перспективных АФАР их характеристики в конечном итоге определяются характеристиками и количеством ППК, в основном – мощностью и КПД усилителя мощности передающего канала, коэффициентом шума МШУ приемного канала, массогабаритными характеристиками и стоимостью ППК.

Представительным примером РЛС X-диапазона, в которой реализованы описанные принципы построения АФАР, является мобильная (буксируемая) РЛС AN/TPY-2 с АФАР X-диапазона системы противоракетной обороны (ПРО) США.

РЛС AN/TPY-2 является высокопотенциальным локатором – максимальная дальность обнаружения ею цели с ЭПР 0.01 м² оценивается в 870 км (при длительности сигнала 0,1 с) [4]. В состав этой РЛС входят 4 основные единицы: антенный модуль с АФАР, электронный модуль, охлаждающее устройство для АФАР (кулер) и источник электроэнергии мощностью 1300 кВт, напряжением 4160 В (3×60 Гц).

Антенный модуль представляет собой АФАР (рис. 2, 5) площадью 9,2 м², построенную из 72 одинаковых блоков подрешеток, всего 25 344 канала. Средняя мощность излучения АФАР равна 81 кВт (средняя мощность излучения одного передающего канала – 3,2 Вт). ППК АФАР выполнены в виде твердотельных МИС на GaAs.

Стоимость антенного модуля – 140 млн долл., масса – 24 т.

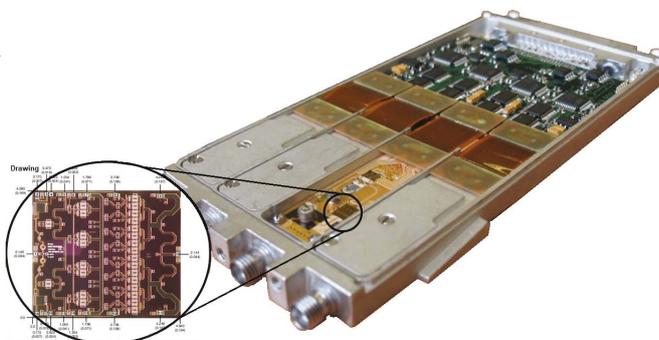
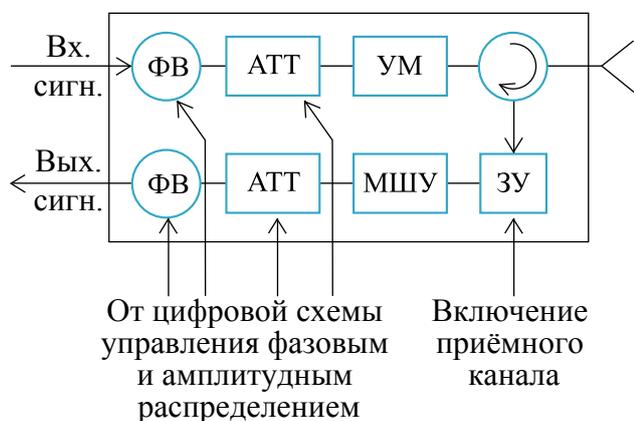


Рис. 4. Простейшая функциональная схема ППК и 4-канальный ППМ (отдельно выделен усилитель мощности передающего канала)

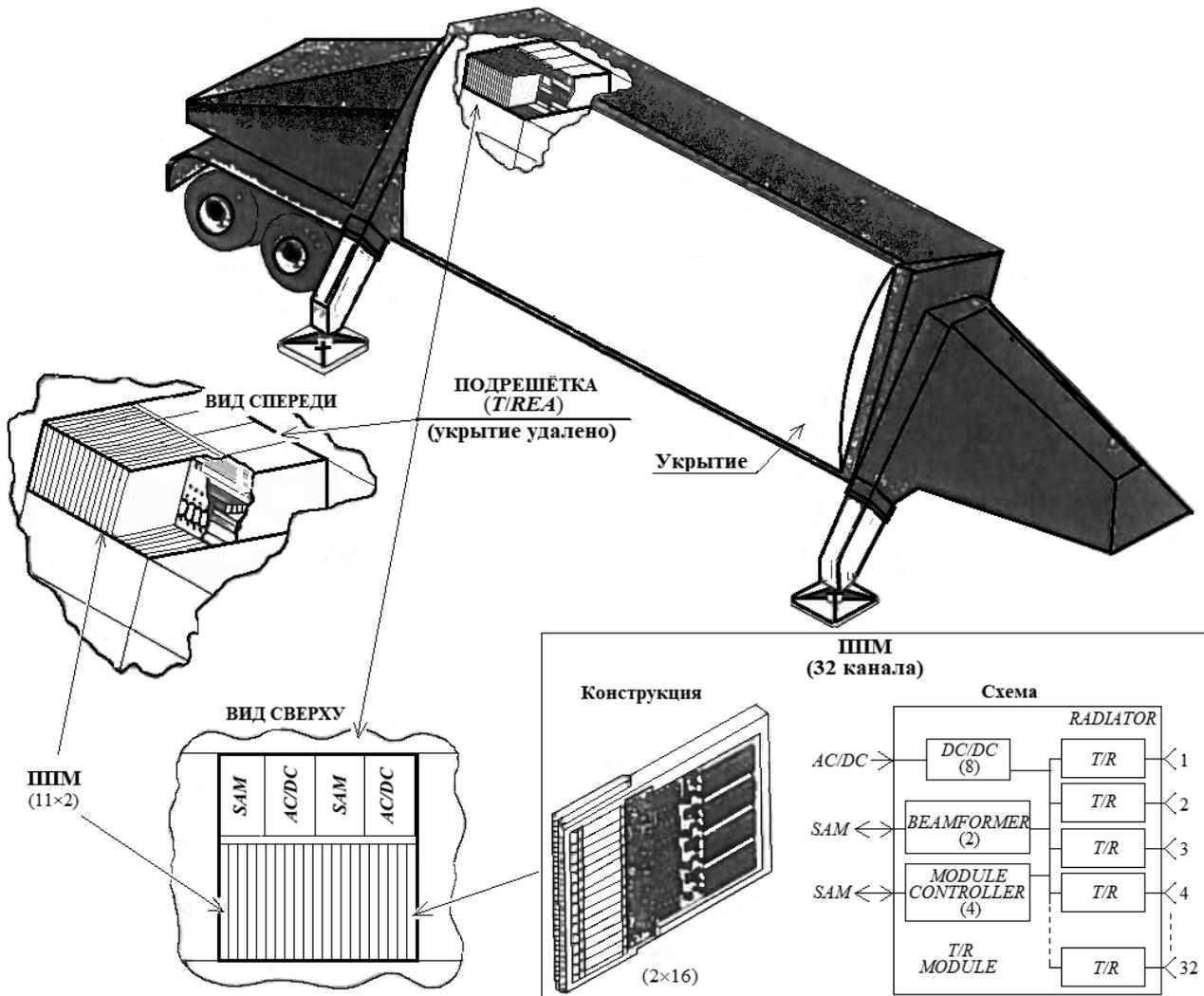


Рис. 5. Архитектура АФАР AN/TPY-2. Выделены блок подрешетки и один ППМ

Электронный модуль формирует управляющие сигналы, выполняет обработку принятых сигналов, задает порядок работы АФАР при обзоре и сопровождении целей, формирует передающие сигналы, взаимодействует с системой управления комплекса ПРО. Стоимость электронного модуля – 23 млн долл., масса – 16,4 т.

Кулер и источник электроэнергии имеют стоимости, соответственно, 7,5 и 15,5 млн долл. и массы – 18,6 и 28,6 т.

В настоящее время реализуется программа последовательной модернизации всех 12 имеющихся на вооружении Армии США РЛС AN/TPY-2 с заменой ППК на новые, выполненные на основе *GaN*. Ориентировочная стоимость модернизации одной РЛС составляет 63,0 млн долл. Модернизация позволит значительно (предположительно на десятки процен-

тов) повысить мощность излучения при прежнем уровне энергопотребления РЛС.

Каждая из 72 подрешеток (*Transmit/Receive element assembly – T/REA*) АФАР AN/TPY-2 состоит из 11 ППМ (*Transmit/Receive (T/R) module*). Каждый ППМ состоит из двух плат-субмодулей, включающих по 16 ППК. Два субмодуля, смонтированные зеркально на едином металлическом основании, конструктивно составляют единый 32-канальный ППМ. В состав ППМ кроме 32 ППК входят 8 преобразователей напряжения *DC/DC*, 4 микросхемы контроллера системы управления и 2 – формирования луча.

Основание ППМ служит для крепления субмодулей и одновременно выполняет роль радиатора с целью отвода выделяющегося тепла, для чего здесь расположены трубки с охлаждающей жидкостью.



Субмодули монтируются на основании со смещением по вертикали на четверть длины волны друг относительно друга для образования гексагональной антенной решетки.

В состав каждого блока подрешетки (*T/REA*) кроме 11 32-канальных ППМ входит блок из 352 излучателей, соединенных с соответствующими приемо-передающими каналами, а также 2 модуля управления работой подрешетки (*SAM*) и 2 преобразователя напряжения *AC/DC*.

В результате блок подрешетки представляет собой плотно упакованный функционально законченный элемент АФАР, являющийся основным сменным элементом при оперативном ремонте.

В состав АФАР кроме 72 блоков подрешеток входят также блоки управления подрешетками и преобразования входного напряжения (4160/150 В).

Схожее с локатором *AN/TPY-2* конструктивное построение имеет и разрабатываемая отечественная перспективная мобильная РЛС с АФАР *X*-диапазона, описанная в статьях [8–11] (возможный внешний вид приведен на рисунке 2). Ее АФАР состоит из 128 блоков подрешеток, размещенных на полотне в 16 столбцов и 8 строк.

Блок подрешетки представляет собой 256-канальную антенную систему. В его состав входят восемь 32-канальных ППМ, блок излучателей с укрытием, модуль суммирования

и деления, модуль распределения, модуль усиления, кабели, электро- и гидроразъемы (рис. 6).

Каждый ППМ состоит из двух субмодулей, размещенных со сдвигом каналов на общем металлическом основании (сплав *Al-Li*). Внутри основания ППМ под выходными усилителями мощности (ВУМ) каналов и вторичными источниками питания (ВИП) проходит плоская медная трубка с циркулирующей охлаждающей жидкостью, обеспечивающая отбор тепла обоих субмодулей. Трубки жидкостного охлаждения отдельных ППМ гидравлически объединены между собой в пределах конструкции блока подрешетки. Субмодуль включает 16 ППК, 4 ВИП, модуль управления фазовращателями и аттенюаторами и модуль суммирования сигналов.

Излучающий элемент каждого ППК выполнен в виде цилиндрического ферритового стержня, охваченного разнополярными постоянными магнитами.

Общее тепловыделение всех ППМ АФАР составляет сотни киловатт. Для отбора такого количества тепла и отвода его в атмосферу в каждом столбце АФАР (на каждые 8 блоков подрешеток) имеется специальный прибор жидкостного охлаждения (ПЖО), содержащий теплотехническое оборудование (насос, теплообменники, вентиляторы и др.) и электронные блоки [12].

В состав РЛМ кроме АФАР и 16 ПЖО входят блоки пространственно-временной

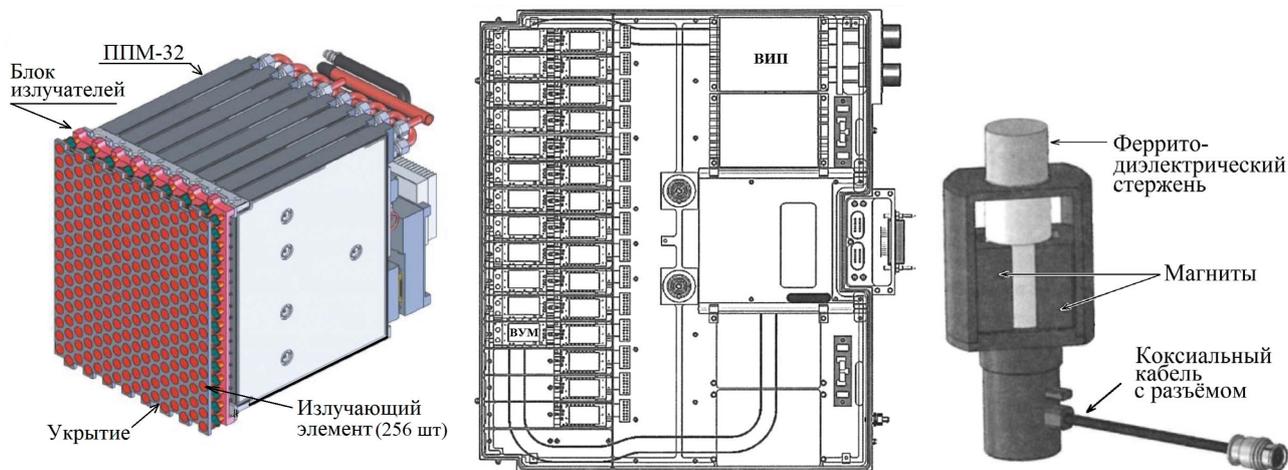


Рис. 6. Структура блока подрешетки АФАР отечественной перспективной мобильной РЛС: внешний вид блока подрешетки; схема одного ППМ (3 ВУМ и 2 ВИП не показаны для демонстрации трубки охлаждения); излучающий элемент

обработки, управления и команд, синхронизации и контроля, управляющий компьютер и технологическое рабочее место [8, 11].

1.2.2. Особенности АФАР дециметровых и метровых диапазонов волн

АФАР перспективных РЛС дециметровых и метровых диапазонов волн, так же как и АФАР сантиметрового диапазона, строятся на основе ППМ, созданных по технологиям МИС на материалах *GaAs* или *GaN*.

Отличительными особенностями АФАР дециметровых и метровых диапазонов волн является увеличение расстояний между излучающими элементами в конструкции АФАР и, соответственно, уменьшение количества ППК в составе ППМ. Так, например, в разрабатываемой АФАР *S*-диапазона перспективной МФРЛС *AN/SPY-6(V)* корабля ПРО *Aegis BMD* (США) в составе блока подрешетки используются 6-канальные ППМ (по два 3-канальных submodule в каждом ППМ), расстояния между каналами составляют $\sim 0,06$ м (рис. 7).

По мере увеличения длины волны в перспективных РЛС количество ППК в составе ППМ уменьшается. В длинноволновой части дециметрового диапазона и в метровом диапазоне волн ППМ АФАР выполняются одноканальными.

С увеличением длины волны также снижается величина удельного тепловыделения на единицу поверхности АФАР, что позво-

ляет в коротковолновой части дециметрового диапазона вместо жидкостного применять принудительное воздушное охлаждение ППМ, а в длинноволновой части дециметрового диапазона и в метровом диапазоне волн – естественное воздушное охлаждение.

Так, в АФАР *VHF*-диапазона модуля РЛ-М-М из состава РЛК «Небо-М» ППМ и источники питания к ним расположены возле каждого излучающего элемента, имеют естественное воздушное охлаждение и объединены в единый конструктивный элемент – столбец (рис. 8).

Другой особенностью АФАР длинноволновой части дециметрового и метрового диапазонов волн является переход от гексагональной структуры размещения ППК на полотне антенны к размещению по прямоугольной сетке. Это обусловлено тем, что в настоящее время не существует достаточно надежных технологий свертывания конструкции большеразмерных антенн с гексагональной структурой.

Выполненный анализ построения перспективных АФАР различных диапазонов волн позволяет сделать вывод, что особенности и характеристики АФАР различных диапазонов волн определяются главным образом характеристиками и количеством ППК. В свою очередь, характеристики и возможное количество ППК АФАР зависят от используемой длины волны и ограничений по грузоподъемности шасси. Определим эти зависимости.

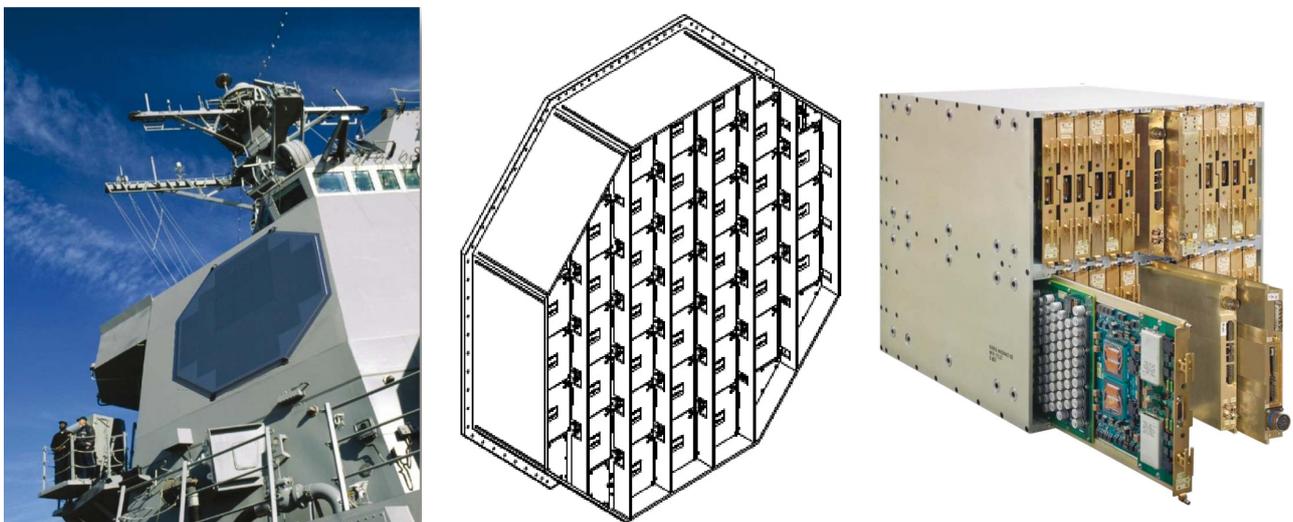


Рис. 7. МФРЛС *AN/SPY-6(V)*: вид одной грани МФРЛС (всего четыре грани); несущий каркас АФАР для размещения блоков подрешеток; один блок подрешетки (24 ППМ, один 6-канальный ППМ выдвинут)

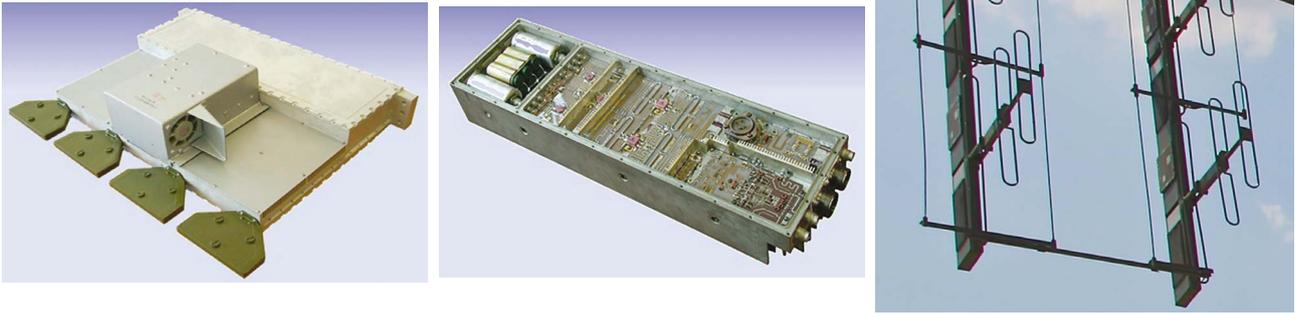


Рис. 8. Конструктивные элементы АФАР больших длин волн: 4-канальный ППМ *L*-диапазона (принудительное воздушное охлаждение); одноканальный ППМ *VHF*-диапазона (естественное воздушное охлаждение); элементы столбца АФАР РЛМ-М из состава РЛК «Небо-М»

1.3. Определение зависимости характеристик АФАР от длины волны

Базовыми характеристиками, на основе которых выполняются все последующие расчеты для АФАР создаваемых РЛС войсковой ПВО, являются: P_k – средняя мощность излучения одного канала АФАР, m_k – приведенная масса канала, C_k – приведенная относительная стоимость канала, η – КПД АФАР.

Для этих характеристик получены зависимости $P_k(\lambda)$, $m_k(\lambda)$, $C_k(\lambda)$, $\eta(\lambda)$ при изменении длины волны в диапазоне 0,03–1 м. Перечисленные зависимости в виде средних значений и границ диапазона измене-

ния (с вероятностью 90 %) представлены на рисунке 9.

Зависимости получены на основе анализа имеющихся данных по конструктивным характеристикам 12-ти отечественных и зарубежных перспективных РЛС различных диапазонов волн. Кроме этого, при получении этих зависимостей учитывались данные по отечественной элементной базе, которая доступна (по ценовым параметрам и срокам создания) и может быть использована при создании АФАР перспективных РЛС войсковой ПВО.

Средняя мощность излучения канала P_k определяется характеристиками

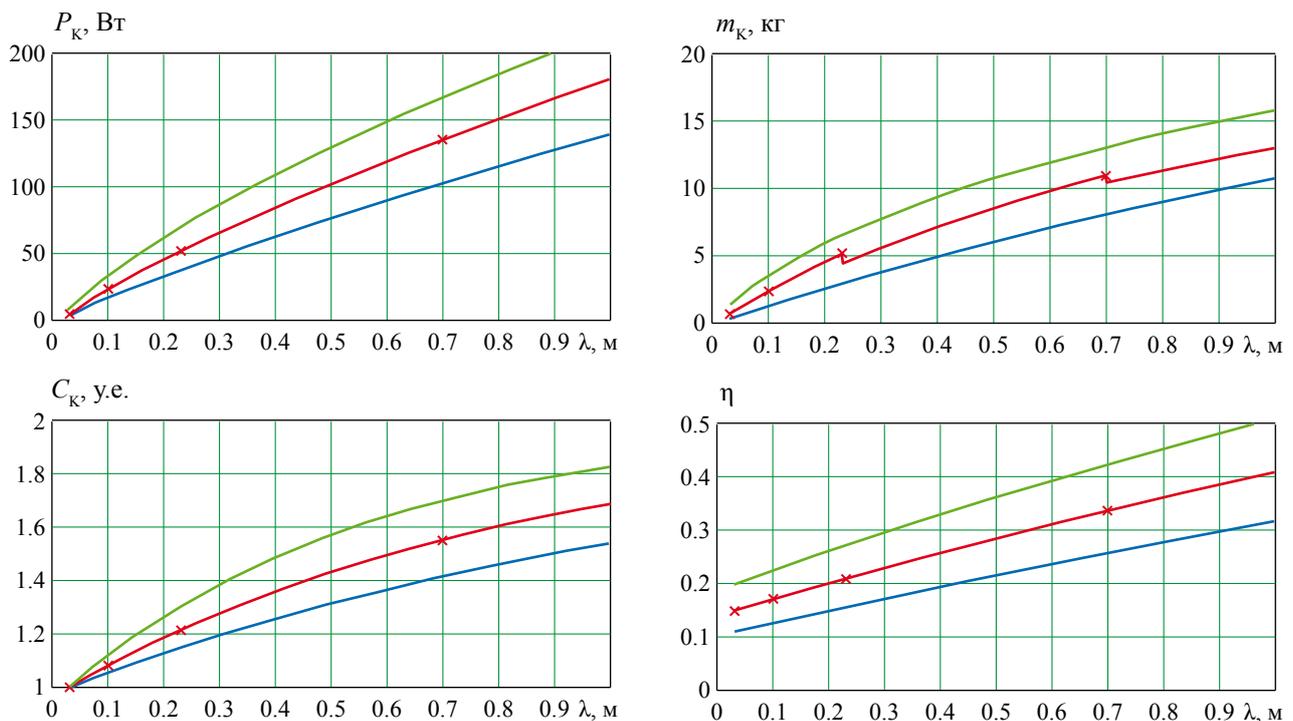


Рис. 9. Зависимости $P_k(\lambda)$, $m_k(\lambda)$, $C_k(\lambda)$, $\eta(\lambda)$, характеризующие технологические возможности создания АФАР перспективных РЛС войсковой ПВО



выходного усилителя мощности и особенностями его построения (например, применением *LDMOS*-технологии [13]), характеристиками и количеством каскадов предварительного усиления, используемым материалом (*GaAs*, *GaN*).

Полученная зависимость $P_k(\lambda)$ является монотонно-возрастающей. Так, в *X*-диапазоне волн элементная база, доступная для серийного производства ППК АФАР перспективных РЛС войсковой ПВО, позволяет создавать АФАР со значениями средней мощности излучения одного канала $P_k = 2-9$ Вт. С ростом длины волны значение средней мощности канала P_k существенно возрастает. В метровом диапазоне обеспечиваются значения $P_k = 140-220$ Вт и более.

Показатели m_k и C_k являются показателями полной массы и стоимости АФАР, приведенными (в доленом отношении) к одному каналу. При их определении учитывалась только аппаратура АФАР (в том числе и аппаратура системы охлаждения). Аппаратура радиолокационного модуля, не входящая в состав АФАР, для разрабатываемого вооружения войсковой ПВО считается максимально унифицированной для различных длин волн (см. [1]), а масса и стоимость этой аппаратуры (в рамках решаемой задачи формирования предварительного облика РЛС) – не зависящими от диапазона волн.

Так, приведенная масса канала m_k представляет собой величину массы АФАР, приходящейся на один ППК. При этом учитывается масса собственно одного ППМ, а также масса общеканальных модулей блока подрешетки и его каркаса, масса аппаратуры объединения сигналов подрешеток, преобразователей питающего напряжения, системы охлаждения и другой общей аппаратуры АФАР, приходящаяся на один ППМ.

Полученная зависимость $m_k(\lambda)$ является монотонно возрастающей с двумя скачками снижения на ~ 15 и ~ 5 % в *L* и *UHF*-диапазонах волн, связанными с изменением типа системы охлаждения – с переходом, соответственно, от жидкостного на принудительное воздушное охлаждение и затем на естественное воздушное охлаждение. Для определенности последующих расчетов принято, что скачки функции $m_k(\lambda)$ происходят, соответственно, на длинах

волн 0,23 и 0,7 м. (Значения длин волн, на которых возможен переход от одного типа системы охлаждения к другому, могут быть и другими, в зависимости от наличия соответствующих технологий.) Среднее значение функции $m_k(\lambda)$ изменяется от 0,6 до 13 кг.

Стоимость на этапе формирования облика является наиболее сложноопределяемым показателем создаваемой РЛС. Абсолютные значения стоимости зависят как от собственно технологических факторов создания РЛС, так и от производственных и других внешних факторов. Например, стоимость РЛС *AN/TPY-2* в разные годы производства изменялась до 20 % (в зависимости от цены комплектующих, освоения технологий и наличия вложений в развитие производства) [4].

Постановка задачи формирования облика РЛС (1) в виде задачи минимизации стоимости позволяет исключить необходимость оценки абсолютных величин стоимости и учитывать только изменение стоимости АФАР (при изменении λ), обусловленное технологическими факторами, относительно некоторого базового уровня. В качестве такой начальной точки отсчета, относительно которой оценивается стоимость вариантов АФАР различных диапазонов волн, принята стоимость АФАР 3-сантиметрового диапазона. Особенности построения АФАР этого класса подробно рассмотрены выше.

Факторами, повышающими стоимость ППК в сантиметровом и коротковолновой части дециметрового диапазонов волн, являются затраты на системы жидкостного и принудительного воздушного охлаждения ППК АФАР. Вместе с тем анализ показал, что приведенная относительная стоимость ППК имеет тенденцию роста с увеличением длины волны, что обусловлено удорожанием усилительных элементов МИС, вторичных источников питания, а также введением АЦП в состав ППМ [14].

КПД АФАР η , определяемый как отношение средней излучаемой к средней потребляемой мощности АФАР, зависит от КПД и количества каскадов усиления мощности передающего канала, КПД источников питания (преобразователей напряжения) ППМ, блока подрешетки и всей АФАР и на порядок менее значимо – от КПД пассивных элементов канала



передачи (аттенюаторов и фазовращателей), а также уровнем потребления электроэнергии другой аппаратурой АФАР. В связи с длинной цепью преобразований энергии и сравнительно невысоким КПД твердотельной излучающей элементной базы (по сравнению с электровакуумной) КПД твердотельных АФАР невысок, особенно на малых длинах волн. Так, КПД АФАР РЛС *АН/ТРУ-2* разработки начала 2000-х годов составляет около 8 %.

Для твердотельной элементной базы, доступной для создания АФАР перспективной РЛС войсковой ПВО, КПД усилителей мощности характеризуется значениями от 25–40 % в сантиметровом диапазоне до 50–65 % в метровом диапазоне волн, при этом наибольшие значения КПД возможны при использовании *GaN*-материалов (см., например, патенты [15–17]). Соответственно, КПД АФАР по параметру λ монотонно возрастает от 11–20 % в *X*-диапазоне до 30–50 % в *UHF*, *VHF* диапазонах волн.

Полученные зависимости $P_k(\lambda)$, $m_k(\lambda)$, $C_k(\lambda)$, $\eta(\lambda)$ при появлении новых данных могут уточняться в части своих абсолютных значений. Однако выявленные общие тенденции, основанные на анализе конструктивных особенностей перспективных АФАР, останутся неизменными – это опережающий рост мощности излучения одного канала с увеличением длины волны λ при одновременном росте КПД АФАР против не столь значимого увеличения приведенной массы и стоимости канала. Эти тенденции позволяют сделать вывод о потенциальной предпочтительности длинноволнового диапазона волн перспективных РЛС по показателю мощности излучения.

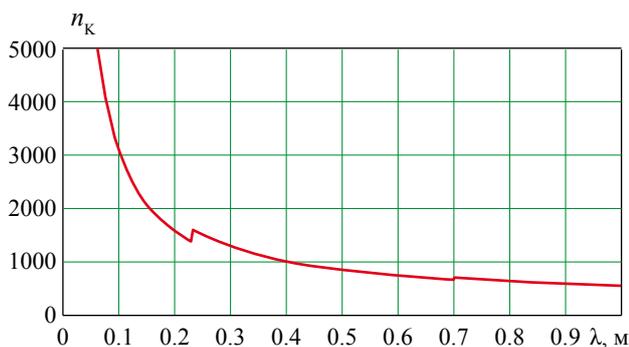


Рис. 10. Предельное количество ППК в составе АФАР при $m_{\text{огр}} = 8 \text{ т}$

На основе зависимостей $P_k(\lambda)$, $m_k(\lambda)$, $C_k(\lambda)$, $\eta(\lambda)$ с учетом массогабаритных ограничений по шасси могут быть выполнены расчеты предельного количества ППК в составе создаваемой АФАР, предельных размеров плотна АФАР и предельной излучаемой мощности.

Предельное количество ППК n_k в составе АФАР с учетом ограничений АФАР по массе $m_{\text{огр}}$ равно

$$n_k = m_{\text{огр}}/m_k.$$

Зависимость предельного количества ППК $n_k(\lambda)$, рассчитанная исходя из ранее полученного ограничения по массе АФАР перспективной РЛС $m_{\text{огр}} = 8 \text{ т}$, приведена на рисунке 10.

Площадь раскрыва антенны зависит от характера размещения элементов.

При размещении элементов в углах квадратов или равносторонних треугольников (квадратная или гексагональная структура решетки) площадь, приходящаяся на один излучающий элемент, вычисляется (см. [18]), соответственно, по формулам

$$S_{\text{кв}} = \frac{\lambda^2}{(1 + \sin \theta_{\text{max}})^2}, \quad S_{\text{тр}} = \frac{2}{\sqrt{3}} S_{\text{кв}},$$

где θ_{max} – предельный угол отклонения луча от нормали в вертикальной (горизонтальной) плоскости, определяемый условием единственности луча.

Гексагональная структура является более предпочтительной с позиций минимизации количества элементов, приходящихся на единицу площади для обеспечения требуемого значения θ_{max} . Однако такая структура неудобна при создании складных (свертываемых) антенных решеток.

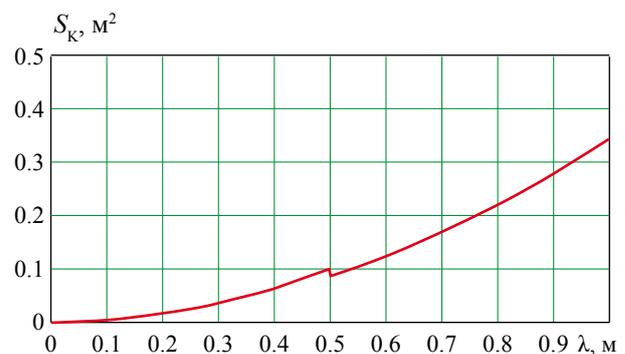


Рис. 11. Площадь АФАР, приходящаяся на один канал



График зависимости площади АФАР, приходящейся на один канал, от длины волны приведен на рисунке 11. При построении графика принято, что в диапазоне длин волн $\lambda < 0,5$ м используется гексагональная структура решетки, а при $\lambda \geq 0,5$ м – квадратная, $\theta_{\max} = 45^\circ$.

Площадь раскрыва антенны определяется как произведение количества ППК n_k и площади, приходящейся на один канал S_k . С учетом ограничения на величину раскрыва антенны $S_{\text{огр}}$ предельная площадь раскрыва антенны S_a определяется как наименьшее из двух величин:

$$S_a = \min \{n_k S_k; S_{\text{огр}}\},$$

где S_k принимает значение $S_{\text{тр}}$ или $S_{\text{кв}}$ в зависимости от структуры решетки.

На рисунке 12 приведен график зависимости предельной площади раскрыва АФАР $S_a(\lambda)$, рассчитанный с учетом ограничений по массе ($m_{\text{огр}} = 8$ т) и по максимальной площади антенны ($S_{\text{огр}} = 130$ м²), размещаемой на мобильном шасси.

Скачки функции $S_a(\lambda)$ на рисунке 10 в точках $\lambda = 0,23$ и $0,7$ м обусловлены изменением типа охлаждения ППК, а в точке $\lambda = 0,5$ м – изменением структуры решетки.

Для использования зависимости $n_k(\lambda)$ в дальнейших вычислениях ее необходимо пересчитать с учетом влияния на количество ППК ограничений по размеру антенны $S_{\text{огр}}$:

$$n_k(\lambda) = S_a(\lambda)/S_k(\lambda).$$

Предельная средняя мощность излучения АФАР P_a определяется произведением количества ППК n_k и средней мощности одного канала P_k с учетом ограничения на потребляемую мощность:

$$P_a = \min \{n_k P_k; P_{\text{огр}} \eta\}.$$

На рисунке 13 приведен график изменения предельной мощности излучения АФАР с учетом ограничения $P_{\text{огр}} = 350$ кВт по мощности САЭС, применяемой на мобильном шасси.

Наличие функции предельного количества ППК $n_k(\lambda)$ позволяет оценить изменение максимальной стоимости АФАР в зависимости от длины волны. Относительная максимальная стоимость АФАР (относительно

стоимости базовой АФАР с длиной волны $\lambda_0 = 0,03$ м) равна

$$C_a(\lambda) = \frac{n_k(\lambda)C_k(\lambda)}{n_k(\lambda_0)C_k(\lambda_0)}.$$

График относительной максимальной стоимости АФАР приведен на рисунке 14.

Из графика $C_a(\lambda)$ следует, что с увеличением длины волны λ , несмотря на рост относительной стоимости канала C_k , благодаря опережающим темпам снижения количества ППК происходит существенное удешевление АФАР.



Рис. 12. Предельная площадь раскрыва антенны

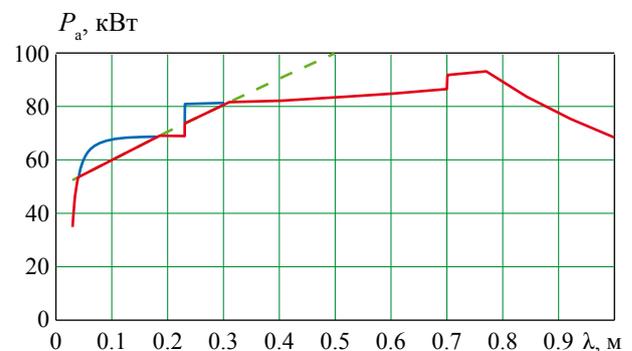


Рис. 13. Предельная мощность излучения АФАР при $P_{\text{огр}} = 350$ кВт
— $n_k P_k$, — P_a , — $P_{\text{огр}} \eta$

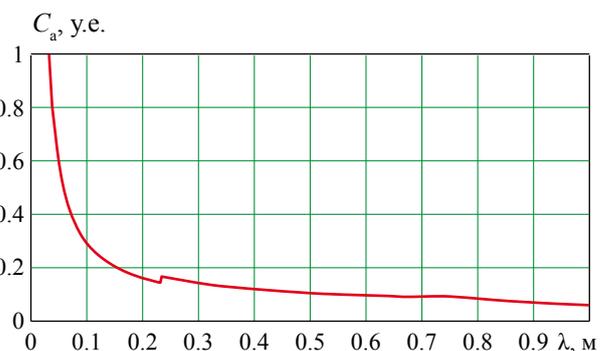


Рис. 14. Относительная максимальная стоимость АФАР



Монотонный в целом характер снижения функции $C_a(\lambda)$ позволяет сделать вывод, что решение оптимизационной задачи (1) в случае наличия нескольких альтернатив, удовлетворяющих заданным требованиям, находится в области более высоких значений длины волны.

Рассмотренных характеристик достаточно для вычисления показателей назначения, используемых в постановке задачи формирования облика РЛС (1). Другие характеристики АФАР (например, коэффициент шума $k_{ш}$) не имеют существенной зависимости от длины волны λ , значимой в рамках решения задачи предварительного формирования облика РЛС.

Дальнейший порядок решения задачи (1) основывается на вычислении показателей назначения РЛС в зависимости от длины волны и сопоставлении полученных результатов с требуемыми. Для наглядности порядок действий рассмотрим с одновременным выполнением числовых расчетов применительно к решению задачи формирования облика РЛС СО, размещаемой на командном пункте ЗРС дальнего действия (см. [1]), отмечая попутно особенности расчетов для других типов РЛС.

2. Расчет показателей назначения РЛС с учетом конструктивно-технических параметров, характеризующих ее облик

2.1. Оценка дальности действия РЛС

Дальность действия РЛС различного типа определяется произведением

$$R_{\text{РЛС}} = R_0 K_{\text{п.атм}} K_{\text{инт}} \quad (2)$$

где R_0 – дальность действия РЛС в свободном пространстве (без учета влияния земной поверхности и затухания сигнала в атмосфере); $K_{\text{п.атм}}$, $K_{\text{инт}}$ – соответственно коэффициент потерь энергии сигнала при распространении в атмосфере и интерференционный множитель земли.

Дальность действия РЛС в свободном пространстве по цели с эффективной площадью рассеивания (ЭПР) $\sigma_{\text{ц}}$ при согласованной обработке сигнала определяется формулой

$$R_0 = 4 \sqrt{\frac{P_a \tau_c G_{\text{пер}} S_a \rho \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^2 k T_0 k_{\text{ш}} k_p k_{\text{п}}}}, \quad (3)$$

где $G_{\text{пер}} = \rho(4\pi S_a/\lambda^2)$ – коэффициент усиления антенны на передачу; τ_c – длительность сигнала (одиночного или пачки когерентных импульсов); kT_0 – произведение постоянной Больцмана на шумовую температуру антенны; $k_{\text{ш}}$ – коэффициент шума приемного устройства; k_p – коэффициент различения (заданное отношение «сигнал/шум»); $k_{\text{п}}$ – коэффициент суммарных потерь сигнала в РЛС при излучении и приеме; ρ – коэффициент использования раскрыва.

Показатели P_a , S_a , $G_{\text{пер}}$ являются функциями длины волны λ . Предельные значения $P_a(\lambda)$, $S_a(\lambda)$, рассчитанные с учетом ограничений по шасси, определены выше. Показатель $G_{\text{пер}}$ вычисляется по формуле

$$G_{\text{пер}} = \rho(4\pi S_a/\lambda^2).$$

Параметры kT_0 , $k_{\text{ш}}$, $k_{\text{п}}$ для создаваемой РЛС СО, исходя из анализа особенностей ее построения, принимаются равными: $kT_0 = 4 \times 10^{-21}$ (Вт×с), $k_{\text{ш}} = 2,5$ дБ; $k_{\text{п}} = 8$ дБ.

Коэффициент различения связан с вероятностями ложной тревоги F и правильного обнаружения D :

$$k_p = \frac{\ln F}{\ln D} - 1.$$

Значения F , D выбираются, в том числе, с учетом анализа пропускной способности РЛС (см. ниже). Для создаваемой РЛС СО принято $k_p = 13$ дБ, что соответствует выделению сигнала на фоне шумов с вероятностью ложной тревоги $F = 10^{-6}$ при вероятности правильного обнаружения $D \approx 0,52$.

Формула (3) позволяет определить наклонную дальность действия РЛС по цели, наблюдаемой под углом θ относительно нормали к полотну ФАР. В зависимости от значения этого угла значение коэффициента ρ вычисляется по формуле:

$$\rho = \rho_0 \cos \theta,$$

где ρ_0 – значение коэффициента использования раскрыва антенны при работе по нормали.

Для РЛС СО принято $\rho_0 = 0,7$, предельное значение θ равно 45° .

Показатели τ_c , $\sigma_{\text{ц}}$ зависят от назначения РЛС. Для определенности будем считать,

что основным назначением РЛС СО является обнаружение баллистических целей на дальностях $R_{тр} = 300$ км и более. Целями являются баллистические ракеты малой дальности и боеголовки ракет средней дальности. ЭПР целей в общем случае является функцией длины волны. Для БЦ рассматриваемого класса используем зависимость $\sigma_{ц}(\lambda)$, приведенную на рисунке 15 [4].

Для обнаружения малоразмерных целей типа БЦ на больших дальностях необходимо увеличивать энергию сигнала, в том числе увеличивая его длительность. Однако увеличение длительности сигнала ограничено возможностью его когерентной обработки, а также допустимым временем стояния луча в одном угловом положении для обеспечения высокой пропускной способности РЛС. Из этих соображений для создаваемой РЛС СО принято $\tau_c = 1$ мс.

Результаты расчетов дальности действия РЛС СО R_0 в зависимости от длины волны при выбранных значениях конструктивно-технических параметров приведены на рисунке 16.

Коэффициент потерь энергии сигнала при распространении в атмосфере $K_{п.атм}$ определяется известным соотношением [19–22]:

$$K_{п.атм} = \exp\{-0,115\beta_{зат}2R_{п}\}, \quad (4)$$

где $\beta_{зат}$ – коэффициент, характеризующий удельное затухание (в децибелах на километр) при распространении радиоволн в атмосфере в одном направлении; $R_{п}$ – длина пути радиоволн при прохождении атмосферы в одном направлении (удвоение пути соответствует прохождению радиоволны в прямом и обратном направлениях).

Коэффициент затухания $\beta_{зат}$ как функция длины волны является известной величиной. В диапазоне длин волн от сантиметровых до дециметровых коэффициент $\beta_{зат}$ монотонно снижается, а при $\lambda \geq 0,5$ м принимается равным нулю.

Вычислить длину пути радиоволн в атмосфере можно, задавшись толщиной атмосферы $H_{атм}$ и зная угол места цели ε .

Можно показать, что для шарообразной модели Земли радиуса R_3 , покрытой равномерным слоем атмосферы толщиной $H_{атм}$, длина пути в одном направлении выражается формулой

$$R_{п} = \sqrt{R_3^2(\sin^2\varepsilon - 1) + (R_3 + H_{атм})^2} - R_3 \sin\varepsilon. \quad (5)$$

Более 80 % всей массы атмосферного воздуха сосредоточено в тропосфере. Толщина слоя тропосферы зависит от географической широты. В умеренных широтах она составляет 10–12 км. Исходя из этого, примем толщину атмосферы в умеренных широтах равной $H_{атм} \approx 12$ км.

Графики зависимости длины пути от угла места цели и коэффициента потерь от длины волны для некоторых углов места цели, рассчитанные соответственно по формулам (5) и (4) для умеренных широт, приведены на рисунке 17.

Дальность действия РЛС с учетом потерь энергии сигнала в атмосфере определим как произведение

$$R_{0п.атм} = R_0 K_{п.атм}$$

Для рассматриваемой РЛС СО графики дальности действия $R_{0п.атм}(\lambda)$ на направлении нормали АФАР ($\theta = 0^\circ$) для различных углов места нормали приведены на рисунке 18.

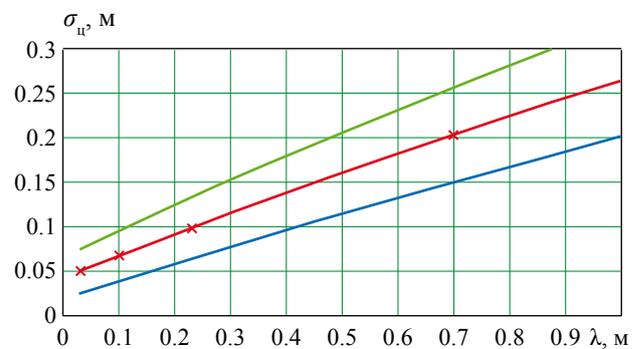


Рис. 15. Эффективная площадь рассеивания БЦ

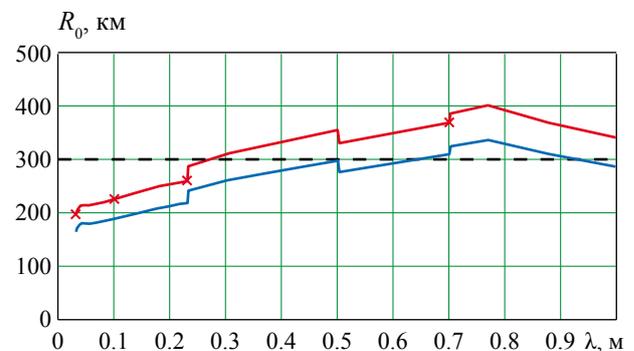


Рис. 16. Дальность действия РЛС СО в свободном пространстве при отклонении луча от нормали АФАР на 0° и 45°
— 45° , — 0° , — $R_{тр}$

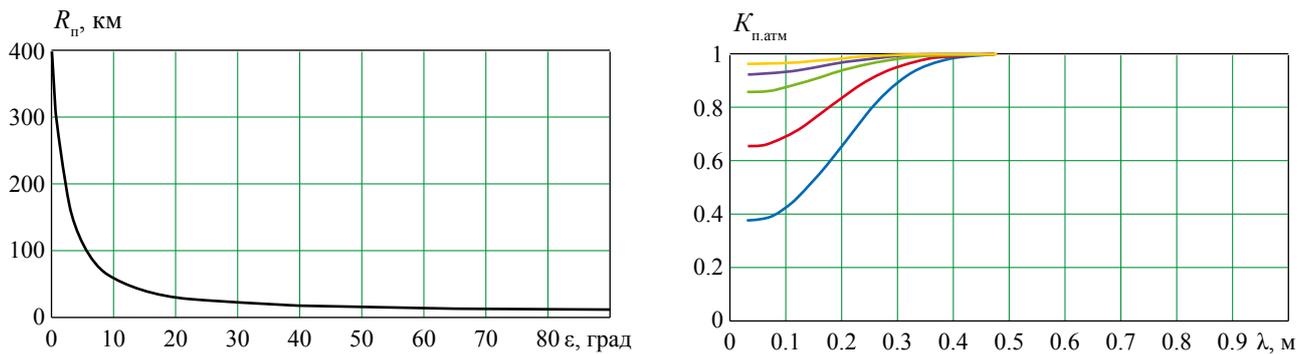


Рис. 17. Графики длины пути радиоволн при прохождении атмосферы в одном направлении и коэффициента потерь энергии сигнала в атмосфере
 — $\varepsilon = 0^\circ$, — $\varepsilon = 3^\circ$, — $\varepsilon = 10^\circ$, — $\varepsilon = 20^\circ$, — $\varepsilon = 45^\circ$

Для РЛС СО характерна работа с большими углами места нормали АФАР (не менее 20°). При этом, как видно из рисунка 18, потери энергии сигнала в атмосфере незначительно сказываются на дальности действия РЛС.

При малых углах места нормали АФАР (единицы градусов), что характерно для РЛС НЛЦ, влияние затухания сигнала в атмосфере существенно влияет на дальность действия, особенно в X , S , S -диапазонах волн.

Кроме влияния атмосферы, на малых углах места, сравнимых с шириной луча, на дальность действия РЛС оказывает влияние интерференция прямой волны и волны, отраженной от поверхности Земли. Это влияние может быть учтено с помощью интерференционного множителя земли $K_{\text{инт}}$, рассчитываемого по формуле [19–22]

$$K_{\text{инт}} = \sqrt{1 + p^2 + 2p \cos \left[\varphi + \frac{2\pi}{\lambda} (2H_{\text{ант}} \sin \varepsilon) \right]},$$

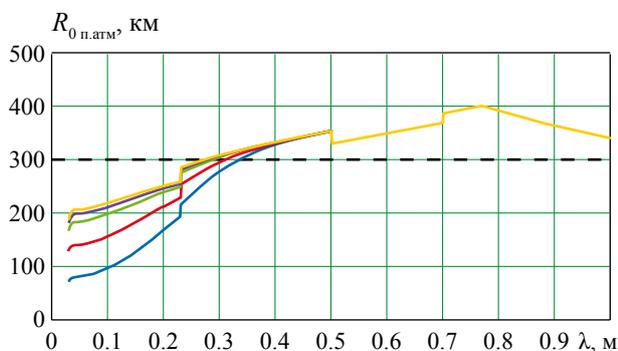


Рис. 18. Дальность действия РЛС на направлении нормали АФАР с учетом потерь энергии сигнала для различных углов места нормали
 — $\varepsilon = 0^\circ$, — $\varepsilon = 3^\circ$, — $\varepsilon = 10^\circ$,
 — $\varepsilon = 20^\circ$, — $\varepsilon = 45^\circ$, — $R_{\text{тр}}$

где $H_{\text{ант}}$ – высота фазового центра антенной решетки; ε – угол места цели; p – коэффициент отражения волн, $p \in [0, 1]$; φ – изменение фазы волны при отражении от поверхности земли, $\varphi \in [0, \pi]$.

Влияние интерференции волн наиболее существенно для РЛС НЛЦ, которые работают на малых углах места, и особенно – при больших длинах волн. Для РЛС СО это влияние зависит от характера траектории БЦ.

Для оценки особенностей работы РЛС СО по БЦ, имеющим различные траектории, выполнено построение зон действия двух РЛС СО (работающих, соответственно, на длинах волн $\lambda = 0,77$ и $0,03$ м) и двух траекторий БЦ (БРСД с дальностями полета, соответственно, $L_{\text{п}} = 1000$ и 3500 км) в вертикальной плоскости, проходящей через нормаль РЛС (рис. 19).

Зоны действия рассчитаны по формуле (2) в угломестном секторе $0,3\text{--}75^\circ$ при угле места нормали 45° ; параметры интерференционного множителя земли приняты равными $p = 1$, $\varphi = \pi$.

Траектории целей построены для случая полета по оптимальной программе (на максимальную дальность). Для расчетов использовались модели, приведенные в [4].

РЛС, работающая на длине волны $0,77$ м, имеет максимальную дальность действия ~ 400 км. Для 3-сантиметровой РЛС дальность действия существенно меньше (не более ~ 190 км), к тому же велики потери сигнала при малых углах места (однако, как будет показано далее, достигается высокое разрешение целей).

Из рисунка 19 видно, что при полете БРСД по оптимальной программе углы входа целей в зоны действия РЛС СО находятся в пределах $45\text{--}60^\circ$. Согласованно с этим углы места нормалей антенн приняты равными 45° .

В нижней части зоны дальность действия снижается ввиду потерь энергии сигнала и уменьшения коэффициента использования раскрыва антенны. На $\lambda = 0,77$ м ширина луча в нижней части зоны составляет $\sim 10^\circ$, при этом в пределах луча, направленного вдоль земли, имеются значительные интерференционные лепестки. За счет интерференционных лепестков возможно обнаружение БЦ малой дальности (на дальностях до $500\text{--}700$ км) на восходящем участке траектории (в барьерной зоне) с последующей пролонгацией их движения.

Для последующих вычислений пропускной способности создаваемой РЛС оценены скорости входа целей в зону действия РЛС. На дальности 300 км они составили $\sim 2,4$ км/с для БЦ с $L_n = 1000$ км и ~ 5 км/с для БЦ с $L_n = 3500$ км.

Проведенные расчеты дополняются трехмерным представлением зон действия РЛС СО и траекторий целей, действующих с различных азимутальных направлений (рис. 20). Зоны действия РЛС построены по формулам и на основе исходных данных, приведенных выше. Ширина азимутального сектора каждой РЛС СО принята равной 90° . Траектории целей построены с использованием моделей [4].

В целом приведенные формулы и порядок их применения позволяют оценить соответствие возможных вариантов РЛС, работающих

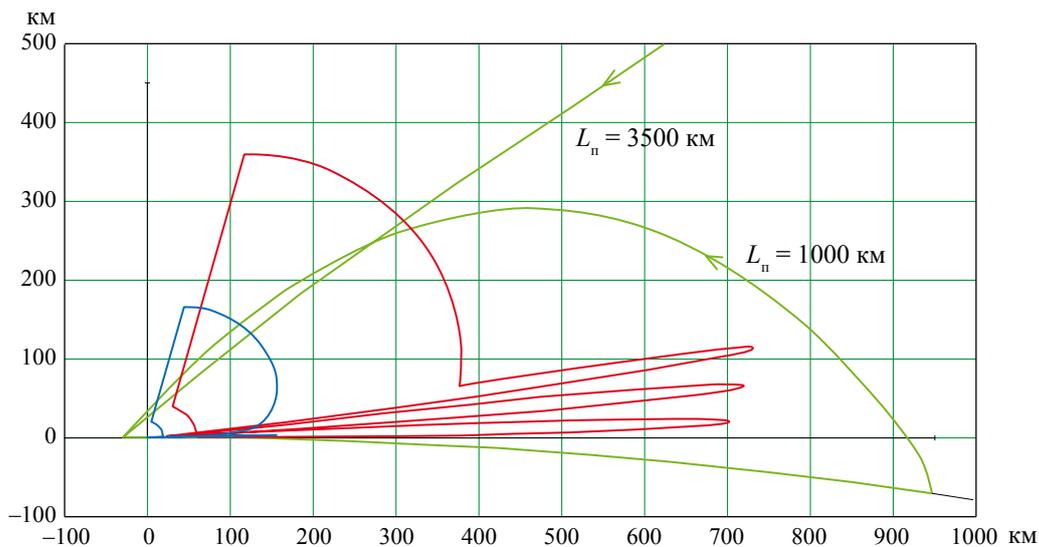


Рис. 19. Сечения зон действия двух вариантов РЛС СО (с $\lambda = 0,03$ и $0,77$ м) и траектории двух целей класса БРСД



Рис. 20. Трехмерное представление зон действия двух РЛС СО по двум целям класса БРСД



на различных длинах волн, предъявляемым требованиям по дальности действия.

Применительно к рассматриваемой РЛС СО при требуемой дальности действия $R_{тр} = 300$ км решение задачи (1) находится в диапазоне длин волн от $\lambda = 0,25-1$ м с предпочтением (по критерию минимума стоимости) более длинным волнам.

Окончательный выбор варианта РЛС может быть сделан по результатам оценки разрешающей способности, точности и пропускной способности РЛС.

2.2. Расчет разрешающей способности и точности оценки параметров цели

Разрешающая способность РЛС оценивается по следующим формулам [19]:

– по угловым координатам (по углу места ε или азимуту β , в общем случае – по углу Θ) при использовании антенны на передачу и прием [19, с. 283]:

$$\Delta\Theta = \frac{\lambda}{\sqrt{2} L_a \cos\Theta} \text{ [рад]}, \quad (6)$$

где L_a – линейный размер раскрыва антенны в плоскости рассматриваемого угла; Θ – величина углового отклонения направления приема сигнала от нормали;

– по дальности:

$$\Delta R = c/(2 \cdot \Delta f),$$

где c – скорость света; Δf – полоса сигнала;

– по радиальной скорости:

$$\Delta V = \lambda/(2 \cdot \tau_c).$$

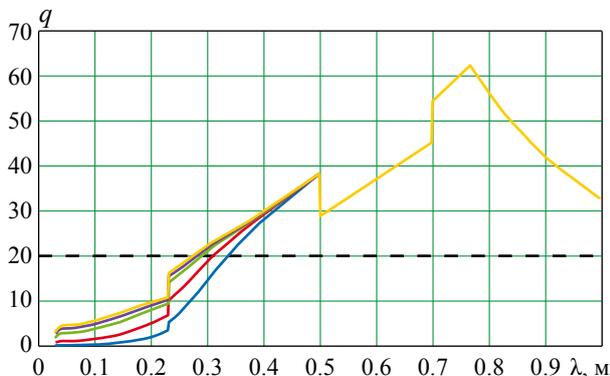


Рис. 21. Отношение «сигнал/шум» на направлении нормали АФАР на дальности $R_{тр}$ для различных углов места нормали

— $\varepsilon = 0^\circ$, — $\varepsilon = 3^\circ$, — $\varepsilon = 10^\circ$,
— $\varepsilon = 20^\circ$, — $\varepsilon = 45^\circ$, — k_p

Для привязки показателя разрешающей способности РЛС по дальности к длине волны перепишем его в виде

$$\Delta R = \lambda/(2 \cdot k_f),$$

где $k_f = \Delta f/f_c$ – отношение полосы пропускания приемника к несущей частоте сигнала. Для перспективных РЛС коэффициент k_f лежит в диапазоне $k_f = 0,05-0,1$.

Точность измерения параметра цели (среднеквадратичное отклонение) прямо пропорционально разрешающей способности РЛС по этому параметру и обратно пропорционально корню из величины отношения «сигнал/шум» (q), при которой производится измерение, с некоторым коэффициентом пропорциональности, зависящим от особенностей обработки сигнала. Для оценки потенциальной точности измерения угловой координаты, дальности и радиальной скорости цели соответственно могут использоваться формулы [19, с. 328, 331]:

$$\sigma_\Theta \approx \frac{\Delta\Theta}{\sqrt{\pi q}}, \quad \sigma_R = \frac{\Delta R}{\sqrt{\pi q}}, \quad \sigma_V = \frac{\Delta V}{\sqrt{\pi q}}.$$

Отношение «сигнал/шум» с учетом потерь сигнала в атмосфере может быть определено из формул (2), (3):

$$q = q_0 \cdot K_{п.атм}^4,$$

где $q_0 = \frac{P_a \tau_c G_{пер} S_a \rho \sigma_{ц}}{R_{тр}^4 (4\pi)^2 k T_0 k_{ш} k_{п}}$ – отношение «сигнал/шум» без учета влияния атмосферы.

Применительно к рассматриваемой РЛС СО графики зависимости максимально возможной величины q от длины волны λ на направлении нормали АФАР на дальности $R_{тр}$ для различных углов места нормали приведены на рисунке 21.

Результаты расчета показателей разрешающей способности и точности оценки параметров цели приведены на рисунке 22.

Показатели разрешающей способности РЛС СО по угловым координатам и точность оценки угловых координат рассчитаны на направлении нормали (угол $\Theta = 0^\circ$). Размер раскрыва антенны определен исходя из ее площади: $L_a = S_a^{1/2}$. Разрешающая способность РЛС СО по дальности оценена исходя из значения коэффициента $k_f = 0,05$.

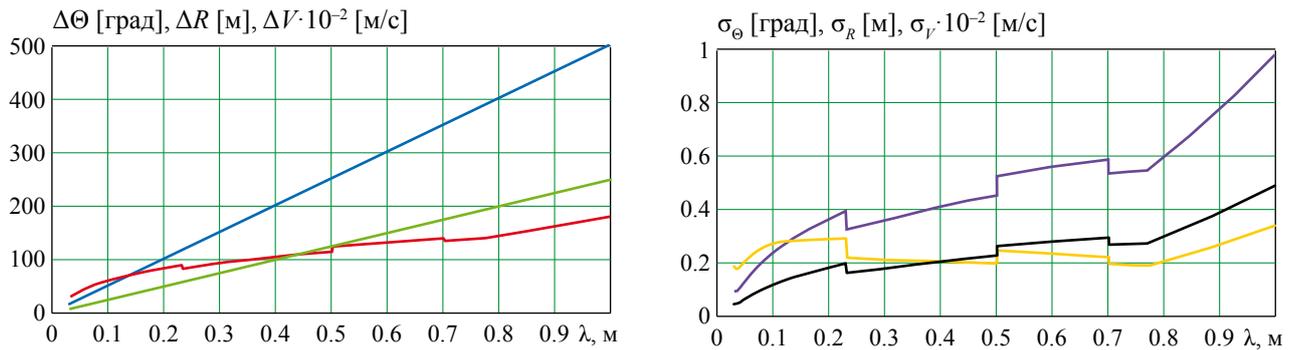


Рис. 22. Показатели разрешающей способности и точности оценки параметров цели

— ΔR , — $\Delta\Theta$, — ΔV , — σ_R , — σ_Θ , — σ_V

Следует обратить внимание на слабую зависимость точности оценки параметров цели от длины волны (при создании АФАР максимальной массы, значение которой ограничено грузоподъемностью шасси, и фиксированных значениях параметров сигнала). Такое поведение показателей точности определяется увеличением отношения сигнал/шум с ростом длины волны вследствие выявленной ранее тенденции роста отношения «средняя мощность ППК/масса ППК».

Необходимо отметить, что рассчитанные показатели разрешающей способности и точности оценки параметров цели являются предельно-достижимыми. На практике следует ожидать худших значений, однако тенденция зависимости показателей от длины волны сохранится.

2.3. Оценка пропускной способности РЛС
Пропускная способность РЛС определяется временем обзора заданного сектора пространства. Размер осматриваемого сектора равен произведению угломестного и азимутального центральных углов $\Delta\epsilon \times \Delta\beta$. Количество угловых положений луча в секторе обзора с коэффициентом перекрытия лучей $K_{\text{пер.л}}$ можно оценить по формуле

$$N_{\text{л}} = \Delta\epsilon \cdot \Delta\beta / (\Delta\epsilon \cdot \Delta\beta \cdot K_{\text{пер.л}}^2),$$

где $\Delta\epsilon$, $\Delta\beta$ – разрешение РЛС соответственно по углу места и азимуту (определяется по формуле (6)).

Чистое время обзора сектора (при отсутствии задержек обзора на завязку трасс целей, их сопровождение и обработку ложных тревог) равно

$$T_{\text{ч.обз}} = T_{\text{л}} N_{\text{л}},$$

где $T_{\text{л}}$ – время стояния луча в одном угловом направлении.

Величина $T_{\text{л}}$ может быть определена исходя из необходимости обнаружения цели на заданной дальности $R_{\text{тр}}$:

$$T_{\text{л}} = 2R_{\text{тр}}/c,$$

при этом она не должна быть меньше, чем длительность сигнала $\tau_{\text{с}}$.

В процессе обзора выполняется оценка дальности, а в некоторых случаях – и по скорости обнаруженных целей. Количество ячеек дальности и скорости определяется, соответственно, по формулам

$$N_{\text{яч.}R} = (R_{\text{тр}} - R_{\text{н}}) / \Delta R,$$

$$N_{\text{яч.}V} = (V_{\text{тр}} - V_{\text{н}}) / (\Delta V \cdot K_{\text{пер.}V}),$$

где $R_{\text{н}}$, $V_{\text{н}}$ – начальные значения диапазонов наклонной дальности и радиальной скорости соответственно; $V_{\text{тр}}$ – заданное значение максимальной радиальной скорости обнаруживаемых целей (для РЛС СО выше получено $V_{\text{тр}} \approx 5$ км/с); $K_{\text{пер.}V}$ – коэффициент перекрытия фильтров скорости.

Общее количество тестируемых ячеек дальности и скорости на наличие цели составляет

$$N_{\text{яч}} = N_{\text{л}} N_{\text{яч.}R} N_{\text{яч.}V}.$$

Обзор пространства осуществляется тестированием ячеек на превышение порога обнаружения. Порог обнаружения может быть превышен с вероятностью F за счет шумового выброса (событие «ложная тревога»). Общее количество ячеек, в которых при обзоре



пространства произойдет «ложная тревога», составляет

$$N_{\text{яч.лт}} = N_{\text{яч}} F.$$

На обработку ложных тревог затрачивается некоторое время, в связи с чем обзор замедляется. Суммарные затраты времени на проверку всех ложно сработавших ячеек составляют

$$T_{\text{лт.сум}} = N_{\text{яч}} T_{\text{лт}},$$

где $T_{\text{лт}}$ – время обработки одной ложной тревоги.

Время $T_{\text{лт}}$ определяется используемым критерием завязки трасс. Можно показать, что для наиболее распространенных критериев завязки трасс («два из двух», «три из четырех при обязательном втором») время на обработку ложной тревоги может быть принято равным времени стояния луча:

$$T_{\text{лт}} = T_{\text{л}}.$$

Время обзора заданного сектора пространства с учетом возможных задержек на обработку ложных тревог равно

$$T_{\text{обз.лт}} = T_{\text{ч.обз}} + T_{\text{лт.сум}}.$$

Время обзора заданного сектора также увеличивается на время, затрачиваемое на сопровождение уже обнаруженных целей.

Увеличение времени на сопровождение целей вычисляется рекурсивно. Можно показать, что общее время обзора заданного сектора с учетом затрат времени на сопровождение $N_{\text{цн}}$ целей при этом равно

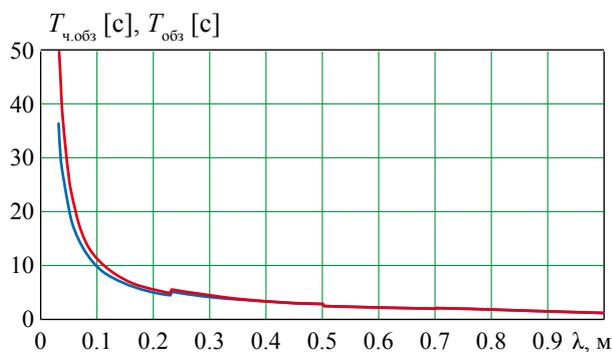


Рис. 23. Чистое время обзора заданного сектора и время обзора с учетом ложных тревог и сопровождения 10 целей
— $T_{\text{ч.обз}}$, — $T_{\text{обз}}$

$$T_{\text{обз}} = T_{\text{обз.лт}} / (1 - K_{\text{цн}}),$$

где коэффициент $K_{\text{цн}} = N_{\text{цн}} \tau_{\text{цн}} / T_{\text{цн}}$; $T_{\text{цн}}$ – период обращения РЛС к сопровождаемой цели; $\tau_{\text{цн}}$ – время выполнения операций сопровождения одной цели в одном угловом положении луча.

Результаты расчета времени обзора для РЛС СО приведены на рисунке 23. Расчеты выполнены для сектора размером 75×90 град² в диапазоне дальности 20–300 км. Предполагается, что для завязки трасс используется критерий «два из двух», вероятность ложной тревоги $F = 10^{-6}$; одновременно с обзором осуществляется сопровождение 10 целей с периодом обращения к цели $T_{\text{цн}} = 1$ с и временем на операцию сопровождения цели при каждом обращении к ней $\tau_{\text{цн}} = 1$ мс.

3. Порядок определения рационального облика РЛС

Все полученные аналитические соотношения для расчета основных показателей назначения РЛС представляют собой функции одной общей независимой переменной – длины волны, что обеспечивает возможность графического решения оптимизационной задачи формирования облика РЛС (1). Для решения задачи (1) необходимо построить графики показателей назначения, рассчитанные с использованием конкретных значений учитываемых переменных, характеризующих РЛС, и отобразить ограничения, накладываемые на показатели назначения. Результатом решения задачи (1), вследствие выявленной ранее монотонно убывающей зависимости стоимости АФАР от длины волны (рис. 14), являются наибольшее значение длины волны в области допустимых значений показателей назначения и соответствующие количественные значения учитываемых конструктивно-технических параметров РЛС.

Так, для рассматриваемой РЛС СО, основными задачами которой являются обзор пространства в заданном секторе размером 75×90 град² за время не более 2 с, обнаружение баллистических целей на рубеже $R_{\text{тр}} = 300$ км и оценка их параметров с установленными требованиями по разрешающей способности и точности, рассчитанные



графики показателей назначения представлены на рисунке 24.

Для заданных по отдельным показателям требований, приведенных на графиках, решение лежит в диапазоне длин волн $\sim 0,65\text{--}0,8$ м. По критерию минимума стоимости наилучшим решением является создание РЛС СО с длиной волны 0,8 м. Этот вариант РЛС СО характеризуется следующими основными конструктивно-техническими параметрами: средняя мощность одного ППМ ~ 150 Вт, приведенная масса ППМ $\sim 11,2$ кг, количество ППМ в составе АФАР – 592, площадь раскрытия антенны – 130 м², относительная стоимость АФАР (относительно АФАР с $\lambda = 0,03$ м) $\sim 0,08$, средняя мощность излучения ~ 89 кВт, полоса сигнала ~ 20 МГц, потребляемая РЛС мощность ~ 400 кВт. Обеспечение приведенных значений средней мощности ППМ при ожидаемом уровне КПД АФАР $\eta = 35\text{--}40\%$ и воздушном охлаждении элементов решетки предполагает использование в ППМ *GaN*-материалов.

В случае если требования, накладываемые на показатели назначения, не могут быть удовлетворены, следует оценить возможность корректировки требований. Например, для РЛС СО сужение сектора обзора позволяет практически в той же пропорции в длинноволновой части рассматриваемого диапазона частот сократить время обзора.

Возможно также принятие различных неформализуемых конструктивных решений. Например, неудовлетворительная разрешающая способность обзорной РЛС СО, работающей в диапазоне метровых волн, может быть компенсирована за счет стрельбовой МФРЛС сантиметровых волн, дополняющей зону действия РЛС СО, как показано на рисунке 17.

Сформированный таким образом вариант облика РЛС следует считать первичным, требующим дальнейшей проработки.

Задачами проработки являются уточнение конструктивно-техническими параметрами за счет применения различных конструктивных решений. Например, увеличение количества приемных каналов при снижении количества приемопередающих каналов (ко-

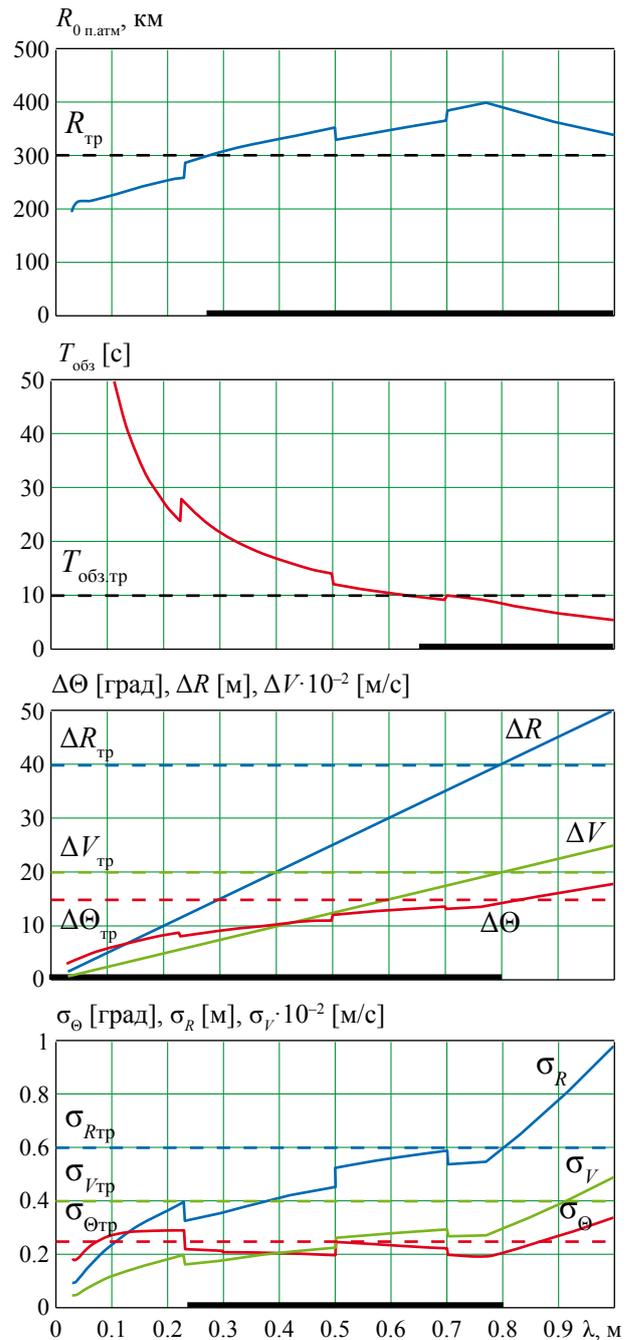


Рис. 24. Основные показатели назначения РЛС СО и их ограничения

торые дороже приемных каналов) позволяет в рамках достигнутых показателей назначения, при некотором увеличении приемной апертуры, обеспечить снижение стоимости АФАР.

Важнейшим вопросом, также требующим дальнейшей проработки в рамках сформированного облика РЛС, является обеспечение помехозащищенности РЛС в заданных условиях функционирования.



Заключение

Предлагаемая методика формирования облика радиолокационных станций различного назначения создаваемой системы вооружения войсковой ПВО представляет собой комплекс взаимосвязанных аналитических соотношений, позволяющих оценить влияние основных конструктивных и внешних факторов на показатели назначения РЛС и выбрать решение, удовлетворяющее заданным требованиям при минимальных затратах на его реализацию.

Особенностью методики является привязка всех рассматриваемых показателей к одной общей независимой переменной – длине волны РЛС, что обеспечивает возможность графического сопоставления вариантов и наглядность выбора лучшего решения.

В основу методики положены зависимости базовых показателей приемо-передающих модулей АФАР от длины волны, полученные на основе анализа особенностей построения перспективных РЛС с АФАР и обобщении известных данных по различным ППМ. На основе полученных зависимостей и с учетом массогабаритных ограничений, накладываемых на мобильные перспективные РЛС войсковой ПВО, предложены соотношения для расчета основных показателей назначения РЛС.

Предлагаемая методика позволяет выработать первоначальный вариант облика РЛС, подлежащий дальнейшей проработке с целью уточнения используемых конструктивных решений и дополнения не учтенных в методике факторов.

Список литературы

1. Друзин С. В., Майоров В. В., Горевич Б. Н. Создание перспективной системы вооружения войсковой ПВО нового облика // *Вестник «Концерна ВКО «Алмаз – Антей»*. 2019. № 4. С. 7–18.
2. *Активные фазированные антенные решетки* / Под ред. Д. И. Воскресенского, А. И. Кашенкова. М.: Радиотехника, 2004. 488 с.
3. Кашин В. А., Леманский А. А., Митяшев М. Б. и др. Проблемы создания АФАР сантиметрового диапазона для мобильных многофункциональных радиолокаторов зенитных ракетных комплексов // *Вопросы перспективной радиолокации*. М.: Радиотехника, 2003. С. 240–255.
4. Ненартович Н. Э., Горевич Б. Н. *BMDS – Система противоракетной обороны США. Анализ и моделирование*. М.: ПАО «НПО «Алмаз»», 2020. 351 с.
5. Телевизионная передача новостей «Вести» от 19.03.2018 об учениях на полигоне «Ашулук». URL: https://www.youtube.com/watch?time_continue=1&v=Gpq2KvZrkBk&feature=emb_logo
6. Оружие отечества. Фото: А. В. Карпенко. СПб 24.05.2014. URL: <http://bastion-karpenko.ru>
7. Sarcione M., Mulcahey J., Schmidt D., et al. The design, development and testing of the THAAD (Theater High Altitude Area Defense) solid state phased array (formerly ground based radar) // *Proceedings of International Symposium on Phased Array Systems and Technology*. 15–18 Oct. 1996.
8. Ненартович Н. Э., Митяшев М. Б. Из практики разработки активных фазированных антенных решеток // *Российский технологический журнал. Электронное сетевое издание «Вестник МГТУ МИРЭА»*. 2014. № 3. С. 173–188.
9. Ненартович Н. Э., Аверин И. Б., Балагуровский В. А. и др. Подходы к технологиям активных фазированных антенных решеток // *Вестник воздушно-космической обороны*. 2015. № 1. С. 102–109.
10. Гуркин Е. Н., Батов П. Л., Князев С. О. и др. Стержневой феррито-диэлектрический излучатель АФАР круговой поляризации // *Вестник воздушно-космической обороны*. 2016. № 3. С. 40–46.
11. Дрожжина Н. В., Батов П. Л., Беляев А. С. и др. Управление активной фазированной антенной решеткой в различных режимах работы // *Вестник воздушно-космической обороны*. 2016. № 3. С. 47–53.
12. Елисеев А. Д., Аверин И. Б. Опыт разработки системы обеспечения теплового режима высокопотенциальной активной фазированной антенной решеткой // *Вестник воздушно-космической обороны*. 2016. № 3. С. 54–62.
13. Кожевников В., Дикарев В., Горохов В. и др. Мощные СВЧ LDMOS-транзисторы ОАО «НИИЭТ» для средств радиосвязи и радиоло-



кации // *Электронные компоненты*. 2015. № 4. С. 60–63.

14. Толкачев А. А. *О некоторых тенденциях развития радиолокационных и связанных систем*. М.: ОАО «Радиофизика». 05.11.2014. URL://nauchebe.net/

15. Монолитная интегральная схема усилителя мощности с уровнем выходной мощности 100 Вт в рабочем диапазоне частот 2,7–3,5 ГГц / Авт. Редька А. В. / Правообл.: НПП «Пульсар», Гос. регистрация топологии интегральной схемы, RU 2019630069. Бюл. № 4. 27.03.2019.

16. Монолитная интегральная схема усилителя мощности с уровнем выходной мощности 25 Вт в рабочем диапазоне частот 2,5–6 ГГц / Авт. Редька А. В. / Правообл.: НПП «Пульсар», Гос. регистрация топологии интегральной схемы, RU 2019630050. Бюл. № 4. 27.03.2019.

17. Монолитная интегральная схема усилителя мощности с уровнем выходной мощности 30 Вт в рабочем диапазоне частот 2,7–

3,5 ГГц / Авт. Миннебаев С. В. / Правообл.: НПП «Пульсар», Гос. регистрация топологии интегральной схемы, RU 2019630068. Бюл. № 4. 27.03.2019.

18. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. *Антенны: Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов*. М.: Энергия, 1975. 528 с.

19. *Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория*. Справочник / Под ред. Я. Д. Ширмана. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.

20. Васин В. В., Степанов Б. М. *Справочник-задачник по радиолокации*. М.: Советское радио, 1977. 320 с.

21. *Радиолокационные устройства (теория и принципы построения)* / Под ред. В. В. Григорина-Рябова. М.: Советское радио, 1970. 680 с.

22. Дымова А. И., Альбац М. Е., Бонч-Бруевич А. М. *Радиотехнические системы: Учебник для вузов* / Под ред. А. И. Дымовой. М.: Советское радио, 1975. 440 с.

Об авторах

Друзин Сергей Валентинович – канд. техн. наук, заместитель генерального директора по научно-техническому развитию – первый заместитель генерального конструктора Акционерного общества «Концерн воздушно-космической обороны “Алмаз – Антей”», Москва, Российская Федерация.

Область научных интересов: системный анализ, радиолокация.

Горевич Борис Николаевич – д-р техн. наук, проф., руководитель проекта Акционерного общества «Концерн воздушно-космической обороны “Алмаз – Антей”», Москва, Российская Федерация.

Область научных интересов: системный анализ, радиолокация.



Methodology for developing a conceptual design of radar stations for prospective air defence weapon systems

Druzin S. V., Gorevich B. N.

“Almaz – Antey” Air and Space Defence Corporation, JSC, Moscow, Russian Federation

This article discusses the task of developing a conceptual design of radar stations for various purposes in the process of updating the domestic military air defence system. The main structural and technical parameters characterizing radars at an early stage of their design are determined. The scientific task of developing a conceptual design of such systems is formulated. A system of design ratios was developed for a generalized analysis of the relationship of structural and technical parameters and radar functions. A procedure for determining a rational conceptual design of radar systems is proposed. An example of the conceptual design of a radar sector display for detecting ballistic targets is provided.

Keywords: radar station, anti-aircraft missile system, aircraft missile complex, phased antenna array, active phased antenna array, radar conceptual design, structural and technical parameters

Information about the authors

Druzin Sergey Valentinovich – Cand. Sci. (Engineering), Deputy General Director for Scientific and Technical Development, First Deputy General Designer, “Almaz – Antey” Air and Space Defence Corporation, JSC, Moscow, Russian Federation.

Research interests: system analysis, radar systems.

Gorevich Boris Nikolaevich – Dr. Sci. (Engineering), Prof., Project Manager, “Almaz – Antey” Air and Space Defence Corporation, JSC, Moscow, Russian Federation.

Research interests: system analysis, radar systems.