

УДК 621.396.96

Создание РЛС радиовидения в миллиметровом диапазоне длин волн

Г.П. Кобельков, А.А. Курикша, Б.А. Левитан, Д.С. Очков, Г.К. Соловьев,
А.А. Толкачев, С.А. Топчиев, В.Е. Фарбер

Рассмотрены вопросы создания РЛС радиовидения (РЛС РВ) в миллиметровом диапазоне длин волн. Приведены оценки требований к ключевым параметрам аппаратуры РЛС РВ, обеспечивающей в режиме сверхразрешения по дальности и инверсного синтезирования апертуры получение двумерных радиоизображений с разрешением (0,1...0,2) м в направлениях радиальной и поперечной дальности. Показана возможность создания аппаратуры РЛС РВ, отвечающей сформулированным требованиям.

The scopes for creation of imaging Radar in millimeter wave band are discussed. The basic Radar parameters needed for 0,1 m range and tangential resolution are given. The Possibilities of needed hardware creation are shown.

Введение

Теоретические и экспериментальные исследования возможностей получения одномерных и двумерных радиоизображений летательных аппаратов (ЛА) и космических объектов (КО) в околоземном пространстве с помощью радиолокационных средств начались еще в 60-х годах прошлого столетия и интенсивно ведутся в настоящее время в большинстве развитых стран [1–3]. Развитие методов получения радиоизображений (радиовидения) диктуется растущими потребностями в получении своевременной и точной информации не только о параметрах движения цели в пространстве, но и о геометрической конфигурации цели и ее эволюции. Несомненным достоинством радиовидения является возможность оперативно получать изображения независимо от времени суток и состояния облачности в районе дислокации РЛС с качеством, тем более высоким, чем короче длина волны.

Принципы формирования радиоизображения и требования к характеристикам РЛС РВ

При движении цели изменяется направление цель-радиолокатор (ракурс цели меняется, цель как бы вращается). В результате сигналы от отражающих элементов цели отличаются по доплеровскому сдвигу частоты. В небольшом диапазоне реально используемых углов изменения ракурса частота оказывается связанной с расстоянием от отражающего элемента до плоскости, проходящей через мгновенную ось вращения цели и радиолокатор. Это расстояние называют поперечной дальностью. Двумерное изображение получается как распределение амплитуд на выходе многоканальной системы согласованной фильтрации, в которой каждый канал настроен на пару значений задержка-частота, т.е. на пару значений радиальная дальность – поперечная дальность (РД – ПД). Описанное преобразование сигналов является аналогом фокусировки лучей в оптической системе формирования изображения. Математическое описание в общем виде преобразований сигнала приводится в [2].

Качество радиоизображения, так же как и оптического, зависит от различимости деталей, которая определяется контрастом изображения и разрешением в РД – ПД направлениях. Контраст же определяется отношением интенсивности сигнала к интенсивности шумового фона.

Таким образом, ключевыми характеристиками РЛС РВ являются высокие разрешающие способности в радиальном и поперечном направлениях ($\sim 0,1 \dots 0,2$ м) в сочетании с достаточными энергетическими возможностями, которые обеспечивают необходимую контрастность изображения удаленных объектов на расстоянии до 1000 км и более при уровне ЭПР локальных отражателей $\sim 0,01$ м².

Размеры области, в которой необходимо произвести математическую «фокусировку» сигналов, определяются ошибками построения полинома движения КО и априорными размерами КО.

Для получения разрешающей способности в направлении радиальной дальности ΔR , необходимо использовать сигнал с полосой $\Delta F_d \sim C/(2\Delta R)$. Как показывает практика, из-за реальных погрешностей в аппаратуре генерирования, усиления, гетеродинирования и свертки сигналов, а также из-за потерь, связанных с использованием для уменьшения боковых лепестков аподизирующей функции, нужно увеличить полосу сигнала в 1,5...2 раза. Поэтому для получения интервала разрешения $\sim 0,1$ м требуется использовать сигнал с полосой до 1500 МГц.

Сверхразрешение в направлении поперечной дальности реализуется с помощью излучения, приема и обработки пачки когерентных сигналов (когерентной импульсной последовательности) большой длительности. Время излучения одной последовательности составляет от долей до нескольких секунд в зависимости от длины волны λ , дальности до КО, требуемой величины разрешения ΔX и угла между вектором скорости цели и линией визирования на участке портретирования.

Оценим параметры когерентной импульсной последовательности, обеспечивающие получение разрешения ΔX в направлении поперечной дальности. Для наглядности получаемых результатов на рис.1 и 2 представлены геометрические соотношения при инверсном синтезировании апертуры в системах координат, связанных с РЛС РВ и КО соответственно.

На рис.1 крестиками обозначены моменты облучения КО импульсами последовательности, а на рис.2 – моменты излучений импульсов последовательности. Нетрудно заметить, что рис.2 соответствует изображению линейной апертурной решетки с шагом $r_1 = V_{\text{ко}} T_{\text{п}} \sin \theta$, где $T_{\text{п}}$ – период следования импульсов в последовательности.

За время синтезирования T_s КО перемещается в направлении вектора скорости на расстояние

$$L = V_{\text{ко}} T_s, \quad (1)$$

а угол визирования КО изменяется на величину

$$\psi_s = 2 \operatorname{arctg} (A / 2R_0), \quad (2)$$

где A – проекция отрезка L на направление, ортогональное линии визирования в момент времени, когда линия визирования совмещена с биссектрисой угла ψ_s ; R_0 – дальность до точки пересечения орбиты с биссектрисой этого угла; $V_{\text{ко}}$ – модуль скорости КО; T_s – длительность последовательности.

Исходя из рис.1, нетрудно получить, что

$$A = \frac{2L}{\cos \frac{\psi_s}{2} \left[\left(\sin \left(\theta - \frac{\psi_s}{2} \right) \right)^{-1} + \left(\sin \left(\theta + \frac{\psi_s}{2} \right) \right)^{-1} \right]}. \quad (3)$$

В случае если биссектриса угла ψ_s совмещается с направлением на параметр (т.е. $\theta = \pi/2$), $A = L$, а для определения угла ψ_s получается простое выражение

$$\psi_s = 2 \operatorname{arctg} (L / 2R_0) \approx L / R_0.$$

Угловая разрешающая способность по азимуту такой решетки известна [2, 3] и равна: $\Delta\theta = \lambda / 2A$.

Линейную разрешающую способность в направлении, ортогональном биссектрисе угла ψ_s (поперечная дальность), получим в виде:

$$\Delta X = \lambda R_0 / 2A. \quad (4)$$

Отсюда, размер инверсной апертуры, необходимый для получения разрешения ΔX в поперечной дальности,

$$A = \lambda R_0 / (2\Delta X). \quad (5)$$

Из (3) и (5) находим значение длины участка траектории L , на котором необходимо произвести съем информации для получения инверсно-синтезированной апертуры с разрешением в поперечной дальности ΔX на дальности до орбиты в направлении биссектрисы угла ψ_s равной R_0 :

$$L = \frac{\lambda R_0 \cos \frac{\psi_s}{2}}{4\Delta X} \left[\left(\sin \left(\theta - \frac{\psi_s}{2} \right) \right)^{-1} + \left(\sin \left(\theta + \frac{\psi_s}{2} \right) \right)^{-1} \right]. \quad (6)$$

В частном случае, когда биссектриса угла ψ_s совпадает с направлением на параметр траектории, т.е. при $\theta = \pi/2$, получаем известное выражение:

$$L = \lambda R_0 / (2\Delta X). \quad (7)$$

Время синтеза в линейном приближении определяется из выражения:

$$T_s = L / V_{\text{ко}}. \quad (8)$$

При $\theta = \pi/2$ время синтеза $T_s(\pi/2) = \lambda R_0 / (2V_{\text{ко}} \cdot \Delta X)$.

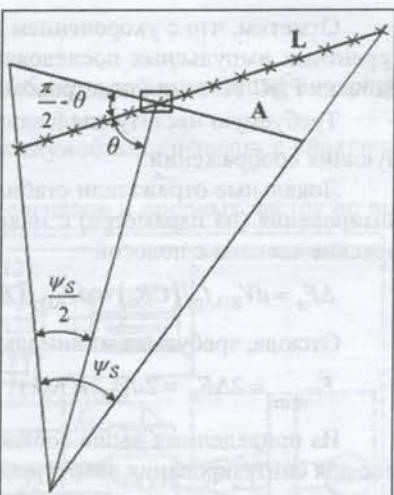


Рис. 1

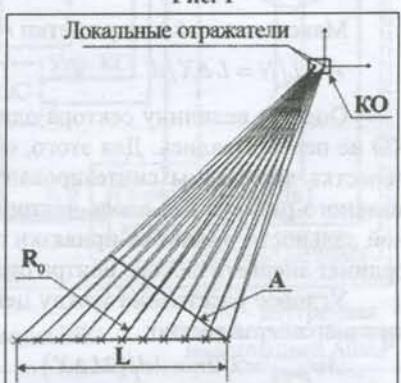


Рис. 2

Отметим, что с укорочением длины волны размеры инверсной апертуры, а следовательно, и длительности ко-
герентных импульсных последовательностей, уменьшаются. Отсюда, в частности, следует целесообразность раз-
работки РЛС РВ в миллиметровом диапазоне длин волн.

Требуемую частоту следования импульсов определим для частного случая наблюдения, когда $\theta = \pi/2$ из сле-
дующих соображений.

Локальные отражатели стабилизированного в азимутальной плоскости КО, движущегося ортогонально линии
визирования (на параметре) с максимальным расстоянием между ними вдоль вектора скорости d , создают допле-
ровские частоты с полосой

$$\Delta F_d = dV_{KO}f_0/(CR_0) = dV_{KO}/(R_0\lambda). \quad (9)$$

Отсюда, требуемая минимальная частота следования импульсов в последовательности

$$F_{n\min} = 2\Delta F_d = 2dV_{KO}/(R_0\lambda). \quad (10)$$

Из приведенных выше соотношений можно получить, что минимальное количество импульсов N , необходи-
мое для синтезирования апертуры,

$$N = F_n T_s = d/\Delta X. \quad (11)$$

Максимальный шаг решетки r_1 определяется как

$$r_1 = L/N = L\Delta X/d. \quad (12)$$

Оценим величину сектора однозначного отсчета по углам, необходимого для того, чтобы радиоизображения
КО не перекрывались. Для этого, очевидно, необходимо, чтобы линейное расстояние между сечениями основного
лепестка диаграммы синтезированной апертуры и ближайших ее боковых лепестков превышало сумму макси-
мального размера КО вдоль вектора скорости на параметре, ошибки прогноза траектории в направлении попереч-
ной дальности и ошибки привязки полинома, описывающего траекторию за счет неизвестности относительных ко-
ординат энергетического центра отражения в пределах КО, по сигналу от которого был перепривязан полином.

Угловое расстояние между центрами основного и ближайших лепестков диаграммы синтезированной решет-
ки с шагом r_1 известно:

$$\Delta\psi_{\text{дифф}} = \lambda/2r_1 = \lambda d/(2L\Delta X). \quad (13)$$

Отсюда получаем линейное расстояние между центрами сечений основного и ближайших дифференциальных
лепестков на дальности R_0 (на параметре):

$$\delta R_{\text{дифф}} = R_0 \Delta\psi_{\text{дифф}} = \lambda F_n R_0 / 2V_{KO} = \lambda d R_0 / (2L\Delta X). \quad (14)$$

Отметим, что при необходимости величина $\delta R_{\text{дифф}}$ может быть увеличена путем увеличения частоты следо-
вания импульсов F_n в зондирующей последовательности по сравнению с минимально необходимой в пределах ог-
раничений по скважности, накладываемых трактом усиления по мощности передающих блоков.

Понятно, что для исключения возможности перекрытия радиоизображений КО необходимо, чтобы

$$\delta R_{\text{дифф}} \geq \Delta R_{\text{опд}} = 2d + 2\Delta R_{\text{пп}}. \quad (15)$$

Из (13) и (14) следует, что

$$F_n \geq \delta R_{\text{дифф}} 2V_{KO}/(\lambda R_0). \quad (16)$$

Возможные пути реализации РЛС РВ

Была проработана структура РЛС РВ, в состав которой входят:

антеннное устройство (АУ), состоящее из набора унифицированных приемопередающих модулей, блока циф-
рового диаграммообразования, силового следящего привода, силовой фермы с аппаратным контейнером. В составе
каждого модуля имеется крупногабаритный излучатель, передающий и приемный блоки вместе с аппаратурой фа-
зирования и усиления;

устройство формирования сигналов и опорных частот (УФСОЧ), которое конструктивно размещается в аппа-
ратном контейнере АУ;

блок цифровой обработки сигналов (конструктивно размещается в аппаратном контейнере АУ);

блок предварительного усиления (конструктивно размещается в аппаратном контейнере АУ);

блок обработки и управления;

блок централизованного управления и отображения;

устройство управления и индикации;

блок фиксации, отображения и послесеансной обработки;

блок распределения электропитания.

Принципиальные моменты, которым было уделено особое внимание при выборе путей реализации аппаратуры РЛС РВ, следующие:

обеспечение высокой стабильности фазы и частоты (10^{-13}) зондирующих и служебных сигналов и синхронистот за время до 5 с;

обеспечение стабильности фазовых длин трактов от блока формирования сигналов и опорных частот до выхода антенны и от входа антенны до выхода АЦП за время до 5 с;

разработка схем для формирования сверхширокополосных импульсных сигналов с полосой до 1500 МГц;

разработка схем для формирования когерентных последовательностей с длительностью до 5 с сверхширокополосных импульсных сигналов;

разработка цифровых схем для обработки сверхширокополосных (с полосой до 1500 МГц импульсных сигналов);

обеспечение необходимого энергетического потенциала.

При выборе варианта построения антенного устройства предпочтение было отдано варианту активной малоэлементной фазированной решетки. Функциональная схема АУ приведена на рис.3. Такое конструктивное решение обеспечивает минимизацию длин трактов передачи от передающих модулей до излучателей и от излучателей до входа в приемные модули, что в максимальной степени обеспечивает стабильность их фазовых длин. В такой же степени снижаются энергетические потери в трактах передачи. Исключаются вращающиеся сочленения.

Также, в целях сокращения длин трактов передачи, ряд блоков (устройств) размещены в аппаратном контейнере АУ на оси ε : устройство формирования сигналов и опорных частот, блок предварительного усиления, блок цифрового диаграммообразования и блок цифровой обработки сигналов.

Наложены жесткие ограничения на уровень деформации антенного полотна при его перемещении. Антенное устройство размещается под «теплым» укрытием, что снижает уровень температурных деформаций. Схема компоновки раскрыва ФАР показана на рис.4. Следует отметить, что значительная часть компонентов АУ была отработана в ряде предшествующих разработок, например в РЛС «Руза» [4].

При выборе путей построения передающего блока основное внимание также было уделено обеспечению фазовой стабильности тракта усиления сигнала. Основным фактором фазовой нестабильности ЛБВ, используемой в оконечном каскаде усиления,

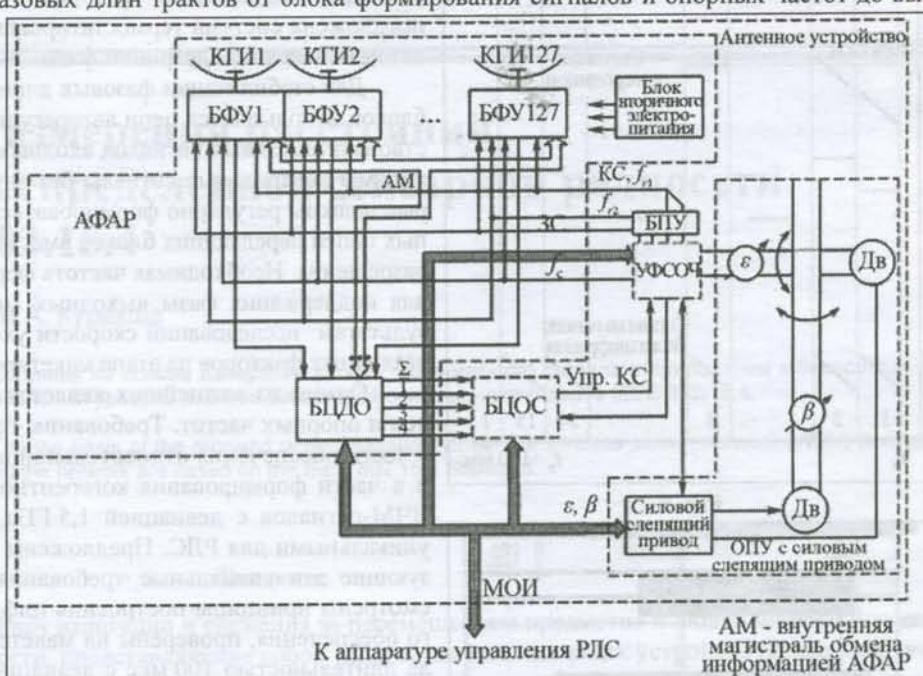


Рис. 3

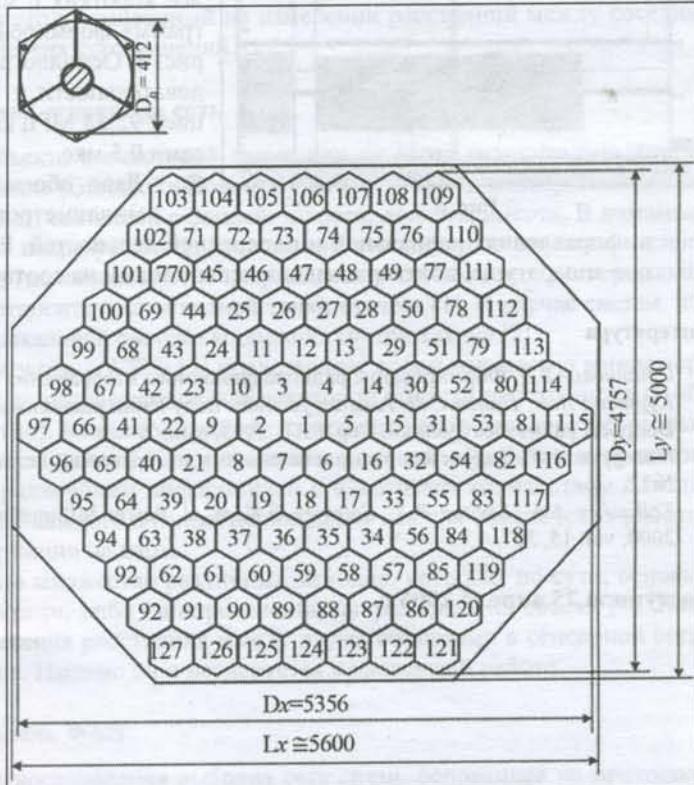


Рис. 4

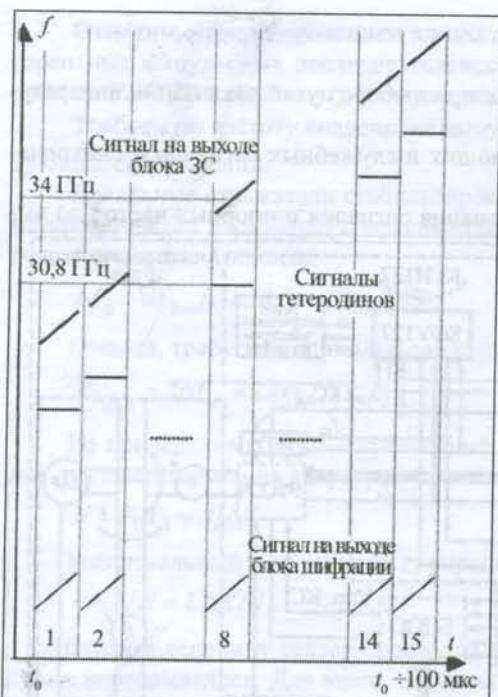


Рис. 5

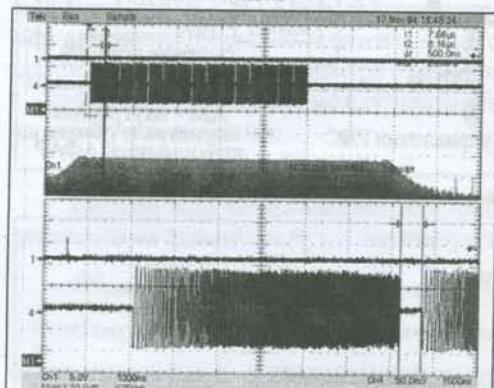


Рис. 6

в направлениях радиальной и поперечной дальностей. Рассмотрены принципы построения отдельных образцов аппаратуры, подтвержденных испытаниями на соответствующих макетах.

Литература

- Стайнберг Б.Д. Формирование радиолокационного изображения самолета в диапазоне СВЧ. – ТИИЭР, 1988, т. 76, №12.
- Курикова А.А., Панов С.Л. Анализ условий получения радиолокационных изображений искусственных спутников Земли. – Вопросы радиоэлектроники. Сер. РЛТ, 2003, вып. 2.
- Пасмурев А.Я. Получение радиолокационных изображений летательных аппаратов. – Зарубежная радиоэлектроника, 1987, №12.
- Tolkachev A.A., Levitan B.A., Solovjev G.K. et. al. Power Millimeter-Wave Phased-Array Radar. – IEEE AES Systems Magazine, 2000, vol. 15, №7.

Поступила 25 апреля 2006 г.

является зависимость фазы на ее выходе от напряжения замедляющей системы, накала и управляющего электрода. Как показал анализ, для поддержания требуемой фазовой стабильности необходимо, чтобы пульсации этих напряжений не превышали (0,1...0,5)% в течение не менее 5 с. Эти значения находятся на пределе для современного уровня развития схемотехники источников питания.

Для поддержания фазовой стабильности передающего тракта предложена система терmostатирования передающего блока и система автоматической подстройки фазы.

Для стабилизации фазовых длин усиительных цепей передающих блоков используются цепи автогенерации, поддерживающие равенство фаз выходных сигналов входным. Для их функционирования необходимы контрольные сигналы без внутримпульсной модуляции, которые должны регулярно формироваться и выдаваться на вход усиительных цепей передающих блоков вместо сигналов сопровождения и сверхразрешения. Необходимая частота формирования контрольных сигналов для поддержания фазы выходных сигналов (КСФ) выбирается по результатам исследований скорости ухода фаз в зависимости от влияния различных факторов на этапе макетирования этих устройств.

Одним из важнейших является устройство формирования сигналов и опорных частот. Требования, предъявляемые к этому устройству в части обеспечения относительной нестабильности частоты 10^{-13} за 5 с и в части формирования когерентной, с длительностью до 5 с, пачки ЛЧМ-сигналов с девиацией 1,5 ГГц, являются на сегодняшний день уникальными для РЛС. Предложены пути построения УФСОЧ, реализующие эти уникальные требования по стабильности частоты. Рассмотрены принципы построения цифровой аппаратуры и программного обеспечения, проверены на макете схемы для формирования сигнала длительностью 100 мкс с девиацией 1,5 ГГц. Такой сигнал предлагается формировать путем ступенчатого переноса по частоте пачки более коротких с меньшей девиацией ЛЧМ-импульсов. Временная диаграмма формирования ЛЧМ-сигнала с полосой ~1,5 ГГц показана на рис. 5. Осциллограмма синтезированной на макете когерентной последовательности из 15 ЛЧМ-импульсов длительностью 6,2 мкс и девиацией 92,58 МГц каждый показана на рис. 6. Расстояние между импульсами 0,5 мкс.

● Дано обоснование возможности создания РЛС радиовидения в миллиметровом диапазоне длин волн с разрешением (0,1...0,2) м