

РАДИОЛОКАЦИЯ МАЛОЗАМЕТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

К. т. н. Бочкарев А. М., Долгов М. Н.

Одной из ведущих тенденций современного военного авиастроения за рубежом является создание малозаметных летательных аппаратов (ЛА). Снижение заметности в радио-, ИК-, оптическом и акустическом диапазонах позволит уменьшить вероятность обнаружения ЛА средствами противовоздушной обороны (ПВО) противника и, следовательно, повысить выживаемость ЛА. В существующих системах ПВО основным средством обнаружения целей на больших дальностях являются радиолокационные станции (РЛС) [3]. Поэтому при разработке малозаметных ЛА первостепенное внимание уделяется снижению радиолокационной заметности, общепринятой количественной характеристикой которой является эффективная площадь рассеяния (ЭПР). На рис. 1 показан относительный

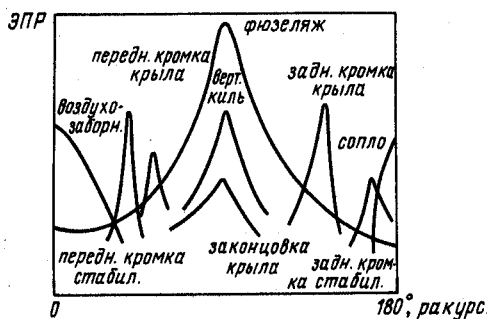


Рис. 1. Относительный вклад различных элементов конструкции в общую ЭПР самолета

вклад различных элементов конструкции в общую ЭПР самолета.

1. ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ УМЕНЬШЕНИЯ ЭПР ЛА

В настоящее время в США ведутся работы по созданию малозаметных ЛА по программе НИОКР Стелс (Stealth). Результаты ее будут реализованы при разработке технологии и ЛА типа Стелс различного назначения: бомбардировщика В-2 АТВ, истребителя АТФ, крылатой ракеты АСМ [2, 3]. Аналогичные работы развернуты также в странах Западной Европы и Японии.

В программе исследований Стелс предусмотрены теоретические и экспериментальные работы в области совершенствования конструкции и силовых установок ЛА, материаловедения и радиоэлектроники. Основные тенденции разработки ЛА с уменьшенными ЭПР и средств реализации этих тенденций представлены в табл. 1. В задачу данного обзора не входит анализ влияния технологии Стелс на летно-технические характеристики ЛА, отметим, однако, что это влияние имеет противоречивый характер. Так, совершенствование аэродинамических форм в целом способствует улучшению скоростных характеристик ЛА. Специалисты считают [8], что применение радиопоглощающих покрытий ведет к ухудшению массогабаритных параметров.

В зарубежной печати отмечается [1, 3, 4, 6], что постоянное внедрение в практику авиастроения достижений технологии Стелс обеспечивает значительное снижение ЭПР самолетов новых поколений (табл. 2).

Считается, что разработанная к настоящему времени технология Стелс позволяет уменьшить ЭПР самолетов на 70 % по сравнению с ЭПР ЛА традиционных схем [2].

В соответствии с наиболее оптимистичными прогнозами скоро можно ожидать появление средних и легких самолетов, имеющих $\text{ЭПР} \sigma = 10^{-2} \dots 10^{-3}$ и даже 10^{-4} м^2 [5]. Это приведет к существенному уменьшению дальности обнаружения таких самолетов средствами ПВО. Хотя дальность обнаружения и пропорциональна $\sqrt[4]{\sigma}$, тем не менее снижение ЭПР на 50 и 70 % уменьшает дальность обнаружения ЛА на 16 и 29 % соответственно.

По оценкам зарубежных специалистов [11], снижение радиолокационной заметности ЛА оказывает существенное влияние на вероятность преодоления систем ПВО противника, особенно в сочетании с применением против РЛС управления оружием средств радиоэлектронного противодействия (РЭП) индивидуальной защиты.

Максимальный эффект по критерию «эффективность — стоимость» достигается при оптимальном соотношении мощности излу-

Таблица 1

Основные направления уменьшения ЭПР ЛА	Возможности технической реализации	Примеры технической реализации на модернизируемых и вновь разрабатываемых ЛА
Совершенствование аэродинамических форм ЛА и элементов их конструкции	Устранение острых кромок, зон с угловым эффектом, разрывов в аэродинамических поверхностях	Плавные формы сопряжения элементов конструкции планера. Применение адаптивного крыла с плавным изменением кривизны профиля без нарушения гладкости аэродинамической поверхности (устранение щелей и частично острых кромок). Проводятся лётные испытания на самолётах — демонстраторах F-III/AFTI и F-16/AFTI [3]
	Уменьшение площади вертикальных килей	Переход к двухкилевой схеме, отклонение килей от вертикальной плоскости внутрь к оси фюзеляжа (на самолётах SR-71, F-19) [3,6]
	Применение аэродинамической схемы «летающее крыло»	Реализовано на самолёте B-2 АТВ [6]
	Интеграция системы «планер — воздухозаборник — двигатель»	Размещение воздухозаборников и выхлопных сопел двигателя на верхней поверхности ЛА (SR-71), совмещение входа воздухозаборника с контуром передней кромки крыла [6]
Применение радиопрозрачных и радиопоглощающих материалов и устройств	Интеграция системы «планер — вооружение»	Применение конформных систем подвески вооружения
	Придание фюзеляжу и передним кромкам аэродинамических поверхностей формы, уменьшающей зеркальное отражение в сторону облучающей РЛС	По прогнозам, термопластики, составят до 60 % всей массы конструкции самолёта ATF, а его крыло будет изготовлено с применением графитопластиков
	Использование композиционных материалов на основе полиамидных смол, графитовых, борных, карбидокремниевых волокон для создания силовых и несилевых элементов конструкции ЛА	Обычно используются ферромагнитные материалы. Разрабатываются также полимеры с ретиловыми основаниями Шиффа. Предполагается, что полимеры позволят в 10 раз уменьшить массу покрытия ЛА, стоимость которого для одного ЛА — 30 тыс. дол. Например, attenuator для закрытия входного канала двигателя (Пат. № 3 509 568 (США))
	Применение радиопоглощающих покрытий	На самолётах SR-71, U-2, TR-1, F-19 [3,6]
Снижение заметности бортовых антенных систем	Применение аттенуаторов	Антенна многофункциональной РЛС AN/APQ-164 на самолёте B-1В отклоняется вниз [6]
	Применение токопроводящих покрытий для устранения разрывов и границ между материалами с различными электромагнитными свойствами	
	Отклонение антенны в направлении, исключающем зеркальное отражение в сторону облучающей РЛС	
Создание ионизированного поглощающего облака (ИПО)	Уменьшение числа антенн за счет их многофункционального использования	Пат № 3 127 608 (США)
	Применение линейного ускорителя заряженных частиц для создания ИПО	
	Использование электронной пушки	Возможно уменьшение ЭПР ЛА на 20...30 дБ в 10-см диапазоне волн
	Нанесение на поверхности ЛА покрытия на основе радиоактивного изотопа	Пат. № 3 713 157 (США); в качестве изотопа можно использовать полоний — 210

Таблица 2

Тип ЛА	70-е гг.	80-е гг.	90-е гг.
Бомбардировщики	50...100	5...10	0,5...1
Истребители	5...15	1...3	0,1...0,3

чения бортовых средств РЭП и величины ЭПР ЛА.

Известно, что требуемый энергопотенциал бортовых средств РЭП индивидуальной защиты ЛА зависит от энергопотенциала РЛС противника, которая обнаруживает самолет, ЭПР ЛА, соотношения помеха-сигнал и минимального расстояния до подавляемой РЛС, на котором необходимо обеспечить надежное прикрытие помехами. Требуемое соотношение помеха-сигнал зависит от типа подавляемой РЛС, а также заданной вероятности преодоления самолетом системы ПВО.

На рис. 2 показана зависимость требуемого энергопотенциала средств РЭП, установленных на борту ЛА, от дальности до подавляемой РЛС при различных ЭПР ЛА (отношение помеха-сигнал 10 дБ, энергопотенциал РЛС противника порядка 10^{10} Вт). На этом же рисунке представлен график зависимости отношения зоны обнаружения ЛА в помехах к зоне обнаружения без помех (S) от минимальной дальности до РЛС, на которой еще обеспечивается прикрытие самолета своими индивидуальными средствами РЭП (кри-

вая А). Для примера выбрана РЛС с зоной обнаружения от 3,7 до 37 км.

Из рисунка видно, что для обеспечения прикрытия ЛА с ЭПР $\sigma = 10 \text{ м}^2$ (что соответствует ЭПР передней или задней полусферы тактического истребителя без применения средств снижения радиолокационной заметности) до дальности 7,4 км энергопотенциал средств РЭП самолета при отношении помеха-сигнал 10 дБ должен составлять $1,5 \cdot 10^3$ Вт. При этом обеспечивается подавление 97 % зоны обнаружения РЛС. Однако для снижения дальности подавления станции с 7,4 до 3,7 км энергопотенциал средств РЭП должен возрасти по крайней мере в 4 раза, что очень невыгодно с точки зрения критерия «эффективность — стоимость». Прикрытие ЛА с боковых ракурсов, где ЭПР составляет порядка 100 м^2 , еще более затруднительно. Так, для подавления РЛС на дальности до 18,5 км энергопотенциал составит $2 \cdot 10^3$ Вт, а до 7,4 км — $1,2 \cdot 10^4$ Вт. В этом случае при $\sigma = 1 \text{ м}^2$ энергопотенциал средств РЭП для подавления РЛС на дальности до 3,7 км можно уменьшить до 600 Вт, а при $\sigma = 0,1 \text{ м}^2$ — до 60 Вт.

Следует отметить, что снижение ЭПР ЛА позволит не только снизить мощность средств РЭП ЛА. Поскольку снижение мощности бортовых средств подавления ведет к уменьшению их массы, то появляется возможность установки на борту ЛА большего числа литеров, других средств РЭП (лазерные, ИК и др.), что обеспечит повышение живучести ЛА при преодолении зоны ПВО противника.

2. ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОЗАМЕТНЫХ ЛА

В зарубежной специальной радиотехнической литературе [3, 4] высказывается мнение, что поскольку большинство авторов статей о малоаметных ЛА в популярных изданиях непосредственно связаны с разработкой таких самолетов, то нередко в этих публикациях содержатся односторонние, а иногда и необъективные сведения, диктуемые интересами рекламы. Отмечается не всегда корректная трактовка самого понятия ЭПР, что приводит к неверным в общем случае количественным оценкам и, как следствие, к ошибкам при сопоставительном анализе получаемых результатов. В соответствии с определением [14] ЭПР — это количественная мера отношения плотности мощности сигнала, рассеиваемо-

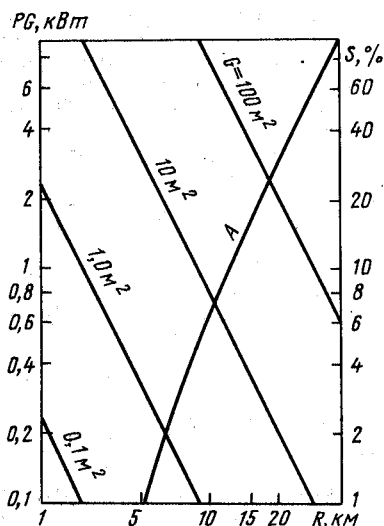


Рис. 2. Зависимость требуемого энергопотенциала бортовых средств РЭП от дальности до подавляемой РЛС

го в направлении приемника, к плотности мощности падающей на цель волны. ЭПР зависит от таких параметров, как пространственное положение цели, поляризация антенн передатчика и приемника, рабочая частота РЛС, форма зондирующего сигнала. Сравнительно небольшое изменение любого из этих параметров может привести к изменению ЭПР цели в достаточно широких пределах: 20...30 дБ [1]. Поэтому при использовании в качестве характеристики ЭПР цели всего лишь одной численной величины должны быть указаны точные условия, при которых она получена, и пределы ее изменения в зависимости от основных параметров. При определении дальности обнаружения малозаметных ЛА в качестве расчетных применяются характеристики существующих РЛС. Возможности изменения параметров РЛС, влияющих на ЭПР, обычно не рассматриваются. Тщательный и всесторонний анализ особенностей малозаметных ЛА и зависимости ЭПР от параметров радиолокационной системы позволяют наметить основные пути повышения дальности обнаружения целей этого типа [3, 6, 7].

2.1. Повышение энергетического потенциала РЛС

Наиболее «простым» и очевидным способом увеличения дальности обнаружения малозаметных целей является повышение энергopotенциала РЛС обнаружения, которое можно достигнуть увеличением мощности излучения РЛС и применением антенных систем с высоким коэффициентом направленного действия (КНД) [3].

По оценкам специалистов, первый путь, связанный с наращиванием мощности передающих устройств, является невыгодным с точки зрения критерия «стоимость — эффективность». Так, в будущем можно ожидать увеличения мощности передатчиков РЛС в 2...3 раза, в то время как уменьшение ЭПР ЛА Стелс в этот же период будет достигать $10^2...10^3$ раз. Видно, что первый путь не только не решает проблемы противодействия программе Стелс, но и связан с необходимостью решения сложных технических задач, таких, как разработка новых мощных СВЧ приборов, создание фазовращателей, способных выдерживать высокие мощности, и т. д.

Повышение направленности антенных систем за счет увеличения их геометрических размеров является более радикальным подходом к решению проблемы [3]. Создание больших антенн на основе ФАР с

электронным сканированием (в азимутальной и угломерной плоскостях) и цифровым формированием ДН позволит осуществить гибкое и рациональное распределение энергии по пространству. Вместе с тем увеличение геометрических размеров антенных систем допустимо лишь для антенн наземных стационарных РЛС. Как показывают расчеты, дальность обнаружения малозаметных целей за счет увеличения геометрических размеров антенны до значений, приемлемых для размещения ее на борту летательных аппаратов, можно повысить не более чем на 60...70 %. Другими словами, такой путь позволит сохранить дальность обнаружения цели при уменьшении ее ЭПР на 10 дБ. Дальнейшее снижение ЭПР целей уже нельзя компенсировать увеличением энергopotенциала бортовых РЛС за счет использования крупногабаритных антенных решеток.

2.2. Повышение качества обработки радиолокационных сигналов

Увеличение дальности обнаружения малозаметных целей можно достигнуть также повышением качества обработки радиолокационных сигналов.

Наиболее перспективны следующие методы обработки: цифровая фильтрация; фильтрация с помощью приборов с зарядовой связью (ПЗС); фильтрация с помощью приборов, использующих поверхностные акустические волны (ПАВ); оптические методы.

По оценкам зарубежных специалистов [1], в перспективных РЛС найдет применение сочетание обработки с помощью ПЗС и цифровой обработки, а также будут широко использованы оптические методы обработки сигналов. Последние очень выгодны при числе фильтров N более 10^3 , поскольку в этом случае цифровые устройства, работающие в реальном масштабе времени, получаются весьма громоздкими и дорогими, а приборы с переносом зарядов и фильтры на ПАВ имеют большие потери и малую точность фильтрации.

Характеристики единичного фильтра при оптической обработке представляют интерес с точки зрения обеспечения высокоэффективной фильтрации. Так, полоса пропускания фильтра может составлять единицы герц, канальный диапазон — 40 дБ, а число каналов (фильтров), реализованных методами оптической обработки, может достигать $10^4...10^6$. Использование таких методов позволит повысить отношение сигнал — шум когерентных РЛС за счет узко-

полосной фильтрации активных и пассивных помех, а также улучшить в несколько раз разрешающую способность РЛС по скорости.

Качество обработки радиолокационных сигналов можно улучшить также использованием:

высокостабильных задающих генераторов;

двенадцати и более разрядных аналого-цифровых преобразователей (АЦП);

схем автоматической стабилизации уровня ложных тревог;

доплеровских фильтров с низким уровнем боковых лепестков;

процессоров обработки сигналов, в которых сохраняется широкий динамический диапазон даже после подавления помех от подстилающей поверхности (для обеспечения одновременной обработки сигналов от целей с малыми и большими ЭПР (до 10 м^2));

приборов кодирования и сжатия сигналов, позволяющих достичь уровня боковых лепестков 50...70 дБ.

Все это позволит не только улучшить качество обработки сигналов, но и существенно снизить потери на обработку и тем самым увеличить дальность обнаружения малозаметных целей на 60...70 %.

2.3. Оптимальный выбор диапазона рабочих частот

Зависимость ЭПР цели от частоты зондирующего сигнала предопределила одно из основных направлений компенсации влияния уменьшения дальности обнаружения РЛС. Разработанные в настоящее время меры снижения заметности эффективны лишь в определенной полосе частот (рис. 3) [6]. Это обусловлено не только тем, что именно в этом диапазоне работает большинство существующих РЛС ПВО,

Эффективность „Стелс“

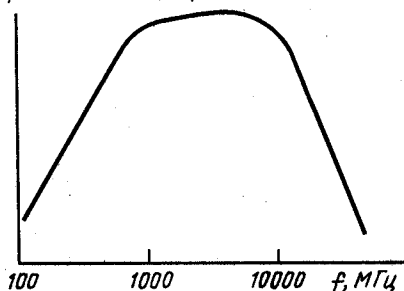


Рис. 3. Зависимость эффективности применения мер снижения ЭПР от частоты

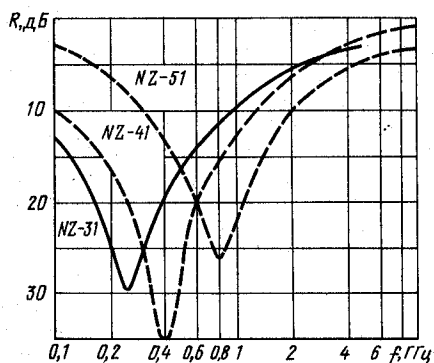


Рис. 4. Зависимость отражающей способности радиопоглощающих материалов от частоты

но и другими объективными постоянно действующими факторами.

Рассмотрим, в частности, возможности компенсации влияния снижения заметности, достигнутого использованием радиопоглощающих материалов. Современные ферритовые радиопоглощающие материалы сравнительно узкополосны. На рис. 4 показана зависимость отражающей способности (R), материалов NZ-31, NZ-41 и NZ-51, известных под названием Eccosorb, от частоты [8]. Из рисунка видно, что отражающая способность этих покрытий, имеющих толщину 5...8 мм, на уровне — 20 дБ (т. е. отражается не более 1 % падающей энергии) сохраняется лишь в полосе 250...400 МГц. Для перекрытия более широкой полосы частот требуется нанесение многослойных покрытий. Это не всегда допустимо, учитывая большую удельную массу ферромагнитных материалов — 4630 кг/м^3 (для сравнения — удельная масса алюминия — 2600 кг/м^3 [8]). Радиопоглощающие материалы на основе диэлектриков, например, пластики с углеродным наполнителем, имеют меньший удельный вес, однако толщина покрытия увеличивается. Для уменьшения мощности падающей волны на 20 и 30 дБ толщину покрытия можно вычислить по формулам [8]:

$$D_{20} = 0,279 / f \epsilon_r; \quad D_{30} = 1,65 / f \epsilon_r,$$

где f — частота; ϵ_r — относительная диэлектрическая постоянная.

Очевидно, что с увеличением длины волны, особенно при переходе в дециметровый диапазон, необходимая толщина покрытия становится неприемлемой для ЛА (при $f = 1 \text{ ГГц}$, $D = 300 \text{ мм}$). Использование диэлектрических покрытий в высокочастотном диапазоне (например, миллиметровом) ос-

ложняется технологическими трудностями создания материалов с заданными электромагнитными свойствами [6].

При переходе в дециметровый и особенно в метровый диапазоны длина волны зондирующего сигнала становится соизмеримой с размерами облучаемой цели или ее элементов. В этом случае отражение от цели будет носить не диффузный, а резонансный характер, что приведет к увеличению мощности отраженных сигналов. Интенсивность отражения в основном будет определяться поляризационными параметрами, в частности, углом между вектором напряженности электрического поля падающей волны и осью облучаемого элемента.

В [7] предложена математическая модель, позволяющая вычислить ЭПР и дальность обнаружения ЛА в зависимости от частоты зондирующего сигнала. Модель основана на известных соотношениях для простейших геометрических тел и экспериментальных данных, полученных на реальных ЛА при облучении в передней полусфере. На рис. 5 [7] показаны зависимость ЭПР (σ) от частоты для самолета F-86 (кривая 1) и обобщенная зависимость для истребителей нескольких типов (кривая 2). Данные эксперимента свидетельствуют о зависимости ЭПР от длины волны для существующих истребителей, которую в первом приближении можно представить в виде кусочно-линейной функции (кривая 3). Форму ЛА типа Стелс можно аппроксимировать совокупностью таких геометрических тел, как конус — сфера или конус — цилиндр. Известно, что ЭПР этих тел пропорциональна квадрату длины волны зондирующего сигнала. В общем случае зависимость ЭПР σ и дальность D обнаружения в свободном про-

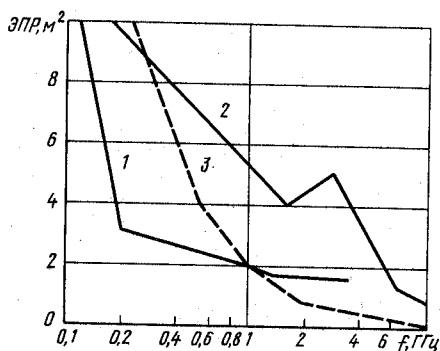


Рис. 5. Зависимость ЭПР от частоты для самолета F-86 (1) и обобщенная зависимость для истребителей нескольких типов

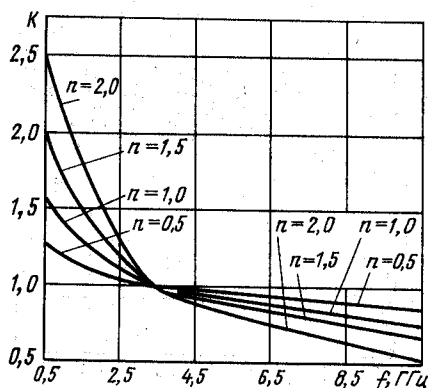


Рис. 6. Зависимость нормализованной дальности обнаружения ЛА типа «Стелс» от частоты зондирующего сигнала

странстве от длины волны λ излучения РЛС можно представить

$$\sigma = K_1 \lambda^n; \quad D = K_2 \lambda^{n/4},$$

где n — коэффициент формы ЛА ($n=1$ для существующих истребителей; $n=2$ для ЛА типа Стелс); K_1, K_2 — коэффициенты пропорциональности.

На рис. 6 показана зависимость нормализованной дальности обнаружения ЛА типа Стелс (относительно дальности обнаружения в 10-см диапазоне (3,3 ГГц) от частоты облучающего сигнала. Как можно видеть, при переходе в диапазон 1...2 ГГц дальность обнаружения в свободном пространстве увеличивается в 1,75 раза по сравнению с дальностью обнаружения в диапазоне 2...4 ГГц и в 2,2 раза по сравнению с дальностью обнаружения в диапазоне 4...8 ГГц.

Следует отметить, что большая вероятность обнаружения низколетящих ЛА наблюдается в коротковолновом диапазоне, например 8...12 ГГц, так как с ростом частоты уменьшаются потери на многолучевое распространение радиолокационного сигнала, обусловленное интерференцией и дифракцией электромагнитных волн. Однако, как показали исследования [7], данное преимущество сохраняется в высокочастотном диапазоне только при условии независимости ($n=0$) или слабой зависимости ЭПР ЛА от частоты. При $n=2$ (ЛА типа Стелс) дальность обнаружения низколетящих целей с учетом потерь на многолучевое распространение практически не зависит от частоты облучающего сигнала. Это видно из рис. 7, на котором представлена зависимость изменения дальности обнару-

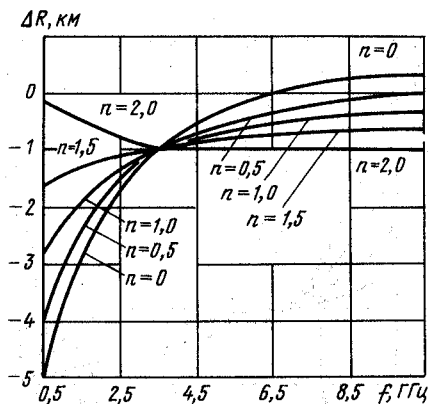


Рис. 7. Зависимость изменения дальности обнаружения ЛА, низколетящего над морской поверхностью от частоты:

высота антенны 27 м; высота полета цели 7,5 м

жения ЛА, низколетящего над морской поверхностью, относительно дальности обнаружения на частоте 3,3 ГГц от частоты для ЛА различной формы.

Искусственное плазменное облако, создаваемое для уменьшения ЭПР ЛА, эффективно поглощает радиоволны только в полосе частот, вблизи так называемой плазменной частоты. Зарубежные специалисты полагают, что выбор плазменной частоты будет определяться диапазоном рабочих частот существующих РЛС систем ПВО [14].

Проведенный анализ возможностей повышения дальности обнаружения малоаметных ЛА позволяет выявить два наиболее приемлемых диапазона рабочих частот: миллиметровых, метровых и дециметровых волн.

Работам в области миллиметровых волн посвящен специальный выпуск журнала [25]; поэтому здесь лишь отметим, что, по мнению специалистов, в настоящее время освоен диапазон 30...90 ГГц и ведутся интенсивные работы на частотах, близких к 140 ГГц. В области метровых волн наблюдаются тенденции как модернизации существующих РЛС, так и создания принципиально новых систем. В частности, планируется очередная модернизация оборудования самолета дальнего радиолокационного обнаружения (ДРЛО) и наведения E-2C Hawkeye, уже несколько десятилетий состоящего на вооружении ВМС США. В то же время осуществляется программа создания перспективного ДРЛО Astara (Atmospheric Surveillance Technology Airborne Radar Aircraft), предназна-

ченного для обнаружения малоаметных самолетов и крылатых ракет. Самолет ДРЛО Astara рассматривается в качестве дополнения, а не замены самолетов E-3A системы AWACS. Он будет оснащен двухдиапазонной РЛС. Предусматривается возможность изменения частоты в соответствии с формой цели. Летные испытания нового ДРЛО запланированы на 1991 г. [10].

Основной проблемой, препятствующей использованию РЛС дециметрового (метрового) диапазона волн в авиационных системах ДРЛО, является трудность достижения высокой разрешающей способности по угловым координатам, поскольку увеличение длины волны способствует расширению главного луча ДН антенны. Ширину этого луча θ для фазированной антенной решетки (ФАР) можно определить

$$\theta = 70\lambda/L,$$

где L — максимальный размер антенны в горизонтальной или вертикальной плоскости.

Разрешающая способность δ_0 связана с шириной главного луча ДН как

$$\delta_0 = 0,1\theta.$$

Поэтому в перспективе рассматривается возможность создания конформных ФАР, размещенных в обшивке фюзеляжа и крыла самолета ДРЛО [10]. Это позволит значительно увеличить размеры антенны, а следовательно, сузить главный луч ДН и выполнить требования по разрешающей способности.

Для наземных систем размеры антенн не столь существенны. Поэтому в настоящее время получают развитие загоризонтные РЛС, работающие на частотах ~ 30 МГц (10 м).

2.4. Использование эффекта «нелинейной радиолокации»

Суть эффекта «нелинейной радиолокации» состоит в том, что большинство объектов техники при облучении не только отражают падающие электромагнитные волны, но и генерируют собственные гармонические колебания [12, 13, 25]. Причиной этого является нелинейность переходных характеристик объектов. Так, нелинейными характеристиками обладают соединения металлических элементов конструкций. Полупроводники также являются генераторами интенсивного излучения на гармониках. Последнее представляет особый интерес

в связи с планами применения на перспективных ЛА активных ФАР на полупроводниковых элементах, в частности на арсениде галлия [6].

Если к нелинейному элементу приложено напряжение U , то ток I в общем случае можно представить в виде степенного ряда:

$$I = aU + bU^2 + cU^3 + dU^4 + \dots$$

Если приложенное напряжение описывается косинусоидальной функцией $U = U_0 \cos \omega t$, то ток с частотой 2ω (вторая гармоника) можно записать [12]:

$$I(2\omega) = \left(\frac{1}{2} b U_0^2 + \frac{1}{2} d U_0^4 + \dots \right) \cos 2\omega t.$$

Аналогичные выражения можно получить и для токов на других гармониках. При малых напряжениях n -я гармоника пропорциональна U^n . Нелинейная зависимость зондирующего сигнала и генерируемого эхосигнала на гармониках приводит к необходимости уточнения основного уравнения радиолокации для данного случая.

Дальность обнаружения цели на n -й гармонике R можно записать:

$$R = \left\{ \frac{\left(\frac{P_t G_t}{4\pi} \right)^n G_r \sigma_n \lambda_r^2}{(4\pi)^2 P_r} \right\}^{1/(2n+2)}$$

где P_t — мощность передатчика; G_t — КНД антенны передатчика; λ_r — длина волны принимаемого сигнала; G_r — КНД антенны приемника; P_r — мощность сигнала, принимаемого на n -й гармонике; σ_n — ЭПР цели на n -й гармонике; $\sigma_n = P/F^n$ (ЭПР имеет размерность площади только при $n=1$); P — мощность переизлученного сигнала на n -й гармонике; F — мощность зондирующего сигнала вблизи цели.

В связи с малым уровнем представляют интерес только 2-я и 3-я гармоники, так как даже на них мощность принимаемого сигнала обратно пропорциональна дальности в 6-й и 8-й степени соответственно.

Экспериментально полученные спектры переизлучения на гармониках для полупроводника и металла показывают, что уровень сигнала, генерируемого полупроводником, с ростом номера гармоники уменьшается (например, при переходе со 2-й на 3-ю гармонику).

В спектре переизлучения металлической цели подавляются четные гармоники сигнала. Это объясняется тем, что металлические соединения имеют симметричные передаточные характеристики (проводимость изменяется равномерно во всех направлениях), а их степенной ряд содержит только нечетные члены. Таким образом, экспери-

ментальные данные свидетельствуют о том, что сигналы от полупроводникового объекта целесообразно принимать на второй гармонике сигнала, а от металлического — третьей. Причем, как правило, уровень сигнала на оптимальной гармонике отраженного от металлического объекта, значительно ниже, чем от полупроводникового.

Величины ЭПР различных объектов на гармониках изменяются в очень широких пределах, например, ЭПР полупроводниковых печатных плат на 2-й гармонике изменяется от 10^{-5} до 10^{-8} Вт $^{-1}$ м 4 , ЭПР небольших металлических узлов на 3-й гармонике лежат в пределах 10^{-7} ... 10^{-14} Вт $^{-2}$ м 6 [12]. К сожалению, различные размерности не позволяют осуществлять непосредственное сравнение получаемых ЭПР.

2.5. Применение многопозиционных РЛС (МПРЛС)

Принципы действия, преимущества и недостатки, области применения МПРЛС подробно рассмотрены в [26]. Поэтому в настоящей работе рассмотрены лишь те особенности, благодаря которым МПРЛС представляют интерес с точки зрения обнаружения малозаметных ЛА. Приводимые примеры в основном относятся к наиболее простому МПРЛС — бистатическим (двухпозиционным). Весьма важный параметр при анализе функционирования двухпозиционных РЛС — угол между направлениями от цели на приемную и передающую позиции — так называемый бистатический угол β . Это обусловлено тем, что характер рассеяния целью электромагнитных волн зависит от направления облучения и приема. Поэтому ЭПР цели в МПРЛС в общем случае не совпадает с ЭПР той же цели в однопозиционной системе.

Проведенные теоретические и экспериментальные исследования [11, 14] показали, что ЭПР ЛА, находящегося в зоне обзора бистатической РЛС, значительно превосходит ЭПР того же ЛА, находящегося в зоне обзора моностатической РЛС, если обнаруживаемый ЛА лежит на прямой линии, проходящей через передатчик и приемник, т. е. когда бистатический угол равен 180° . Этот эффект является результатом так называемого «переднего рассеяния». Интерференция между прямым и отраженным от ЛА сигналами создает фронт волны, подобный фронту волны прямого (излученного передатчиком бистатического РЛС) сигнала, за исключением того, что во фронте создаваемой волны образуется об-

ласть затенения, обусловленная влиянием фюзеляжа ЛА.

ЭПР «переднего рассеяния» ЛА можно вычислить по формуле [14, 26]:

$$\sigma(180^\circ) = \frac{4\pi A^2}{\lambda^2},$$

где A — геометрическая площадь ЛА, облучаемая передатчиком РЛС; λ — длина волны излучения передатчика.

Проведенные расчеты показали, что если ЛА в S -диапазоне ($\lambda = 0,1$ м) имеет ЭПР $\sigma = 0,25$ м², то его ЭПР «переднего рассеяния» будет $\sigma = 78,5$ м², т. е. на 25 дБ больше.

Следует отметить, что ЭПР «переднего рассеяния» ЛА не зависит от материала, который использовался при его изготовлении, а следовательно, бистатическая РЛС способна обнаруживать цели с уменьшенными ЭПР (за счет использования радиопоглощающих покрытий и «обмазок»). Для ЛА Стелс ЭПР «переднего рассеяния» имеет большую величину, даже если его однопозиционная ЭПР существенно уменьшена.

При «переднем рассеянии» сохраняется поляризация падающей волны (как линейная, так и эллиптическая) [14].

Превышение ЭПР «переднего рассеяния» над однопозиционной ЭПР ЛА уменьшается с уменьшением бистатического угла, однако оно имеет значительную величину при $\beta < 165^\circ$.

Известна теорема [14], позволяющая определить величину бистатической ЭПР по величине однопозиционной ЭПР (теорема справедлива для бистатических углов, при которых не наблюдается переднее рассеяние). Для гладких целей, а также при $\lambda \ll \sqrt{A}$ теорема гласит, что величина ЭПР бистатической РЛС равна ЭПР однопозиционной РЛС при размещении ее на бисектрисе бистатического угла. Аналогично можно оценить ЭПР цели, которая в основном определяется отражениями от блестящих точек. Однако в этом случае принимается, что РЛС работает на частоте, уменьшенной в $\cos(\beta/2)$ раз. Точность вычисления указанных зависимостей с увеличением бистатического угла уменьшается.

Следствием теоремы является то, что хотя в каждой конкретной ситуации величина бистатической ЭПР может отличаться от однопозиционной ЭПР того же ЛА, значения этих ЭПР несущественно отличаются друг от друга [14].

В [11, 15] рассмотрены различные варианты построения МПРЛС. В частности, предлагается использовать в качестве передающих станций радиотехнические комп-

лексы авиационных систем дальнего радиолокационного обнаружения и разведывательно-ударных систем, а также станций телевизионного вещания.

В заключение отметим, что МПРЛС известны давно. Первые практически реализованные РЛС систем ПВО относились к классу многопозиционных. Однако дальнейшее развитие радиолокации пошло по пути совершенствования однопозиционных РЛС. Зарубежные специалисты считают, что возрастающая потребность в эффективных средствах обнаружения малозаметных ЛА может дать импульс к ускоренному развитию и внедрению МПРЛС в практику. Не исключена также возможность введения многопозиционного режима в существующие РЛС и создания на их основе сетей РЛС.

2.6. Использование несинусоидальных сигналов

По мнению зарубежных специалистов, одним из радикальных путей повышения дальности обнаружения малозаметных ЛА является использование в РЛС новых форм радиолокационных сигналов, в частности — несинусоидальных [3, 16, 17]. К отличительным особенностям несинусоидальных сигналов относится их сверхширокополосность. Если в качестве меры относительной полосы частот сигнала выбран коэффициент η , равный [17]:

$$\eta = \frac{f_n - f_{\text{н}}}{f_n + f_{\text{н}}},$$

где f_n и $f_{\text{н}}$ — соответственно верхняя и нижняя границы полосы частот сигнала, то для существующих РЛС $\eta \leq 0,01$, а для РЛС с несинусоидальными сигналами $\eta = 1$. В [17] в качестве примера рассмотрены несинусоидальные сигналы, занимающие полосу 0,5...10 ГГц и имеющие длительность 0,1...1 нс. Такие сигналы обеспечивают разрешение по дальности 0,15...0,015 м.

Следует отметить, что создание противорадиолокационных материалов, эффективно поглощающих несинусоидальные сигналы, сопряжено с серьезными трудностями. Поглощение электромагнитной волны сопровождается омическими или гистерезисными потерями [16]. Омические потери наблюдаются, например, в пластике с порошковым угольным наполнителем. Практическое его использование для поглощения сигналов с относительно широкой полосой невозможно в связи с неприемлемым увеличением толщины покрытия. Для суще-

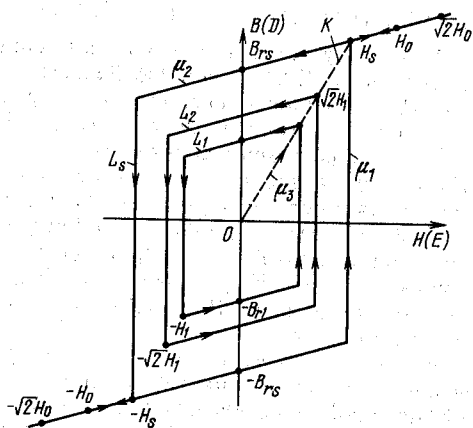


Рис. 8. Петля гистерезиса

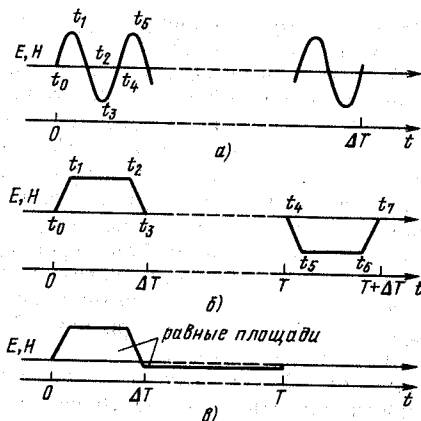


Рис. 9. Изменение напряженности электромагнитного поля при отражении синусоидальных (а) и несинусоидальных (б, в) сигналов

ствующих в настоящее время ферритовых покрытий согласование импеданса со свободным пространством обеспечивается в сравнительно узкой полосе частот. Рассмотрим подробнее физические процессы, происходящие при распространении синусоидальных и несинусоидальных сигналов в ферритовых поглощающих материалах.

Как указывалось выше, поглощение мощности электромагнитной волны, падающей на ферритовое покрытие, обусловлено гистерезисными потерями в феррите.

На рис. 8 показаны идеальная петля гистерезиса L_s и две другие петли L_1 и L_2 , но меньшего размера [16].

Для магнитного гистерезиса петли L_s , L_1 и L_2 показывают зависимость плотности магнитного потока B от напряженности магнитного поля H ; для электрического гистерезиса — плотность потока электрического поля D от его напряженности E . Для идеального ферромагнитного материала, когда $\mu_r = \epsilon_r$, петли магнитного и электрического гистерезиса совпадают.

Предположим теперь, что на ферритовое покрытие падает электромагнитная волна в виде синусоидального импульса длительностью ΔT (рис. 9, а). При этом будем считать, что в момент t_0 материал не был ни намагничен, ни наэлектризован, т. е. $H = B = 0$ и $E = D = 0$.

При увеличении напряженности поля H происходит намагничивание материала по кривой K , показанной на рис. 8. Если величина H принимает достаточно большое значение, то в момент t_1 материал достигает магнитного насыщения (точка $\sqrt{2}H_0$ на рис. 8). Затем при уменьшении напряженности магнитного поля H в момент t_2 поток магнитного поля достигает значения B_{rs} ,

в момент t_3 будет находиться в точке $-\sqrt{2}H_0$, а при очередном увеличении H последовательно попадает в точку $-B_{rs}$ в момент t_4 и $\sqrt{2}H_0$ — в момент t_5 . Далее за каждый период колебания электромагнитной волны будем проходить все указанные точки петли гистерезиса за исключением только первого периода. Но поскольку электромагнитный импульс содержит в себе от 100 до 1000 таких периодов, а радиолокационный сигнал представляет серию таких импульсов, то некоторым отличием первого цикла от последующих можно пренебречь.

Известно, что потери электромагнитной энергии радиолокационного сигнала за один цикл «обхода» по петле гистерезиса пропорциональны площади, заключенной внутри данной петли; коэффициентом пропорциональности при этом является объем ферромагнитного материала. Обозначив через ω_0 потери энергии сигнала за один цикл, за n периодов колебания синусоидального сигнала (что соответствует n циклам «обхода») потери составят $n\omega_0$.

Рассмотрим теперь трапециевидный импульс (рис. 9, б), имеющий такую же длительность ΔT , что и ранее рассмотренный синусоидальный сигнал. При одинаковой энергии амплитуда трапециевидного сигнала должна быть в $\sqrt{2}$ раз меньше амплитуды синусоидального сигнала (если время переходного процесса $t_1 - t_0$ и $t_3 - t_2$ мало по сравнению с ΔT).

Пусть в момент t_0 $H = 0$ и $B = 0$, т. е. материал предварительно не намагничен. Тогда в момент t_1 будет достигнута точка H_0 и до момента t_2 никаких изменений не произойдет, а в момент t_3 будет достигнута точка B_{rs} . Величина поглощенной энергии

в этом случае будет пропорциональна площади треугольника OH_sB_{rs} .

Пусть теперь в момент t_4 на ферромагнитный материал падает «отрицательный» трапецидальный импульс (рис. 9, б). В момент t_5 будет достигнута точка — H_0 , а в момент t_7 — точка — B_{rs} . Если продолжить анализ процесса, то окажется, что поглощенная энергия за время действия трапецидального импульса ΔT будет пропорциональна половине площади, ограниченной петлей гистерезиса L_s , т. е. потери составят $\omega_0/2$ по сравнению с ω_0 при воздействии синусоидального сигнала.

Далее рассмотрим случай, когда напряженность магнитного и электрического полей не достаточна для того, чтобы материал достигал насыщения. При синусоидальном импульсе может быть достигнута только точка $\sqrt{2}H_1$ (рис. 8) по кривой K и затем намагничивание материала будет происходить по петле гистерезиса L_2 . В случае трапецидальных импульсов будет достигаться точка H_1 , а намагничивание будет осуществляться по петле L_1 . Для идеальной петли гистерезиса площадь, ограниченная петлей L_1 , в два раза меньше площади, ограниченной кривой L_2 . Таким образом, в случае когда материал при падении на него электромагнитной энергии не достигает насыщения, потери при трапецидальных импульсах уменьшаются еще в два раза по сравнению с синусоидальными импульсами.

Еще лучше дело обстоит, когда на ферромагнитный материал воздействуют трапецидальные положительные импульсы (рис. 9, в). Из точки с координатами $H=0$, $B=0$ в начале действия импульса будет достигнута точка H_0 , а в конце его — точка B_{rs} . Для всех последующих импульсов величина намагничивания материала будет колебаться между этими двумя точками. Как видно, потери энергии в этом случае отсутствуют. Подобные процессы будут протекать в ферромагнитном материале при отсутствии магнитного насыщения.

Таким образом, ферромагнитные материалы слабо поглощают энергию радиолокационных сигналов с относительно широкой полосой.

В [9, 20] отмечаются особенности расчета разрешения по угловым координатам при действии на систему несинусоидальных сигналов. В традиционных системах (рассмотрим для простоты одномерный случай) разрешение по углу ϵ улучшается с увеличением частоты сигнала f и размера апертуры антенны L . При использовании несинусоидальных сигналов угловое разрешение можно определить по формуле

$$\epsilon = 2K_1 c \Delta T / L \sqrt{P_c / P_n} = K_2 C / \Delta f L \sqrt{P_c / P_n},$$

где ΔT — длительность сигнала на входе системы; $\Delta f = 1/2\Delta T$ — ширина полосы сигнала; P_c — мощность сигнала; P_n — средняя мощность шума в полосе $0 \leq f \leq \Delta f$; K_1, K_2 — произвольные константы.

Из формулы видно, что к двум традиционным параметрам, влияющим на разрешение по угловым координатам, добавляется еще один фактор — мощность сигнала, который должен учитываться при разработке высокоомощных СВЧ приборов, в частности гиротронов.

При приеме несинусоидальных сигналов прямоугольной формы с помощью плоской антенной решетки, содержащей $N \times N$ элементов, максимальный уровень боковых лепестков имеет значение $1/N$. Угловое разрешение улучшается в N_2/N_1 раз при увеличении числа элементов решетки с $N_1 \times N_1$ до $N_2 \times N_2$. Повысить угловое разрешение в T_1/T_2 раз можно также уменьшением длительности сигнала с величины T_1 и T_2 . Искривление формы сигнала приводит к ухудшению разрешения по угловым координатам.

Зарубежные специалисты считают возможным создание РЛС, излучающих несинусоидальные сигналы для обнаружения малозаметных ЛА, лишь в отдаленной перспективе, так как в настоящее время остаются неисследованными многие как теоретические, так и практические аспекты построения таких РЛС.

2.7. Использование зондирующих сигналов, согласованных с формой цели

В современных РЛС реализованы методы согласованной фильтрации при приеме сигналов, заключающиеся в сравнении сигналов, отраженных от цели, с задержанным зондирующим сигналом. Аналогичные методы можно использовать и при формировании зондирующих сигналов [17—19, 21]. В этом случае осуществляется согласование зондирующих сигналов с формой цели на основе импульсной характеристики цели. Радиолокационные отражения от цели сложной конфигурации, размеры которой значительно больше длины волны зондирующего сигнала, представляют собой совокупность эхосигналов от нескольких точечных отражателей, распределенных по поверхности цели. Поэтому моделью сложной цели может служить линейная система, импульсная характеристика которой определяется конфигурацией цели, ее пространственным положением и динамикой. На практике для формирования сигналов, со-

гласованных с характеристиками цели, требуются импульсы наносекундной длительности, в частности несинусоидальные. Чрезвычайно высокие требования предъявляются также к быстродействию процессоров обработки сигналов.

2.8. ПРИМЕНЕНИЕ РЛС С МНОГОЧАСТОТНЫМИ СИГНАЛАМИ

В РЛС с многочастотными сигналами цель одновременно облучается N непрерывными сигналами на различных, хотя и близких частотах. Прием и обработка отраженных сигналов на каждой частоте осуществляются в независимых каналах. Из N принимаемых сигналов формируется $N(N-1)/2$ пар, затем осуществляются операции умножения и интегрирования или доплеровской фильтрации. Структурная схема приемника РЛС с многочастотными сигналами показана на рис. 10 [21].

Если обычная РЛС принимает сигнал S , представленный совокупностью из N непрерывных составляющих сигнала S_i , и обработка осуществляется с помощью согласованного фильтра, то сигнал на выходе квадратичного детектора пропорционален величине Q , определяемой следующим образом:

$$Q = \langle S^2 \rangle = \left\langle \left| \sum_{i=1}^N S_i \right|^2 \right\rangle = \sum_{i=1}^N \langle |S_i|^2 \rangle + 2 \operatorname{Re} \left[\sum_{i < j} \langle S_i S_j^* \rangle \right],$$

где $\langle \cdot \rangle$ — символ усреднения по множеству; $*$ — символ комплексного сопряжения.

Второе слагаемое последнего выражения содержит $N(N-1)/2$ составляющих, соот-

ветствующих многочастотным сигналам. Следовательно, преимущество многочастотной радиолокации заключается в возможности выбора совокупности частот, согласованных с характеристиками цели. Отмечается, что аналогичной обработке, например фильтрации с помощью N полосовых фильтров и вычисления функций корреляции между сигналами на выходе фильтров, можно подвергнуть любой широкополосный сигнал.

2.9. ПРИМЕНЕНИЕ РЛС КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ

Размещение РЛС на космической платформе, обычно на искусственном спутнике Земли (ИСЗ), обеспечивает обнаружение воздушных целей независимо от высоты полета практически на любой дальности от заданных рубежей. При облучении ЛА сверху ЭПР значительно больше, чем при облучении спереди за счет увеличения геометрической площади. Кроме того, меры снижения заметности верхней поверхности ЛА, как правило, не применяются.

В то же время обнаружение воздушных целей с помощью РЛС космического базирования затруднено из-за сильных отражений от земной поверхности. Эти отражения, принимаемые по основному лепестку ДН антенны, могут быть более мощными, как правило на 50 дБ, чем сигнал от малогабаритной воздушной цели. Обнаружение осуществляется с помощью доплеровских фильтров. Сложность реализации фильтров заключается в том, что спектр фоновых отражений довольно широк. Это не исключает возможности совпадения спектральных составляющих фона и цели, и следовательно, пропуска цели, особенно низкоскоростной. Таким образом, важной задачей является уменьшение ширины спектра отражений от земной поверхности, принимаемых по основному лепестку. В [22] показано, что эту задачу можно решить не только увеличением апертуры антенны, но, главным образом с помощью точной выставки антенны в нади́р и согласованием длины антенны со скоростью движения космической платформы (ИСЗ).

В зарубежной печати отмечается, что в последнее время серьезное внимание в США уделяется разработке концепции распределенной РЛС космического базирования (см. рис. 11 [21]). В соответствии с этой концепцией на орбиту выводится «созвездие» ИСЗ, на каждой из которых размещена мини-РЛС. Совместное функционирование мини-РЛС позволяет реали-

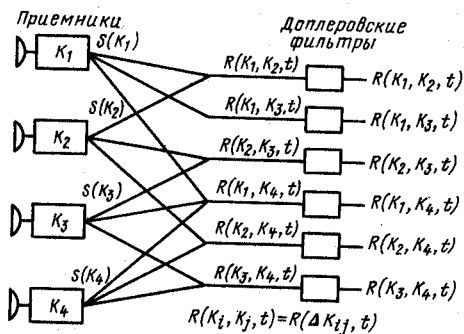


Рис. 10. Структурная схема приемника РЛС с многочастотными сигналами

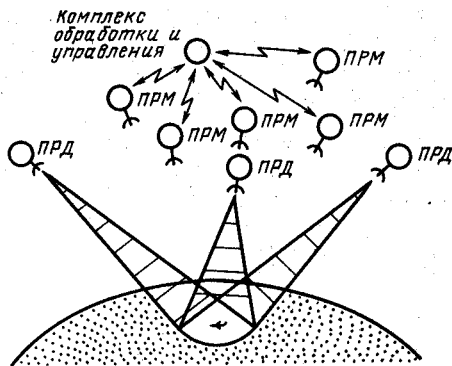


Рис. 11. Концепция распределенной РЛС космического базирования

зывать чрезвычайно большую апертуру общей системы. Для организации совместного функционирования относительное местоположение мини-РЛС должно быть известно с точностью до малой доли длины волны. Предполагается, что это требование можно выполнить либо с помощью спутниковой навигационной системы, либо организацией каналов передачи данных между ИСЗ, входящими в состав распределенной РЛС.

2.10. Использование метода инверсной синтезированной апертуры

Известно, что увеличение дальности обнаружения малозаметных целей можно достигнуть наращиванием времени когерентного накопления сигнала, отраженного от этих объектов.

Одним из перспективных методов увеличения числа когерентно обрабатываемых импульсов является метод инверсной синтезированной апертуры (ИСА), который можно использовать как в наземных РЛС, так и в станциях, установленных на борту ЛА [23].

По сообщениям зарубежных источников, фирма Texas Instruments (США) включила новый режим ИСА в работу РЛС AN/APS-137(V), которая будет установлена на борту самолетов P-3 и S-3, для выполнения задач распознавания и классификации морских объектов, а также увеличения дальности обнаружения малоразмерных целей в условиях высокой бальности морской поверхности [24].

До этого режим ИСА применялся в наземных измерительных РЛС, таких, как, например, установленный на острове Кваджалейн (США) для получения радиолокационных «портретов» ИСЗ.

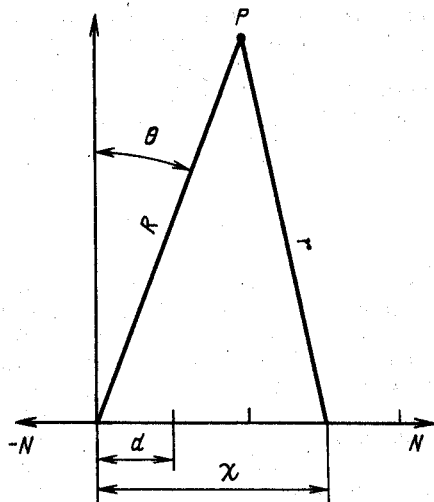


Рис. 12. Геометрические соотношения при инверсном синтезировании апертуры

Рассмотрим суть этого метода (рис. 12). Точки линейной синтезированной апертуры антенны $K = -N \dots N$, в которых происходит прием сигнала e_k , получают при движении обнаруживаемого ЛА (только в направлении, противоположном указанному на рисунке). Для осуществления когерентного накопления необходимо выравнять фазы принимаемых сигналов, которые зависят от взаимного расположения РЛС и цели. При этом необходимо учитывать факт, что сигнал проходит расстояние, вдвое превышающее дальность до цели.

В этом случае (обозначения показаны на рис. 12)

$$r^2 = R^2 + \chi^2 - 2R\chi \sin \theta.$$

При условии, что $\chi \ll R$, получим

$$R - r \approx -\chi^2/2R + \chi \sin \theta. \quad (1)$$

Когерентная обработка принимаемых сигналов e_k в математическом выражении имеет вид:

$$S(\theta) = \sum_{k=-N}^N e_k \exp(-i(4\pi/\lambda)[R - r_k(\theta)])$$

или с использованием (1)

$$S(\theta) \approx S_1(\theta) = \sum_{k=-N}^N e_k \exp i(4\pi/\lambda)(\chi^2/2R) \times \exp(-i(4\pi/\lambda)\chi_k \sin \theta). \quad (2)$$

Из (2) видно, что первый экспоненциальный множитель характеризует фокусировку синтезированной апертуры антенны в направлении точки P в ближней зоне, а вто-

рой — преобразование Фурье над сфокусированным сигналом $e(\chi_K)$.

Разрешающую способность по азимуту РЛС в режиме ИСА можно оценить

$$\Delta\theta = \lambda/2d(2N+1) \cos \theta$$

или

$$\Delta\theta = \lambda/2VT(2N+1) \cos \theta,$$

где λ — длина волны излучения, м; V — скорость движения цели, м/с; T — период следования импульсов РЛС, с.

При $\lambda=0,1$ м; $V=250$ м/с, $T=10^{-2}$ с, $N=250$, $\theta=0^\circ$, линейная разрешающая способность по дальности $P=5 \cdot 10^4$ м будет составлять $\Delta l = R\Delta\theta = 2$ м.

За 5 с прямолинейного движения цели без ускорения формируется апертура антенны размером

$$VT(2N+1) = 1250 \text{ [м]}.$$

Для реализации этого метода необходимо точно знать траекторию и параметры движения цели. Из (2) видно, что для фокусировки или компенсации изменения расстояния между целью и РЛС требуется знание дальности до цели P и ее скорости V .

Еще одним ограничением при использовании этого метода является то, что угол θ не должен быть равен 90° (180°), т. е. можно обнаружить цели, имеющие тангенциальную составляющую скорости движения относительно РЛС [23].

Таким образом, метод ИСА является достаточно перспективным для решения задачи обнаружения малозаметных целей. Однако применение его будет осложняться такими явлениями, как случайные изменения траектории полета цели, т. е. незнанием точных значений дальности P и скорости движения V , а также частотной нестабильностью задающего генератора передатчика РЛС, изменениями условий распространения электромагнитных волн и т. д.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Одним из важнейших свойств зарубежных военных ЛА нового поколения, поступление которых на вооружение планируется на вторую половину 90-х годов, является малая заметность.

Конфигурация перспективных ЛА, имеющих малую ЭПР (на примере истребителя 1990-х годов ATF фирмы Локхид), показана на рис. 13.

Малая заметность ЛА, по мнению зарубежных специалистов, обуславливает необходимость существенного совершенствования РЛС в целях повышения дальности обнаружения малозаметных ЛА. Считается, что способы повышения дальности обнаружения окажут сильное влияние на формирование тенденций развития радиолокации в ближайшие 10...15 лет [2, 4, 6]. При этом получит подтверждение ряд известных долговременных тенденций развития РЛС, и в то же время появятся новые направления, вызванные к жизни необходимостью противодействия ЛА с малыми ЭПР. К долговременным тенденциям относятся: повышение энергетического потенциала, улучшение качества обработки сигналов, освоение новых более высокочастотных диапазонов и комплексное использование различных диапазонов. Новые направления (хотя некоторые из них и известны на протяжении ряда лет, изучены еще недостаточно и не получили практической реализации) включают: применение несинусоидальных и многочастотных сигналов, эффекта нелинейной радиолокации, инверсное синтезирование апертуры, многопозиционных РЛС, распределенной РЛС космического базирования, согласование зондирующих сигналов с формой цели и т. д. Зарубежные специалисты отмечают [3, 10, 24], что в настоящее время трудно прогнозировать, какой (или какие) из способов

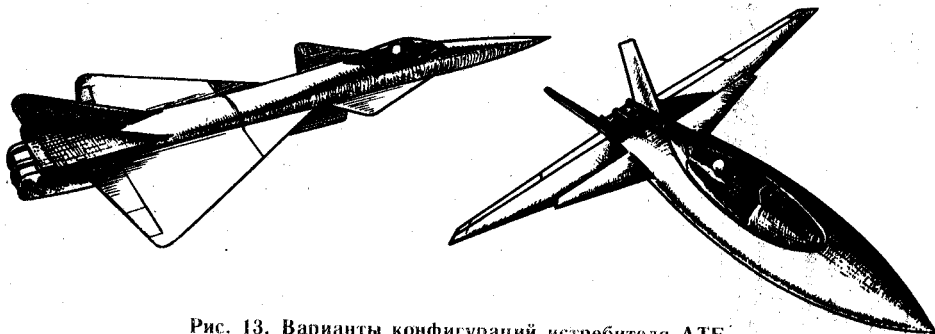


Рис. 13. Варианты конфигураций истребителя ATF

повышения дальности обнаружения малозаметных ЛА будет выбран в качестве основного, так как пока отсутствует достоверная информация о том, какие методы и средства снижения заметности ЛА найдут практическое воплощение на самолетах 90-х годов, прежде всего на АТВ и АТФ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Справочник по радиолокации.** Пер. с англ. / Под ред. С. Скольника.— М.: Сов. радио, 1976 г, т. 1, с. 356.
2. **Aviation Week & Space Technology**, 1987, v. 126, N 20, p. 22—23.
3. **Interavia**, 1987, v. 42, N 4, p. 331—333.
4. **IEEE Spectrum**, 1986, October, p. 74.
5. **Farina A., Galati G.**— *Alta Frequenza*, 1985, v. 54, N 4.
6. **Signal**, 1987, v. 41, N 8, p. 25—32.
7. **Moraitis D., Alland S.**— In: *IEEE Int. Radar Conf.*, London, 1985, p. 159—162.
8. **Harmuth H. F.**— *IEEE Trans.*, 1983, v. EMC-25, N 1.
9. **Mohamed N. J.**— *IEEE Trans.*, 1987, v. EMC-29, N 4.
10. **Flight Int.**, 1987, v. 131, N 4050, p. 10.
11. **Microwave J.**,— 1987, v. 30, N 2, p. 98—100.
12. **Fleming M. A. e. a.**— In: *Int. Conf. RADAR-77*, London, 1977.
13. **Harger R. O.**— *IEEE Trans.*, 1976, v. AES-12, N 2.
14. **Ruck G. T. e. a.** *Radar Cross Section Handbook*, Plenum Press, N. Y.— London, 1970.
15. **IEE Proc.**, 1986, v. 133, N 7, pt. F.
16. **Harmuth H. F.**— *IEEE Trans.*, 1985, v. EMC-27, N 2.
17. **Hussain M. G. M.**— In: *IEEE Int. Radar Conf.*, London, 1985, p. 190—196.
18. **Gjessing D. T.** *Target Adaptive Matched Illumination Radar: Principles and Applications*. Peter Peregrinus Ltd, 1986.
19. **Howard D. D.**— *IEEE Trans.*, 1975, v. AES-11, N 5.
20. **Leong S. H., Gray J. E.**— *IEEE Trans.*, 1987, v. EMC-29, N 4.
21. **Bruckheim A. J., Tomlison P. G.**— *Micro-wave J.*, 1987, v. 30, N 9.
22. **Weber P., Haykin S.**— *IEE Proc.*, 1988, v. 135, N 1, pt. F.
23. **Wirth W. D.**— *IEEE Trans.*, 1980, v. AES-16, N 1.
24. **Aviation Week & Space Technology**, 1987, v. 127, N 10, p. 88—89.
25. **Зарубежная радиоэлектроника**, 1984, № 11.
26. **Черняк В. С., Заславский Л. П., Осипов Л. В.**— *Зарубежная радиоэлектроника*, 1987, № 1.