

**Ю. Г. СТЕПАНОВ**



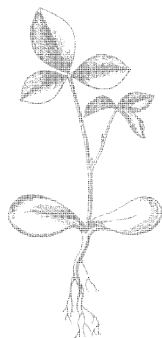
**ПРОТИВО-  
РАДИОЛОКАЦИОННАЯ  
МАСКИРОВКА**

Ю. Г. СТЕПАНОВ

# ПРОТИВОРАДИОЛОКАЦИОННАЯ МАСКИРОВКА



Издательство  
«СОВЕТСКОЕ РАДИО»  
Москва — 1968



Излагаются основные сведения о методах и средствах противорадиолокационной маскировки военных и промышленных объектов. Рассмотрены отражающие свойства радиолокационных целей, способы снижения радиолокационной заметности различных объектов, маскирующие свойства местности и гидрометеоров, отвлекающие и маскирующие ложные цели. Описаны экспериментальные методы определения эффективных поверхностей рассеяния.

Наряду с теоретическими вопросами, в книге большое место уделено описанию конкретных образцов зарубежной маскировочной техники и способов ее использования. Последовательно изложены способы и средства решения основных задач противорадиолокационной маскировки.

Книга рассчитана на инженерно-технических работников радиотехнической специальности, а также на военных читателей, интересующихся вопросами радиомаскировки.

5 табл., 87 рис., 45 назв. библи.

**3-4-4**

**28-68**

ЮРИЙ ГРИГОРЬЕВИЧ СТЕПАНОВ

**Противорадиолокационная маскировка**

Редактор Ю. И. Суханов

Художественный редактор В. Т. Сидоренко

Технический редактор З. И. Яковлева

Корректоры Е. П. Озерецкая, З. Н. Ахмедова

Сдано в набор 8/1 1968 г.

Т-05083

Формат 84×108/32

Объем 7 56 усл. п. л. Уч.-изд. 10,364

Подписано в печать 26/IV 1968 г.

Бумага типографская № 2

Тираж 12 200

Издательство „Советское радио“. Москва. Главпочтамт, п/я 693. Зак. 1025

Московская типография № 10 Главполиграфпрома  
Комитета по печати при Совете Министров СССР.  
Шлюзовая наб., 10.

Цена 52 коп.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение . . . . .	4
Глава 1. Отражающие свойства радиолокационных целей . . . . .	7
1. Эффективная поверхность рассеяния . . . . .	7
2. Флюктуации амплитуд отраженных сигналов и ЭПР целей . . . . .	12
3. Флюктуации фазового фронта отраженного сигнала . . . . .	20
4. Поляризационные характеристики отраженного сигнала . . . . .	22
5. ЭПР цели при разнесенной (бистатической) радиолокации . . . . .	24
6. Средние значения ЭПР реальных целей . . . . .	28
Глава 2. Экспериментальное исследование эффективных поверхностей рассеяния целей . . . . .	29
1. Методы экспериментального исследования ЭПР . . . . .	29
2. Особенности электромагнитного моделирования . . . . .	31
3. Измерительные системы для исследования ЭПР на моделях . . . . .	34
4. Комплекс RAT SCAT для измерения ЭПР различных объектов . . . . .	41
Глава 3. Снижение ЭПР объектов применением малоотражающих форм и радиопоглощающих материалов . . . . .	44
1. Применение малоотражающих форм . . . . .	44
2. Общие сведения о радиопоглощающих материалах . . . . .	48
3. Некоторые вопросы теории . . . . .	50
4. Интерференционные узкодиапазонные покрытия . . . . .	55
5. Широкодиапазонные радиопоглощающие покрытия и материалы . . . . .	59
6. Измерение характеристик радиопоглощающих материалов . . . . .	65
Глава 4. Маскирующие свойства местности и гидрометеоров . . . . .	68
1. Эффективная поверхность рассеяния поверхностных распределенных целей . . . . .	68
2. Отражающие свойства земной поверхности . . . . .	71
3. Маскирующие свойства отражений от морской поверхности . . . . .	75
4. Маскирующее действие гидрометеоров . . . . .	80
Глава 5. Искусственные радиолокационные отражатели и их применение . . . . .	85
1. Общие сведения . . . . .	85
2. Дипольные отражатели . . . . .	87
3. Угловые отражатели . . . . .	97
4. Линзы Лüneберга . . . . .	115
5. Пассивные антенные решетки . . . . .	121
6. Управляемые снаряды — ложные цели-ловушки . . . . .	131
7. Противорадиолокационная маскировка баллистических ракет . . . . .	136
Литература . . . . .	143

## ВВЕДЕНИЕ

**Б**урное развитие радиотехники и радиоэлектроники определило необходимость перехода в военном деле к принципиально новым способам ведения разведки на территории противника и использования оружия. Одним из основных средств обнаружения и распознавания целей, а также наведения по ним своего оружия, является радиолокация. Радиолокационные станции и системы позволяют независимо от условий видимости определять координаты военных, промышленных и оборонных объектов противника на больших дальностях.

Почти с первых же дней появления радиолокации и в ходе дальнейшего ее развития во второй мировой войне разрабатываются и средства противодействия работе радиолокаторов противника. Возникла новая специальная область радиотехники — радиопротиводействие. В настоящее время целью радиопротиводействия является не только подавление или снижение эффективности действия средств радиосвязи, радионавигации, радиолокации, но и средств управления оружием, в первую очередь систем наведения ракет. В современных условиях, когда радиоэлектроника является основным средством управления боевой техникой и войсками, умело налаженное радиопротиводействие может в конечном счете значительно снизить боеспособность противника и повысить эффективность своих сил и средств.

Противорадиолокационная маскировка является одним из основных методов снижения эффективности радиолокационных средств противника в общем комплексе мероприятий радиопротиводействия. Ее основное назначение — затруднить или полностью исключить возможность обнаружения военных, оборонных или промышленных объектов радиолокационными средствами.

Совершенствуя средства нападения, военные специалисты империалистических государств учитывают, что Советский Союз обладает всем необходимым для нанесения ответного сокрушительного удара. Поэтому они большое внимание уделяют также и созданию новых средств и совершенствованию методов противорадиолокационной маскировки. Это внимание объясняется не только необходимостью скрыть свои военные и промышленные объекты от ответного удара, но и стремлением обеспечить внезапность применения средств массового поражения.

Значительное увеличение дальностей обнаружения различных целей, повышение точности определения их координат, автоматизация процессов получения и обработки информации, а также повышение помехоустойчивости и надежности работы современной радиолокационной аппаратуры значительно усложнили осуществление противорадиолокационной маскировки и расширили области ее применения.

Особенно большие работы ведутся за рубежом в области противорадиолокационной маскировки средств воздушного нападения, в первую очередь баллистических ракет. Так, например, проектом бюджета министерства обороны США на 1966 г. были предусмотрены ассигнования на сумму 168 млн. долл. для разработки средств, облегчающих прорыв баллистических ракет через систему противоракетной обороны (ПРО) противника. Основу таких средств составляют средства противорадиолокационной маскировки.

В настоящей работе делается попытка обобщить и систематизировать сведения о средствах и методах противорадиолокационной маскировки по данным зарубежной печати. Наряду с рассмотрением принципа действия и конструкции отдельных маскирующих средств, а также принципов их использования, дается описание конкретных образцов зарубежной техники противорадиолокационной маскировки.

В книге последовательно излагаются способы и средства решения основных задач противорадиолокационной маскировки, которые состоят в том, чтобы уменьшить радиолокационную контрастность маскируемого объекта до уровня окружающего фона; создать на экранах радиолокаторов искусственную маскирующую ложную цель большой протяженности с интенсивностью отраженного сигнала, значительно превышающей сигнал от маскируемой цели; дезориентировать радиолокационную систему наблюдения и управления оружием с помощью отвлекающих ложных целей.

Книга рассчитана на инженерно-технических работников радиотехнической специальности. Некоторые главы книги, содержащие описательный материал и примеры, могут представлять интерес для широкого круга читателей.

Автор выражает признательность доценту, канд. техн. наук В. Т. Боровику, канд. техн. наук И. С. Лукьященко и А. Д. Трофимовичу за помощь при работе над книгой.

## Глава 1

### ОТРАЖАЮЩИЕ СВОЙСТВА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ

#### 1. Эффективная поверхность рассеяния

Одним из неперемненных (хотя еще и недостаточных) условий обеспечения эффективной противорадиолокационной маскировки защищаемых объектов является наличие наиболее полных сведений о количественных и качественных характеристиках отражения электромагнитной энергии от различных целей.

При падении электромагнитной энергии на какой-либо предмет (цель) на его поверхности возникают электрические токи, если цель проводник, или электрические заряды, если цель диэлектрик. В этом случае цель сама становится источником излучения электромагнитных колебаний. Энергия падающей на цель электромагнитной волны рассеивается во всех направлениях. Часть отраженной от цели энергии, поступающей на вход приемника радиолокатора, образует на индикаторе станции отметку от цели. Величина отраженного от цели сигнала зависит от параметров радиолокатора, условий распространения электромагнитной энергии и от характера цели: размеров, конфигурации, угла облучения, электрических свойств материала цели.

Для количественной оценки отражающих свойств любой радиолокационной цели пользуются условной величиной  $\sigma_{\text{ц}}$  — *эффективной поверхностью рассеяния (ЭПР) цели*.

Как известно, мощность вторичного излучения  $P_2$  (энергия, рассеиваемая целью, при падении на нее элек-



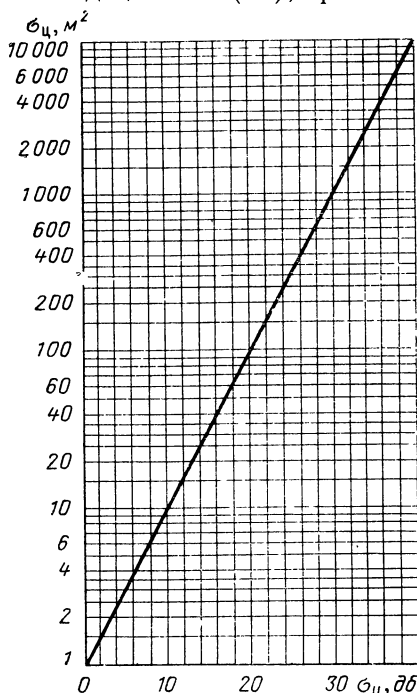
тромагнитной волны) прямо пропорциональна плотности потока энергии  $P_1$ , облучающей цель, т. е.

$$P_2 = \sigma_{\text{ц}} P_1. \quad (1.1)$$

Коэффициент пропорциональности  $\sigma_{\text{ц}}$  в формуле (1.1) называют эффективной поверхностью рассеяния. Так как большинство радиолокационных целей имеет свойство направленного вторичного излучения, то с учетом коэффициента направленного действия отражающего объекта  $D$ , характеризующего степень концентрации рассеиваемой мощности в направлении на радиолокатор, выражение для  $\sigma_{\text{ц}}$  можно написать в следующем виде [2]:

$$\sigma_{\text{ц}} = \frac{P_2}{P_1} D. \quad (1.2)$$

ЭПР может выражаться в единицах площади ( $\text{м}^2$ ) или в децибелах (дБ), причем



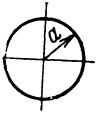
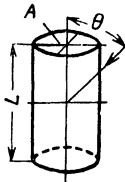
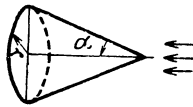
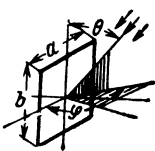
$$\sigma_{\text{ц}} [\text{дБ}] = 10 \lg \sigma_{\text{ц}} [\text{м}^2],$$

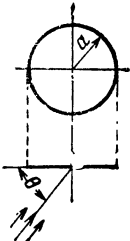
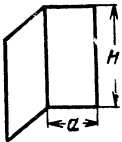
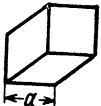
т. е. уровню в нуль децибел соответствует величина  $\sigma_{\text{ц}}$ , равная  $1 \text{ м}^2$  (рис. 1.1).

Из формулы (1.2) видно, что для определения ЭПР цели необходимо знать плотности потоков энергии в точках расположения цели и антенны радиолокатора. Получение теоретических данных о поле отраженной волны, а следовательно, и об ЭПР цели практически сводится к решению уравнений Максвелла с соответствующими граничными условиями. Существующие в настоящее время методы решения таких

Рис. 1.1. График для пересчета единиц измерения ЭПР.

**Расчетные формулы для определения эффективной  
поверхности рассеяния геометрических тел**

	<p align="center"><b>Ш а р</b></p> <p>При длине волны <math>\lambda \ll a</math>:</p> $\sigma_{\text{ц}} = \pi a^2.$ <p>При длине волны <math>\lambda \gg a</math>:</p> $\sigma_{\text{ц}} = \frac{144\pi^2 a^6}{\lambda^4}.$
	<p align="center"><b>К р у г л ы й ц и л и н д р</b></p> $\sigma_{\text{ц}} = kAL^2 \sin \theta \left[ \frac{\sin(kL \cos \theta)}{kL \cos \theta} \right]^2;$ $\sigma_{\text{ц}} = kAL^2 \quad \text{при } \theta = \frac{\pi}{2};$ $k = \frac{2\pi}{\lambda} \text{ — волновое число.}$
	<p align="center"><b>К о н у с</b></p> $\sigma_{\text{ц}} = \pi r^2 \operatorname{tg}^2 \alpha.$ <p align="center">Направление облучения совпадает с осью конуса</p>
	<p align="center"><b>П р я м о у г о л ь н а я п л а с т и н а</b></p> $\sigma_{\text{ц}} = \left[ \frac{kab'}{\sqrt{\pi}} \sin \theta \frac{\sin(ka' \sin \theta \cos \varphi)}{ka' \sin \theta \cos \varphi} \right] \times$ $\times \left[ \frac{\sin(kb \cos \theta)}{kb \cos \theta} \right]^2.$ <p>При нормальном падении к плоскости пластины:</p> $\sigma_{\text{ц}} = 4\pi \frac{a^2 b^2}{\lambda^2}$

	<p>Плоский диск</p> $\sigma_{\text{ц}} = \pi k^2 a^4 \sin^2 \theta \left[ \frac{J_1 \left( \frac{2ka \cos \theta}{\cos \theta} \right)}{ka \cos \theta} \right]^2,$ <p>где <math>J_1</math> — функция Бесселя 1-го порядка. При нормальном падении к плоскости диска:</p> $\sigma_{\text{ц}} = \frac{4\pi^2 a^4}{\lambda^2}$
	<p>Двугранный уголкового отражатель</p> $\sigma_{\text{ц}} = \frac{8\pi (aH)^2}{\lambda^2}$ <p>в максимуме диаграммы рассеяния</p>
	<p>Трехгранный уголкового отражатель</p> $\sigma_{\text{ц}} = \frac{12\pi a^4}{\lambda^2}$ <p>в максимуме диаграммы рассеяния</p>

уравнений позволяют определить расчетным путем ЭПР только для тел простой геометрической формы (табл. 1.1).

В реальных условиях радиолокационного обнаружения объекты простой геометрической формы встречаются довольно редко. Как правило, они имеют сложную конфигурацию и состоят из большого числа различных элементарных отражателей. Примерами одиночных целей сложной конфигурации могут служить корабли, самолеты, ракеты, различные наземные сооружения и т. д. Несколько одиночных объектов, расположенных в пределах отражающего объема (рис. 1.2) на относительно больших расстояниях по сравнению с длиной волны радиолокатора, образуют групповую цель.

Из рис. 1.2 видно, что по дальности размеры отражающего объема определяются величиной  $\frac{c\tau}{2}$  ( $c$  — скорость распространения электромагнитной энергии;  $\tau$  — длительность импульса радиолокатора), а по угловым координатам — линейными размерами луча антенны радиолокатора на уровне 0,5 по мощности ( $\theta_{аз}\theta_{ум}$ ).

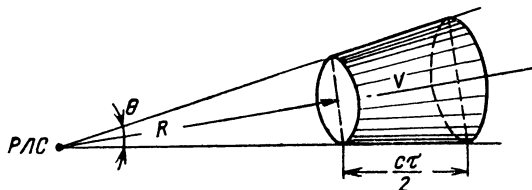


Рис. 1.2. Отражающий объем  $V = \frac{\pi}{4} R^2 \theta \frac{c\tau}{2}$ .

Совокупность множества отражающих элементов, относительно близко расположенных друг к другу и занимающих сравнительно большую область пространства, образует так называемую объемно-распределенную цель. К таким целям можно отнести гидрометеоры, облако дипольных отражателей и т. д.

Если отдельные отражающие элементы сливаются в один сравнительно тонкий слой, то они образуют поверхностно-распределенную цель. С такими целями можно встретиться при радиолокационном обзоре земной или морской поверхности. Отражающие свойства объемных и поверхностно-распределенных целей рассматриваются в гл. 4.

Расчет ЭПР реальных целей сложной конфигурации представляет большие теоретические трудности. При определении ЭПР реальных объектов расчетным путем широкое применение могут найти ЭВМ.

В настоящее время ЭПР отражающих объектов сложной формы исследуют в основном экспериментальным методом, с помощью специальной аппаратуры и устройств.

К новым направлениям в исследовании отраженных радиолокационных сигналов относятся:

— изучение рассеяния электромагнитной энергии космическими телами и аппаратами, а также плазменными образованиями;

- синтез объектов с заданными характеристиками вторичного излучения;
- определение ЭПР объектов при работе широкополосных систем с высокой разрешающей способностью;
- нахождение характеристик рассеяния на волнах миллиметрового и оптического диапазонов;
- определение ЭПР распределенных объектов с целью их распознавания.

## 2. Флуктуации амплитуд отраженных сигналов и ЭПР целей

Сложную цель можно рассматривать как совокупность большого числа элементов, рассеивающих электромагнитную энергию в различных направлениях. Такими элементами могут быть: выпуклые участки цели, являющиеся характерными «блестящими» точками; плоские части, создающие зеркальное или диффузное отражение. Отдельные элементы конструкции цели, размеры которых соизмеримы с длиной волны, будут создавать интенсивное вторичное излучение вследствие резонансных явлений. Суммарная амплитуда отраженного сигнала будет определяться относительными фазами и амплитудами сигналов, отраженных от элементарных вторичных излучателей.

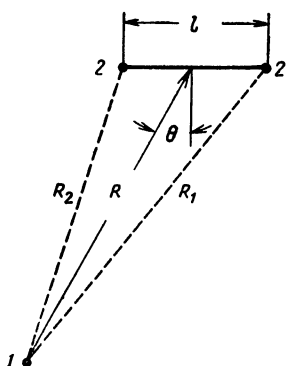


Рис. 1.3. Сложная цель, состоящая из двух рассеивающих элементов сферической формы:  
1 — радиолокационная станция; 2 — рассеивающие элементы.

Амплитуды отдельных сигналов, имеющих разные фазы в точке приема либо складываются между собой, обеспечивая большой суммарный отраженный сигнал, либо имеют такие соотношения, которые приводят к частичному или полному подавлению сигнала. Как правило, расстояние между отдельными отражающими элементами значительно превышает длину волны радиолокатора. В этом случае фазы сигналов в точке приема будут меняться с изменением положения цели относительно направления на радиолокатор, что, в свою оче-

видно, приводит к флуктуациям амплитуд отраженных сигналов. В свою очередь, флуктуации амплитуд отраженных сигналов являются причиной флуктуаций ЭПР цели. Флуктуации ЭПР цели могут быть вызваны также изменением положения цели относительно направления на радиолокатор, что, в свою оче-

редь, вызовет дополнительные флюктуации отраженного сигнала и ЭПР цели.

Чтобы выяснить механизм отражения от сложной цели, рассмотрим вначале цель, состоящую из двух равных изотропных отражающих элементов, отстоящих друг от друга на расстоянии  $l$  (рис. 1.3), причем

$$l < \frac{c\tau}{2},$$

где  $c$  — скорость света;

$\tau$  — длительность импульса радиолокатора.

Суммарное напряжение сигнала, отраженного от такой цели, на входе приемника радиолокатора будет равно [2]

$$u_{\text{вх}} = U_{m1} \cos(\omega t - \varphi_1) + U_{m2} (\cos \omega t - \varphi_2).$$

Здесь  $U_{m1}$  и  $U_{m2}$  — амплитуды напряжений отраженного сигнала от первой и второй целей;  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  — запаздывания фаз этих напряжений, равные

$$\varphi_1 = \frac{4\pi R_1}{\lambda} + \varphi_{01}; \quad \varphi_2 = \frac{4\pi R_2}{\lambda} + \varphi_{02},$$

где  $\varphi_{01}$  и  $\varphi_{02}$  — изменения фаз при отражении.

Если ЭПР первой и второй целей равны, то  $U_{m1} = U_{m2}$  и, следовательно,

$$u_{\text{вх}} = 2U_{m1} \cos \frac{\varphi_p}{2} \cos \left( \omega t - \frac{\varphi_c}{2} \right),$$

где  $\varphi_p$  и  $\varphi_c$  — разность и сумма фаз напряжений  $U_1$  и  $U_2$ .

Если  $\varphi_{01} = \varphi_{02}$ , то

$$\varphi_p = 2(R_1 - R_2) \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{4\pi l}{\lambda} \cos \theta.$$

Тогда амплитуда напряжений отраженного сигнала будет равна

$$U_m = 2U_{m1} \cos \left( \frac{2\pi l}{\lambda} \cos \theta \right).$$

Или, переходя к мощности суммарного отраженного сигнала, получим

$$P_{\text{вх}} = 4P_1 \cos^2 \left( \frac{2\pi l}{\lambda} \cos \theta \right),$$

где  $P_1$  — мощность отраженного сигнала от одного изотропного излучателя.

Так как мощность отраженного сигнала и ЭПР связаны линейной зависимостью, можно записать, что для двух элементарных целей ЭПР будет

$$\sigma_2 = 4\sigma_1 \cos^2 \left( \frac{2\pi l}{\lambda} \cos \theta \right), \quad (1.3)$$

где  $\sigma_1$  — ЭПР одного изотропного излучателя.

Из выражения (1.3) видно, что при изменении длины волны  $\lambda$  и угла  $\theta$  величина  $\sigma_2$  может принимать лю-

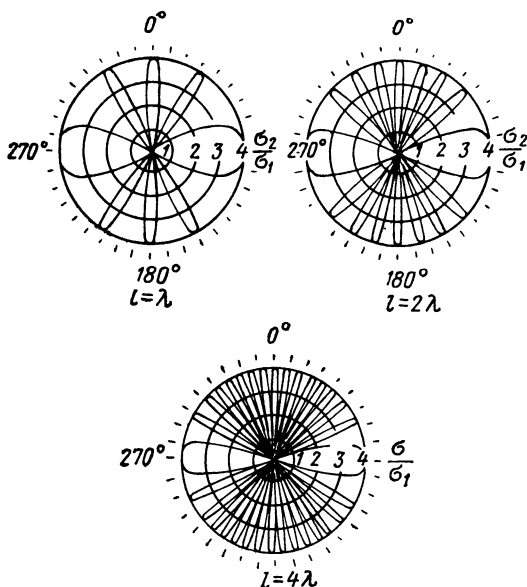


Рис. 1.4. Полярные диаграммы зависимости  $\sigma_2/\sigma_1$  для различных значений  $l/\lambda$  и углов  $\theta$ .

бое значение от нуля до максимального, которое в четыре раза превышает  $\sigma_1$  (рис. 1.4).

Реальные цели состоят из множества рассеивающих элементов с различными отражающими свойствами, причем каждый из этих элементов может, кроме того, взаимодействовать с другими. На характер флюктуаций

результатирующего отраженного сигнала оказывают большое влияние взаимное перемещение цели и радиолокатора, а также движение отдельных элементов самой цели (например, в результате собственных вибраций самолета или корабля). Из рис. 1.5 видно, что незначительные изменения курсового угла самолета могут изменить мгновенное значение  $\sigma_c$  на большую величину.

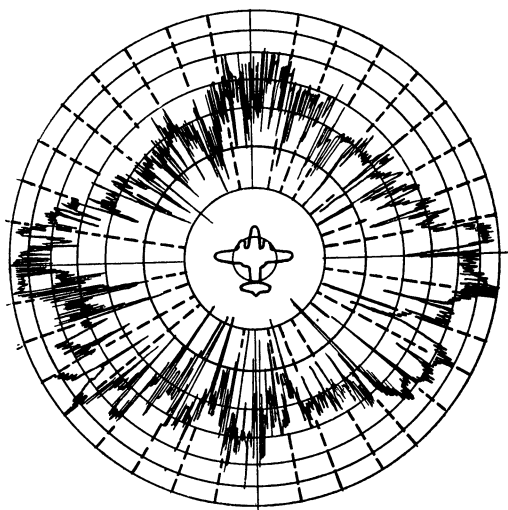


Рис. 1.5. Зависимость ЭПР двухмоторного бомбардировщика В-26 от азимута. Измерения проводились при длине волны радиолокатора  $\lambda = 10$  см.

Амплитуды отраженных сигналов и ЭПР сложных реальных целей подвержены случайным флуктуациям. Следовательно, для характеристики этих величин нужно пользоваться методами теории вероятностей. Они могут быть достаточно полно описаны законами распределения и спектром флуктуаций или функцией автокорреляции.

Пусть сложная цель (самолет, корабль, наземное сооружение), состоящая из множества произвольно расположенных отражателей, содержит в своем составе элемент, дающий стабильный отраженный сигнал («блестящая» точка), амплитуда которого превосходит суммарный сигнал от других элементов. Амплитуды и фазы сигналов всех остальных элементарных отражателей будут изменяться (в от-



личие от «блестящей» точки) в зависимости от взаимного перемещения цели и радиолокатора.

Результирующий сигнал от такой цели будет определяться соотношением.

$$E = A \cos \omega t + \sum_{k=1}^n E_k \cos (\omega t - \varphi_k),$$

где  $A$  — амплитуда сигнала «блестящей» точки;

$E_k$  — амплитуда сигнала  $k$ -го элемента;

$\varphi_k$  — фазовый сдвиг  $k$ -го элемента.

При изменении относительного положения радиолокационной станции и цели будут меняться расстояния до элементарных отражателей и их ЭПР. Это приведет к случайным изменениям амплитуд ( $E_1, E_2, \dots, E_k$ ) и фаз ( $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_k$ ) отраженных сигналов. Как показано в работе [1], двумерное распределение вероятности величин  $E$  и  $\varphi$  для суммарного сигнала может быть описано уравнением

$$W(E, \varphi) = \frac{E}{2\pi v^2} \exp \left[ -\frac{E^2 + A^2 - 2AE \cos \varphi}{2v^2} \right], \quad (1.4)$$

где  $v$  — дисперсия амплитуды.

Чтобы определить плотность вероятности случайной результирующей амплитуды  $E$ , интегрируем выражение (1.4) по всем возможным значениям фазы  $\varphi$  от 0 до  $2\pi$ :

$$\begin{aligned} W(E) &= \int_0^{2\pi} W(E, \varphi) d\varphi = \\ &= \frac{E}{v^2} \exp \left[ -\frac{E^2 + A^2}{2v^2} \right] \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp \left[ \frac{AE}{v^2} \cos \varphi \right] d\varphi. \end{aligned} \quad (1.5)$$

Известно, что

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp \left[ \frac{AE}{v^2} \cos \varphi \right] d\varphi = J_0 \left( \frac{AE}{v^2} \right). \quad (1.6)$$

где  $J_0 \left( \frac{AE}{v^2} \right)$  — функция Бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента.

Из выражений (1.5) и (1.6) получим

$$W(E) = \frac{E}{v^2} \exp \left[ -\frac{E^2 + A^2}{2v^2} \right] J_0 \left( \frac{AE}{v^2} \right). \quad (1.7)$$

Уравнение (1.4) называется обобщенным законом Релея.

Если  $A=0$  (стабильная составляющая отсутствует), то

$$J_0 \left( \frac{AE}{v^2} \right) = J_0(0) = 1$$

и плотность вероятности  $W(E)$  определяется простым законом Релея:

$$W(E)_1 = \frac{E}{\gamma^2} \exp \left[ -\frac{E^2}{2\gamma^2} \right]. \quad (1.8)$$

Выражения (1.7) и (1.8) можно записать в более общем виде, если ввести следующие обозначения:

$$a = \frac{A}{\gamma}; \quad v = \frac{E}{\gamma}; \quad dv = \frac{dE}{\gamma}.$$

Тогда

$$W(v) = v \exp \left[ -\frac{v^2 + a^2}{2} \right] J_0(av).$$

$$W(v)_1 = v \exp \left[ -\frac{v^2}{2} \right].$$

На графике (рис. 1.6) приведены кривые распределения  $W(v)$ , построенные для различных значений постоянной составляющей [1]. Из графика видно, что при больших значениях стабильной

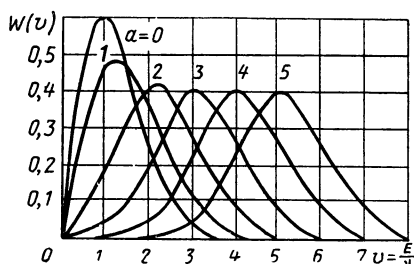


Рис. 1.6. Кривые распределения результирующих амплитуд сигналов.

составляющей  $a$  закон распределения  $W(v)$  приближается к нормальному. Если стабильная составляющая отсутствует ( $a=0$ ), результирующий сигнал образуется как сумма сигналов только от случайных отражателей. Среднее относительное значение этого сигнала будет равно:

$$\bar{v} = \int_0^{\infty} v \exp \left[ -\frac{v^2}{2} \right] dv = \sqrt{\frac{\pi}{2}}.$$

Дисперсия относительной амплитуды сигнала

$$\overline{(v - \bar{v})^2} = 2 - \frac{\pi}{2}.$$

Переходя в выражении (1.7) от напряжения  $E$  к мощности  $P$ , получим

$$W(P) = \frac{1}{\nu^2} \exp \left[ -\frac{P + P_0}{\nu^2} \right] J_0 \left[ \frac{2 \sqrt{PP_0}}{\nu^2} \right], \quad (1.9)$$

где  $P_0 = \frac{A^2}{2}$  — мощность стабильной составляющей сигнала;

$P = \frac{E^2}{2}$  — мощность результирующего сигнала, выделяемая на сопротивлении в 1 ом.

Введем обозначение

$$m = \frac{P_0}{\nu^2} = \frac{a^2}{2}. \quad (1.10)$$

Тогда средняя мощность отраженного сигнала будет равна:

$$\bar{P} = \nu^2 + P_0$$

или иначе

$$\nu^2 = \frac{\bar{P}}{1 + m} = \frac{\bar{P}}{1 + \frac{a^2}{2}}. \quad (1.11)$$

Учитывая соотношения (1.10) и (1.11), выражение (1.9) запишем в виде

$$W(P) = \frac{1 + m}{\bar{P}} \exp \left[ -m - (1 + m) \frac{P}{\bar{P}} \right] \times \\ \times J_0 \left[ 2 \sqrt{m(1 + m) \frac{P}{\bar{P}}} \right].$$

Так как ЭПР цели  $\sigma_{ц}$  пропорциональна мощности отраженного сигнала, то

$$W(\sigma_{ц}) = \frac{1 + m}{\sigma_{ц}} \exp \left[ -m - (1 + m) \frac{\sigma_{ц}}{\sigma_{ц}} \right] \times \\ \times J_0 \left[ 2 \sqrt{m(1 + m) \frac{\sigma_{ц}}{\sigma_{ц}}} \right]. \quad (1.12)$$

Если стабильная составляющая отсутствует ( $m=0$ ), то случайная величина, соответствующая ЭПР цели, распределяется по экспоненциальному закону

$$W(\sigma_{ц})_{m=0} = \frac{1}{\sigma_{ц}} \exp \left[ -\frac{\sigma_{ц}}{\sigma_{ц}} \right], \quad (1.13)$$

где  $\sigma_{ц}$  — результирующая ЭПР цели;

$\sigma_{ц}$  — среднее значение результирующей ЭПР цели.

В выражении (1.12) параметр  $m$  можно рассматривать как отношение ЭПР стабильно отражающего элемента  $\sigma_{до}$  к среднему зна-

чению ЭПР всех случайных отражателей  $\sigma_{ц\sigma}$ . Тогда для относительной ЭПР  $\sigma_{ц}/\sqrt{\sigma_{ц}}$  плотности распределения (1.12) и (1.13) примут следующий вид:

$$W\left(\frac{\sigma_{ц}}{\sigma_{ц}}\right) = (1+m) \exp\left[-m - (1+m)\frac{\sigma_{ц}}{\sigma_{ц}}\right] \times \\ \times J_0\left[2\sqrt{m(1+m)\frac{\sigma_{ц}}{\sigma_{ц}}}\right]$$

и

$$W\left(\frac{\sigma_{ц}}{\sigma_{ц}}\right)_{m=0} = \exp\left[-\frac{\sigma_{ц}}{\sigma_{ц}}\right].$$

На рис. 1.7 изображены зависимости  $W\left(\frac{\sigma_{ц}}{\sigma_{ц}}\right)$  от  $\sigma_{ц}/\sqrt{\sigma_{ц}}$  для различных значений  $m$  [1]. С помощью этих графиков можно оценить вероятность появления тех или иных значений ЭПР целей.

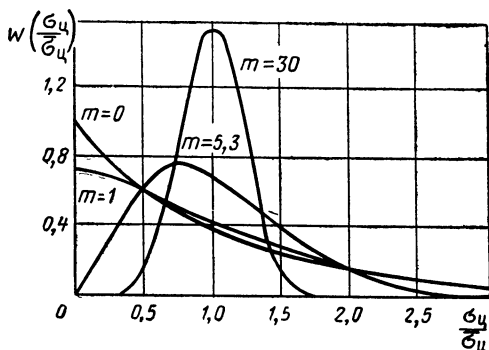


Рис. 1.7. Распределение ЭПР сложной цели.

Для описания флюктуационного изменения амплитуды отраженного сигнала и ЭПР цели во времени, как правило, используют спектральные и корреляционные характеристики отраженных сигналов — функцию автокорреляции и спектр сигнала.

С помощью функции автокорреляции  $R(\tau)$  описывается статистическая связь между значениями флюктуирующего напряжения  $E$ , разделенными интервалом времени  $\tau$ :

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T E(t) E(t + \tau) dt,$$

где  $T$  — время наблюдения.

Максимальное значение автокорреляционной функции будет при  $\tau=0$ . По мере возрастания  $\tau$  значение  $R(\tau)$  будет уменьшаться. Дли-

тельность наблюдения  $T$  следует выбирать такой, чтобы охватить все характерные флуктуации функции  $E(t)$ .

Функция автокорреляции тесно связана со спектром флуктуаций сигнала. Если изменения амплитуды флуктуирующего сигнала представляют собой стационарный случайный процесс  $E(t)$  в пределах заданного времени  $-T \leq t \leq T$ , то спектр флуктуаций определяется соотношением

$$A(f) = \int_{-T}^T E(t) e^{-j2\pi ft} dt,$$

а спектральная плотность

$$G(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} [A(f)]^2.$$

Если  $E(t)$  — напряжение на сопротивлении в 1 ом, то  $G(f)df$  есть средняя мощность, рассеиваемая на сопротивлении 1 ом в интервале частот от  $f$  до  $f+df$ , а  $G(f)$  — средняя плотность мощности, имеющая размерность мощности на единицу полосы.

Между спектральной плотностью и автокорреляционной функцией существуют следующие зависимости:

$$G(f) = 4 \int_0^{\infty} R(\tau) \cos 2\pi f\tau d\tau,$$

$$R(\tau) = \int_0^{\infty} G(f) \cos 2\pi f\tau df.$$

Обычно законы распределения вероятности ЭПР реальных целей и характер изменения ЭПР во времени определяют опытным путем.

### 3. Флуктуации фазового фронта отраженного сигнала

Для сложной цели наряду с флуктуациями амплитуды отраженного сигнала имеют место и флуктуации фазового фронта сигнала.

Для пояснения этого явления обратимся опять к модели цели, состоящей из двух точечных изотропных излучателей и сравним между собой картины фазовых фронтов этой цели и одиночного изотропного излучателя (рис. 1.8).

Поверхности равных фаз одноточечного излучателя будут концентрическими сферами с центром в излучателе. Для двухточечной цели эти поверхности будут отличаться от сферических. Величина, характеризующая искривление фазового фронта, может быть найдена как

функция угла  $\delta$  между нормальными к поверхностям равных фаз одноточечного и двухточечного излучателей для различных углов излучения  $\varphi$ .

Пусть радиолокатор находится в удаленной точке  $B$  (рис. 1.9). Тогда колебания, приходящие из точки 1,

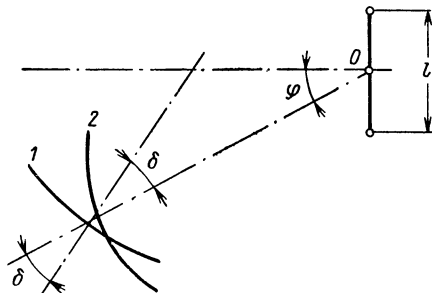


Рис. 1.8. Фазовые фронты одноточечного изотропного излучателя и цели, состоящей из двух изотропных излучателей:

1 — поверхность равных фаз двухточечной цели; 2 — поверхность равных фаз одноточечного излучателя.

будут отставать по фазе от колебаний одноточечного источника на угол

$$\epsilon = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{l}{2} \sin \varphi,$$

а колебания, приходящие из точки 2, будут опережать их на тот же угол. Если амплитуды излучаемых колебаний будут  $E$  и  $kE$ , где  $k < 1$ , то векторная диаграмма будет иметь вид, показанный на рис. 1.10, а. Результирующий вектор поля двухточечной цели будет равен сумме вектора  $\vec{E}$  и  $k\vec{E}$ . Из рис. 1.10, б находим

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \delta &= \frac{E \sin \epsilon + kE \sin (-\epsilon)}{E \cos \epsilon + kE \cos (-\epsilon)} = \\ &= \operatorname{tg} \epsilon \frac{1-k}{1+k}. \end{aligned}$$

$$\delta = \arctg \left( \epsilon \frac{1-k}{1+k} \right).$$

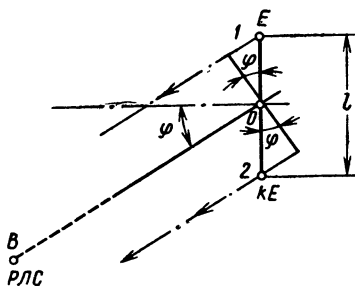


Рис. 1.9. К определению фазового сдвига.

Вычисляя значение  $\delta$  для разных значений  $\varphi$ ,  $k$  и  $l$ , можно построить картину фазовых фронтов двухточеч-

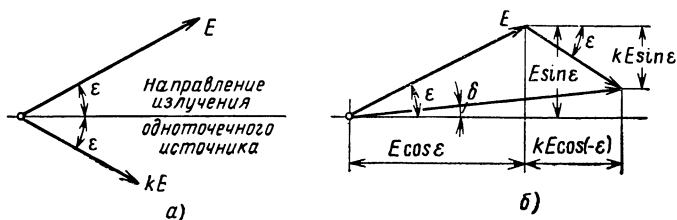


Рис. 1.10. Векторные диаграммы поля двухточечной цели.

ной цели (рис. 1.11). Флюктуации фазового фронта из-за непрерывного перемещения цели относительно радиоло-

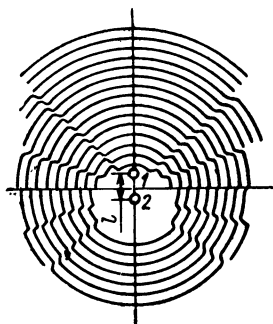


Рис. 1.11. Сечения поверхностей равных фаз плоскостью чертежа. Точка 1 цели — источник колебаний большей амплитуды [18].

катора носят случайный характер. Эти флюктуации проявляются на выходе приемника в виде случайных изменений сигнала ошибки измерения углового положения цели, поэтому их часто называют угловыми шумами.

#### 4. Поляризационные характеристики отраженного сигнала

Экспериментальные исследования подтверждают зависимость интенсивности отраженного сигнала, а следовательно, и величины ЭПР цели от вида поляризации облучающего сигнала (рис. 1.12). При отражении электромагнитных колебаний от какого-либо объекта поляри-

зация отраженной волны в общем случае не совпадает с поляризацией падающей волны, т. е. происходит деполяризация отраженного сигнала. Степень деполяризации зависит от свойств облучаемой цели и от поляризации падающего поля. Существуют тела, которые без искажений отражают поле любой поляризации — это шар и плоский диск, облучаемый в направлении оси. Другим крайним случаем является цель, которая дает отраженное поле единственной поляризации при любой поляризации падающей волны. Такой целью является тонкая проволока.

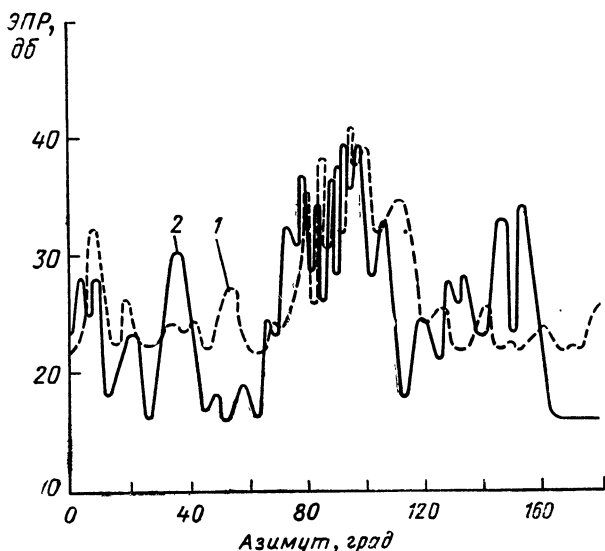


Рис. 1.12. Экспериментальная диаграмма зависимости ЭПР самолета от азимута, измеренного в плоскости крыльев:

1 — вертикальная поляризация падающей волны; 2 — горизонтальная поляризация. Частота 75 Мгц.

Объекты произвольной формы по-разному изменяют поляризацию падающего поля, при этом на входе приемного устройства, как правило, наблюдается ослабление сигнала вследствие деполяризации (табл. 1.2) [44].



**Результаты измерений потерь отраженного  
от самолета радиолокационного сигнала ( $\lambda = 10$  см)**

Поляризация падающей волны	Цель	Изменения в отраженном сигнале	Потери, дБ
Плоская	Идеальная	Отражает всю энергию; плоскость поляризации отраженного сигнала параллельна плоскости поляризации падающей волны	0
Плоская	Самолет	Часть энергии ( $-10$ дБ) возвращается поперечно-поляризованной и ослабляется приемником	0,5
Круговая (прием с той же поляризацией, что и излучение)	Самолет	Отраженная энергия разделяется поровну между ортогональными круговыми поляризациями	3

### 5. ЭПР цели при разнесенной (бистатической) радиолокации

В бистатической радиолокации передатчик и приемник находятся в разных местах. Между направлениями передатчик—цель и приемник—цель образуется угол разноса  $\beta$  (рис. 1.13). Если  $\beta=0^\circ$ , то бистатическая радиолокация сводится к обычной моностатической.

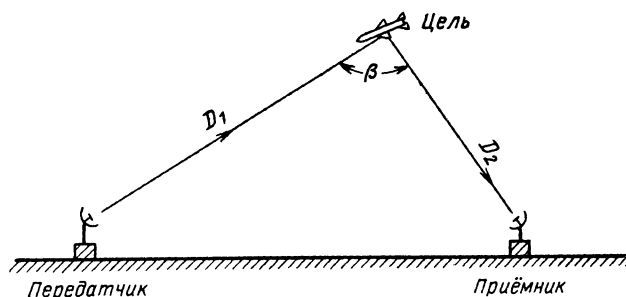


Рис. 1.13. Радиолокация с разнесенными в пространстве передатчиком и приемником.

Уравнение дальности для бистатической радиолокации имеет следующий вид:

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{изл}} G_{\text{изл}} G_{\text{пр}} \lambda^2 \sigma_{\text{цб}}}{(4\pi)^3 D_1^2 D_2^2 L_{\text{р пр}} L_{\text{р пер}}},$$

где  $P_{\text{пр}}$  — мощность принимаемого сигнала;

$P_{\text{изл}}$  — мощность излучаемого сигнала;

$G_{\text{изл}}$  — коэффициент направленного действия передающей антенны;

$G_{\text{пр}}$  — коэффициент направленного действия приемной антенны;

$\sigma_{\text{цб}}$  — ЭПР цели;

$D_1$  — расстояние от цели до передатчика;

$D_2$  — расстояние от цели до приемника;

$L_{\text{р пер}}$  — потери при распространении радиоволн от передатчика до цели;

$L_{\text{р пр}}$  — потери при распространении радиоволн от цели до приемника.

В данном случае  $\sigma_{\text{цб}}$  является мерой энергии, рассеиваемой в направлении приемной антенны.

Как показано в работе [28], для углов разноса  $\beta$ , не равных  $180^\circ$ , можно найти соотношение между значениями ЭПР при моностатической и бистатической радиолокации, если воспользоваться следующей теоремой:

«В пределе, при бесконечно малой длине волны, ЭПР цели, представляющей собой достаточно гладкое тело, для разнесенной (бистатической) радиолокационной станции при направлениях на передатчик и приемник, определяемых соответственно векторами  $\vec{k}$  и  $\vec{n}$ , равна ЭПР цели при совмещенной (моностатической) радиолокационной станции, при направлении на приемопередатчик, определяемом вектором  $\vec{k} + \vec{n}$  при  $\vec{k} \neq \vec{n}$ ».

Здесь  $\vec{k}$  — единичный вектор, направленный от передатчика к цели, а  $\vec{n}$  — единичный вектор, направленный от приемника к цели.

Очевидно, что в тех случаях, когда ЭПР сложной цели складывается из ЭПР нескольких элементов, переход от бистатического к моностатическому случаю сопровождается изменением относительных фаз, а следовательно, и тонкой структуры диаграммы ЭПР цели. Установлено, что при учете эффекта затенения и при ограничении угла  $\beta$  некоторой областью значений ука-

занная теорема может успешно применяться. Влияние эффектов затенения для большого самолета показано на рис. 1.14. Из рисунка видно, что при бистатистических измерениях ( $\beta=135^\circ$ ) двигатели и топливные баки на крыльях самолета оказываются «в тени», в то время как при моностатических измерениях отражения от них значительно увеличивают ЭПР самолета.

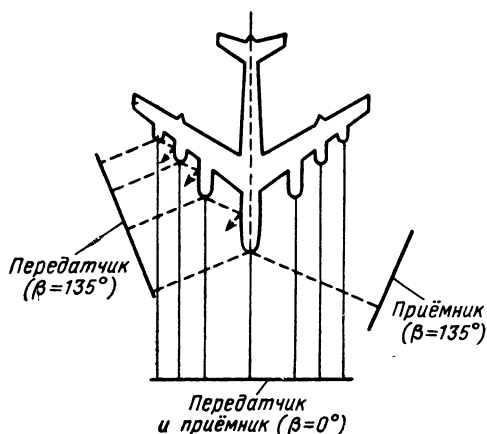


Рис. 1.14. Рассеяние электромагнитной энергии носовой частью большого самолета при двух значениях угла разнosa.

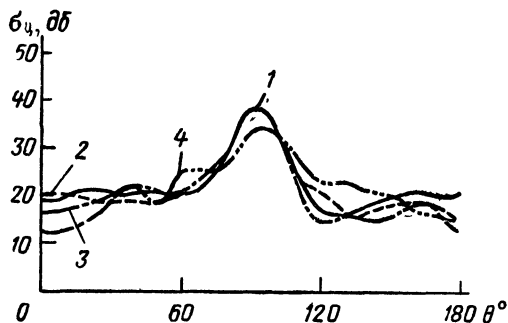
При сопоставлении результатов моностатического и бистатистического измерений с помощью этой теоремы было найдено [28], что максимальные значения ЭПР, а также пределы изменения ЭПР с достаточной точностью подчиняются теореме даже при относительно больших длинах волн. Это видно из графиков рис. 1.15, а, б, на которых показаны результаты измерения ЭПР большого самолета, изображенного на рис. 1.14. При измерениях передатчик, приемник и ось самолета находились в одной плоскости, угол  $\theta$  отсчитывался от оси самолета (от носа) к биссектрисе угла, образованного передатчиком, целью и приемником.

Рассмотренная теорема не применима для случая  $\beta=180^\circ$  (рассеяние вперед). В этом случае ЭПР цели может быть во много раз больше, чем для совмещенной

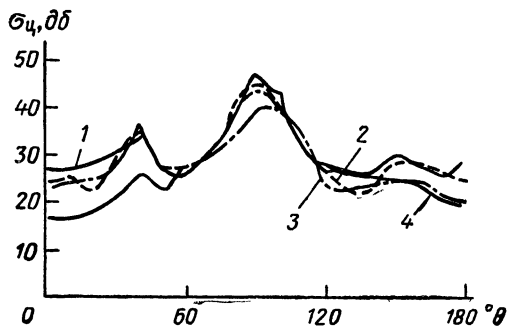
радиолокационной станции (рассеяние назад). При рассеянии вперед ЭПР цели (если длина волны  $\lambda$  мала по сравнению с размерами цели) будет равна

$$\sigma_{цф} = \frac{4\pi A^2}{\lambda^2},$$

где  $A$  — площадь проекции цели.



а)



б)

Рис. 1.15. Эффективные поверхности рассеяния большого реактивного самолета, измеренные на частоте 250 Мгц при горизонтальной поляризации падающей волны:

а — медианы (через 10°); б — максимальные значения (через 10°):

1)  $\beta=0^\circ$ ; 2)  $\beta=30^\circ$ ; 3)  $\beta=60^\circ$ ; 4)  $\beta=135^\circ$ .

Сфера радиуса  $a$  имеет ЭПР для совмещенной радиолокационной станции  $\sigma_{\text{ц}} = \pi a^2$ . Следовательно, отношение ЭПР при рассеянии вперед и назад для сферы равно

$$\frac{\sigma_{\text{цф}}}{\sigma_{\text{ц}}} = \left( \frac{2\pi a}{\lambda} \right)^2.$$

При  $a/\lambda = 10$  теоретическая ЭПР такой цели при рассеянии вперед на 36 дБ больше, чем при рассеянии назад.

## 6. Средние значения ЭПР реальных целей

При практической оценке дальности действия радиолокационной станции обычно пользуются средним значением ЭПР  $\bar{\sigma}_{\text{ц}}$ . Эту величину можно получить усреднением значений  $\sigma_{\text{ц}}$  для различных направлений падающей волны.

В табл. 1.3 приводятся средние значения ЭПР различных реальных целей, полученные в результате статистического обобщения большого числа измерений на волнах сантиметрового диапазона.

Таблица 1.3

Средние значения ЭПР

Радиолокационная цель	ЭПР, м <sup>2</sup>
Головная часть баллистической ракеты . . . . .	0,2
Истребитель . . . . .	3—5
Средний бомбардировщик . . . . .	7—10
Дальний бомбардировщик . . . . .	15—20
Транспортный самолет . . . . .	до 50
Крейсер . . . . .	14 000
Транспорт малого тоннажа . . . . .	150
Транспорт среднего тоннажа . . . . .	7 500
Транспорт большого тоннажа . . . . .	15 000
Траулер . . . . .	750
Малая подводная лодка в надводном положении . . . . .	140
Катер . . . . .	100
Рубка подводной лодки . . . . .	1
Человек . . . . .	0,8

Как правило, измерялась максимальная дальность обнаружения таких целей  $R_{\text{макс}}$ , а затем из основного уравнения радиолокации определялась  $\sigma_{\text{ц}}$ .

## Глава 2

### ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНЫХ ПОВЕРХНОСТЕЙ РАССЕЯНИЯ ЦЕЛЕЙ

#### 1. Методы экспериментального исследования ЭПР

Если не принимать во внимание атмосферное поглощение электромагнитной энергии, отражения от земли или моря и другие ограничивающие факторы, то для свободного пространства дальность действия радиолокатора определяется формулой

$$R_{\text{макс}} = A \sqrt[4]{\sigma_{\text{ц}}}, \quad (2.1)$$

где  $A$  — коэффициент, объединяющий параметры радиолокатора.

Очевидно, что основным методом сокращения дальности радиолокационного обнаружения защищаемого объекта с помощью средств противорадиолокационной маскировки является снижение величины ЭПР такого объекта. Успешное решение этой задачи не только уменьшает дальность обнаружения обороняемого объекта, но, кроме того:

— снижает вероятность обнаружения цели и вероятность захвата ее системами самонаведения ракетного оружия, работающими на радиолокационном принципе;

— позволяет значительно уменьшить мощность передатчиков активных помех, установленных на защищаемом объекте (если уменьшить  $\sigma_{\text{ц}}$  в  $n$  раз, то мощность передатчика помех, установленного на этом объекте для его защиты, можно уменьшить в  $n$  раз);

— допускает возможность снижения веса и габаритов ложных радиолокационных целей, имитирующих реальный объект с уменьшенной  $\sigma_{\text{ц}}$ ;

— повышает маскирующее действие гидрометеоров и отражений от земной и морской поверхности.

Для достижения нужного маскировочного эффекта при защите того или иного военного или промышленного объекта необходимо знать не только его суммарную ЭПР, но и определить, какие именно элементы конструкции вносят основную долю в величину отраженного сигнала. Иначе говоря, необходимо выявить, какие участки поверхности объекта необходимо замаскировать в первую очередь. Получить такие сведения с помощью теоретических исследований весьма сложно, а зачастую и невозможно. Поэтому основным методом исследования ЭПР реальных объектов в настоящее время является эксперимент. Преимуществом экспериментального метода исследования является и то, что он позволяет получить детальную диаграмму отражения в угломестной и азимутальной плоскостях и выявить флюктуационные и поляризационные характеристики отраженного сигнала. Точность экспериментального метода достаточна для создания ложной цели, имитирующей действительную цель с большой степенью достоверности. Полученные таким образом данные могут использоваться и для решения обратной задачи: распознавания сигнала от реального объекта на фоне сигналов от ложных целей.

Одним из наиболее очевидных способов измерения  $\sigma_{\text{ц}}$  является исследование отражающих свойств объекта в натурных условиях. Из уравнения дальности радиолокации

$$\frac{P_{\text{гр}}}{P_{\text{изл}}} = \frac{G^2 \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^3 R^4} \quad (2.2)$$

видно, что если радиолокатор калиброван, то значение  $\sigma_{\text{ц}}$  можно рассчитать, измерив излученную и отраженную мощности  $P_{\text{изл}}$  и  $P_{\text{пр}}$ .

Однако проведение таких измерений в реальной обстановке связано с большими организационными и техническими трудностями и требует значительных материальных затрат. Поэтому в настоящее время отражающие свойства объектов исследуют главным образом в лабораторных условиях или на специальных полигонах. При этом могут использоваться как сами объекты

или их макеты, выполненные в натуральную величину, так и модели исследуемых целей. Применение макетов и моделей дает возможность не только детально исследовать диаграмму вторичного излучения объекта, но и определить влияние отдельных элементов его конструкции на суммарную величину ЭПР и структуру отраженного сигнала. Исследования заключаются в том, что с модели последовательно снимают изучаемые элементы, измеряют их отражающие свойства и сравнивают полученные результаты с величиной отраженного сигнала, полученного от модели всего объекта.

## **2. Особенности электромагнитного моделирования**

Модель, отличающаяся от оригинала масштабом  $n=1/z$ , помещают в поле электромагнитного излучения, длина волны которого должна быть в  $n$  раз короче, чем при облучении действительной цели. В соответствии с требованиями эксперимента модель вращается в той или иной плоскости. Поле ее вторичного излучения воздействует на приемник соответствующего диапазона, преобразуется в электрический сигнал определенного уровня, который затем фиксируется на ленте самописца, фотопленке или на магнитной ленте. Полученные таким образом круговые диаграммы позволяют выяснить зависимость уровня отраженного сигнала от углового положения модели.

Возможность простого изменения масштабов электромагнитных систем является прямым следствием линейных уравнений Максвелла. Для выполнения при моделировании условий подобия достаточно, чтобы размеры цели и длина волны при измерениях изменялись в одинаковое число раз, а величина  $E/H$  была бы одной и той же для модели и реального объекта (табл. 2.1).

Небольшие модели самолетов, ракет, кораблей вытачивают из целого куска металла, обычно алюминия или магния. Модели больших размеров изготавливают из дерева или стекловолокна, а затем покрывают несколькими слоями проводящей краски

Для проведения измерений на моделях надо правильно выбрать приемо-передающую аппаратуру и, кроме того, выполнить три следующих основных требования.



1. На модель должна падать плоская волна.
2. Помехи из-за отражений от посторонних предметов (стен, стоек, подставок и т. д.) должны быть минимальными.
3. Элементы крепления модели не должны влиять на структуру отраженного от нее электромагнитного поля.

Таблица 2.1

**Соотношения между параметрами модели  
и реальной системы (цели)**

Величина	Реальная система	Модель
Длина . . . . .	$l$	$l' = l/n$
Время . . . . .	$t$	$t' = t/n$
Частота . . . . .	$f$	$f' = fn$
Длина волны . . . . .	$\lambda$	$\lambda' = \lambda/n$
Удельная проводимость . . . . .	$\gamma$	$\gamma' = \gamma n$
Диэлектрическая проницаемость . . . . .	$\epsilon$	$\epsilon' = \epsilon$
Коэффициент усиления антенны . . . . .	$G$	$G' = G$
ЭПР . . . . .	$\sigma_{\text{ц}}$	$\sigma'_{\text{ц}} = \sigma_{\text{ц}}/n^2$

Для того чтобы понятие ЭПР имело смысл, величина ЭПР должна определяться и измеряться для некоторого эталонного падающего поля. Обычно в качестве эталонного поля выбирают поле плоской волны. Антенна излучает сферическую волну, и только с увеличением расстояния от излучателя фронт волны приближается к плоскому. Однако по мере удаления модели от антенны принимаемая энергия быстро уменьшается, поэтому это расстояние выбирают минимально возможным ( $R_{\text{мин}}$ ), но все же таким, при котором фронт волны мало отличается от плоского. Если расстояние  $R_{\text{мин}}$  превышает размеры полигона или лаборатории, то для выравнивания фронта падающей волны между излучателем и целью ставят специальную линзу.

Как правило, электромагнитное поле облучает не только модель, но и опору, на которой она установлена, и окружающие предметы, так что результирующее поле рассеяния у приемника представляет собой комбинацию полезного поля от модели и посторонних полей. Особенно большие помехи получаются вследствие отражений от

стен при работе в закрытых помещениях. Чтобы свести до минимума такого рода помехи, измерения в закрытых помещениях ведут в так называемых безэховых камерах. Безэховая камера создается путем оклейки стен помещения, в котором ведутся измерения, радиопоглощающими покрытиями. Таким образом создается имитация условий свободного пространства.

Безэховые камеры, изготовление и применение которых стало возможным благодаря наличию высококачественных радиопоглощающих материалов, позволяют производить исследование ЭПР различных целей и испытания радиолокационной аппаратуры в короткие сроки с высокой точностью независимо от погоды.

Радиопоглощающие материалы для безэховых камер являются материалами, поглощающими радиоволны в широкой полосе частот. Для этого они выполняются с «согласованным» входом, т. е. импеданс материала на поверхности равен импедансу свободного пространства и постепенно возрастает с увеличением толщины материала. Большинство образцов таких материалов изготовлено из гибкого или твердого пенопласта с вкрапленными частицами поглощающего материала. Для лучшего согласования со свободным пространством наружная поверхность материала (покрытия) делается шиповидной. В безэховых камерах могут также использоваться волосяные маты, пропитанные поглощающим составом. Для метрового диапазона волн выпускаются отдельные пирамиды из поглощающего пенопласта, высотой около 2 м. Применяемые в безэховых камерах радиопоглощающие материалы эффективно действуют в широком диапазоне волн короче некоторой предельной волны, которая определяется толщиной материала, а также средней величиной диэлектрической проницаемости. Отражение от их поверхности мало зависит от углов падения.

Радиопоглощающие материалы американской фирмы «Эмерсон и Кэмин» выпускаются в виде листов гибкого или твердого пенопласта. Они крепятся к маскируемым поверхностям с помощью клея или специальными пластмассовыми скобами. Иногда материалы выполняются в виде кирпичей, из которых складываются стены. Твердые материалы для настила пола покрываются сверху листами стеклотекстолита. Эта же фирма, кроме листов поглощающего материала, выпускает готовые щиты,

облицованные покрытием. Размеры щитов  $1\,800 \times 1\,800 \text{ мм}^2$  и  $2\,700 \times 1\,200 \text{ мм}^2$ .

С помощью радиопоглощающих материалов можно уменьшить и отражения от подставок, на которые крепят модель. Часто эти подставки или опоры изготавливают из пенопласта. Для уменьшения отражений от опор им придают форму конуса или наклонного цилиндра, а поверхность делают зубчатой.

Излучение фона можно также уменьшить, сформировав диаграмму направленности антенны излучателя таким образом, чтобы ее минимумы были направлены на самые опасные переотражатели. В связи с тем, что мощность, поступающая на вход приемника, изменяется по закону  $1/R^4$ , расстояние между антенной и моделью выгодно выбирать меньшим, чем расстояние до мешающих объектов.

Размеры безэховых помещений имеет смысл выбирать достаточно большими, чтобы цель могла быть установлена как можно дальше от задней стены, которую вместе с тем необходимо покрывать самым лучшим из поглощающих материалов, имеющимся в распоряжении экспериментатора. В США, например, построены безэховые камеры, имеющие длину 40—50 м.

Если размеры модели настолько велики, что расстояние до нее должно превышать 30—40 м, используют специальные открытые полигоны. На таких полигонах можно производить исследования ЭПР целей как находящихся в свободном пространстве, так и на границе раздела. В последнем случае приемо-передающую антенну и цель располагают у поверхности земли на такой высоте, что при взаимодействии прямого и отраженного от земли лучей в интерференционной картине получается максимум. Более подробно такой полигон будет описан ниже.

### **3. Измерительные системы для исследования ЭПР на моделях**

Основные трудности, которые встречаются при исследовании ЭПР, связаны с отделением отраженного сигнала от сигнала передатчика и подавлением нежелательных сигналов от окружающих предметов. В настоящее время

используются следующие основные виды измерительных систем:

- с непрерывным излучением;
- импульсные;
- системы, использующие эффект Допплера.

**Система с непрерывным излучением.** Это наименее дорогая система. Она обычно используется для работы с небольшими моделями, когда измерения проводятся в безэховых камерах, на расстояниях от модели до 15 м.

Блок-схема измерительной системы непрерывного

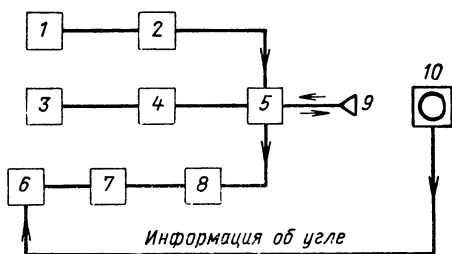


Рис. 2.1. Блок-схема системы непрерывного излучения для измерения ЭПР:

1 — стабилизированный генератор; 2 — развязывающее устройство; 3 — согласованная нагрузка; 4 — ВЧ блоки настройки; 5 — гибридный тройник; 6 — самописец; 7 — приемник; 8 — смеситель; 9 — рупорная приемно-передающая антенна; 10 — опора для модели.

излучения изображена на рис. 2.1. Система состоит из передатчика и приемника (1, 7), присоединенных к соответствующим плечам двойного Т-образного волноводного моста — гибридного тройника 5. К одному из плеч моста подсоединяются блоки настройки 4 и согласованная нагрузка 3, а к другому — рупорная антенна 9, которая служит одновременно для передачи и для приема. При использовании такого моста следует учитывать, что половина принятой (и излученной) энергии поступает к приемнику, а половина теряется на нагрузке. Волноводный тройник должен быть выполнен со строго симметризованными плечами. Только в этом случае будет существовать полная развязка между передатчиком и приемником, а принятый отраженный сигнал разделится поровну между согласованной нагрузкой и приемником.

На практике нагрузка намеренно несколько рассогласовывается для того, чтобы часть сигнала отражалась от нее в плечо тройника, к которому присоединен приемник. Этот сигнал, амплитуда и фаза которого регулируются с помощью блоков настройки, используется для компенсации паразитных фоновых отражений. Отношение энергии, остающейся после компенсации в плече тройника, к которому присоединен приемник, к энергии в плече передатчика называют степенью развязки системы. Необходимая степень развязки возрастает с уменьшением ЭПР исследуемого объекта, увеличением требуемой точности измерений и расстояния до цели. Для уменьшения температурных влияний на величину развязки волноводный тройник и антенну изготавливают из инвара, а настроечные стержни в плече согласованной нагрузки — из кварца.

Весьма жесткие требования предъявляются к стабильности генератора, так как уход частоты его ведет к разбалансировке моста, ухудшению развязки, а следовательно, и к снижению чувствительности приемника. Считают, что в системе, работающей в 10-см диапазоне, требуемая величина стабильности должна составлять  $10^{-5}$  при степени развязки 85 дБ и  $5 \cdot 10^{-6}$  при степени развязки 100 дБ. Современные промышленные образцы генераторов СВЧ обеспечивают стабильность, необходимую для поддержания требуемых уровней компенсации в течение всего времени измерений, и могут использоваться в качестве передатчиков и гетеродинов в супергетеродинных приемных системах.

Измерения с помощью таких систем ведут в следующем порядке.

В начале измерений модель снимают с опоры. Органы регулировки блока настройки устанавливают в такое положение, при котором в плече приемника не обнаруживается никакого сигнала. Это означает, что поля, обусловленные отражениями от опоры и фоновыми отражениями, скомпенсированы. После установки модели на место в приемном плече тройника появится нескомпенсированный сигнал от цели, который записывается регистрирующим устройством. Модель при этом можно поворачивать по азимуту на  $360^\circ$  или же менять ее положение в вертикальной плоскости. Затем модель заменяют эталоном, ЭПР которого известна (шар, цилиндр, уго-

лок) и записывают некомпенсированный сигнал от выбранного эталона.

Сравнивая отражения от изучаемой модели с отражением от эталона, определяют непосредственно ЭПР модели. Для получения удовлетворительной точности при таких измерениях необходимо, чтобы ЭПР эталона была бы по своей величине такого же порядка, что и ЭПР измеряемой модели.

Правильность калибровки аппаратуры будет обеспечена только в том случае, если эталон и модель облучаются плоской волной. Если облучающая волна отличается от плоской, т. е. ее фазовый фронт искажен, то отраженное поле будет зависеть от характера и величины этих искажений. Для того чтобы проверить правильность получаемых диаграмм отражения от сложных моделей, необходимо провести измерения отраженного поля от плоской пластины, диаграмма которой хорошо известна [10].

Если излучаемая волна плоская, то угловая ширина основного лепестка диаграммы вторичного излучения пластины шириной  $a$  будет определяться равенством  $\theta = \frac{x}{a}$ . Боковые лепестки будут в два раза уже основного. Уровень первого бокового лепестка должен быть в 4,7 раза меньше основного; уровень следующего — в 7,8 раза меньше и т. д.

Проверка соотношения уровней является одновременно проверкой линейности всего приемного тракта аппаратуры. Измерение диаграмм пластин с разной шириной  $a$  и сравнение их с расчетными позволяют определить, начиная с каких размеров диаграмма искажена уже настолько значительно, что облучающее поле нельзя считать плоским [10].

Одной из разновидностей измерительных систем непрерывного излучения является система непрерывного излучения с *частотной модуляцией*. Принцип работы такой системы состоит в следующем.

Сигнал с частотой  $f_0$ , переданный в момент  $t_0$  и отраженный рассеивателем (моделью) на расстоянии  $R$ , возвратится к приемнику через  $\tau = \frac{2R}{c}$  сек. Пусть часто-

та излучаемого сигнала изменяется со скоростью  $df/dt$  гц/сек, тогда частота принятого сигнала будет

$$f = f_0 + \frac{2R}{c} \frac{df}{dt}.$$

Если небольшую часть энергии колебаний с частотой  $f_0$  использовать в качестве сигнала гетеродина и смешать ее с принятым сигналом, то получим разностную частоту:

$$f_p = f - f_0 = \frac{2R}{c} \frac{df}{dt}.$$

Сигналы, отраженные от объектов, расположенных на расстояниях, отличных от  $R$ , дадут другие значения  $f_p$ . От этих сигналов помех можно избавиться с по-

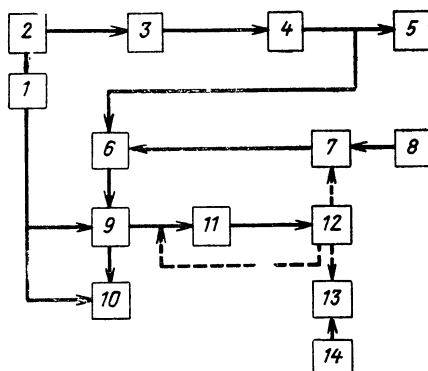


Рис. 2.2. Блок-схема импульсной системы для измерения ЭПР:

1 — генератор импульсов и временной развертки; 2 — усилитель пусковых импульсов; 3 — модулятор; 4 — магнетрон; 5 — передающая антенна; 6 — приемник и система АПЧ; 7 — волноводный аттенюатор; 8 — приемная антенна; 9 — стробируемый усилитель; 10 — осциллограф; 11 — сервоусилитель; 12 — серводвигатель привода пера самописца и волноводного аттенюатора; 13 — самописец; 14 — источник информации об угле поворота опоры модели.

мощью резонансных усилителей и фильтров с высокой избирательностью. Величина ЭПР цели будет пропорциональна амплитуде принятого сигнала.

**Импульсная система** представляет собой упрощенный радиолокатор, приспособленный для работы с моделями,

устанавливаемыми на сравнительно малых расстояниях (рис. 2.2).

Импульсный метод позволяет получить большую мощность излучения и дает возможность отстраиваться от мешающих сигналов путем применения специальных схем селекции. В аппаратуре имеются импульсы от 0,1 до 1,0 мксек при частотах повторения от 500 гц до 25 кгц. Промежуточные частоты супергетеродинного приемника составляют от 30 до 60 Мгц при ширине полосы до 10 Мгц. При указанных длительностях импульса антенные переключатели не используют, а применяют отдельные антенны на передачу и прием. Это вызвано тем, что сравнительно большое время переключения и восстановления антенных переключателей (газовых разрядников) препятствует нормальной работе на одну антенну при малых (до 50 м) расстояниях до исследуемой модели. Ограничения, связанные с выбором минимального расстояния, практически отпадают, если в аппаратуре использовать импульсы наносекундной и субнаносекундной длительности. Существуют импульсные системы с длительностью импульсов 1 нсек и короче, что позволяет получить разрешающую способность 15 см и меньше. Естественно, что такие узкие импульсы требуют очень широкой полосы по промежуточной частоте.

**Допплеровские измерительные системы.** Принцип измерения в таких системах состоит в следующем.

Отражающий объект с помощью механической системы перемещается относительно наблюдателя с определенной скоростью  $v_r$ . Движущийся объект облучают электромагнитным полем (с длиной волны  $\lambda$ ). Отраженный от него сигнал будет иметь уже другую частоту, отличающуюся от частоты  $f$  на величину  $\Delta f$  (частоту Доплера):

$$\Delta f = \frac{2v_r}{\lambda}.$$

Сигнал частоты  $\Delta f$  выделяется в приемной аппаратуре путем сравнения частоты отраженного сигнала с частотой сигнала передатчика. Амплитуда сигнала частоты  $\Delta f$  будет пропорциональна ЭПР движущегося объекта. На рис. 2.3 изображена блок-схема одного из вариантов такой измерительной системы.

Исследуемый объект устанавливают на вращающемся кронштейне и облучают рупорной антенной. Для ка-



либровки уровня отраженного сигнала используется эгалонный отражатель, устанавливаемый на месте модели на том же радиальном расстоянии от центра вращения. Положение передающей антенны выбирают так, чтобы облучался только один объект. Таким образом, при вращении кронштейна исследуемая модель и эталон попеременно попадают в облучаемое поле. Отраженный сигнал от движущегося тела поступает в приемное плечо волноводного тройника и смешивается там с опорным сигналом от генератора. В результате такого смешения выделяется сигнал разностной частоты  $\Delta f$ , который затем усиливается и поступает на запись. Если объекты расположены на расстоянии  $r$  от центра вращения и скорость их вращения составляет  $q$  об/мин, то максимальное значение доплеровской частоты составляет

$$\Delta f = \frac{\pi r q}{15 \lambda}.$$

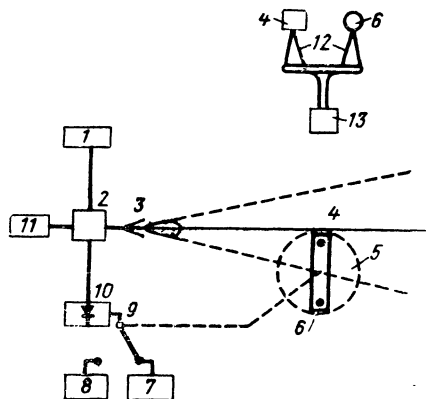


Рис. 2.3. Измерительная установка с вращением модели и эталона, основанная на использовании эффекта Доплера:

1 — генератор непрерывных колебаний; 2 — волноводный тройник; 3 — антенна; 4 — модель; 5 — вращающийся кронштейн; 6 — эталон; 7, 8 — аппаратура, принимающая и записывающая сигнал, отраженный от модели и эталона; 9 — переключатель; 10 — смеситель; 11 — нагрузка; 12 — стойки для крепления модели и эталона; 13 — привод вращения с переключателем.

На оси вращения имеется переключатель каналов записи модели и эталона, что позволяет проводить запись обоих каналов в одинаковых условиях и затем, путем их сравнения, вычислять ЭПР исследуемой цели. В аппаратуре предусмотрена механическая система, позволяющая одновременно с быстрыми колебаниями объекта относительно антенны медленно вращать его вокруг своей оси, что дает возможность снимать его круговую диаграмму отражения.

Устройство открытого полигона для измерения ЭПР рассмотрим на примере американского комплекса RAT SCAT [28].

#### 4. Комплекс RAT SCAT для измерения ЭПР различных объектов

Полигон RAT SCAT (RAdar Target SCATter Site) является крупнейшим в США комплексом открытого типа для статических измерений ЭПР объектов весом до 3,6 т. Он позволяет производить моностатические и бистатистические измерения ЭПР в диапазоне частот от 0,1 до 12 ГГц при заданной поляризации сигналов передатчика и приемника.

На полигоне можно производить измерение в течение 75% дней в году. Размер полигона 1 830×1 220 м. Общая планировка полигона показана на рис. 2.4. Измеряемые объекты размещаются вблизи поверхности земли на пенопластовых опорах с малыми ЭПР. Расчеты и эксперименты показывают, что даже при значительных изменениях характеристик почвы, которые могут быть обусловлены климатическими условиями, при любой поляризации можно получить диаграмму направленности, аналогичную изображенной на рис. 2.5, в диапазоне частот 0,5—12 ГГц. При этом высота подъема антенны и объекта и расстояние до объекта остаются в приемлемых для практики пределах. Чтобы можно было одновременно измерять ЭПР нескольких объектов, на расстояниях 150, 360 и 750 м от здания станции размещены три поворотных устройства (рис. 2.4). По периферии здания установлены три устройства для подъема антенн (на высоту до 12 м), каждое из которых несет передающую и приемную антенны.

Одновременно с моностатическими измерениями можно проводить бистатистические (двухпозиционные) измерения при углах разноса  $\beta$  передатчик — цель — приемник до 120°. Для этого на полигоне имеются три

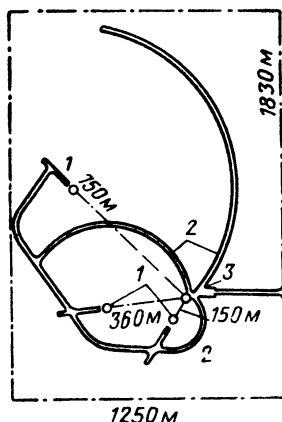


Рис. 2.4. План полигона RAT SCAT:

1 — поворотные устройства;  
2 — дороги для бистатистических измерений; 3 — здание, где размещена аппаратура радиолокатора.

дсрого, по которым перемещается устройство для подъема антенны и автобус с оборудованием.

Основной комплекс оборудования состоит из приемо-передающих систем, каждая из которых работает в одном из семи частотных поддиапазонов, что позволяет плавно перекрывать диапазон от 0,1 до 12 ГГц; семь до-

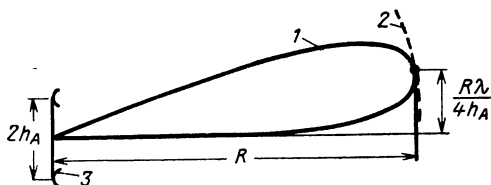


Рис. 2.5. Идеализированная диаграмма направленности антенны комплекса RAT SCAT:

1 — кривая равной напряженности поля; 2 — кривая равных фаз; 3 — зеркальное изображение антенны.

полнительных приемных систем размещены в автобусе с оборудованием и используются при двухпозиционных измерениях. Имеется также шесть комплектов круглых антенн диаметром от 0,6 до 9 м и комплект поляризующих блоков для каждой полосы частот.

Минимальная пиковая мощность каждого из семи передатчиков составляет 1 кВт. Генераторы передатчиков

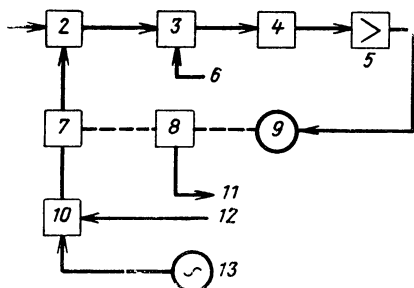


Рис. 2.6. Блок-схема приемного устройства комплекса RAT SCAT:

1 — сигнал от ВЧ смесителя; 2 — усилитель ПЧ (60 МГц); 3 — схема стробирования; 4 — детектор ошибки; 5 — усилитель; 6 — времязадающие цепи; 7 — опорный аттенюатор; 8 — цифровое и аналоговое устройства; 9 — привод; 10 — схема стробирования; 11 — сигнал к аппаратуре записи; 12 — времязадающие цепи; 13 — генератор опорного сигнала.

пяти верхних поддиапазонов собраны на ЛБВ; в двух нижних поддиапазонах используются триодные генераторы. Во всех семи поддиапазонах длительность импульсов можно изменять от 0,1 до 1 мксек, а частоту повторения от 500 до 5 000 гц.

В системе используются супергетеродинные приемники с автоматической регулировкой усиления по промежуточной частоте, которая составляет

60 Мгц. Полоса пропускания 2—10 Мгц. Основной усилительный тракт соединен с генератором опорного сигнала, для получения линейного выходного сигнала, пропорционального величине ЭПР цели в децибелах (рис. 2.6). Схема стробирования по дальности пропускает отраженный от объекта сигнал; примерно через половину интервала между импульсами схема пропускает опорный сигнал. Эти два сигнала сравниваются по амплитуде, и разностный сигнал используется в качестве напряжения ошибки в следящей схеме, которая управляет углом поворота оси прецизионного опорного аттенюатора. Следящая система обрабатывает сигнал ошибки; по положению оси опорного аттенюатора определяется величина сигнала, пропорциональная ЭПР в децибелах. Это осуществляется с помощью аналоговых и цифровых кодирующих устройств. Такой метод обеспечивает автоматическую компенсацию нелинейности усилителей промежуточной частоты.

Пульты управления и аппаратура записи дают оператору возможность осуществлять контроль и управление всеми времязадающими схемами радиолокатора, положением и угловой скоростью поворотного устройства, положением эталонного отражателя, выбором поляризации антенны и амплитудой опорного импульса.

Запись отраженного сигнала осуществляется в полярных и прямоугольных координатах на два самописца. Одновременно осуществляется цифровая запись на перфоленту, которая позволяет регистрировать данные через 0,1; 0,2; 0,4; 1; 2 и 4°, поступающие по каналу азимута.

## Глава 3

### СНИЖЕНИЕ ЭПР ОБЪЕКТОВ ПРИМЕНЕНИЕМ МАЛООТРАЖАЮЩИХ ФОРМ И РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ

#### 1. Применение малоотражающих форм

Получив исчерпывающие данные об ЭПР защищаемого объекта, можно приступить к осуществлению одной из основных задач противорадиолокационной маскировки — снижению радиолокационной заметности объекта путем уменьшения его эффективной поверхности рассеяния.

Уменьшения ЭПР различных целей можно достичь двумя способами:

- приданием защищаемому объекту малоотражающей формы;
- применением радиопоглощающих материалов.

Очевидно, что максимальный маскировочный эффект можно получить при рациональном сочетании обоих способов.

Общим принципом применения малоотражающих форм является придание объекту такой формы, под влиянием которой максимум отраженной электромагнитной энергии отклоняется в сторону от направления на приемник радиолокатора. Это явление можно также дополнить беспорядочным рассеиванием в разные стороны. Наиболее характерной малоотражающей формой, отклоняющей максимум отраженной энергии в сторону от приемника, является наклонная плоскость или пирамида. Для конуса характерно отклонение максимума диаграммы вторичного излучения от направления на ра-

диолокатор и рассеивание отраженной энергии в разные стороны.

На рис. 3.1 приведены сравнительные величины ЭПР простых отражателей, у которых геометрические площади  $S$  облучаемых поверхностей равны ( $1 \text{ м}^2$ ). Наибольшую величину  $\sigma_d$  при равновеликих геометрических размерах имеют объекты, в конструкции которых преобладают плоскостные или цилиндрические поверхности, нормальные к направлению облучения, а также уголковые отражатели. Эти объекты будут хорошо наблюдаться радиолокационными станциями на больших дистанциях. Следовательно, основным условием применения малоотражающих форм является первоочередная замена конструкций, имеющих такие поверхности, коническими, пирамидальными или плоскими с определенным углом наклона к горизонту.

Прежде всего необходимо устранить из конструкции защищаемого объекта уголковые отражатели, которые имеют большие значения  $\sigma_d$  при малых размерах граней, причем сигналы от таких отражателей на экране индикатора радиолокационной станции получаются устойчивыми. Двугранные и трехгранные уголковые отражатели могут образовываться в сочетании борта корабля и гладкой морской поверхности, а также в сочетании поверхностей надстроек и палубы. Поверхности зданий в сочетании с гладкими тротуарами и мостовыми образуют мощные уголковые отражатели с большими размерами граней.

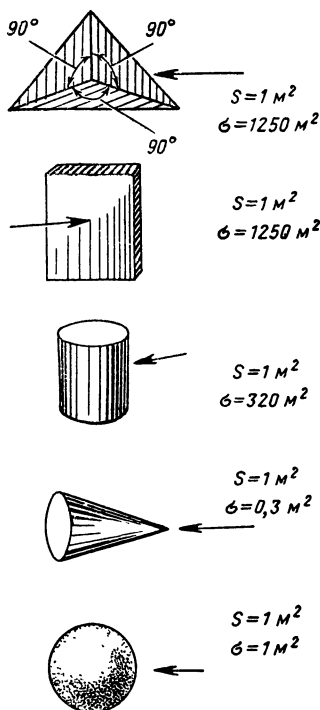


Рис. 3.1. Сравнительные величины ЭПР отражателей различной геометрической формы.

Если по конструктивным требованиям невозможно применить на объекте малоотражающие формы, используют противорадиолокационные экраны. Экран представляет собой токопроводящий лист, который устанавливается наклонно к вертикальной стенке маскируемого объекта (здания, дока, стенки причала и т. д.). На рис. 3.2 изображена схема защиты противорадиолокационным экраном подводной лодки, стоящей в базе. Как сообщалось в зарубежной печати, такие экраны хотя и

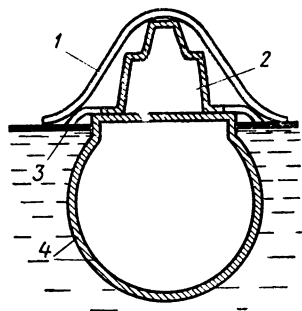


Рис. 3.2. Противорадиолокационный экран на подводной лодке:

1, 3 — экран; 2 — рубка; 4 — корпус лодки.

не полностью маскируют защищаемые объекты, все же значительно снижают мощность отраженных сигналов, что, в свою очередь, влияет на четкость изображения на экране индикатора.

Некоторые зарубежные специалисты считают, что подобного эффекта (хотя и более слабого) можно достичь, если вертикальные поверхности защищаемого объекта делать не гладкими, а рельефными (гофрированными). На рис. 3.3 показана такая керамическая пластина, которую в ФРГ предлагают использовать для

маскировки жилых зданий и промышленных предприятий. В нижнюю часть пластины можно вводить компоненты, поглощающие радиоволны.

Кроме того, для снижения мощности отраженного радиолокационного сигнала в целях маскировки промышленных и жилых зданий западногерманскими специалистами предложено на внешних поверхностях зданий делать канавки, желобки и чашеобразные выступы или углубления. Для маскировки вертикальных плоскостей и прямых линий, образующих контуры здания, плоские поверхности рекомендуется расчленять желобками, идущими в произвольных направлениях; прямоугольные очертания фундаментов, дверей, окон, подъездов снабжать выступами и чашеобразными наростами, искажающими форму этих объектов. Над окнами и дверями устанавливать щиты под углом  $45^\circ$  к стенке здания, на на-

ружные стороны щитов наносить канавки, желоба и выступы [7].

В США ведутся большие работы по уменьшению отражающей способности боевых головок баллистических ракет путем придания им малоотражающей геометрической формы. В опубликованных материалах сообщается, что ЭПР головки, обычно принимаемая равной  $0,2 \text{ м}^2$ , может быть уменьшена почти в 1000 раз. Как известно, теоретически идеальной малоотражающей формой яв-

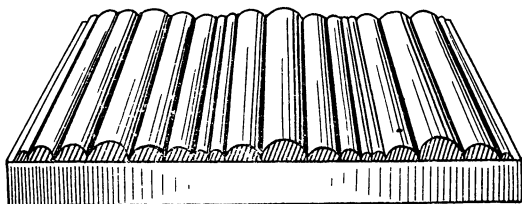


Рис. 3.3. Керамическая пластина, рассеивающая падающую на нее энергию радиоволн.

ляется бесконечный конус, рассматриваемый с вершины. Головные части ракет, разрабатываемых в США в настоящее время, имеют минимальную ЭПР благодаря воспроизведению в них с возможно большей точностью электрических характеристик бесконечного конуса. Это делается путем придания конусообразной формы головной части ракеты с абляционной оболочкой, чтобы снизить до минимума обратное рассеяние, и путем соответствующего изменения очертаний основания головной части ослабить дифракцию. Заострение носового конуса головной части не только уменьшает ее ЭПР, но также приводит к ослаблению ударной волны и меньшему нагреву поверхности, что значительно снижает ионизацию. При этом достигается более высокая скорость прохождения плотных слоев атмосферы, и резкое аэродинамическое торможение головной части наступает на значительно более низких высотах. Тем самым намного усложняются задачи противника по осуществлению сопровождения головной части ракеты и ее перехвату.

Несмотря на то, что заостренная форма головных частей ракет является теоретически наиболее выгодной, на практике оказывается необходимым некоторое за-



кругление острия конуса в целях ослабления его выгорания.

Для основания конической поверхности головной части ракеты оптимальной может быть форма, близкая к полусфере, но имеющая специально рассчитанную двоякую кривизну для уменьшения потока энергии, отражаемой в направлении облучения. Для уменьшения дифракции и обратного рассеяния предлагается использовать на тыльной стороне боевой головки ракеты, в областях, имеющих острые края и выступы, радиопоглощающие покрытия.

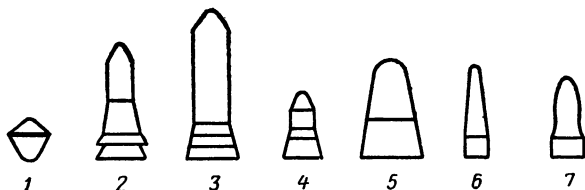


Рис. 3.4. Головные части баллистических ракет США:  
1 — Марк-2 (ракета Атлас, Тор); 2 — Марк-3 (ракета Атлас);  
3 — Марк-5 (ракета Титан-1); 4 — Марк-6 (ракета Минитмен);  
5 — Марк-6 (ракета Титан-2); 6 — Марк-7 (ракета Скайбл); 7 — Марк-11, 11А (ракета Минитмен).

Обратное рассеяние от головной части ракеты имеет частотную зависимость. Энергия, излучаемая обратно в направлении источника облучения вследствие дифракции, достигает максимума, когда длина волны приближается к размерам головной части. Энергия радиоволн, рассеиваемых от острия конуса и от острых кромок головной части ракеты, возрастает прямо пропорционально длине волны: чем длиннее волна, тем больше энергии рассеивается в обратном направлении, и чем меньше угол раствора конуса, тем обратное рассеяние меньше.

Головные части баллистических ракет, имеющих на вооружении США, показаны на рис. 3.4.

## 2. Общие сведения о радиопоглощающих материалах

В середине второй мировой войны англичане применили для поиска подводных лодок самолетные радиолокаторы, что резко увеличило потери в германском флоте. Для сохранения основного тактического преимущества подводной лодки — скрытности, немцы присту-

пили к созданию радиопоглощающих материалов. Такими материалами покрывались боевые рубки и выдвижные устройства подводных лодок. Покрытия должны были поглощать приходящую от передатчика радиолокатора электромагнитную энергию и сокращать дальность обнаружения подводной лодки самолетным радиолокатором.

По мнению зарубежных специалистов, радиопоглощающие материалы являются перспективным средством противорадиолокационной маскировки военных и промышленных объектов и в настоящее время. В первую очередь они разрабатываются для защиты летательных аппаратов с целью облегчения прорыва самолетов и ракет через линии противовоздушной обороны.

Принцип работы таких материалов заключается в том, что поглощенная энергия радиолокатора преобразуется в другие виды энергии в самом материале. При этом имеют место явления поглощения, рассеивания и интерференции электромагнитных волн. При поглощении электромагнитной энергии происходит ослабление поля падающей волны, обусловленное переходом энергии поля в тепло.

Такой процесс объясняется прежде всего наличием у маскирующего поглощающего материала диэлектрических и магнитных потерь. Процесс рассеивания является преобразованием распространяющегося в материале потока электромагнитной энергии определенного направления в потоки различных направлений. Явление интерференции радиоволн (по аналогии с оптической интерференцией) обуславливает отражательную способность поглощающего материала в направлении наибольшего вторичного излучения от его поверхности.

По конструктивному выполнению поглощающие материалы можно разделить на два основных типа:

1. Радиопоглощающие покрытия — материалы, которые наносятся на поверхность (как правило, металлическую) защищаемого объекта.

2. Радиопоглощающие конструкционные материалы. Такие материалы, используемые для сооружения военных или промышленных объектов, сочетают в себе наряду с высокими прочностными характеристиками свойство поглощать радиоволны, излучаемые радиолокационными станциями обнаружения противника.

И к тем, и к другим материалам предъявляются следующие требования:

- минимальное отражение радиоволн от защищаемой поверхности;
- максимальное поглощение электромагнитных волн;
- широкий диапазон поглощаемой энергии по частоте;
- высокие прочностные характеристики;
- минимальные габариты и вес;
- способность работать в широком интервале положительных и отрицательных температур.

По принципу работы радиопоглощающие материалы можно разделить на два основных типа: узкодиапазонные — интерференционные и широкодиапазонные — поглощающие. В узкодиапазонных интерференционных покрытиях вторичное радиоизлучение гасится вследствие интерференции радиоволн, отразившихся от наружной поверхности покрытия и маскируемой поверхности объекта. В широкодиапазонных поглощающих материалах благодаря определенной их структуре отражения от внешней поверхности материала не происходит, и почти вся энергия электромагнитной волны, входящей в маскирующее покрытие, постепенно затухает и превращается в тепло за счет наведения рассеянных токов, магнитно-гистерезисных или высокочастотных диэлектрических потерь.

В зависимости от электрических и магнитных свойств радиопоглощающие материалы можно разделить на диэлектрические и магнитно-диэлектрические.

### 3. Некоторые вопросы теории

Поглощающий материал будет соответствовать своему назначению в том случае, если в нем отсутствует отражение электромагнитной волны от внешней поверхности, а энергия, проникающая внутрь такого материала, полностью в нем поглотится. Выполнение этих условий достигается соответствующим подбором электрических свойств материала, в первую очередь комплексной диэлектрической проницаемости и комплексной магнитной проницаемости:

$$\begin{aligned}\varepsilon &= \varepsilon' - j\varepsilon'', \\ \mu &= \mu' - j\mu''.\end{aligned}$$

Мнимые части проницаемостей обусловлены потерями в материале. Рассмотрим условия отсутствия отражения электромагнитной энергии от поглощающего материала. Пусть этот материал с электрическими параметрами  $\epsilon$  и  $\mu$  имеет вид бесконечной плоскости, нормально к которой из внешнего пространства ( $\epsilon_1\mu_1$ ) приходит радиоволна (рис. 3.5).

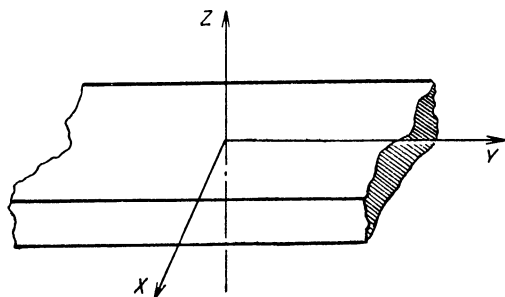


Рис. 3.5. Схема, поясняющая вывод уравнений (3.1) и (3.2).

Поле такой волны на поверхности поглощающего материала и поле внутри материала будут описываться уравнениями Максвелла [5, 9]:

$$\left. \begin{aligned} E_x &= E_m(e^{jkz} + se^{-jkz}) \\ H_y &= \frac{E_m}{12\pi} (e^{jkz} - se^{-jkz}) \end{aligned} \right\} z > 0, \quad (3.1)$$

$$\left. \begin{aligned} E'_x &= E'_m e^{jk'z}, \\ H'_y &= E_m \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} e^{jk'z} \end{aligned} \right\} z < 0. \quad (3.2)$$

Здесь  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  и  $k' = kn$  — волновые множители для внешней среды (воздуха) и поглощающего материала соответственно,  $n = \sqrt{\epsilon\mu}$  — комплексный коэффициент преломления в поглощающей среде;  $s$  — коэффициент отражения радиоволн от поверхности покрытия.

Если воспользоваться граничными условиями, которым должно удовлетворять поле на поверхности материала (границе раздела сред), т. е. при равенстве тан-

генциальных составляющих электрического и магнитных полей, получим следующее выражение для коэффициента отражения:

$$s = \frac{\sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} - 1}{\sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} + 1}.$$

Очевидно, что коэффициент  $s$  будет равен нулю (отражение от покрытия отсутствует) при равенстве диэлектрической и магнитной проницаемостей  $\epsilon = \mu$  материала.

Выражения для  $s$  можно переписать иначе:

$$s = \frac{m - 1}{m + 1},$$

где  $m = \frac{z_1}{z_2}$ , а  $z_1$ ,  $z_2$  — полные сопротивления первой и второй сред, в которых распространяется волна.

Если первой средой является окружающий воздух, то  $z = 377 \text{ ом}$ . В том случае, когда второй средой будет

поглощающий материал, для отсутствия отражения нужно, чтобы выполнялось равенство  $z_2 \cong z_1$ , откуда следует

$$\sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} = 377 \text{ ом}$$

или

$$\sqrt{\frac{\mu_{20\text{тн}}}{\epsilon_{20\text{тн}}}} = 1.$$

Таким образом, если радиопоглощающий материал имеет  $\mu_{20\text{тн}} \cong 1$  (немагнитный диэлектрик), то необходимо, чтобы  $\epsilon_{0\text{тн}}$  также было близко к единице. Материал, обладающий такими свойствами, должен быть пористым (например, кау-

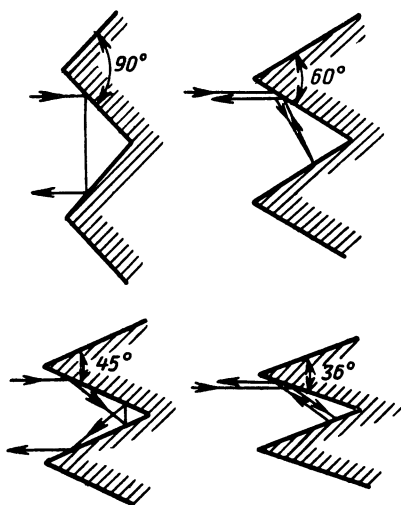


Рис. 3.6. Влияние угла при вершине шипов наружной поверхности покрытия на число отражений внутри ячеек.

чук или пенополистирол). Однако и в этом случае трудно добиться для входного слоя выполнения условия  $\epsilon = \mu$ .

Для уменьшения остаточного отражения наружную поверхность делают не гладкой, а рельефной, располагая по всей поверхности пирамидальные выступы (шипы). Чтобы увеличить число отражений между шипами (и, следовательно, снизить отражение от поверхности покрытия), угол при вершине шипа выгодно делать небольшим (рис. 3.6).

Материал с такими свойствами может работать в довольно широком диапазоне частот при условии, если мнимые части  $j\epsilon$  и  $j\mu$ , которые обуславливают потери энергии при прохождении через слой выбранного материала, достаточно велики.

Эффективность действия покрытия улучшается, если его коэффициент поглощения постепенно увеличивается от наружной поверхности покрытия к защищаемой. Для этой цели применяют многослойные диэлектрические радиопоглощающие материалы ( $\mu_{\text{отн}} = 1$ ), у которых проницаемость  $\epsilon$  возрастает от наружной поверхности вглубь покрытия.

Если в поглощающих защитных покрытиях большая часть падающей на них энергии превращается в тепло, прежде чем электромагнитные волны достигнут отражающей поверхности защищаемого объекта, то в интерференционных (узкодиапазонных) покрытиях отсутствие отражения от маскируемого объекта достигается благодаря интерференции двух радиоволн: отразившейся от наружной поверхности покрытия и от поверхности, на которую оно нанесено (рис. 3.7). Естественно, что при этом расстояние между отражающими поверхностями (толщина покрытия) должно быть таким, чтобы обеспечивалось сложение отраженных волн в противофазе.

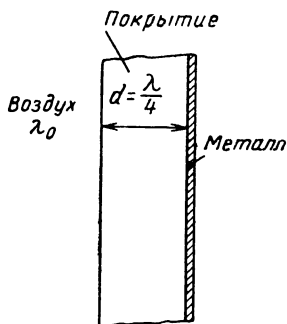


Рис. 3.7. Интерференционное радиопоглощающее покрытие толщиной в четверть длины волны, наклеенное на металлический лист.

Иначе говоря, гашение падающей волны происходит при сдвиге ее фазы в слое  $\varphi = \pi$ , т. е. при толщине слоя  $d$ , равном нечетному числу четвертей длины волны:

$$\varphi = (2b - 1)\pi,$$

где  $b = 0, 1, 2, \dots$

$$d = (2b - 1) \frac{\lambda}{4n}.$$

Маскирующее действие радиопоглощающих материалов (покрытий) эффективно только в том случае, если линейные размеры плоских поверхностей защищаемых объектов (целей) или же радиусы кривизны их поверхностей сложной формы значительно превышают длину волны в материале покрытия, т. е. при выполнении условия

$$\frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{S} > 10,$$

где  $S$  — площадь поперечного сечения тела.

Когда длина волны превышает максимальный диаметр объекта, наблюдается так называемое релеевское рассеяние. При этом рассеяние объектом с конечной проводимостью оказывается почти таким же, как и объекта с бесконечной проводимостью, что непосредственно видно из выражения для постоянной распространения.

$$\gamma = \omega \sqrt{\mu\epsilon \left( 1 + j \frac{\eta}{\epsilon\omega} \right)},$$

где  $\eta$  — проводимость.

Действительно, на достаточно длинных волнах второе слагаемое в выражении для  $\gamma$  начинает преобладать, вследствие чего покрытие с конечной проводимостью будет вести себя, как идеальный проводник, и падающая электромагнитная энергия не сможет проникать в такое покрытие и поглощаться в нем. Экспериментальные исследования, проведенные на металлических сферах и конусах с углами при вершине 60, 90 и 120° показали, что в области релеевского рассеяния нанесение покрытия на поверхность сферы приводит даже к некоторому увеличению обратного рассеяния, а следовательно, и ЭПР шара. В области же резонансного

рассеяния  $\left(\frac{2\pi}{\lambda} a \geq 0,4\right)$ , где  $a$  — радиус сферы), как и следовало ожидать, обратное рассеяние при нанесении покрытия уменьшается.

Обратное рассеяние конусами в релеевской области при нанесении покрытия значительно (на 20 дБ) возрастает, уровень обратного рассеяния начинает уменьшаться по мере увеличения диаметра основания конуса, т. е. при подходе к области резонансного рассеяния.

#### 4. Интерференционные узкодиапазонные покрытия

Простейшее интерференционное покрытие представляет собой резонансный поглотитель, состоящий из однородного слоя диэлектрика, нанесенного на защищаемую металлическую поверхность. Толщина  $d$  слоя диэлектрика, его диэлектрическая постоянная  $\epsilon$  и тангенс угла диэлектрических потерь  $\operatorname{tg} \delta$  выбраны так, что коэффициент отражения падающих электромагнитных волн равен нулю.

За рубежом интерференционные защитные покрытия изготавливают из различных пластмасс или каучука, наполненных порошком графита или карбонильного железа. Достоинством таких покрытий являются их значительная механическая прочность, гибкость, сравнительно малая толщина и небольшой вес. Основным недостатком заключается в том, что поглощение происходит в узкой полосе частот. Это связано с основным условием получения интерференционного неотражающего покрытия: толщина его зависит от длины волны передатчика, а также от проницаемостей  $\epsilon$  и  $\mu$  самого материала, т. е.

$$d = \frac{\lambda}{4 \sqrt{\epsilon \mu}}.$$

Чтобы выполнить это условие, необходимо точно подобрать величины  $\epsilon$ ,  $\mu$  и толщину покрытия. Для коротких волн при больших диэлектрических и магнитных потерях в веществе покрытия могут быть достаточно тонкими. Интерференционные материалы хорошо работают лишь при нормальном падении радиоволн на их поверхность. При других углах падения коэффициент отражения покрытия резко возрастает.



Наиболее характерным примером узкодиапазонных интерференционных материалов могут служить радиопоглощающие покрытия марок МХ и MS, разработанные английской фирмой «Плесси компани» (табл. 3.1). Основой покрытий служит каучук, смешанный с карбонильным железом. Тыльная сторона материалов покрывается медным листом или гибкой латунной тканью. В последнем случае покрытие можно изгибать по форме маскируемого объекта.

Таблица 3.1

**Характеристики узкодиапазонных защитных покрытий**

Марка материала	Толщина, мм	Диапазон длин волн, см	Ширина диапазона, %	Вес, кг/м <sup>2</sup>	Отражатель
MX1	2	3—3,4	10	7	Медь
MX3	2	—	10	9	Ткань
MS1	4	—	24	17	Медь
MS3	4	9,1—10,5	24	17	Ткань

Полоса частот материала MS значительно шире, чем МХ, благодаря большому содержанию магнитного материала и, следовательно, большим значениям  $\mu$  и характеристического сопротивления. Эти материалы занимают мало места и, если их задняя сторона прочно укреплена на твердой поверхности защищаемого объекта, хорошо проводящей тепло, могут поглощать и рассеивать мощность примерно  $1 \text{ вт/см}^2$ . При кратковременном облучении таких материалов полем мощностью

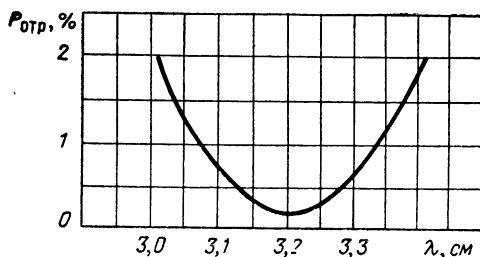


Рис. 3.8. Мощность отраженной электромагнитной энергии от покрытия MX1 в зависимости от длины волны при нормальном падении.

~200 квт на поверхности в несколько десятков сантиметров никакого изменения их свойств не наблюдалось

На рис. 3.8—3.10 изображены кривые зависимости мощности отраженных колебаний от длины волны и угла падения для материалов MS1 и MX1. Все они имеют узкую полосу поглощения, кроме того, мощность отраженных сигналов быстро возрастает при увеличении угла падения.

Покрyтия марок MX и MS при малых толщине и весе имеют сравнительно высокую механическую прочность, что позволяет использовать их для противорадиолокационной маскировки небольших подвижных объектов: автомашин, танков, малых судов, бueв, касок и оружия ночных патрулей и т. д. [21, 30, 39].

В США разработано интерференционное радиопоглощающее покрытие RS, рассчитанное на работу в 3-см диапазоне длин волн. Покрытие изготовляется в виде эластичных пластмассовых листов толщиной 1,75 мм, которыми легко покрывать металлические объекты любой формы. Это покрытие обеспечивает уменьшение отраже-

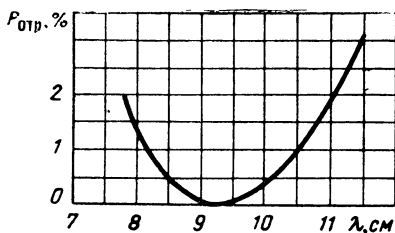


Рис. 3.9. Мощность отраженной электромагнитной энергии от покрытия MS1 в зависимости от длины волны при нормальном падении.

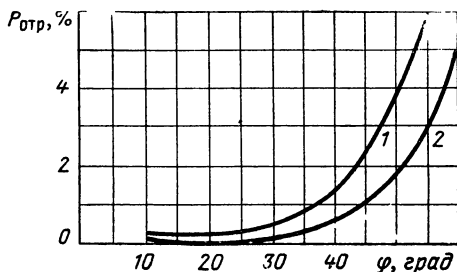


Рис. 3.10. Мощность отраженной электромагнитной энергии от покрытия MS1 в зависимости от угла падения  $\varphi$  при длине волны 3,2 см:

1 — горизонтальная поляризация; 2 — вертикальная поляризация.

ния (по сравнению с отражением от металлической поверхности) в 100 раз по мощности на волне 3,2 см. Материал отличается хорошими прочностными характеристиками, он может работать как при высоких (до 205° С), так и при отрицательных температурах, а также в условиях солнечной радиации, ветра и дождя. Квадратный метр такого покрытия весит около 5 кг.

Следует отметить, что технологический процесс изготовления тонких листовых или пленочных интерференционных покрытий, обладающих высокими радиотехническими и механическими свойствами, весьма сложен.

Вот, например, как происходит изготовление радиопоглощающего материала для резонансной частоты  $7,5 \cdot 10^9$  гц. Технология разработана американской фирмой «Дюпон де Немур Компани». Прежде всего необходимо изготовить так называемый неопреновый поглощающий цемент, в состав которого входят следующие компоненты: 150 частей неопрена, 3 части фенил-β-нафтиламина, 7,5 частей окиси цинка, 6 частей кальцинированной окиси магнезии, 0,75 частей стеариновой кислоты, 84 части печной сажи и 494 части ксилола. Вначале фенил-β-нафтиламин, окись магнезии, окись цинка и печную сажу смешивают в специальном смесителе в течение 3 мин при температуре 43° С. Затем температуру снижают до 35° С, добавляют в смеситель неопрен и опять в течение 7 мин повышают температуру до 88° С. При этой температуре производят смешивание в течение 5 мин. Полученная композиция помещается в вальцы, где в нее добавляют окись цинка при комнатной температуре. Такую смесь, приготовленную на холодных вальцах, помещают в лопастной смеситель и добавляют половину содержания ксилола, после чего продолжают перемешивать еще 5,5 час. Изготовленный таким образом раствор цемента, содержащий 33,7% по весу твердого вещества, фильтруется через тканевый фильтр для удаления нерастворимых сгустков. Затем из отфильтрованной массы приготавливают однородную композицию, пригодную для нанесения на плоскую поверхность обычным шпателем. Для этого 171 весовую часть неопренового цемента смешивают с 12,6 весовыми частями графита и 42 частями толуола. Такой раствор наносят на поверхность стеклянных плит (предварительно покрытых полихлорвиниловой пленкой толщиной 0,025 мм) и сушат в течение 30 мин при комнатной температуре. Тем же способом наносят еще 9 слоев покрытия. Готовое покрытие снимают со стеклянной плиты, выдерживают при температуре 70° С в течение 24 час для удаления растворителя и вулканизируют при температуре 140° С в течение часа.

Вулканизированная пленка толщиной 0,5 мм содержит 11,9% (по объему) графита и 22,7% (по объему) печной сажи. Три такие пленки накладывают одна на другую и прессуют. Готовая пленка прочно соединяется с металлической фольгой.

Для поглощения излучения более низких частот рекомендуется использовать графит и ацетиленовую сажу, при этом их содержание в пленке увеличивают до 25—50% (по объему).

Представляют интерес ведущиеся за рубежом работы по созданию радиопоглощающих материалов, представ-

ляющих собой систему из ориентированных в диэлектрике диполей, расположенных на расстоянии от металлической поверхности защищаемого объекта, равном четверти длины волны. Считают, что такая система позволит расширить полосу частот, в которой работают узкодиапазонные материалы. Установлено, что для каждой длины диполей, используемых в поглощающей системе, существует такая постоянная решетки, образованной диполями, при которой коэффициент отражения минимален.

В реальных условиях современных боевых действий будет одновременно использоваться большое количество радиолокационных станций, имеющих различные рабочие длины волн. В этом случае узкодиапазонные интерференционные покрытия будут малоэффективны. Более перспективными считают широкодиапазонные радиопоглощающие материалы. Как правило, они имеют значительные толщину и вес, но зато могут маскировать защищаемые ими объекты от радиолокационных станций, работающих на разных волнах.

## **5. Широкодиапазонные радиопоглощающие покрытия и материалы**

Во время второй мировой войны в Германии начали разрабатываться широкодиапазонные радиопоглощающие покрытия, которые предназначались для маскировки подводных лодок. Покрытия состояли из ряда слоев, проводимость которых увеличивалась с глубиной. Слои разделялись пенообразной пластической массой с диэлектрической проницаемостью, близкой к единице. Поглощение было хорошим в диапазоне волн от 4 до 13 см. Однако из-за большой толщины и значительного веса разработанные образцы покрытия не нашли практического применения.

В настоящее время за рубежом работу над такими материалами ведут многие промышленные фирмы и научно-исследовательские организации. Считают, что использование поглощающих покрытий на самолетах и ракетах позволит значительно облегчить преодоление ими зон противовоздушной обороны противника, насыщенных радиолокаторами, работающими в широком диапазоне частот. Высказывалось мнение, что если даже

за счет применения таких материалов снизится скорость маскируемого объекта, то и тогда плохо видимый на экране радиолокатора медленный носитель атомного оружия может оказаться опаснее быстрого носителя, который создает сильный отраженный сигнал и обнаруживается радиолокатором на большой дальности. До-

Таблица 3.2

**Характеристики широкодиапазонных защитных покрытий**

Марка	Нижняя граница диапазона длин волн, см	Максимальная отраженная мощность, %	Толщина, мм	Вес квадратного метра, кг	Стоимость квадратного метра, долл.
AN-W-72	1,5	1,5	3,2	0,4	48,5
AN-W-73	4,0	1	9,5	0,8	54
AN-W-74	8,6	1	15,9	1,2	63
AN-W-75	12,5	1	25,4	2,0	72
AN-W-77	32,0	1	63,5	3,5	117
AN-W-79	66,0	1	114,3	8,0	140

стоинством таких материалов является также то, что ими нужно покрывать не весь маскируемый объект, а только «блестящие» участки его поверхности, которые определяются в процессе исследования ЭПР различных целей.

Американская фирма «Эмерсон и Кэмин» выпускает серию радиопоглощающих материалов AN-W, которые рекомендуется применять на самолетах и объектах, находящихся на открытом воздухе (табл. 3.2). Фирма рекламирует этот материал как легкое, гибкое, листовое покрытие, которое, может принимать форму маскируемого объекта. Размеры листа составляют 600×600 мм. Параметры покрытия не зависят от погоды и не изменяются при температурах от —55 до +150° С. На материал нанесена неопределенная ткань, покрытая нейлоном, которая склеивается с любой поверхностью.

Этой же фирмой разработан широкодиапазонный радиопоглощающий материал марки «Экосорб» RM для маскировки воздушно-космических аппаратов. Он представляет собой эластичную кремнийорганическую пену, способную длительно работать при высоких температурах (до +260° С). Коэффициент отражения по мощно-

сти в диапазоне волн от 4 см и короче не превышает 2%. Изменения плоскости поляризации падающей энергии или угла падения мало сказываются на изменении коэффициента отражения. Материал выпускается в виде листов размером 300×300 мм. При толщине 9,5 мм вес 1 м<sup>2</sup> материала составляет 2,98 кг. Разработана модификация «Экосорб» RM для диапазона длин волн 8 см и короче. Его вес 6,85 кг/м<sup>2</sup>, а толщина 28,6 мм [43].

Английской фирмой «Плесси Компани» выпускается серия широкодиапазонных радиопоглощающих материалов АF, предназначенных для маскировки неподвижных объектов или объектов, перемещающихся с малой скоростью (рис. 3.11). Эти покрытия, в частности, рекомендуется применять при маскировке надстроек кораблей, зданий, портовых сооружений, каналов и т. д. [7, 30].

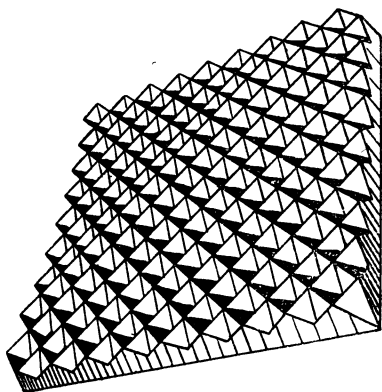


Рис. 3.11. Радиопоглощающий материал АF-11, наружная поверхность которого гофрирована.

Материал АF-10 изготовлен из двух слоев пористого каучука, смешанного с угольной пылью. Поглощение постепенно возрастает от первого слоя ко второму. Слои покрытия имеют следующие характеристики:

	1-й слой 2-й слой	
Характеристическое сопротивление, ом	225	190
Ослабление, дБ/м:		
при частоте 3000 Мгц	125	210
при частоте 10 000 Мгц	540	970

При нормальном падении луча на первый слой коэффициент отражения по мощности в диапазоне длин волн 3—10 см равен 6%. Гофрировкой поверхности его уменьшают до 1% в 10-см диапазоне и до 0,2% в 3-см диапазоне длин волн. Благодаря рельефной поверхности коэффициент отражения мало зависит от угла падения.

Покрытие AF-11, предназначенное для волн 5,7 см и короче, обладает более мелкими зернами поглотителя и меньшим весом, чем AF-10.

Наиболее легким и твердым является покрытие марки AF-20. Оно состоит из спрессованных зерен пенополистирола, окруженных прочной угольной пленкой. Передняя сторона также гофрируется, как у материала

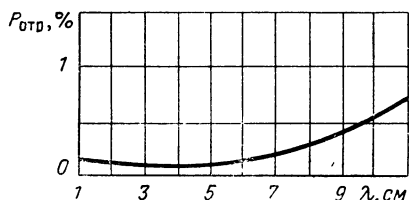


Рис. 3.12. Мощность отраженной электромагнитной энергии от материала AF-20 в зависимости от длины волны при нормальном падении.

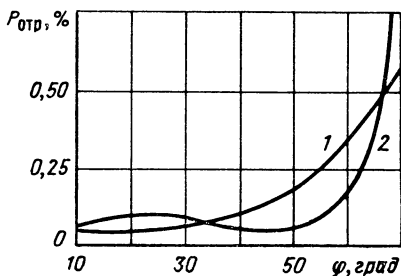


Рис. 3.13. Мощность отраженной электромагнитной энергии от материала AF-20 в зависимости от угла падения при длине волны 3 см.

1 — горизонтальная поляризация; 2 — вертикальная поляризация.

AF-11. На открытом воздухе материалы AF-20 можно применять, если защищать их поверхность слоем гидрофобной кремнистой краски. В этом случае атмосферная влага может образовывать на гофрированной поверхности покрытия только отдельные капли, не вызывающие увеличения отражения. Коэффициент отражения от такого покрытия в широком диапазоне длин волн не превышает 1% по мощности (рис. 3.12, 3.13).

В последние годы широкое применение для изготовления широкодиапазонных радиопоглощающих материалов находят ферриты. Покрытия из таких материалов отличаются легким весом и малой толщиной. Американской фирмой «Кондактрон» изготовлен материал на основе ферритов, предназначенный для маскировки головных частей баллистических ракет. Он обеспечивает поглощение электромагнитной энергии в диапазоне метровых и дециметровых волн. Другие широкодиапазонные материалы этой же фирмы позволяют поглощать радио-

излучения в диапазоне от метровых до сантиметровых волн. Покрытия из материалов этого типа имеют толщину 6,3—12,7 мм и ослабляют отраженное излучение в 20—1 000 раз. Одно из таких покрытий толщиной 5 мм (квадратный метр этого покрытия весит 4,9 кг) обеспечивает ослабление отраженного излучения в диапазоне частот от 40 до 3 000 Мгц до 1% в средней части диапазона и до 7% по краям.

Фирма «Кондактрон» ведет работы по созданию радиопоглощающего материала для маскировки самолетов и ракет, обладающего одновременно теплозащитными и радиопоглощающими свойствами. Считают, что абляционные теплозащитные покрытия можно получить при введении пластмасс в состав радиопоглощающих покрытий, разработанных этой фирмой.

Представляет интерес разработанная в ФРГ радиопоглощающая ткань. Полотнищами такой ткани предполагается маскировать наземные объекты: самолеты на аэродромах, танки, орудия, ракетные установки и т. д. Ткань имеет слоистую сетчатую структуру, ячейки которой наполнены графитовым порошком вместе со связующей массой. В некоторых слоях ткани частицы графитового порошка расположены так, что они заполняют ячейки не полностью и неравномерно, оставляя воздушные промежутки. Маскировочные полотнища состоят из трех или пяти слоев, причем размеры ячеек в слоях неодинаковы [7].

За рубежом в широком ассортименте выпускаются радиопоглощающие покрытия для так называемых безэховых камер. Их конструкция и использование были рассмотрены в предыдущей главе. Наиболее распространенной маркой поглощающего материала для безэховых камер является «Экосорб» FR, применяющийся в виде легких пеноблоков. Он имеет коэффициент отражения 1% в диапазоне длин волн 0,6—12 см при толщине 5 см (марка FR-330) и в диапазоне длин волн до 66 см при толщине материала 20,3 см (марка FR-350).

Для работы при низких частотах особенно рекомендуется материал «Экосорб» CHW. Он выпускается в виде сплошных или полых пирамид, собранных в блоки, а также в виде отдельных пирамид высотой до 1,8 м (CHW-560) для частот ниже 50 Мгц.



Особое место среди средств противорадиолокационной маскировки занимают поглощающие противорадиолокационные строительные материалы. Их разработкой усиленно занимаются специалисты Западной Германии. Они, например, предложили для защиты от радиолокационного обнаружения зданий применять пористый бетон в виде отдельных строительных блоков. Благодаря наличию пузырьков воздуха в пористом бетоне поглощение радиоволн в нем значительно превышает поглощение в обычном бетоне. Для более интенсивного

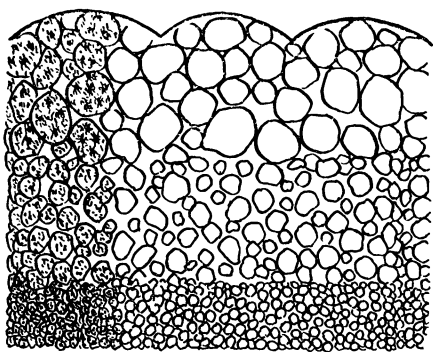


Рис. 3.14. Конструкция трехслойного радиопоглощающего строительного материала.

поглощения к пористому бетону рекомендуется примешивать графит. В ФРГ разработана также многослойная конструкция поглощающего строительного материала с разной величиной зерен и пор в слоях (рис. 3.14). Внешний слой, облучаемый электромагнитной энергией в первую очередь, составляет половину толщины материала (имеющего вид пластин или блоков) и содержит наиболее

крупные зерна. Под ним имеется слой, в котором зерна значительно меньше, еще ниже расположен слой кремнезема с примесью графита. Для практических целей рекомендуется трехслойная поглощающая пластина, внешний слой которой (11 см) состоит из зерен диаметром 10—20 мм, второй слой (3 см) содержит зерна диаметром 1—3 мм. Под ним находится слой мелкой гальки с примесью графита, диаметр гальки равен примерно 0,7 мм. Радиоволны, проникающие во второй слой, частично преломляются и отражаются обратно во внешний слой, и частично поглощаются в порах второго слоя.

Иногда для получения нужного эффекта достаточно этих двух слоев. Третий, мелкозернистый слой часть электромагнитной энергии поглощает, а часть отражает, и она

затухает при обратном прохождении через слои с пустотами и пораами увеличенных размеров.

За рубежом усиленно ведутся работы по исследованию радиопоглощающих свойств плазмы для использования ее как средства противорадиолокационной маскировки ракет и космических объектов. В печати сообщалось, что эффект поглощения радиолокационного излучения и значительного уменьшения эффективной поверхности рассеяния можно получить при радиолокации металлической сферы, частично покрытой слоем плазмы. Слой плазмы может быть весьма тонким по сравнению с длиной волны радиолокатора.

## **6. Измерение характеристик радиопоглощающих материалов**

Основным измеряемым параметром, который нужно знать как в процессе изготовления материала, так и на заключительном этапе, при испытании готового образца, является коэффициент отражения покрытия  $s$ . Исследование свойств радиопоглощающих материалов может производиться с помощью различных методов. Наиболее широкое распространение получил высокочастотный метод. В этом случае сравниваются напряженности поля  $E_A$  и  $E_R$  электромагнитных волн, отраженных соответственно от поглощающего материала и от плоского металлического зеркала, имеющего размеры покрытия и установленного на том же месте:

$$s = \frac{E_A}{E_R}.$$

Образец измерительной установки показан на рис. 3.15. Излучающий и принимающий рупоры расположены на суппортах, которые можно перемещать в вертикальной плоскости вдоль дуги полуокружности. В центре дуги располагают испытываемый лист поглощающего материала. Поляризацию меняют, поворачивая рупоры вокруг оси. Передающий рупор излучает колебания сверхвысоких частот, модулированные прямоугольными импульсами, которые проходят через градуированный аттенуатор. Приемный рупор нагружен на полупроводниковый детектор, который связан кабелем с усилителем, настроенным на частоту модуляции.

Расположив рупоры так, чтобы получить нужные углы падения и поляризацию, в центре дуги помещают металлический лист. Затем устанавливают attenuator в такое положение, при котором получается достаточно высокое показание на выходе усилителя. Далее металлический лист заменяют испытуемым поглощающим материалом, а затухание, вносимое attenuatorом, уменьшают до тех пор, пока не получат прежнее показание на

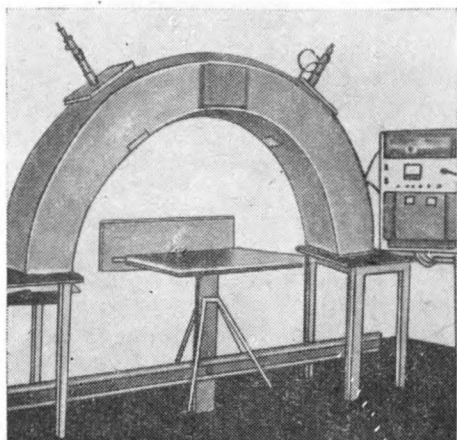


Рис. 3.15. Установка для измерения коэффициента отражения радиопоглощающих материалов.

выходе усилителя. Разность двух отсчетов attenuatorа дает величину коэффициента отражения по мощности

$$s = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} \text{ дБ},$$

где  $P_1$  — уровень мощности колебаний, отраженных материалом;

$P_2$  — уровень мощности колебаний, отраженных металлическим листом.

Диапазон частот измерений определяется свойством рупоров и параметрами высокочастотного генератора. При более низких частотах появляются большие ошибки из-за увеличения размеров рупоров и поверхностей испытуемых материалов по сравнению с расстоянием между

ними. В этом случае коэффициент отражения можно определить по коэффициенту стоячей волны (КСВ). Установка включает в себя рупор, согласованный со свободным пространством. Размеры рупора выбираются так, чтобы угол раствора выходящего луча не превышал  $12^\circ$ . Лист покрытия помещается перед рупором так, чтобы получить необходимый угол облучения.

В настоящее время разработаны методы и создана аппаратура для быстрого определения диэлектрической постоянной и тангенса угла диэлектрических потерь радиопоглощающих материалов. Считают, однако, что несмотря на важность этих величин их довольно трудно определить в непосредственно заданной точке на реальном объекте. В печати сообщалось, что перспективные радиопоглощающие материалы, очевидно, в дальнейшем будет целесообразно оценивать по таким переменным, как емкость и потери на звуковых частотах, измеренные прямо на объекте, защищенном покрытием.

## Глава 4

### МАСКИРУЮЩИЕ СВОЙСТВА МЕСТНОСТИ И ГИДРОМЕТЕОРОВ

#### 1. Эффективная поверхность рассеяния поверхностных распределенных целей

**М**аскирующее действие окружающих местных предметов заключается в образовании помех в результате отражений электромагнитных волн от поверхности земли или моря, а также от неоднородностей в атмосфере. Интенсивность этих сигналов зависит от состояния атмосферы, характера местности вокруг радиолокационной станции, от длины волны и разрешающей способности радиолокатора. При достаточно большой интенсивности такие помехи могут значительно снизить эффективность работы радиолокационной станции или даже полностью исключить возможность работы станции.

Для характеристики маскирующих отражений от распределенных объектов (травяной покров, пашня, лес, кустарник, поверхность моря и т. д.) в качестве меры интенсивности отраженных сигналов берется удельная эффективная поверхность рассеяния. Ее величина обычно выбирается равной ЭПР одного квадратного метра поверхности распределенной цели и обозначается  $\sigma_y$ . Предположим, что радиолокационная станция, расположенная на самолете, летящем на высоте  $H$ , имеет длительность импульса  $\tau$  и ширину диаграммы направленности антенны по половинной мощности  $\theta$ . В каждый данный момент времени, действующий на входе приемника, сигнал является результатом сложения сигналов, отраженных от элементарных отражателей, расположенных случайным образом в пределах отра-

жающего участка поверхности. Геометрическая площадь участка распределенной цели («разрешающая площадь»), как это видно на рис. 4.1, будет равна

$$S_{\text{раз}} = \frac{c\tau}{2} R \theta_1 \sec \varphi, \quad (4.1)$$

где  $\varphi$  — угол наклона луча антенны к горизонту.

Величина ЭПР поверхностно-распределенной цели  $\sigma_{\text{пл}}$  определится, как произведение

$$\sigma_{\text{пл}} = \sigma_y S_{\text{раз}} = \frac{c\tau}{2} \sigma_y R \theta \sec \varphi. \quad (4.2)$$

Из полученного выражения видно, что эффективная поверхность рассеяния таких целей зависит не только от рассеивающих свойств поверхности, определяемых ве-

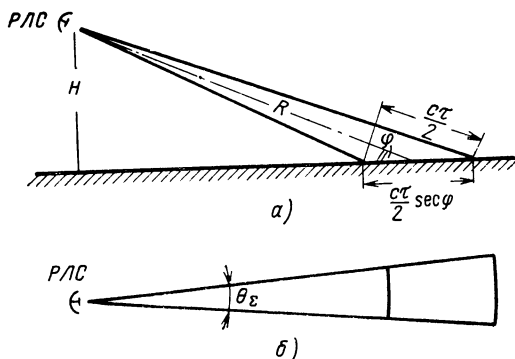


Рис. 4.1. Отражающая площадка в вертикальной (а) и горизонтальной (б) плоскостях при обзоре земной или морской поверхности импульсным самолетным радиолокатором.

личиной  $\sigma_y$ , но и от наклонной дальности, угла падения волны и параметров радиолокатора. Сигнал от поверхностной цели создает на экране радиолокатора довольно интенсивную светящуюся отметку, «фон», который мешает наблюдать находящиеся в пределах этой поверхности точечные цели: корабли, танки, промышленные объекты и т. д. Надводная или наземная цель может быть обнаружена оператором только в том случае, если ее сигнал выделен из отметок, созданных маскирующими отражениями от окружающего цель фона. Опыт-

ные данные показывают, что на индикаторе кругового обзора можно выделить отметку от отражающей площадки, на которой размещена точечная цель, из соседних с ней отражающих площадок, не имеющих точечных целей, только тогда, когда коэффициент контрастности будет равен

$$K = \frac{\sigma_{\text{пт}} + \sigma_{\text{ц}}}{\sigma_{\text{пт}}} \leq 1,3 \div 1,4, \quad (4.3)$$

где  $\sigma_{\text{ц}}$  — ЭПР точечной цели;  
 $\sigma_{\text{пт}}$  — ЭПР поверхностной цели.

Для улучшения наблюдаемости точечных целей необходимо уменьшать  $\sigma_{\text{пт}}$ , что, как видно из формулы (4.2), можно достичь, сужая диаграмму направленности в горизонтальной плоскости  $\theta$  и сокращая длительность импульса  $\tau$ .

Следует, однако, отметить, что улучшение наблюдаемости обороняемого объекта вследствие уменьшения  $\tau$  будет происходить не так быстро, как это следует из выражения (4.2), так как при укорочении  $\tau$  приходится расширять полосу пропускания приемника, вследствие чего возрастают его внутренние шумы.

ЭПР поверхностной цели определяется также и величиной  $\sigma_y$ , которая в свою очередь зависит от неровности поверхности, угла падения электромагнитной энергии, длины волны, поляризации, диэлектрической проницаемости облучаемой поверхности.

Как известно, в радиолокации разделяют облучаемые поверхности на гладкие и шероховатые. Гладкая поверхность изображается на экране индикатора в виде темного пятна, так как в этом случае падающий луч отражается от нее по законам геометрической оптики в сторону и к приемнику не возвращается. В случае шероховатой поверхности часть рассеянной энергии возвращается обратно к антенне и дает на экране светящуюся область. Переход от зеркального к диффузному отражению связан с неровностями облучаемой поверхности.

Поверхность можно считать гладкой, если высота неровностей на ней  $h$  при угле наклона луча антенны к горизонту  $\varphi$  и длине волны  $\lambda$  удовлетворяет соотношению

$$h \leq \frac{\lambda}{16 \sin \varphi}. \quad (4.4)$$

Большинство поверхностных целей имеют величину неровностей, не удовлетворяющих соотношению (4.4). Для таких шероховатых поверхностей, имеющих диффузное отражение, справедлива синусоидальная зависимость удельной ЭПР от угла  $\varphi$ :

$$\sigma_y = \sigma_0 \sin \varphi, \quad (4.5)$$

где  $\sigma_0$  — удельная ЭПР при  $\varphi = \frac{\pi}{2}$ .

## 2. Отражающие свойства земной поверхности

Для радиолокаторов сантиметрового диапазона большая часть суши является шероховатой поверхностью, главным образом из-за растительности. Отражающая поверхность таких объектов состоит из малоподвижных отражателей (холмы, стволы деревьев и т. д.) и отражателей, хаотически движущихся под действием ветра (трава, листья и ветви деревьев). Чем сильнее ветер, тем интенсивнее их движение. Поэтому отражения от деревьев, кустарника и складок земной местности, покрытых растительностью, состоят из ярко выраженного постоянного сигнала и сигнала, флюктуирующего по амплитуде и фазе. Радиолокационные отражения от поверхности, покрытой растительностью, претерпевают сезонные изменения. Кроме того, характер отражения электромагнитных волн от всех поверхностей сильно зависит от степени их влажности и наличия или отсутствия снегового покрова.

На рис. 4.2 показана зависимость удельной ЭПР земной поверхности, покрытой лесом, от угла наклона луча антенны к горизонту  $\varphi$ , а на рис. 4.3 по результатам усреднения данных для различных типов местности построены сводные графики зависимости  $\sigma_y = f(\varphi)$ . Как видно из этого рисунка, значения  $\sigma_y$  для различных местностей занимают области со сравнительно четко очерченными границами, так что по величине  $\sigma_y$  можно судить об общем характере местности, от которой получен эхо-сигнал. Так, например, область значений  $\sigma_y$  для лесистой местности при разных углах к горизонту имеет ширину не более 5 дБ. Удельная ЭПР для пустынной местности сильно зависит от характера почвы и неровно-



стей поверхности и в среднем на 13 дб меньше, чем для лесистых районов. Измерения, проведенные над тремя различными районами пересеченной каменистой пустыни, дают очень близкие результаты, причем ход кривой  $\sigma_y = f(\varphi)$  для пустыни имеет почти такой же вид, как и для лесистой местности. Рассеяние песчаной пустыней (ровный, сухой песок) оказывается наименьшим для суши. Рассеяние морем, как правило, ниже рассеяния суши, и значения  $\sigma_y$  занимают область шириной 10—15 дб.

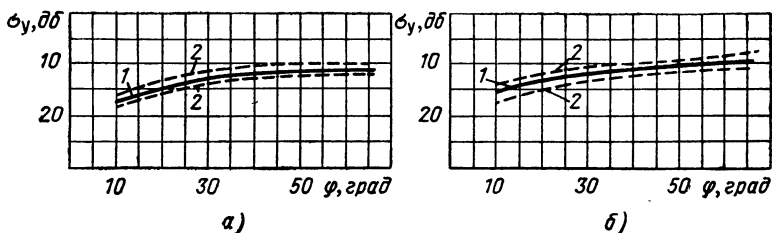


Рис. 4.2. Зависимость удельной ЭПР  $\sigma_y$  лесистой местности от угла наклона луча к горизонту  $\varphi$ :

а — лес умеренного пояса; б — тропический лес; 1 — среднее значение; 2 — область, охватывающая 70% всех измерений.

Рассеяние электромагнитной энергии застроенными районами всегда превышает рассеяние лесистой местностью. Область возможных значений  $\sigma_y$  для застроенных участков земной поверхности весьма широка (20—30 дб).

В противорадиолокационной маскировке характер фона, на котором находится тот или иной маскируемый объект, имеет очень большое значение, так как фон часто дает не малое, а иногда более сильное отражение радиоволн, чем разведываемый объект, который в этом случае не будет обнаружен.

При осуществлении мероприятий, направленных на снижение ЭПР какого-либо наземного объекта, нужно учитывать его размеры, форму, материал, из которого он изготовлен, а также отражающую способность отдельных участков фона, окружающего маскируемый объект.

Первоочередной задачей маскировки обширных по площади наземных объектов должно быть уравнивание коэффициентов радиолокационного отражения защищае-

мого объекта и окружающего фона. Это достигается применением радиопоглощающих строительных материалов и покрытий в сочетании с малоотражающими формами и экранами. Снижением ЭПР защищаемого объекта и некоторым усилением отражения от отдельных, близких к объекту участков фона, добиваются стирания контрастных границ между маскируемой целью и фоном.

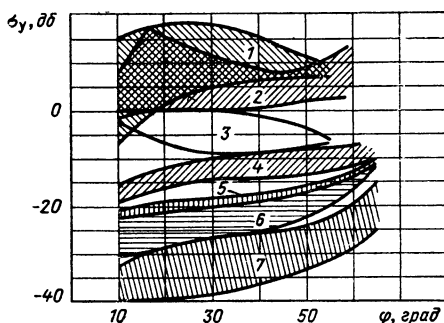


Рис. 4.3. Зависимость удельной ЭПР  $\sigma_y$  от угла наклона луча к горизонту  $\varphi$ :

1 — промышленные районы города; 2 — торговые районы города; 3 — жилые районы города; 4 — лесистая местность; 5 — пересеченная каменная пустыня; 6 — песчаная пустыня; 7 — море при скорости ветра от 5 м/сек до 7 м/сек (большие значения  $\sigma_y$ ).

Так маскируются отдельные сооружения (мосты, дороги, плотины и т. д.) или групповые объекты (сосредоточение войск или техники, заводы, склады, электростанции, аэродромы).

Вот, например, как в одном из зарубежных источников [38] рекомендуется маскировать с учетом окружающего фона бетонированные асфальтовые шоссе и дороги и взлетно-посадочные полосы на аэродромах.

При вертикальном облучении бетонной полосы до 60% падающей энергии отражается в направлении падения. При облучении под углом  $45^\circ$  количество энергии, отражающейся в направлении прихода, равно нулю. В промежуточных случаях коэффициент отражения лежит в пределах между нулем и 60%.

Для защиты от радиолокационного обнаружения коэффициент отражения нужно выбирать применительно

к окружающей местности. Если дорога (аэродромная полоса) проходит через ельник, то этот коэффициент надо снизить с 60 до 29%, в полях — до 10%, среди скал — до 49% и т. д. С этой целью можно придать бетонной поверхности дороги шероховатость с помощью бороздок, расстояние между которыми зависит от окружающей местности. Бетонная поверхность делится на поля, в которых бороздки располагаются в различных направлениях. Края полосы маскируют кустарником с большим коэффициентом рассеяния, чтобы нарушить симметрию и исказить контуры полосы.

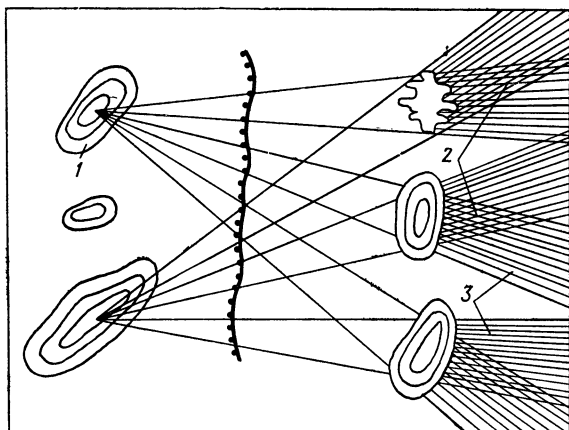


Рис. 4.4. Построение полей невидимости:  
1 — позиции РЛС противника; 2 — поля невидимости двух РЛС; 3 — поля невидимости одной РЛС.

При проведении мероприятий по противорадиолокационной маскировке различных наземных объектов необходимо учитывать, что противник имеет радиолокационные станции разведки наземных целей и станции обнаружения огневых позиций минометов и артиллерии.

Практически прямолинейное распространение ультракоротких волн, применяемых в радиолокации, ограничивает действие наземной станции видимым горизонтом. Иначе говоря, имея разведывательные данные о расположении радиолокационных станций противника на местности, можно подсчитать границы их зоны обнаружения по известной формуле

$$R = 3,57 (\sqrt{h} + \sqrt{H}),$$

где  $R$  — дальность прямой видимости, км;  
 $h$  — высота антенны радиолокационной станции, м;  
 $H$  — высота объекта, м.

Расположение разведываемых объектов за пределами этой зоны не может быть обнаружено наземными радиолокационными станциями, какие бы тактико-технические данные они не имели.

Во многих случаях рельеф местности также не позволяет обнаружить цели с помощью наземных радиолокаторов. Объекты, укрытые за естественными масками: холмами, горами, лесом — не обнаруживаются наземными станциями. Это обстоятельство, по мнению зарубежных специалистов, позволяет широко использовать рельеф местности для скрытия группировок войск, боевой техники, отдельных наземных объектов в так называемых полях невидимости радиолокаторов противника.

Такие поля можно построить на карте местности следующим образом (рис. 4.4) [11]. От места расположения радиолокаторов противника проводят прямые линии визирования через возможные гребни высот, края местных предметов, естественные маски. Далее по линиям визирования строят профили местности. На профилях места, находящиеся за местными предметами, не будут просматриваться противником, так как за ними образуется область радиотени, обусловленная прямолинейным распространением радиоволн УКВ диапазона.

### **3. Маскирующие свойства отражений от морской поверхности**

Сигналы, отраженные от морской поверхности, могут существенно затруднить обнаружение самолетными, корабельными или береговыми радиолокационными станциями надводных целей и воздушных целей, летящих на малой высоте.

Характер зависимости средних уровней сигналов, отраженных от различных морских целей и морских волн, от дальности наблюдения их корабельным радиолокатором, показан на рис. 4.5. Из рисунка видно, что малые морские цели (катера, шлюпки, буи или же выдвижные устройства подводных лодок, ЭПР которых соизмерима с ЭПР буя) на определенных дальностях будут надежно маскироваться отражениями от морских волн.

Отражения от моря имеют очень сложный характер. Удельная ЭПР  $\sigma_y$  морской поверхности зависит от угла наклона луча антенны, длины волны и поляризации облучения, состояния моря и силы ветра.

Как правило, величина  $\sigma_y$  с увеличением угла наклона возрастает, что подтверждается графиком рис. 4.6. Кривые построены по экспериментальным усредненным

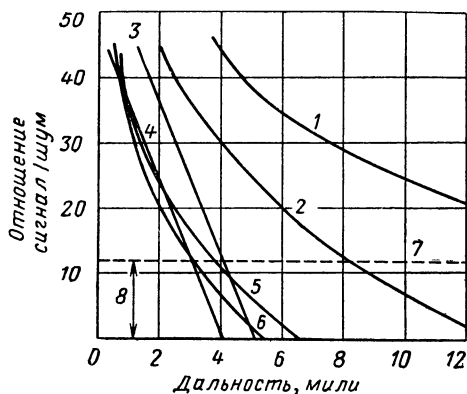


Рис. 4.5. Зависимость средних уровней сигналов, отраженных от различных морских целей:

1 — корабль водоизмещением 10 000 т; 2 — корабль водоизмещением 1 000 т; 3 — помехи от морских волн, приходящие с дальности до 9 км; 4 — помехи с дальности до 7 км; 5 — катер; 6 — буй; 7 — уровень ограничителя; 8 — диапазон изменения сигналов, воспроизводимых на индикаторе.

данным для различных состояний моря при скоростях ветра, изменявшихся в пределах значений от 3,7 до 45 км/час.

При малых углах наклона луча антенны к горизонту ( $\varphi < 10^\circ$ ) особенно четко выражается зависимость  $\sigma_y$  от состояния моря (рис. 4.7). Существует критический угол наклона  $\varphi_{кр}$ , при котором наклон кривой, характеризующий рост  $\sigma_y$  с увеличением  $\varphi$ , резко меняется. Эмпирически была получена формула, выражающая зависимость величины  $\sigma_y$  поверхности моря от угла  $\varphi$ , которая дает хорошее совпадение с экспериментальными данными:

$$\sigma_y = 10e^{-0,5(90^\circ - \varphi)^{0,7}}.$$

Удельная ЭПР  $\sigma_y$  растет с увеличением частоты: в миллиметровом диапазоне длин волн она примерно на 8—12 дБ больше, чем в сантиметровом (рис. 4.6). В результате многочисленных экспериментов было выявлено, что удельная ЭПР морской поверхности зависит от длины волны примерно как  $\lambda^{-4}$  при спокойном море и как  $\lambda^{-1}$  при волнении.

Зависимость величины  $\sigma_y$  от поляризации выражается следующим образом: при спокойном море горизонтально поляризованные колебания дают значительно меньшие отражения в направлении на радиолокатор по сравнению с вертикально поляризованными излучениями. Разница в отражениях при различных видах поляризации существенно уменьшается при наличии волнения.

Наблюдается сильная зависимость интенсивности отражения от морской поверхности от волнения моря. С увеличением волнения  $\sigma_y$  возрастает до некоторого предела, а затем уменьшается. Так, на волне 3,0 см этот

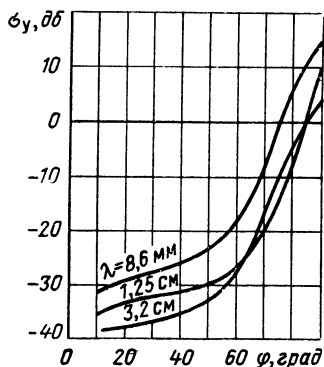


Рис. 4.6. Зависимость величины  $\sigma_y$  морской поверхности от угла наклона диаграммы направленности и длины волны радиолокатора.

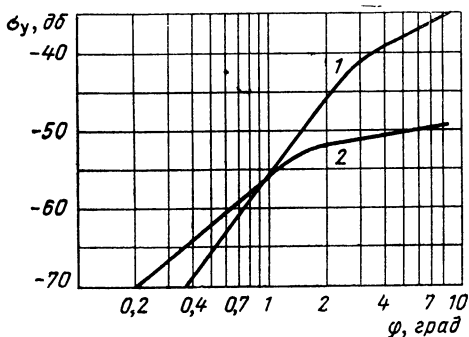


Рис. 4.7. Зависимость величины  $\sigma_y$  морской поверхности от угла наклона луча:

1 — спокойное море; 2 — умеренное волнение на море.

предел наступал при изменении высоты морской волны от 0,6 до 1 м. Величина  $\sigma_y$  зависит также от направления ветра. Отраженный сигнал будет более интенсивен, когда луч антенны направлен навстречу ветру. При ориентировке луча в направлении ветра интенсивность отраженного сигнала будет на 5—10 дБ меньше.

Для практических расчетов маскирующего действия морских волн при обнаружении надводных целей ко-

рабельным радиолокатором может быть использована методика, предложенная в работе [40].

Задача обнаружения полезного сигнала (сигнала от надводной цели) в присутствии помех (отражений от морских волн) является вероятностной задачей. При решении такой задачи целесообразно задаваться вероятностью ложной тревоги  $F$ , при которой обеспечивается минимальная вероятность пропуска сигнала  $M$  или максимальная вероятность правильного обнаружения  $D$  (критерий Неймана — Пирсона).

По способу обработки принимаемых колебаний корабельная радиолокационная станция с индикатором кругового обзора будет близка к оптимальной системе обработки некогерентной пачки импульсов. На графиках рис. 4.8, 4.9 приведены характеристики обнаруже-

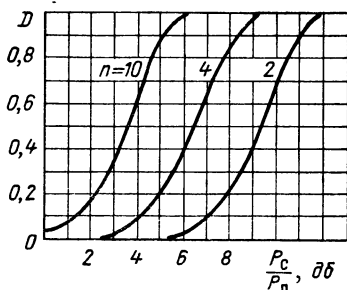


Рис. 4.8. Вероятность радиолокационного обнаружения пачки импульсов постоянной амплитуды со случайной фазой при  $F=10^{-6}$ .

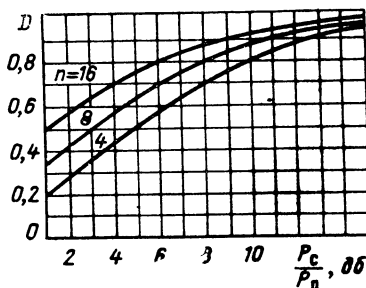


Рис. 4.9. Вероятность радиолокационного обнаружения дружно флуктуирующей пачки импульсов при распределении амплитуд по закону Релея (при  $F=10^{-5}$ ).

ния оптимального приемника с квадратичным суммированием на выходе некогерентной пачки радиолокационных сигналов  $n$  для разных  $F$ .

Для выделения в оконечном устройстве радиолокационной станции полезных сигналов с достоверностью не менее заданной необходимо, чтобы отношение сигнал/помеха на выходе системы обнаружения было не меньше порогового значения  $(P_c/P_n)_{\text{пор}}$ .

Расчет отношения  $P_c/P_n$  на выходе системы можно произвести с помощью основного уравнения радиолокации:

$$\frac{P_c}{P_n} = \frac{\bar{\sigma}_c}{\bar{\sigma}_n} \left( \frac{\Upsilon_c/R}{\Upsilon_n/R} \right)^4, \quad (4.6)$$

где  $\bar{\sigma}_c$ ,  $\bar{\sigma}_n$  — вероятностные значения ЭПР цели и морского волнения;

$\Upsilon_c$ ,  $\Upsilon_n$  — функции ослабления;

$R$  — расстояние до обнаруживаемой цели;

$P_c$ ,  $P_n$  — мощность рассеяния сигнала и помехи.

В частном случае, если наблюдение ведется при углах скольжения  $\varphi$ , больших критического  $\varphi_{кр}$ , выражение (4.6) можно упростить, приведя его к виду

$$\frac{P_c}{P_n} = \frac{\sigma_c}{\sigma_y \frac{c\tau}{2} \theta R \sec \varphi}, \quad (4.7)$$

где  $\theta$  — ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости;

$$\sec \varphi = \frac{h}{R}; \quad (4.8)$$

( $h$  — высота установки антенны радиолокатора).

Величина  $\varphi_{кр}$  может быть рассчитана по формуле

$$\sin \varphi_{кр} = \frac{\sqrt[3]{\bar{\lambda}} (h_1 + h_2)}{2920R},$$

где  $h_1$ ,  $h_2$  — приведенные высоты антенны радиолокатора и цели.

Значения критического угла скольжения в зависимости от состояния поверхности моря приведены в табл. 4.1.

На основании выражений (4.7), (4.8) можно записать условие надежного обнаружения надводной цели на фоне помех от морских волн:

$$\sigma_c \geq \left( \frac{P_c}{P_n} \right)_{\text{пор}} \sigma_y h \frac{c\tau}{2} \theta. \quad (4.9)$$



Таблица 4.1

Состояние поверхности моря		Критический угол $\varphi_{кр}$ , град, при длине волны $\lambda$ , см	
баллы	средняя высота волн, м	10	3
1	0,15	4,7	1,4
2	0,45	1,6	0,47
3	0,9	0,8	0,24
4	1,8	0,4	0,12
5	3,2	0,22	0,07
6	5	0,14	0,04
7	7,6	0,095	0,03

**Пример.** Определим маскирующее действие морских волн при обнаружении надводных целей корабельной радиолокационной станцией «Дон», имеющей следующие параметры:  $\tau=1$  мксек;  $\theta=1^\circ$ ; частота следования импульсов  $F_n=800$  гц; скорость вращения антенны  $\Omega=15$  об/мин;  $h=20$  м; зададимся величинами  $D=0,9$ ;  $F=10^{-5}$ ;  $\sigma_{ц}=-15$  дб (высота волны более 2 м).

Найдем число интегрируемых импульсов:

$$n = 0,5 \frac{\theta F_n}{\Omega} \approx 4.$$

Из графика рис. 4.9 определяем отношение  $(P_c/P_n)_{пор}=13$  дб. Подставляя все данные в выражение (4.9), получаем

$$\sigma_{ц} \geq 12 \text{ дб} \approx 16 \text{ м}^2.$$

Таким образом, расчет показывает, что при волнении моря в 4 балла и выше с помощью корабельной радиолокационной станции «Дон» с антенной, установленной на высоте 20 м, можно с большим трудом обнаруживать на фоне отражений от морских волн надводные цели, имеющие ЭПР менее  $16 \text{ м}^2$ : катера, шлюпки, подводные лодки, идущие под выдвижными устройствами и т. д. А если при этом учесть мероприятия по уменьшению радиолокационной заметности, то маскирующее действие морских волн будет распространяться и на суда более крупного водоизмещения.

#### 4. Маскирующее действие гидрометеоров

Гидрометеорами называют продукты конденсации водяного пара в атмосфере. Они могут наблюдаться в виде дождя, тумана, снега или града. Попадая в зону обнаружения цели радиолокатором, гидрометеоры уменьшают дальность ее обнаружения или маскируют цель. Маскирующее действие гидрометеоров усиливается с укорочением длины волны радиолокатора.

Гидрометеоры (атмосферные осадки) представляют собой совокупность большого числа отдельных элементарных отражателей, заполняющих некоторый объем, воспринимающийся как единая объемно-распределенная цель.

Элементарные отражатели, формирующие суммарный сигнал, распределяются в пределах отражающего объема  $V$ . В случае импульсного метода радиолокации отражающий объем будет равен (см. рис. 1.2)

$$V = \frac{\pi}{4} R^2 \theta_{\text{аз}} \theta_{\text{ум}} \frac{c\tau}{2}.$$

Тогда ЭПР распределенной объемной цели может быть найдена по формуле

$$\sigma_v = \sigma_y V = \frac{\pi}{4} \sigma_y R^2 \theta_{\text{аз}} \theta_{\text{ум}} \frac{c\tau}{2}.$$

Удельная ЭПР  $\sigma_y$  определяется природой объемной цели. Если объемная цель представляет собой совокупность однородных отражателей: капель дождя, градин, снежинок, то величина  $\sigma_y$  зависит от плотности распределения таких отражателей в пространстве от ЭПР каждой из частиц  $\sigma_i$  и от поляризации падающей волны [45]. Удельная ЭПР единицы объема гидрометеоров будет равна

$$\sigma_y = \sum_i \sigma_i N_i, \quad (4.10)$$

где  $N_i$  — число частиц в кубическом метре.

В том случае, когда туманы, облака и осадки состоят из сферических частиц воды или льда и их диаметр много меньше длины волны, ЭПР частицы можно рассчитать по известной формуле Релея:

$$\sigma_i = \frac{\pi^5 d^6}{\lambda^4} \left( \frac{n^2 - 1}{n^2 + 2} \right)^2, \quad (4.11)$$

где  $n$  — комплексный показатель преломления.

Для воды множитель  $\left( \frac{n^2 - 1}{n^2 + 2} \right)^2$  при изменении  $\lambda$  от 0,8 до 10 см меняется от 0,90 до 0,92 и слабо зависит от температуры. Для льда он почти постоянен и равен 0,19.

Подставляя выражение (4.11) в формулу (4.10), получаем

$$\sigma_y = \frac{\pi^5 \sum_i N_i d^6}{\lambda^4} \left( \frac{n^2 - 1}{n^2 + 2} \right)^2.$$

На практике удобнее выражать величину  $\sigma_y$  через водность облаков или туманов  $W$ ,  $г/м^3$ , и интенсивность дождя  $I$ ,  $мм/час$ . Тогда удельная ЭПР для облаков и туманов будет:

$$\sigma_y = 13,2 \cdot 10^{-18} \frac{W^2}{\lambda^4}; \quad (4.12)$$

для дождя

$$\sigma_y = 6,2 \cdot 10^{-11} \frac{I^{1,6}}{\lambda^4}. \quad (4.13)$$

Из уравнений (4.12) и (4.13) вытекает, что для одного и того же радиолокатора при встречающихся в природе значениях  $W$  и  $I$  сигнал от облаков и туманов примерно на четыре порядка меньше сигнала, отраженного от атмосферных осадков. Поэтому практически нужно

учитывать только маскирующее действие осадков (дождя, снега, града).

Зависимость удельной ЭПР  $\sigma_y$  от интенсивности дождя для различных длин волн показана на рис. 4.10. Из рисунка видно, что с увеличением длины волны отражение от дождя уменьшается.

Мощность принимаемого эхо-сигнала от цели с учетом затухания радиоволн можно определить из основного уравнения радиолокации, записанного в таком виде:

$$P_{\text{ПР}} = \frac{P_{\text{изл}} G^2 \lambda^2 \sigma_c}{(4\pi)^3 R^4} \gamma, \quad (4.14)$$

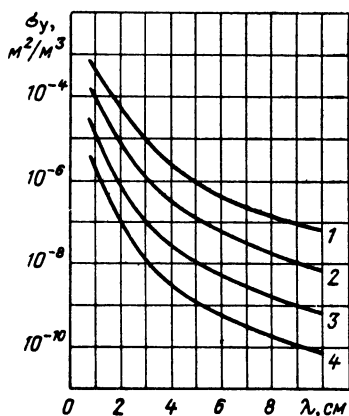


Рис. 4.10. Величина удельной ЭПР при дожде различной интенсивности:

1 — сильный дождь (16 мм/час), 2 — умеренный дождь (4 мм/час); 3 — слабый дождь (1 мм/час); 4 — изморось (0,25 мм/час).

где  $\Upsilon_1$  — коэффициент, учитывающий ослабление сигнала на трассе радиолокатор — цель, обусловленное влиянием газов атмосферы, туманов, облаков и осадков.

Мощность сигналов, отраженных от атмосферных образований, определяется из соотношения

$$P_r = \frac{P_{изл} G \lambda^2 \sigma_v}{(4\pi)^3 R^4} \Upsilon_1. \quad (4.15)$$

В работе [41] предлагается характеризовать маскирующее действие осадков сравнительной зависимостью между дальностью действия радиолокационной станции при отсутствии осадков на трассе и при наличии их.

В первом случае отношение сигнал/шум на входе приемника радиолокатора равно  $P_{п1}/P_{ш}$ , а во втором  $\frac{P_{пр}}{P_{ш} + P_r}$ , где  $P_{ш}$  — мощность шумов приемника.

Допуская, что цель может быть обнаружена при одном и том же отношении сигнал/шум, и приравнявая два последних отношения с учетом формул (4.14) и (4.15), получаем

$$\frac{P_{изл} G^2 \lambda^2 \sigma_v}{(4\pi)^3 R_0^4 P_{ш}} = \frac{P_{изл} G^2 \lambda^2 \sigma_v \Upsilon_1}{(4\pi)^3 R^4 (P_{ш} + P_r)},$$

откуда

$$R_0^4 = \frac{R^4}{\Upsilon_1} + \frac{R^4 P_r}{P_{ш} \Upsilon_1}.$$

Принимая во внимание только маскирующее действие атмосферных осадков, находим

$$R_0^4 = R^4 \Upsilon_1^{-1} + 5,2 \cdot 10^7 I^{1,6} R^2. \quad (4.16)$$

Первый член уравнения (4.16) учитывает ослабление, второй — маскирующее отражение от осадков. Из графиков, построенных по этому уравнению, можно по известной дальности действия станции в хорошую погоду без осадков  $R_0$  определять дальность ее действия при заданных метеорологических условиях  $R$ . На рис. 4.11 изображены кривые, характеризующие изменение дальности действия при моросящем, слабом, умеренном и сильном дожде радиолокационной станции, имеющей следующие параметры: длина волны  $\lambda = 3,2$  см; мощ-

ность в импульсе  $P_{\text{пер}} = 50 \text{ кВт}$ ; длительность импульса  $\tau = 0,6 \text{ мксек}$ ; усиление антенны  $G = 28,6 \text{ дб}$ .

Анализ кривых показывает, что при умеренных ( $4 \text{ мм/час}$ ) и сильных ( $16 \text{ мм/час}$ ) дождях работа радио-

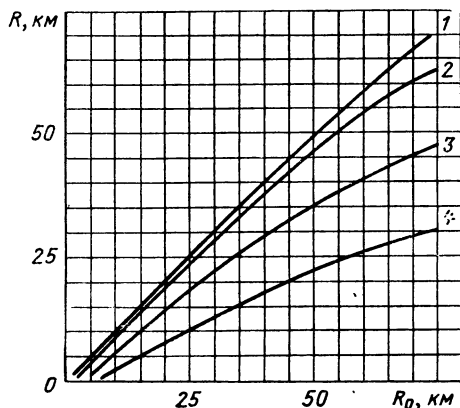


Рис. 4.11. Уменьшение дальности обнаружения  $R$  радиолокационной станции 3-см диапазона при дожде различной интенсивности:

1 — изморось; 2 — слабый дождь; 3 — умеренный дождь; 4 — сильный дождь.

локатора ухудшается весьма значительно. Если, например, в хорошую погоду без осадков дальность действия составляет  $75 \text{ км}$ , то умеренный дождь сокращает ее до  $48 \text{ км}$ , а сильный — до  $30 \text{ км}$ .

## Глава 5

### ИСКУССТВЕННЫЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ОТРАЖАТЕЛИ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

#### 1. Общие сведения

**П**од искусственным радиолокационным отражателем понимают специальное устройство, характеризующееся тем, что отраженный от него радиолокационный сигнал имеет заданные заранее параметры (мощность, направленность, поляризацию и т. д.).

Такие отражатели находят самое широкое применение для противорадиолокационной маскировки различных объектов: искажения береговой черты или контуров водных поверхностей; придания водным поверхностям, взлетно-посадочным полосам, автострадам отражающих свойств, подобных свойствам окружающей местности и т. п. При этом на экранах индикаторов радиолокаторов противника может быть создана настолько искаженная картина участка поверхности, на котором расположена защищаемая цель, что разведка его в условиях плохой видимости будет сильно затруднена или же вовсе исключена.

Не менее важную роль играют искусственные отражатели при использовании их в качестве ложных радиолокационных целей. Назначением таких целей является дезинформация противника, перегрузка его радиолокационных средств целеуказания и управления оружием и в конечном счете резкое снижение эффективности его огневых средств.

Радиолокационные цели-ловушки, разнесенные на определенные расстояния от истинной цели, будут при-

влекать на себя ракету с радиолокационным устройством самонаведения; при этом вероятность поражения защищаемой цели значительно снижается.

Одним из необходимых условий эффективного использования ложных целей является достаточная величина их ЭПР, сравнимая с ЭПР реальных целей. При-

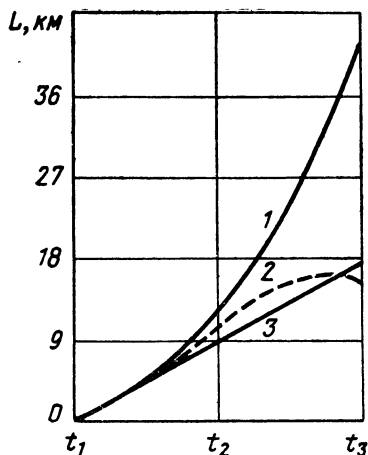


Рис. 5.1. Протяженность зон распространения «облака» ложных целей, выброшенных с баллистической ракеты на различных участках ее траектории и в различных направлениях:

1 — в плоскости траектории по направлению ее большой оси; 2 — перпендикулярно к плоскости траекторий; 3 — в плоскости траектории по направлению ее малой оси;  $t_1$  — конец активного участка;  $t_2$  — апогей;  $t_3$  — конечный участок

чем изменения ЭПР ложной цели и ЭПР защищаемого объекта в зависимости от направления облучения их радиолокатором должно быть идентичным.

К этому следует также добавить такие требования, как простота устройства, экономичность, малые габариты и вес, а также возможность массового использования ложных целей.

Ложные цели широко применяются при защите самых различных военных и промышленных объектов: воздушных, космических, морских, наземных.

Особенно большого эффекта с помощью ложных целей можно добиться для воздушных и космических объектов, в первую очередь баллистических ракет. С одной

ракеты можно выбросить свыше 50 различных ложных целей, имеющих в общей сложности объем, в 100 раз больший, чем боевая головка ракеты. На рис. 5.1 показана протяженность зоны распространения «облака» ложных целей, выпущенных из баллистической ракеты в различные моменты ее полета и в различных направлениях относительно траектории [7]. Распознавание боевой головки ракеты на фоне ложных целей принципиаль-

но возможно, но требует очень сложной и дорогой аппаратуры. Применение искусственных радиолокационных отражателей в качестве маскировочных средств и ложных целей в сочетании со снижением радиолокационной заметности защищаемых объектов позволит в значительной мере дезорганизовать действие радиолокационных средств противника.

Одним из перспективных направлений в усовершенствовании радиолокационных систем различного назначения является повышение их избирательной способности до уровня, позволяющего надежно отличить искусственный отражатель от истинной цели по множеству вторичных признаков, зачастую связанных с тонкой структурой отраженного сигнала.

Параметры, которыми характеризуют радиолокационные сигналы, отраженные от реальных объектов, следующие:

- несущая частота (с учетом доплеровского смещения ее вследствие движения объекта);

- средняя мощность и ее изменения в зависимости от дальности азимута и угла места;

- величина флуктуаций мощности (или ЭПР), спектральный состав и распределение вероятностей флуктуаций;

- длительность и форма импульса;

- поляризация электромагнитной волны.

Желательно, чтобы сигнал, отраженный от искусственного отражателя (особенно если этот отражатель используется как отвлекающая ложная цель), был идентичным сигналу, отраженному от защищаемой цели по большинству перечисленных выше параметров.

В настоящей главе будут рассмотрены следующие виды искусственных радиолокационных отражателей: дипольные и уголкового типа отражатели; линзы Люнеберга и их разновидности; антенные решетки (решетки Ван-Атта); управляемые ложные цели-ловушки (пассивные и с активным ответом).

## **2. Дипольные отражатели**

Дипольные отражатели (диполи) являются одним из самых распространенных средств создания маскирующих помех. Они могут также использоваться и для создания отдельных ложных целей-ловушек (в виде ком-



пактных облаков) с целью срыва работы систем автоматического сопровождения цели РЛС или головок самонаведения.

Дипольные отражатели представляют собой полуволновые пассивные *вибраторы*, настроенные на рабочую длину волны  $\lambda$  подавляемой станции. Если такой вибратор попадает в зону облучения радиолокационной станции, частота которой совпадает с резонансной частотой диполя, то в нем возбуждаются интенсивные колебания, и он становится излучателем электромагнитной энергии.

Для получения условий резонанса длину диполя  $l$  берут несколько меньшей половины длины волны радиолокатора.

Коэффициент укорочения диполя равен

$$y = \frac{2l}{\lambda}.$$

В качестве таких отражателей используются ленты из металлизированной бумаги или фольги (для метрового диапазона волн) или же металлизированное нейлоновое волокно или стекловолокно (для сантиметрового диапазона волн).

Рассеянные в воздухе диполи создают поле вторичного излучения, часть энергии которого попадает на вход приемного устройства станции, причем на ее индикаторных устройствах будет наблюдаться интенсивный отраженный сигнал, по своей структуре напоминающий шумовую помеху.

Кроме формирования маскирующих помех дипольные отражатели применяются для создания ложных радиолокационных целей, затрудняющих наблюдение за обстановкой на экранах радиолокаторов и мешающих работе автоматических систем управления оружием, получающих информацию от радиолокационных станций обнаружения и целеуказания.

Для создания сплошной интенсивной помехи с помощью дипольных отражателей, т. е. такой помехи, на фоне которой на экране радиолокатора не просматривалась бы маскируемая цель, необходимо выполнить следующие условия:

- 1) интенсивность сигнала, отраженного от дипольного облака, должна превышать уровень сигнала от маскируемой цели;

2) мощность сигнала от дипольного облака не должна значительно уменьшаться при изменении несущей частоты подавляемой станции;

3) изображения сигналов, отраженных от дипольных облаков и от маскируемой цели на экранах индикаторов радиолокаторов, не должны просматриваться отдельно, а в выходных следящих автоматических устройствах должно быть исключено их разделение.

Первое условие будет выполнено, если ЭПР облака из  $N$  диполей  $\sigma_N$ , заключенных в одном отражающем объеме, равна или больше ЭПР маскируемой цели  $\sigma_c$ .

Чтобы определить количество диполей  $N$ , необходимое для маскировки какой-либо цели с эффективной поверхностью рассеивания  $\sigma_c$ , надо знать ЭПР одного диполя  $\sigma_d$  и облака дипольных отражателей  $\sigma_N$ .

На величину эффективной отражающей поверхности диполя влияют следующие факторы:

- ориентация диполя относительно направления прихода падающей волны;
- поляризация падающей электромагнитной волны;
- несущая частота радиолокатора;
- размеры диполя.

Известно, что ЭПР одиночного полуволнового вибратора изменяется по закону

$$\sigma_d = 0,86\lambda^2 \cos^4 \theta,$$

где  $\theta$  — угол между нормалью к вибратору и направлением на радиолокатор.

Если диполь расположен параллельно вектору напряженности электрического поля  $\vec{E}_1$ , то интенсивность отраженной электромагнитной энергии максимальна и ЭПР вибратора равна

$$\sigma_{d \text{ макс}} = 0,86\lambda^2.$$

При расположении вибратора перпендикулярно вектору  $\vec{E}_1$  значение  $\sigma_d$  стремится к нулю.

Определим среднее значение ЭПР диполя, когда любая его ориентация в пространстве равновероятна. Воспользовавшись теоремой о среднем из теории вероятно-

стей, получим следующее соотношение для нахождения среднего значения ЭПР дипольного отражателя:

$$\overline{\sigma_d} = \frac{1}{4\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \sigma(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi. \quad (5.1)$$

Углы  $\theta$  и  $\varphi$  показаны на рис. 5.2.

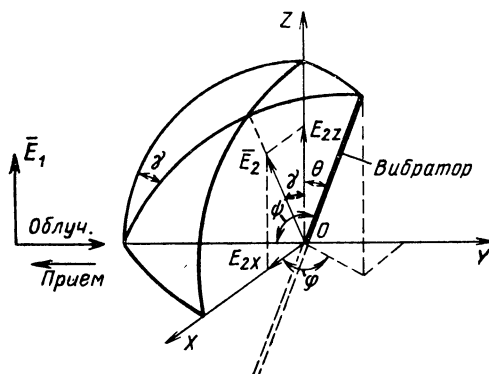


Рис. 5.2. К расчету отражения от элементарного вибратора при произвольной ориентации его.

Подставляя в выражение (5.1) значение  $\sigma(\theta, \varphi)$ , получаем

$$\overline{\sigma_d} = \frac{0,86\lambda^2}{4\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \cos^4 \theta \sin \theta d\theta d\varphi$$

или

$$\overline{\sigma_d} = 0,17\lambda^2.$$

Если вектор напряженности электрического поля падающей волны ориентирован параллельно оси  $Z$ , то величина вектора электрического поля, излучаемого вибратором в направлении, обратном падению волны, определится выражением

$$E_2 = E_0 \cos \theta \sin \varphi,$$

где  $E_0$  — максимальное значение напряженности электрического поля  $E_2$  (в экваториальной плоскости при ориентации вектора  $\vec{E}_1$  параллельно оси вибратора);

$\psi$  — угол между вибратором и направлением, в котором наблюдается отраженное поле.

Составляющие вектора  $\vec{E}_2$  по осям  $OZ$  и  $OX$  будут соответственно равны

$$E_{2z} = E_2 \cos \gamma,$$

$$E_{2x} = E_2 \sin \gamma,$$

но

$$\cos \gamma = \frac{\cos \theta}{\sin \psi},$$

тогда

$$E_{2z} = E_0 \cos \theta \sin \psi \cos \gamma = E_0 \cos^2 \theta;$$

$$E_{2x} = E_0 \cos \theta \sin \psi \sin \gamma = -\frac{1}{2} E_0 \sin 2\theta \cos \varphi.$$

Таким образом, эффективная поверхность рассеяния полуволнового вибратора будет зависеть от плоскости поляризации приемной антенны радиолокатора. Если антенна принимает составляющую вектора отраженного электрического поля  $E_{2z}$ , поляризация которой та же, что и в падающей волне, то ЭПР отражателя

$$\sigma_{dz} = \sigma_{d \text{ макс}} \cos^4 \theta.$$

В случае приема составляющей  $E_{2x}$ , перпендикулярной  $E_{2z}$ , ЭПР отражателя будет равна

$$\sigma_{dx} = \sigma_{d \text{ макс}} \sin^2 2\theta \cos^2 \varphi.$$

Определим среднюю эффективную поверхность рассеяния облака дипольных отражателей. Будем считать, что в отражающем объеме радиолокационной станции находятся  $N$  случайно расположенных отражателей. Фазовые соотношения между напряженностями отраженных полей отдельных диполей ввиду случайного их расположения в пространстве относительно друг друга и направления на радиолокатор будут также случайны.

Пользуясь методами теории вероятностей, можно показать, что при случайном распределении фаз электромагнитных волн, отраженных от дипольных отражателей, наивероятнейшее значение результирующей напряженности электрического поля  $E_{2N}$  равно среднему геометри-

ческому значению напряженностей полей, создаваемых парами отражателей, т. е.

$$E_{2N} = \sqrt{\sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^N E_i E_k},$$

где  $E_i$  и  $E_k$  — напряженности полей, создаваемых отдельными отражателями.

Считая, что

$E_i = E_k = E_{2д}$ , где  $E_{2д}$  — напряженность отраженного электрического поля одиночного диполя, получаем

$$E_{2N} = E_{2д} \sqrt{N};$$

средняя ЭПР «облака» диполей будет равна

$$\overline{\sigma}_N = \overline{\sigma}_{д} N = 0,17\lambda^2 N. \quad (5.2)$$

Из формулы (5.2) видно, что при уменьшении длины волны эффективная поверхность рассеяния одиночного диполя резко снижается, поэтому для получения заданного значения ЭПР «облака» потребуется большее количество диполей.

Число дипольных отражателей  $N$ , необходимое для имитации цели, можно определить, зная средние значения ЭПР цели  $\overline{\sigma}_ц$  и одиночного отражателя  $\overline{\sigma}_д$ :

$$N = \frac{\overline{\sigma}_ц}{\alpha \overline{\sigma}_д},$$

где  $\alpha$  — коэффициент, учитывающий количество действующих диполей.

Так как при сбрасывании диполей с самолета часть их ломается, деформируется или спутывается в клубок под воздействием встречного воздушного потока, значение коэффициента  $\alpha$  выбирают в пределах от 0,1 до 0,3. При конструировании диполей стремятся получить как можно большее количество действующих отражателей и более высокую скорость их разлета при минимальном весе, объеме и расходе материалов на единицу поверхности рассеяния. На рис. 5.3 изображена зависимость ЭПР дипольного облака  $\sigma_N$  от времени, прошедшего с момента их сбрасывания. В первые 3—4 мин наблюдался рост ЭПР. За это время происходит разлет диполей и формируется облако. Облако создавалось на высоте 3000 м выбрасыванием с самолета пачек диполей. Наблюдение

велось с помощью радиолокатора с длиной волны  $\lambda = 9,2 \text{ см}$  [8].

Как было сказано выше, результирующий сигнал, отраженный от дипольного облака, представляет собой сумму независимых и случайных по фазе и амплитуде сигналов от большого числа отражателей. Поэтому амплитуда результирующего сигнала от одного периода повторения зондирующего импульса радиолокатора к другому не остается постоянной, а меняется во времени по случайному закону.

Экспериментальное изучение отражений от облака дипольных отражателей показало, что ширина спектра флуктуаций амплитуды отраженного сигнала определяется скоростью перемещения диполей по отношению друг к другу и относительно радиолокационной станции, а также длиной волны облучающей РЛС.

С достаточной степенью точности можно считать, что распределение скорости перемещения диполей и спектр отражения от них подчиняются закону Гаусса. Поэтому ширина спектра отражений от диполей

$$\delta f_{0,5} = 5 \frac{v_{\text{пол}}}{\lambda},$$

где  $\delta f_{0,5}$  — ширина спектра на уровне половинной мощности,  $\text{гц}$ ;

$v_{\text{пол}}$  — средняя скорость перемещения диполей,  $\text{см/сек}$ ;

$\lambda$  — длина волны радиолокационной станции,  $\text{см}$ .

Ширина спектров флуктуации может быть от десятков до нескольких сотен герц. Например, при частоте  $3260 \text{ Мгц}$  она равна  $10\text{—}40 \text{ гц}$  (рис. 5.4).

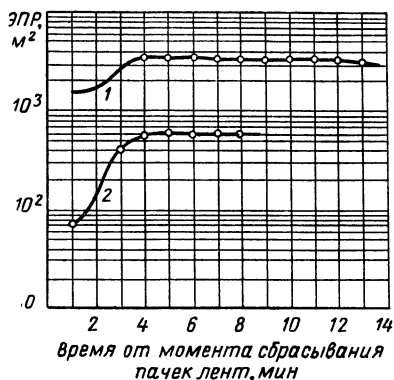


Рис. 5.3. Влияние числа диполей в облаке на величину его ЭПР: 1 — число диполей (лент) в пачке  $N = 3,75 \cdot 10^6$ , поляризация приемной антенны горизонтальная; 2 — число диполей в пачке  $N = 0,625 \cdot 10^6$ , поляризация вертикальная.

Обычно диполи из стекловолокна или металлизированных лент упаковывают в пачки в таком количестве, чтобы каждая пачка по своим отражающим свойствам имитировала реальную цель. Для создания помех радиолокаторам, работающим в метровом диапазоне волн, в пачке достаточно иметь несколько десятков металли-

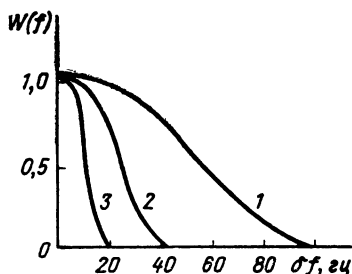


Рис. 5.4. Спектры отражений от дипольных помех в сантиметровом диапазоне волн ( $f = 3260 \text{ Мгц}$ ):

1 — при сбрасывании диполей с самолета и при скорости ветра до 40 км/час; 2 — при сбрасывании диполей с самолета и скорости ветра около 16 км/час; 3 — при сбрасывании диполей с медленно движущегося дирижабля.

зированных лент. Для противодействия станциям сантиметрового диапазона количество диполей в пачке достигает десятков тысяч.

При маскировке некоторого пространства в каждый отражающий объем должно быть сброшено такое количество пачек отражателей, чтобы их суммарная средняя ЭПР была равна или превышала суммарную ЭПР защищаемых целей, находящихся в этом объеме.

В этом случае при любом положении антенны радиолокатора в пределах

выбранной зоны отражения от диполей в одном отражающем объеме будут наблюдаться на экране индикатора слитно с отражениями от диполей в соседних отражающих объемах.

Количество пачек диполей  $n$ , которое необходимо сбросить в каждый отражающий объем для эффективной маскировки защищаемых целей, можно определить по формуле

$$n = \frac{\overline{\sigma_N} m}{\sigma_N} \eta,$$

где  $\sigma_N$  — средняя эффективная поверхность рассеяния пачки облака диполей;

$\overline{\sigma_N}$  — ЭПР маскируемой цели;

$m$  — число защищаемых целей, попадающих в один отражающий объем;

$\eta$  — коэффициент запаса, учитывающий, что не все пачки, сброшенные с постановщика помех, раскроются.

Интервал во время сбрасывания  $n$  пачек из  $N$  отражателей для создания сплошной полосы помех на экране индикатора РЛС зависит от разрешающего объема станции  $V_p$ , который определяется разрешающей способностью радиолокатора по дистанции  $\Delta R$  и угловым координатам ( $\Delta\varphi$ ,  $\Delta\epsilon$ ). Чем больше разрешающий объем, т. е. чем хуже разрешающая способность радиолокатора, тем меньшее количество пачек диполей нужно для его подавления.

Для создания ложных радиолокационных сигналов с постановщика помех (или с маскируемого объекта) сбрасывают пачки отражателей, которые образуют дискретные компактные облака из диполей.

Один из основных недостатков дипольных отражателей как средства противорадиолокационной маскировки заключается в сравнительно малом времени их воздействия на подавляемые станции. Это время зависит от высоты сбрасывания диполей, скорости их снижения (примерно 40—50 м/мин), а также от скорости ветра и может достигать нескольких десятков минут, значительно уменьшаясь при дожде или снеге.

Облако, образованное дипольными отражателями одинаковой длины, создает маскировочный эффект в узком диапазоне частот: полоса частот не превышает 5—10% от резонансной. Полосу частот можно расширить, увеличивая длину и поперечные размеры диполей или комплектуя пачки из лент различной длины. Естественно, что при этом возрастает расход материала и усложняется технология изготовления отражателей.

Дипольные отражатели как средство противорадиолокационной маскировки впервые были успешно применены английскими военновоздушными силами при налете на Гамбург в июле 1943 г., а затем широко использовались воюющими сторонами в ходе второй мировой войны. Дипольные отражатели изготавливались из фольги или металлизированной бумаги.

За время войны над территорией Германии англо-американской авиацией было сброшено более 20 000 т алюминиевой фольги. Сами немцы признавали, что в результате комплексного использования союзниками средств активных помех и дипольных отражателей эффективность немецкой противовоздушной обороны была снижена на 75%. По данным зарубежной печати, применение таких средств позволило сберечь только американским воздушным силам, действовавшим в Англии, около 450 самолетов и сохранить жизнь 4 500 человек из числа летного состава.



Кроме полуволновых диполей использовались и длинные металлизированные ленты (длиной до 120 м), которые сбрасывались с самолетов на специальных парашютиках. Во время второй мировой войны пачки диполей или длинных металлизированных лент выбрасывались членами экипажей вручную. Однако уже к концу войны был создан специальный автомат. Тогда же впервые были применены снаряды, мины и ракеты, начиненные дипольными отражателями. Такие ракеты калибром 82,5 мм использовались, в частности, со стартовых установок кораблей союзников при высадке десанта в Нормандии в 1944 г. В головной части ракеты помещалось 76 800 металлизированных лент длиной от 12,7 до 406 мм, сбрасывание которых создавало помехи радиолокаторам, работавшим в широком диапазоне частот.

Дипольные отражатели и в настоящее время остаются весьма эффективным средством противорадиолокационной маскировки воздушных и морских военных объектов. За рубежом ведутся работы по увеличению ЭПР диполей, расширению диапазона частот и по улучшению их механических характеристик. Зарубежные специалисты большое внимание уделяют разработке аппаратуры для автоматического сбрасывания пачек диполей с самолета. Такие устройства обычно устанавливаются во внешнем контейнере или внутри самолета, в хвостовом отсеке. Управление автоматами дистанционное. Темп сбрасывания пачек устанавливается заранее, но в полете он может изменяться пилотом.

Современные ракетные самолеты значительно превосходят по скорости самолеты периода второй мировой войны, поэтому за время разлета пачки диполей они уходят на расстояния, превышающие размеры разрешающего объема. Иначе говоря, самолет-маскировщик, сбрасывающий диполи, перемещаясь с большой скоростью, не прикрывает сам себя. Чтобы устранить этот недостаток в настоящее время разработаны специальные самолетные ракеты, которые позволяют выбрасывать отражатели вперед, назад, вверх, вниз и в стороны.

В США разработана малогабаритная авиационная ракета, снабженная устройством для создания ложных радиолокационных целей путем рассеивания на заданном расстоянии дипольных отражателей. Устройство размещается в головной части ракеты. Оно состоит из баллона со сжатым газом, ударника со спусковым механизмом, предназначенным для разрушения баллона, и прибора, который автоматически отделяет головную часть ракеты с зарядом диполей от ракетного двигателя. Замена взрывного заряда, обычно применяемого для рас-

сеивания диполей, баллоном со сжатым газом позволяет создать ложную радиолокационную цель с более равномерным распределением диполей и, кроме того, обеспечивает безопасность при перевозке, хранении и практическом использовании таких ракет.

Американскими специалистами предложено устройство для разбрасывания дипольных отражателей с баллистических ракет. Контейнер с диполями и специальный механизм устанавливают в головной части ракеты. Устройство включается часовым механизмом через заданный интервал времени после старта. Взрыв детонатора после включения устройства освобождает пружину и раскрывает стенки контейнера с диполями. Часовой механизм начинает работать в момент старта ракеты.

Разрабатываются специальные маскировочные ракеты, мины и снаряды, которые можно выпускать с корабельных и наземных установок. Так, во Франции сконструирован специальный артиллерийский снаряд для постановки ложных целей из диполей. Его предполагают использовать для дезориентации радиолокаторов, определяющих координаты артиллерийских и минометных батарей по траектории полета снарядов или мин.

В США запатентован оригинальный способ выбрасывания дипольных отражателей с борта движущегося корабля. Предлагается на корабле устанавливать дополнительную мачту и воздуходувку с трубой, укрепляемой на этой мачте. Выдуваемые диполи образуют облако над морской поверхностью. Экспериментально установлено, что диполи, рассеянные в воздухе, дают большие отражения, чем плавающие на воде. Расчеты показывают, что на одну милю пути (1,85 км) для эффективной маскировки в диапазонах 3 и 10 см нужно выбрасывать сразу большое количество диполей, примерно  $6 \cdot 10^7$ , общим весом около 1 кг.

### 3. Угловые отражатели

Угловой отражатель представляет собой конструкцию из двух или трех взаимно перпендикулярных проводящих плоскостей (граней). Ценным свойством угловых отражателей является их способность отражать в направлении, обратном облучению, значительную долю энергии, падающей в пределах внутреннего угла. Уголок является как бы зеркалом, плоскость которого всегда

перпендикулярна к направлению облучения. Благодаря этому свойству уголковые отражатели, даже при небольших размерах, обладают большими ЭПР, что позволяет использовать их для имитации различных целей.

Уголковые отражатели применяют для создания одиночных или групповых ложных целей, для увеличения ЭПР различных объектов (маяков, буев, вех, малых судов, мишеней и т. д.), снижения контрастности радиолокационного изображения промышленных и военных сооружений до уровня окружающего их фона, а также для искажения контуров береговой черты акваторий.

Задача о рассеянии электромагнитной энергии уголковыми отражателями была решена А. Н. Щукиным. Несмотря на сделанные при этом допущения, упрощавшие решение задачи, полученные расчетные формулы хорошо согласуются с экспериментальными данными [6].

Физические явления, положенные в основу технического расчета отражателей, рассмотрим на примере простейшего (двугранного) уголкового отражателя.

Будем считать, что направление распространения  $M$  падающей электромагнитной волны перпендикулярно ребру отражателя и образует угол  $\varphi$  с нормалью к горизонтальной плоскости отражателя (рис. 5.5).

На внутренних гранях уголка, достаточно далеко отстоящих от краев, падающая волна возбуждает поверхностную плотность тока

$$\bar{j} \approx \frac{c}{2\pi} [\bar{n}\bar{H}_i],$$

где  $c$  — скорость света;

$[\bar{n}\bar{H}_i]$  — векторное произведение единичного вектора  $\bar{n}$ , нормального к плоскости грани, и напряженности магнитного поля падающей волны  $\bar{H}_i$ .

Элементарный момент тока падающей волны равен

$$d(Ih)_i = j_i dS,$$

где  $dS$  — элемент поверхности грани.

Элементарный момент тока по своему действию аналогичен элементарному диполю. Направление момента тока  $d(Ih)_i$  перпендикулярно плоскости, содержащей  $\bar{n}$  и  $\bar{H}_i$  (рис. 5.5). Сдвиг фаз между элементарными моментами  $d(Ih)$  определяется их взаимным расположением на гранях уголка и направлением падающей волны. Поверхностные токи, возбуждаемые в грани уголка падающей волной, создают вторичное электромагнитное поле, возбуждающее вторичные поверхностные токи в соседней грани. Рассеяние, создаваемое вторичными поверхностными токами, соответствует отражению волн от уголка, получаемому по законам оптики; оно имеет значительную величину для направлений падающей волны, лежащих в пределах  $\pm 45^\circ$  вокруг биссектрисы внутреннего угла отражателя.

Известно, что действие металлической поверхности с расположенным над ней вибратором можно заменить действием фиктивного

зеркального изображения. Тогда для реального элементарного вибратора  $d(Ih)_i$ , находящегося на грани уголка  $S_1$ , можно построить его зеркальное изображение  $d(Ih)_r$  на грани  $S'_1$ . Фазы элементарных моментов тока  $d(Ih)_i$  и  $d(Ih)_r$  одинаковы или отличаются друг от друга на  $\pi$  в зависимости от того, перпендикулярно или параллельно ребру  $AB$  направление момента тока  $d(Ih)_i$ . Если за начальную фазу принять фазу моментов тока, текущих по поверхности ребра  $AB$ , то фаза момента тока  $d(I, h)_r$  будет равна

$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda} (a_1 c_1) = \frac{2\pi}{\lambda} (ac),$$

где  $ac$  и  $a_1 c_1$  — расстояния от точек  $a$  и  $a_1$  до плоскости фронта падающей волны  $S_n$ , проходящей через ребро уголка  $AB$ .

Электромагнитные колебания, создаваемые токами  $d(Ih)_r$  при распространении во все стороны, достигают плоскостей, параллельных фронту падающей волны, имея равные фазы. В частности, фаза их в плоскости  $S_n$ , проходящей через ребро уголка  $AB$ , равна нулю. Действительно, колебания, попадающие в точку  $a$  на грани  $S_1$ , опережают по фазе колебания, попадающие в точку  $O$ , лежащую на ребре  $AB$ , на угол

$$\theta_i = \frac{2\pi}{\lambda}$$

Такой же фазовый сдвиг (опережение) имеет и момент тока  $d(Ih)$  в точке  $a$ . Колебания, возбуждаемые моментом тока  $d(Ih)_r$ , достигая плоскости  $S_n$  отстают по фазе от колебаний, возбуждаемых моментом тока в точке  $O$ , на угол

$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda} (a_1 c_1).$$

Таким образом, фаза колебаний, возбуждаемых моментом тока  $d(Ih)_r$ , при достижении этими колебаниями плоскости  $S_n$  будет равна нулю, так как

$$\theta_r = \theta_i - \theta = \frac{2\pi}{\lambda} (ac - a_1 c_1).$$

Следовательно, фронт падающей волны одновременно является плоскостью фронта волны, рассеянной двугранным отражателем и распространяющейся в направлении, обратном падению волны.

Определим плотность потока энергии, отражаемой уголком в сторону облучателя. Волна, падающая на уголок перпендикулярно к его ребру и поляризованная таким образом, что вектор напряженности магнитного поля  $\vec{H}_i$  лежит в плоскости распространения (рис. 5.5), возбуждает поверхностную плотность тока  $j_i$  с амплитудой, равной

$$j_{i1} = -j_{r1} = \frac{c}{2\pi} H_i \cos \varphi \text{ в грани } S_1.$$

$$j_{i2} = -j_{r2} = \frac{c}{2\pi} H_i \sin \varphi \text{ в грани } S_2.$$

Направление этих плотностей тока параллельно ребру уголка  $AB$ . Поэтому рассеяние, создаваемое вторичными токами  $j_r$  в направле-

нии, обратном облучению, можно рассматривать как излучение двух вибраторов, находящихся в плоскостях  $S_1$  и  $S_2$  с моментами токов  $Ih_{r1}$  и  $Ih_{r2}$ , которые соответствуют рассеянию всех элементарных вибраторов  $d(Ih)_{r1} = j_{r1}dS'_1$  и  $d(Ih)_{r2} = j_{r2}dS'_2$ .

Эти моменты токов равны

$$Ih_{r1} = -\frac{c}{2\pi} H_z \int dS'_1 \cos \varphi,$$

$$Ih_{r2} = -\frac{c}{2\pi} H_z \int dS'_2 \sin \varphi.$$

Вторичные токи, действие которых заменялось действием фиктивного зеркального изображения, протекают в гранях  $S_1$  и  $S_2$  и поэтому

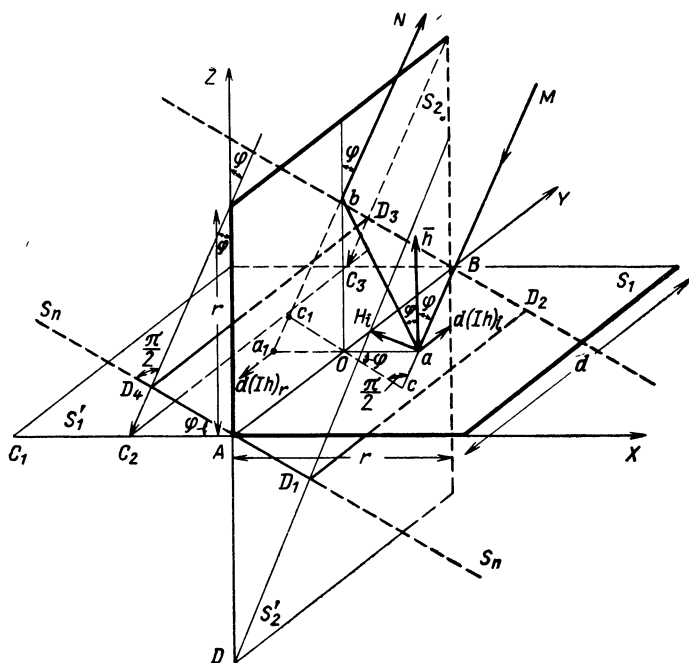


Рис. 5.5. К вычислению ЭПР двугранного углового отражателя.

отраженные волны исходят из этих граней. Вследствие этого на грани  $S'_1$  учитывают действие только тех поверхностных токов, излучение которых в направлении, обратном падению волны, проходит «сквозь» грань  $S_2$ , т. е. интегрирование на грани  $S'_1$  производят только в пределах площадки  $AC_2C_3B$ .

Таким образом,

$$\begin{aligned} I h_{r1} &= -\frac{c}{2\pi} H_i S_1 \operatorname{tg} \varphi \cos \varphi = \\ &= -\frac{c}{2\pi} H_i S_1 \sin \varphi, \\ I h_{r2} &= -\frac{c}{2\pi} H_n S_2 \sin \varphi \end{aligned}$$

или

$$I h_{r\Sigma} = I h_{r1} + I h_{r2} = -\frac{c}{2\pi} H_i (S'_1 + S_2) \sin \varphi.$$

Последнее выражение показывает, что рассеяние прямоугольным уголком в направлении, обратном облучению, можно заменить рассеянием плоской проводящей пластины  $D_1, D_2, D_3, D_4$  (рис. 5.5), площадь которой равна проекции граней уголка на плоскость падающей волны. Замена двугранного уголка эквивалентной гладкой пластиной, лежащей в плоскости падающей волны, позволяет весьма просто рассчитать ЭПР двугранного уголка  $\sigma$  в любом направлении, лежащем в плоскости, нормальной к ребру уголка:

$$\sigma = 4\pi \frac{S_a^2}{\lambda^2}.$$

Величина  $S_a$  — площадь эквивалентной пластины — зависит от направления падающих на грани уголка лучей. Если площади граней  $S_{rp}$  одинаковы, то

$$S'_a = 2S_{rp} \sin \psi$$

и ЭПР уголка

$$\sigma = 16\pi \frac{S_{rp}^2}{\lambda^2} \sin^2 \psi.$$

Полученное соотношение справедливо для углов  $\psi < 45^\circ$ , при  $\psi > 45^\circ$ , множитель  $\sin \psi$  надо заменить на  $\cos \psi$ .

Строго говоря, методами геометрической оптики можно пользоваться только в случае, если угол между направлением падающего луча и биссектрисой угла между гранями не превышает  $45^\circ$ . При углах падения, близких к нормали к одной из граней, необходимо учитывать дифракционную диаграмму, совпадающую с диаграммой пластины, образующей грань.

Двугранный уголкообразный отражатель дает наибольшее отражение в том случае, если его грани составляют с направлением на передатчик угол  $45^\circ$ . В этом случае

$$S_a = S_{\text{в макс}} = \sqrt{2} S_{rp}$$

и

$$\sigma_{\text{макс}} = 8\pi \frac{S_{rp}^2}{\lambda^2}.$$

Характер изменения ЭПР двугранного отражателя от величины угла между направлением падающего луча и биссектрисой угла между гранями показан на рис. 5.6. На том же рисунке пунктиром показано изменение отражающей способности гладкой проводящей пластины с площадью, равной  $S_3$ . Эффективные поверхности рассеяния двугранного отражателя и гладкой проводящей поверхности будут равны только при углах падения  $0^\circ$  и  $45^\circ$ .

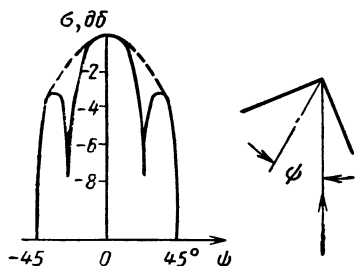


Рис. 5.6. Зависимость ЭПР двугранного уголкового отражателя от величины угла между падающим лучом и биссектрисой уголка.

Практически двугранные уголки находят весьма малое применение, так как они рассеивают значительную часть энергии в направлении, обратном облучению, когда облучение происходит в плоскости, перпендикулярной ребру. Этот недостаток двугранного уголкового отражателя устранен добавлением третьей грани, перпендикулярной к двум остальным.

Расчет ЭПР трехгранного уголкового отражателя производится аналогично рассмотренному выше случаю, т. е. путем нахождения площади эквивалентной гладкой поверхности  $S_a$ . На рис. 5.7 построена эквивалентная гладкая поверхность для трехгранного прямоугольного отражателя.

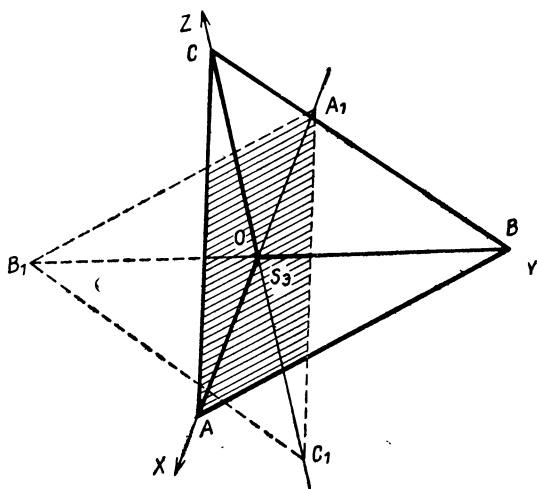


Рис. 5.7. Эквивалентная гладкая поверхность  $S_3$  трехгранного уголкового отражателя в направлении, образующем с его гранями углы  $\alpha=38^\circ30'$ ;  $\beta=72^\circ30'$ ;  $\gamma=57^\circ10'$ . ( $S_3/S_{3\text{макс}}=0,86$ ).

Для таких отражателей максимум отраженной энергии находится в направлении, образующем с его гранями углы  $\alpha = \beta = \gamma = 54^\circ 45'$ , т. е. когда

$$\cos \alpha = \cos \beta = \cos \gamma = 1/\sqrt{3}.$$

Для этого направления площади эквивалентной гладкой пластины  $S_{\text{э макс}}$  равны:

$a^2/\sqrt{3}$  — для отражателя с треугольными гранями и

$a^2\sqrt{3}$  — для отражателя с квадратными гранями, где  $a$  — длина ребра трехгранного отражателя.

На графике рис. 5.8 приведена зависимость относительной величины  $S_3/S_{\text{э макс}}$  от направлений падения волны, лежащих в плоскости, нормальной к одной из граней; при  $\alpha = \beta$ .

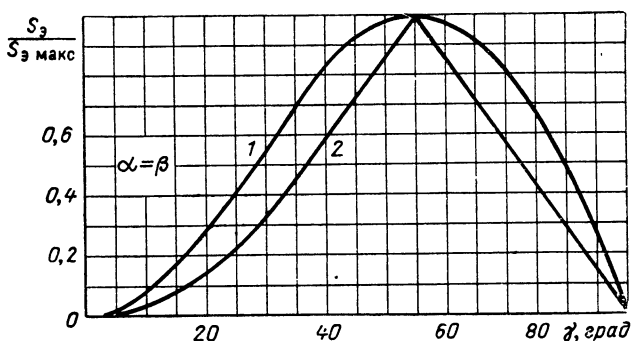


Рис. 5.8. Зависимость  $S_3/S_{\text{э макс}}$  трехгранных уголковых отражателей от направлений падения волны:

1 — треугольные грани; 2 — квадратные грани.

Максимальные значения ЭПР трехгранных уголковых отражателей определяются следующими формулами:

1) для отражателей с треугольными гранями

$$\sigma = \frac{4}{3} \frac{\pi a^4}{\lambda^2};$$

2) для отражателей с гранями в виде прямоугольных секторов круга

$$\sigma = \frac{16}{3} \frac{\pi a^4}{\lambda^2};$$

3) для отражателей с квадратными гранями

$$\sigma = 12 \frac{\pi a^4}{\lambda^2}.$$



Таким образом, ЭПР уголковых отражателей с треугольными, круглыми и квадратными гранями при одинаковой длине ребра относятся как 1:4:9. Эти соотношения, выведенные из законов геометрической оптики, будут справедливы лишь при достаточно больших размерах граней по сравнению с длиной волны.

Так как ЭПР уголкового отражателя пропорциональна  $a^4$ , то дальность обнаружения таких отражателей радиолокационными станциями для свободного пространства будет пропорциональна линейным размерам ребра уголка. Иначе говоря, уголковый отражатель с длиной ребра  $a=2$  м будет обнаружен самолетной радиолокационной станцией на дальности, превышающей дальность обнаружений уголка с ребром 1 м в два раза. Из приведенных формул видно, что уголковые отражатели можно эффективно использовать только в диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн.

ЭПР уголкового отражателя с квадратными гранями в девять раз больше, чем у отражателя с треугольными гранями при одинаковых размерах стороны  $a$ , хотя металла на изготовление отражателя с треугольными гранями идет только в два раза меньше. Однако отражатель с треугольными гранями имеет более широкую диаграмму направленности вторичного излучения и, кроме того, его конструкция прочнее.

Основной характеристикой уголкового отражателя является зависимость ЭПР от направления прихода падающей волны. Экспериментальные данные показывают, что изменение угла облучения на  $\pm (20 \div 30)^\circ$  по отношению к оптимальному уменьшают ЭПР уголкового отражателя на 8—10 дб. Для создания более равномерной диаграммы направленности используют уголковые отражатели с компенсацией (рис. 5.9,а). Когда углы  $\varphi$  и  $\theta$  между падающим лучом и биссектрисой уголка превысят  $30^\circ$ , электромагнитные волны начинают отражаться и от дополнительных компенсирующих отражателей. Из графиков, изображенных на рис. 5.9,б, видно, что применение дополнительных отражателей существенно увеличивает величину отраженной энергии. Отношение размеров  $b/a$  определяет степень компенсации. Оптимальным является отношение  $b/a=1$ . Если величина  $b$  велика, то наступает так называемая перекомпенсация и возникает провал в середине диаграммы рассеяния отражателя.

Часто уголковые отражатели устанавливают на поверхности земли или воды. В этом случае необходимо учитывать влияние поверхности раздела на диаграмму рассеяния уголкового отражателя в вертикальной плоскости, которая приобретает многолепестковый характер. Для лучшей наблюдаемости такого отражателя необходимо придать ему наклон в вертикальной плоскости. Угол наклона выбирается в зависимости от того, в каком направлении необходимо получить максимум отраженной энергии. Так, например, для корабельных радиолокационных станций этот угол составляет  $35^\circ$ . Аналогично нужно выбирать угол наклона и для создания максимального отраженного сигнала для самолетных радиолокационных станций, находящихся на большом удалении от уголка.

Чтобы обеспечить интенсивное отражение от ложной цели из уголковых отражателей во всех направлениях, применяют специальные конструкции из нескольких уголков.

Распространенной конструкцией является так называемая октаэдрная группа. Она может быть образована из трех плоских металлических листов, расположенных так, что они образуют восемь трехгранных уголковых отражателей. В зависимости от положения такой группы по отношению к передатчику получаются различные диаграммы отражения (рис. 5.10, 5.11).

Более равномерную диаграмму отражения в горизонтальной плоскости можно получить с помощью группы из пяти трехгранных уголковых отражателей, расположенных по кругу (рис. 5.12). В группе из пяти отражателей все оси симметрии расположены в одной горизонтальной плоскости, поэтому ЭПР такой группы примерно в два раза больше октаэдрной группы и главные лепестки диаграммы отражения имеют большую ширину.

Практически невозможно получить с помощью неподвижной конструкции из уголковых отражателей все-направленную диаграмму отражения, которая не имела бы многочисленных максимумов и минимумов вследствие интерференции. Поэтому применяют конструкции из группы уголковых отражателей, которые вращаются в азимутальной плоскости. Изрезанность диаграммы отражения при этом значительно сглаживается (рис. 5.13). Число оборотов такой конструкции зависит

от вида колебаний, генерируемых передатчиком радиолокатора. В режиме незатухающих колебаний достаточно несколько оборотов в минуту. При импульсной работе число оборотов отражателя должно составлять 25—50% от частоты следования импульсов [37].

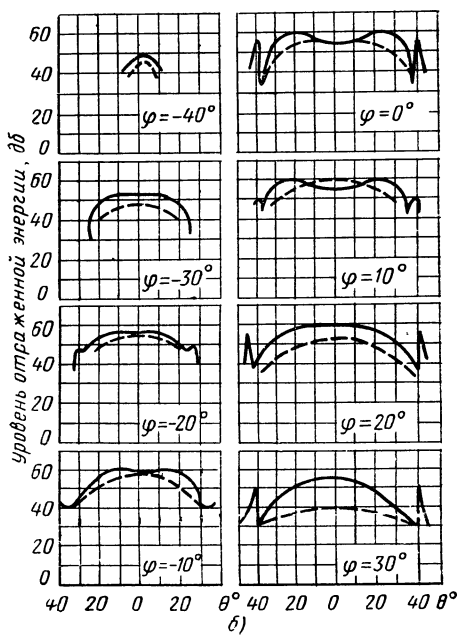
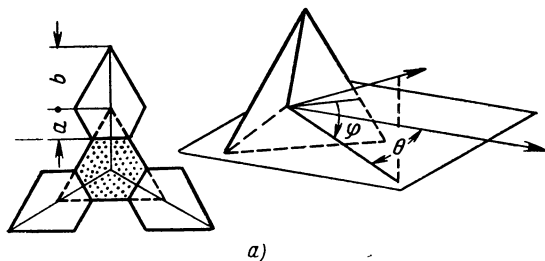


Рис. 5.9. Трехгранный уголкоый отражатель с дополнительными уголками (а) и диаграммы отражения (б). Сплошные линии на графиках относятся к отражателю с дополнительными компенсирующими уголками; пунктирные — к отражателю без компенсирующих уголков.

Одним из основных требований при изготовлении уголкового отражателя является точное соблюдение перпендикулярности граней. Даже небольшое отклоне-

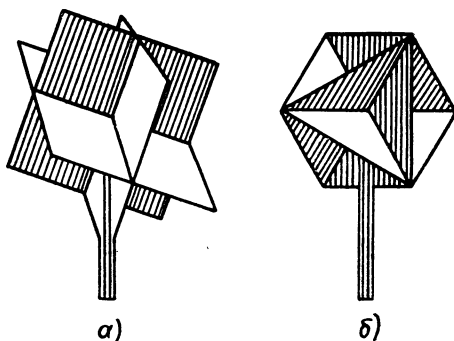


Рис. 5.10. Групповые отражатели:  
а — из ячеек с квадратными гранями; б — из ячеек с треугольными гранями

ние угла между ними от  $90^\circ$  может вызвать интерференционные явления, значительно снижающие величину эффективной поверхности рассеяния. Уменьшение ЭПР при отклонении внутренних углов уголка от прямых объяс-

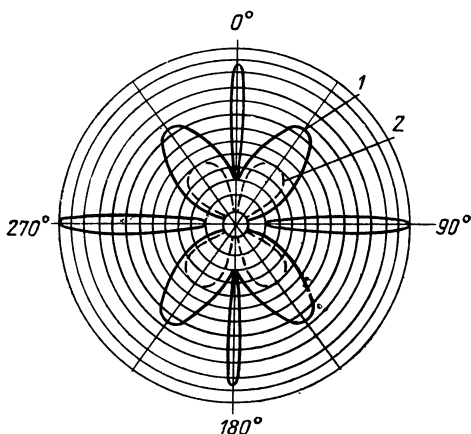


Рис. 5.11. Диаграммы отражения от групповых отражателей, изображенных на рис. 5.10.

1 — с квадратными гранями; 2 — с треугольными гранями.

няется нарушением синфазности поля в раскрыве отражателя вследствие разности хода лучей. На рис. 5.14 показана зависимость величины относительной ЭПР уголкового отражателя с треугольными гранями от точ-

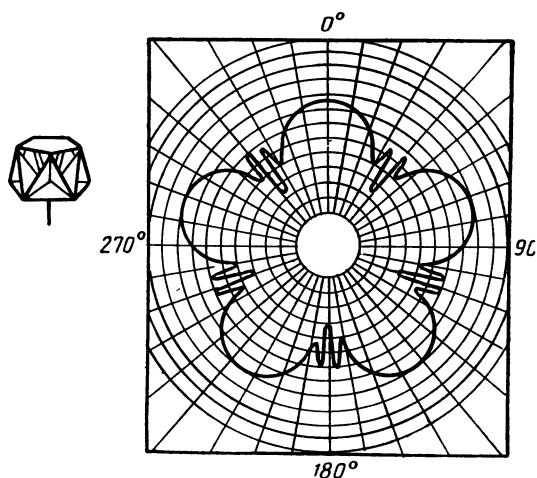


Рис. 5.12. Диаграмма отражения в горизонтальной плоскости пятигранного уголкового отражателя.

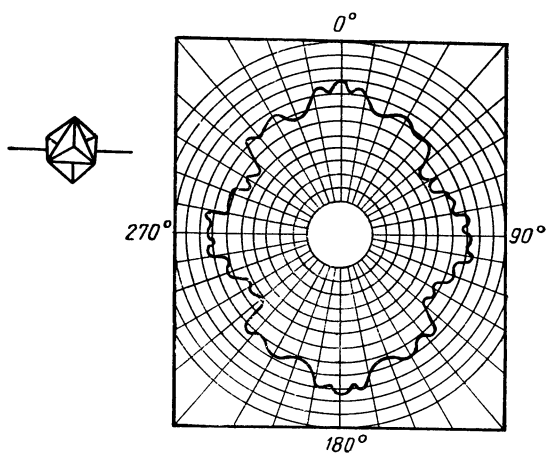


Рис. 5.13. Диаграмма отражения пятигранного уголкового отражателя при непрерывном вращении его в азимутальной плоскости.

ности его изготовления. Чем больше линейные размеры граней, тем точнее должен быть выдержан угол  $90^\circ$  между ними (рис. 5.14). Это один из недостатков уголкового отражателей. ЭПР уголкового отражателя возрастает с увеличением размеров его граней  $a$  при определенной погрешности изготовления  $\Delta$  и постоянной длине волны  $\lambda$ .

Из кривых, изображенных на рис. 5.15, видно, что имеется предел, дальше которого при данной точности изготовления  $\Delta$  увеличивать размеры уголкового отражателя нецелесообразно. Например, при погрешности  $\Delta = 0^\circ,5$  ( $\alpha = 89^\circ,5$ ) предельный размер длины ребра составляет  $a_{\text{макс}} = 60\lambda$ .

Для уголкового отражателей с большими размерами граней отклонение угла между ними от  $90^\circ$  не должно превышать  $\Delta = 0^\circ,5 - 1^\circ$ .

В трехгранном уголкового отражателе падающая волна отражается от трех плоскостей, каждая из которых меняет направление вращения поляризации волны на обратное. Если антенна радиолокационной станции имеет круговую плоскость поляризации правого вращения, то вследствие нечетного числа отражений от граней уголка отраженное поле будет иметь левую круговую плоскость поляризации и, следовательно, радиолокатор не обнаружит такую цель. Для устранения этого явления применяются различные меры, которые сводятся к тому, чтобы придать уголкового отражателю свойство так называемой несимметричной цели.

Простейший способ создания уголкового отражателя для радиолокационных станций с круговой или эллиптической поляризацией излучаемых волн заключается в том, что перед одной из граней отражателя на незначительном расстоянии от нее помещают диэлектрическую пластину, как показано на рис. 5.16. Благодаря этой пластине разность фаз между горизонтально и вер-

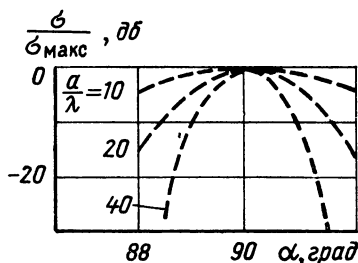


Рис. 5.14. Зависимость ЭПР трехгранного уголкового отражателя от величины угла между гранями для разных отношений длины ребра к длине волны.

тикально поляризованными долями энергии волны, отраженной от внутренней пластины, не равна  $90^\circ$ , а лежит между 0 и  $180^\circ$ . В результате сложения этой волны со слагаемой поля, отраженной в тот же момент времени от внешней поверхности пластины, возникает эллиптически

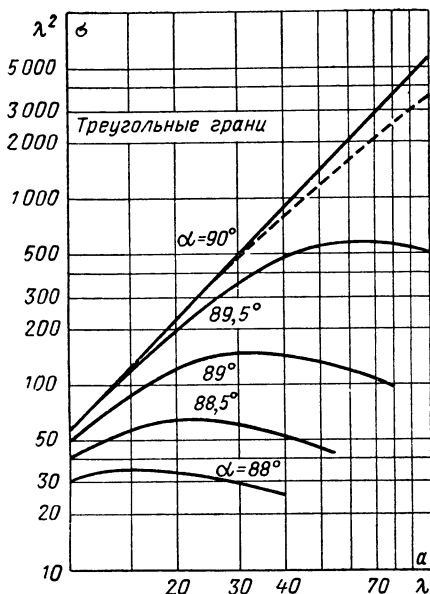


Рис. 5.15. Связь между точностью изготовления уголкового отражателя и размерами граней.

поляризованная волна, которая может быть разложена на две волны с круговой поляризацией разного направления и различными амплитудами. Толщина пластины и расстояние до металлической грани определяется экспериментально.

Распространенным типом отражателя для радиолокаторов с круговой поляризацией является уголок, в раскрыве которого расположена решетка из параллельных проволок. Этот отражатель для волн с круговой поляризацией будет широкополосным. Он имеет такую же диаграмму отражения, как и обычный трехгранный отра-

жатель, однако его ЭПР на 6 дБ меньше. Кроме того, такой отражатель рассеивает поле с линейной поляризацией как обычный уголкового отражателя только в том случае, если плоскость поляризации падающей волны расположена под углом к элементам решетки. Если же вектор электрического поля совпадает с направлением проволок, то отражатель ведет себя как плоская пластина с площадью, равной апертуре уголка. Этот недостаток можно устранить, если размещать проволочные решетки не в апертуре отражателя, а перед его гранями, на расстоянии от них, равном  $\lambda/8$ . При отражении от одной из граней с такой решеткой обе линейные составляющие

волны с круговой поляризацией, сдвинутые относительно друг друга во времени и пространстве на  $90^\circ$ , получают дополнительный сдвиг на  $90^\circ$ , благодаря чему возникает линейно поляризованная волна. Она может быть разложена на две волны с круговой поляризацией противоположного направления, из которых только одна даст отметку на индикаторе радиолокатора. В противоположность отражателю с решеткой в апертуре, рассмотренная конструкция является узкополосной, т. е. работает только в определенном диапазоне частот.

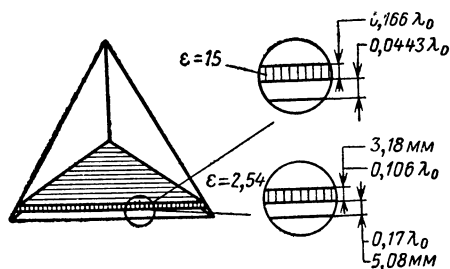


Рис. 5.16. Угловой отражатель для радиолокаторов с круговой поляризацией электромагнитной волны.

Разновидностью углового отражателя является биконический отражатель (рис. 5.17). Он имеет равномерную круговую диаграмму вторичного излучения в горизонтальной плоскости. ЭПР такого отражателя при плоскости поляризации поля параллельно оси такая же, как у цилиндра с радиусом

$$r_{\text{ср}} = \frac{1}{2} (r_{\text{макс}} + r_{\text{мин}}) \text{ и высотой } h,$$

т. е.

$$\sigma = \frac{2\pi r_{\text{ср}} h^2}{\lambda^2}.$$

Изготовление таких отражателей с необходимой точностью очень сложно, поэтому они пока не находят массового применения.

Остановимся теперь на некоторых вопросах использования угловых отражателей для целей противорадиолокационной маскировки.



Как известно, при обзоре земной или морской поверхности интенсивность отраженных радиолокационных сигналов определяется распределенными целями, имеющими существенно различные отражающие свойства. Современные самолетные радиолокационные станции позволяют различать очертания городов, крупных промышленных предприятий, железнодорожных узлов, контрастные (по интенсивности радиолокационного отраже-

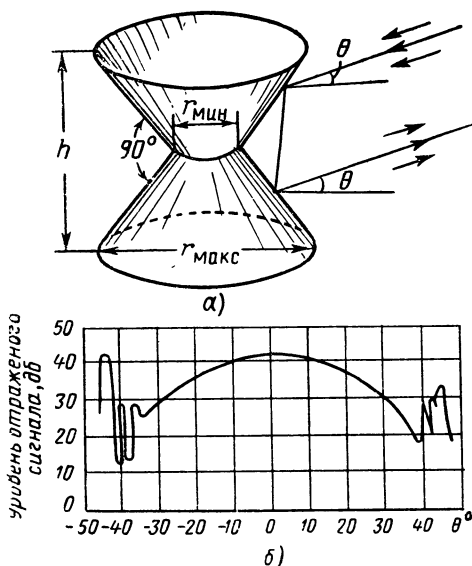


Рис. 5.17. Конструкция (а) и диаграмма отражений (б) биконического отражателя ( $r_{\text{мин}}=5$  см;  $r_{\text{макс}}=43$  см).

ния) объекты (реки в черте города, мосты, плотины, дамбы и т. д.), а также одиночные и групповые цели. С помощью угловых отражателей можно исказить изображение таких объектов путем изменения отражающих свойств отдельных участков земной или водной поверхности.

Основная цель, которая при этом преследуется, — снижение радиолокационной контрастности маскируемых объектов до уровня окружающего их фона за счет увеличения ЭПР отдельных участков поверхности, где располагаются такие объекты. Так как облучение опре-

дленного участка земной или водной поверхности может происходить с любого направления, для эффективной маскировки необходимо, чтобы интенсивность дополнительно создаваемого отражения практически не зависела от углов облучения в горизонтальной и вертикальной плоскостях. Этого в той или иной степени можно добиться использованием групповых уголкового отражателей, конструкция которых была рассмотрена выше. Так как отражающая способность участка водной или земной поверхности определяется ЭПР разрешающей площадки  $\sigma_f$ , то для успешной маскировки объекта с помощью уголкового отражателя необходимо выполнить условие  $\sigma_d \leq \sigma_f$ .

Очевидно, что в зависимости от размеров и конфигурации маскируемого участка и его отражающих свойств может устанавливаться различное число уголкового отражателей на единицу площади при определенных их расположении и размерах.

Для создания ложных целей количество уголкового отражателей и их размеры необходимо выбирать так, чтобы суммарная ЭПР была равна ЭПР действительной цели. Расстояния между отражателями выбираются равными или несколько меньшими разрешающей способности радиолокатора.

Уголкового отражатели впервые нашли широкое практическое применение во время второй мировой войны. Так, немецкие подводные лодки, уходя от преследования на глубину, применяли их для отвлечения в ложном направлении противолодочных кораблей и самолетов. Отражатели выбрасывались на специальных буйках или подвешивались к воздушному шару.

Чтобы ввести противника в заблуждение об истинном числе крупных надводных кораблей, а также дезориентировать его относительно направления главного удара, на малых судах, катерах или буксируемых судах устанавливались уголкового отражатели. Такой прием был применен, например, для дезориентации радиолокационных средств противника и отвлечения ударной германской авиации от главных десантных сил при высадке союзников в Европе в конце второй мировой войны. К французскому берегу в районе Булонь из далеко разнесенных друг от друга точек приближались группы небольших судов. Суда буксировали окрашенные алюминиевой краской аэростаты и несли на себе уголкового отражатели, создающие имитацию эхо-сигналов от крупных боевых и десантных кораблей. Над этими кораблями непрерывно патрулировали мелкие группы самолетов, сбрасывавшие пакеты дипольных отражателей и создававшие активные помехи германским радиолокационным станциям. Демонстрация продолжалась около четырех часов, и у немцев создалось впечатление, что к району Булонь приближается большое количество

морских и воздушных сил. Поверив в реальность отвлекающих мероприятий, немцы основные силы направили в этот район.

Во время налетов англо-американской бомбардировочной авиации на Берлин хорошими ориентирами при бомбометании служили многочисленные каналы и озера в черте города. Для снижения эффективности бомбовых ударов по столице немцами было выставлено на поверхности озер большое количество плавающих уголковых отражателей. Они представляли собой конструкцию из двух вертикальных, взаимно перпендикулярных металлических плоскостей, установленных на плавающую деревянную крестовину. Третьей отражающей плоскостью служила водная поверхность. Отражатели ставились на якорях на расстояниях 100—150 м. В большинстве случаев водные поверхности не были полностью замаскированы, а применялась лишь частичная противорадиолокационная маскировка и разделение озер на части.

Вследствие проведения таких маскировочных мероприятий многие ночные налеты англо-американской авиации оказались неудачными. Был случай, когда около 100 четырехмоторных самолетов сбросили свой груз на скопление 100 уголковых отражателей, установленных на одном из берлинских озер.

Аналогичные мероприятия были проведены для защиты шлюзов и плотин в портовых городах Северного моря. Главная цель этих мероприятий состояла в том, чтобы сгладить на экранах радиолокаторов контраст между береговыми сооружениями и водными поверхностями.

В отдельных случаях использовались уголковые отражатели довольно больших размеров. Так, например, для «подравнивания» радиолокационного изображения аэродромов, расположенных в районе Берлина, под фон местности и строений города устанавливались уголковые отражатели с гранями 10×10 м. Чтобы снизить ветровые нагрузки, отражающие плоскости уголков изготавливались из провололочной сетки.

К концу войны немцы имитировали уголковыми отражателями город Кюстрин; на экранах самолетных радиолокаторов наблюдались два города на расстоянии 80 км один от другого, что, естественно, дезориентировало операторов станций.

Уголковые отражатели применялись и для маскировки сравнительно небольших наземных объектов. В западногерманской печати сообщалось, что полностью оправдала себя ложная цель, состоявшая из 50 больших уголковых отражателей, которая находилась вблизи одной мощной электростанции. При плохой зрительной видимости эта ложная цель привлекала на себя внимание операторов радиолокационных станций англо-американской авиации, которая сбрасывала на нее бомбы.

Несмотря на создание таких новых эффективных радиолокационных отражателей, как линзы Люнеберга, пассивные решетки и других, уголковые отражатели останутся пока в арсенале средств противорадиолокационной маскировки. Главное преимущество их по сравнению с другими подобными устройствами — это простота конструкции. При создании уголковых отражате-

лей к ним предъявляют следующие основные требования:

- малый вес;
- минимум сборочных деталей;
- простота технологии изготовления;
- возможность транспортировки на различные расстояния.

#### 4. Линзы Люнеберга

Конструкция из нескольких угловых отражателей, как было показано выше, приводит все же к неравномерной диаграмме вторичного излучения. Другим недостатком таких конструкций является то, что ЭПР их, усредненная по всем возможным направлениям, лежит примерно на 7 дБ ниже максимальной ЭПР углового отражателя. Идеальными всенаправленными отражате-

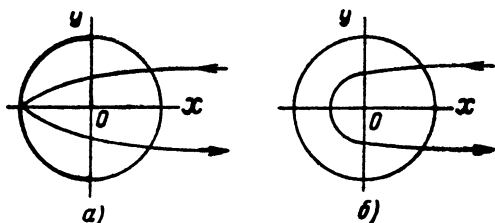


Рис. 5.18. Траектория лучей в линзе Люнеберга.

лями являются металлические сферы, однако их ЭПР очень мала.

Очень эффективным, хотя пока еще дорогим отражателем является так называемая линза Люнеберга. Такой отражатель позволяет получить диаграмму ЭПР в более широких пределах азимута и угла места, чем любой из рассмотренных в предыдущем параграфе угловых отражателей. Линза представляет собой шар, изготовленный из диэлектрика. Одна полусфера шара металлизирована (рис. 5.18,а). Диэлектрическая проницаемость  $\epsilon$  наружного слоя такого отражателя близка к величине диэлектрической проницаемости воздуха и постепенно возрастает с увеличением толщины слоя. Благодаря этому линза фокусирует падающий на нее параллельный пучок лучей в точку на металлизированной поверхности

сферы и отражает этот пучок в обратном направлении, параллельном падающим лучам. При металлизации одной полусферы линза равномерно отражает падающую на нее энергию в пределах пространственного угла  $140^\circ$ .

Закон изменения диэлектрической проницаемости  $\epsilon$  и коэффициента преломления  $n$  определяется следующим соотношением:

$$\epsilon = n^2 = 2 - a^2,$$

где  $a = \frac{r}{r_0}$ ,

( $r_0$  — радиус сферы;  $r$  — расстояние от центра сферы до рассматриваемой точки сферы).

Эффективная поверхность рассеяния линзы Люнеберга вычисляется по формуле

$$\sigma = \frac{\pi^3 d^4}{4\lambda^2},$$

где  $d$  — диаметр линзы.

В печати сообщалось, что установленная на истребителе линза Люнеберга увеличивала интенсивность отраженного от него радиолокационного сигнала в 40 раз.

Принципиально возможно создать всенаправленный линзовый отражатель, коэффициент отражения которого не зависит от направления падающей электромагнитной волны. Если бы падающий луч, изгибаясь внутри линзы, подходил к оси  $OX$  под углом  $90^\circ$  (рис. 5.18, б), то в силу сферической симметрии он повернулся бы в нижней половине линзы еще на  $90^\circ$  и вышел из нее параллельно падающему лучу. В этом случае нет необходимости в металлизации участка сферы, и мы получаем разновидность линзы Люнеберга, так называемый отражатель Итона Липпмана. Между линзой Люнеберга с металлизированным экраном и рассмотренным всенаправленным отражателем есть еще одно важное различие. Если они оба облучаются волной круговой поляризации, то первый отражает поляризованную волну обратного знака, а второй того же, что и у падающей волны.

Закон изменения  $\epsilon$  и  $n$  в таком отражателе определяется выражением

$$\epsilon = n^2 = \frac{2}{a} - 1.$$

В центре линзы коэффициент преломления  $n$  должен стремиться к бесконечности, а на наружной поверхности  $n=1$ .

Непрерывное изменение коэффициента преломления от единицы до бесконечности осуществить практически очень трудно. Реальные линзовые отражатели состоят из большого числа сферических оболочек, каждая из которых обладает постоянным показателем преломления. Дискретные изменения коэффициента преломления аппроксимируют его плавное изменение. Таким образом,

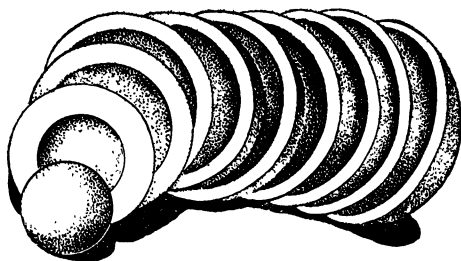


Рис. 5.19. Линза Лунеберга с дискретным изменением коэффициента преломления, состоящая из полусферических оболочек.

практической проблемой при изготовлении отражателей типа линзы Лунеберга является определение количества сферических оболочек и порядка изменения диэлектрической проницаемости в каждой из этих оболочек.

Материалом для изготовления таких линз может служить пенополистирол, показатель преломления которого зависит от его плотности.

На рис. 5.19 показан образец многослойной сферической линзы Лунеберга, изготовленной в США. Линза состоит из концентрических диэлектрических оболочек, расположенных одна в другой. Диэлектрическая проницаемость отдельных оболочек изменяется в пределах 1,1—2 с приращением по 0,1. Диаметр такой линзы со ступенчатым изменением коэффициента преломления составляет около 46 см, а рабочая частота лежит в трехсантиметровом диапазоне волн.

На базе линзы Лунеберга разработано большое количество самых разнообразных линзовых отражателей.

Так, всенаправленный по азимуту отражатель можно получить, окружив сферу Люнеберга отражающим металлическим кольцом, как показано на рис. 5.20. Положение кольца относительно экватора сферы определяет положение максимума диаграммы направленности по отношению к горизонтальной плоскости. Если кольцо центрировано относительно экватора сферы, максимум диа-

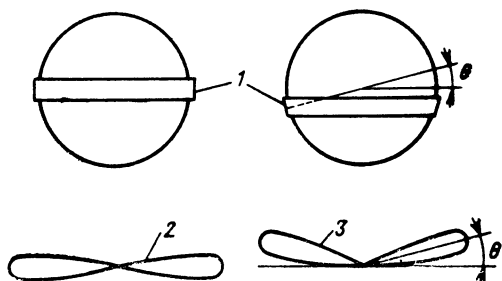


Рис. 5.20. Всенаправленный (в азимутальной плоскости) отражатель Люнеберга с металлическим кольцом:

1 — кольцо; 2 — плоская всенаправленная диаграмма отражения; 3 — коническая диаграмма.

граммы лежит в горизонтальной плоскости; если кольцо смещено — угол места максимума будет больше. При увеличении ширины кольца возрастает ширина диаграммы в угломестной плоскости, но при этом снижается амплитуда по раскрыву отражателя.

Максимальное значение ЭПР такого отражателя можно приближенно определить из выражения

$$\sigma_{\text{макс}} = \frac{4\pi}{\lambda^2} (\pi r^2 - 2rL)^2,$$

где  $r$  — радиус сферы;

$L$  — ширина кольца.

Широкую диаграмму направленности в вертикальной плоскости при минимальном снижении амплитуды вдоль раскрыва можно получить с помощью так называемой «гелисферы», которая практически является модификацией отражающего экрана, закрывающего одну из полу-сфер линзы Люнеберга. Гелисферу можно получить, заменив сплошное металлическое кольцо решеткой из па-

параллельных проволок, навитых под углом  $45^\circ$  (рис. 5.21, а, б).

Если смотреть из центра сферы, проволоки по всему горизонту будут расположены под углом  $45^\circ$ . Если же смотреть на такой отражатель с внешней стороны, то за проволоками наружной поверхности, расположенными под углом  $45^\circ$ , находятся перпендикулярные им проволоки задней поверхности, имеющие угол наклона к горизонту  $45^\circ$ . Таким образом, если плоская волна с поляризацией  $45^\circ$  достигает передней поверхности, она без потерь пройдет через проволочную сетку, пока не достигнет задней отражающей поверхности и, если промежутки между проволоками «гелисферы» подобраны правильно, сфокусируется в точку, расположенную примерно на половине радиуса сферы. На рис. 5.21, в, г

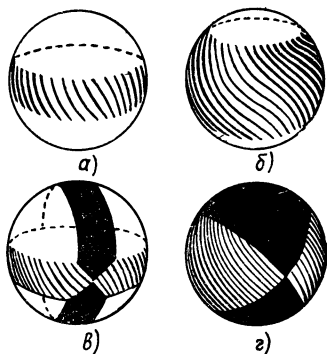


Рис. 5.21. Различные виды все-направленных отражателей типа линзы Лüneберга.

показано применение двух ортогональных колец из проволочных решеток для получения изотропной диаграммы в азимутальной и угломестной плоскостях. Преимуществом таких отражателей является то, что их ЭПР остается примерно одинаковой как для круговой поляризации, так и для горизонтальной или вертикальной поляризации. Поляризационные потери при двукратном прохождении через линзу будут составлять не более 6 дБ (по сравнению с поляризацией в  $45^\circ$ ), и их можно компенсировать небольшим увеличением размеров отражателя.

В настоящее время считают весьма целесообразным вместо довольно тяжелых линз Лüneберга применять полые сферические отражатели. В них диэлектрический шар заменяется полый гелисферической решеткой, внутри которой, коаксиально гелисфере, на расстоянии, равном фокусному, располагается отражающее металлическое кольцо, представляющее сегмент сферы, имеющей диаметр, равный примерно половине диаметра внешней сферы (рис. 5.22).



Ширина отражающего кольца  $w$  определяет ширину диаграммы направленности отражателя в угломестной плоскости. Следовательно, при выборе ширины кольца необходимо добиваться оптимального соотношения между шириной диаграммы в угломестной (вертикальной плоскости) и допустимым уменьшением амплитуды по раскрытию отражателя.

Основные требования, которым должны отвечать конструкции полых гелисферических отражателей, следующие: высокая точность изготовления шаровой поверхности, высокая точность углового расположения проволок решетки, минимальные диэлектрические потери, минимальное внутреннее сопротивление на СВЧ, большая механическая прочность, малый вес; низкая стоимость, устойчивость к климатическим воздействиям.

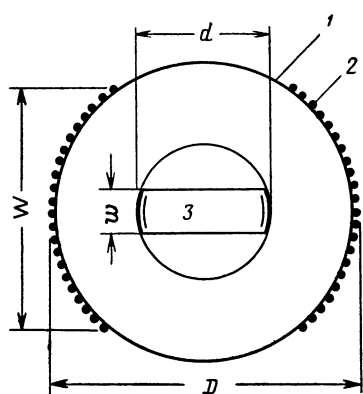


Рис. 5.22. Полный гелисферический отражатель:

1 — полая прозрачная сфера; 2 — решетка из параллельных проволок, навитых под углом  $45^\circ$ ; 3 — металлическое кольцо диаметром  $d=0,5D$ .

верхности, высокая точность углового расположения проволок решетки, минимальные диэлектрические потери, минимальное внутреннее сопротивление на СВЧ, большая механическая прочность, малый вес; низкая стоимость, устойчивость к климатическим воздействиям.

На рис. 5.23 для сравнения изображены в полярных координатах диаграммы отражения полого всенаправленного гелисферического отражателя диаметром 609 мм и конструкции из шести угловых отражателей, вли-

санных в сферу диаметром 609 мм. В конструкции гелисферического отражателя применена сетка из нихромовых проволок, расположенных параллельно друг другу под углом к горизонту  $45^\circ$ . Проволоки впрессованы в основу из стекловолокна; промежуток между проволоками 1,6 мм. Диаграмма вторичного излучения гелисферы для отражающего кольца шириной 76,2 мм показана на рис. 5.24. Экспериментально определено, что оптимальный диаметр отражающего кольца для данной гелисферы должен составлять 355,6 мм. ЭПР отражателя с уменьшением диаметра кольца до 304,8 мм снижается почти вдвое. Отражатель весит 3,175 кг. Из графика рис. 5.25 видно, что ЭПР гелисферы с отражаю-

щим кольцом внутри примерно на 10 дБ меньше ЭПР равного ей по размерам отражателя Люнеберга (кривые 2 и 3). Это объясняется наличием сферической аберрации в таких отражателях как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскостях. Удаление внутреннего кольца приводит к дополнительному уменьшению ЭПР на 5 дБ.

Полые гелисферы так же, как и линзы Люнеберга различной конструкции, могут найти широкое применение в качестве ложных целей для противорадиолокационной маскировки, в первую очередь, воздушных и космических объектов. Такие отражатели предполагается также устанавливать на мишени и на управляемые ложные цели-ловушки для увеличения их ЭПР.

## 5. Пассивные антенные решетки

Пассивная антенная решетка (отражатель Ван-Атта) представляет собой устройство, состоящее из нескольких горизонтальных и вертикальных рядов дипольных вибраторов, расположенных в одной плоскости на расстоянии  $\lambda/4$  от отражающего экрана (рефлектора). Рефлектором служит металлическая пластина. При этом

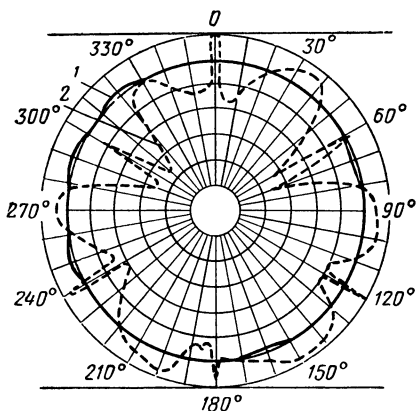


Рис. 5.23. Диаграммы отражения в горизонтальной плоскости полый гелисферы (1) и уголкового отражателя (2).

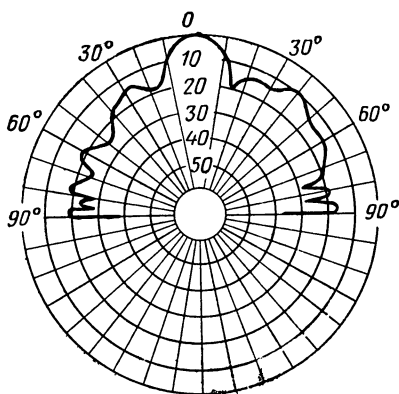


Рис. 5.24. Диаграмма отражения в вертикальной плоскости полый гелисферы.

дипольные пары, расположенные зеркально относительно центра экрана, соединяются между собой отрезками коаксиального кабеля.

Система соединения 18 пар излучателей посредством кабелей одинаковой длины показана на рис. 5.26. Сопря-

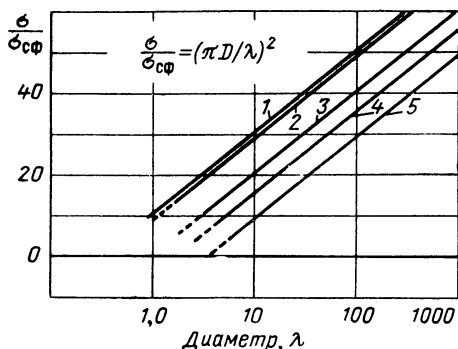


Рис. 5.25. Значения ЭПР линзовых отражателей, отнесенные к ЭПР металлической сферы того же диаметра:

1 — круглый диск; 2 — отражатель Люнеберга; 3 — гелисфера с кольцом внутри; 4 — полая гелисфера (линейная поляризация); 5 — полая гелисфера (круговая поляризация).

женные элементы (отмеченные одинаковыми цифрами) находятся в диагонально противоположных квадрантах плоскости решетки. При равенстве электрической длины линий, соединяющих попарно сопряженные излучатели, фронт переизлученной волны совпадает с фронтом падающей. Иначе говоря, рассеяние электромагнитной энергии таким отражателем происходит в направлении источника излучения.

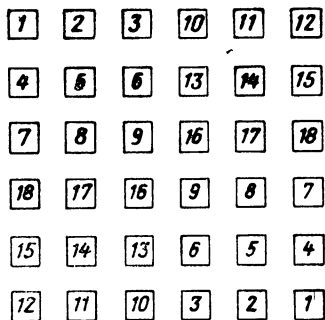


Рис. 5.26. Схема соединения излучателей в плоской антенной решетке.

Антенные решетки обладают следующими основными преимуществами перед рассмотренными ранее отражателями: 1) имеют более широкую диаграмму отражения по сравнению с уголковыми отражателями; 2) позволяют

модулировать отраженный сигнал по любому закону; 3) могут отражать падающую волну в направлениях, отличающихся от направления на облучатель; 4) обеспечивают выбор нужной поляризации отраженного сигнала; 5) позволяют использовать встроенные в соединительные линии усилители сигнала, с помощью которых можно получить значительное повышение ЭПР отражателя; 6) открывают широкую возможность изготовления высокоэффективных отражателей (ложных целей) с помощью техники печатных схем и техники полосковых линий.

Эффективная поверхность рассеяния пассивной плоской антенной решетки определяется по формуле

$$\sigma = \frac{G^2 \lambda^2}{4\pi},$$

где  $G = \frac{4\pi S_0}{\lambda^2}$  — коэффициент направленного действия решетки.

Откуда

$$\sigma = S_0 G,$$

где  $S_0$  — эффективная геометрическая поверхность (площадь раскрытия) решетки.

ЭПР решетки, составленной из  $n$  полуволновых вибраторов, расположенных на расстоянии  $\lambda/2$  друг от друга и на удалении  $\lambda/4$  от экрана, равна

$$\sigma = \frac{4\pi S_0^2}{\lambda^2} \left[ \sin \left( \frac{\pi}{2} \cos \theta \right) \right]^4,$$

где  $\theta$  — угол падения;

множитель  $\sin \left( \frac{\pi}{2} \cos \theta \right)$  характеризует диаграмму направленности диполя в плоскости магнитного поля с учетом зеркального изображения;

$S_0 \approx \frac{n\lambda^2}{4}$  — площадь раскрытия антенны.

Величина ЭПР такой решетки будет зависеть от угла падения приходящей электромагнитной волны, т. е. обратное рассеяние отражателя Ван-Атта имеет направленный характер. На рис. 5.27 приведены диаграммы отражения антенной решетки из 16 коаксиальных дипо-

лей в плоскости, перпендикулярной осям вибраторов. Для сравнения на этом же графике показана диаграмма отражения плоского экрана. Исследования производились на частоте 2850 Мгц. Из рисунка видно, что при нормальном падении волны ЭПР решетки равна ЭПР

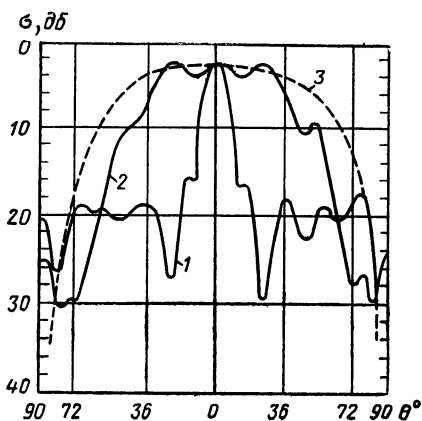


Рис. 5.27. Диаграмма отражения антенной решетки из 16 диполей в плоскости, перпендикулярной их осям:

1 — металлическая плоскость; 2 — антенная решетка (экспериментальные данные); 3 — антенная решетка (расчетные данные).

плоской металлической пластины (экрана) одинакового с ней размера, а при углах падения  $\pm 35^\circ$  и  $\pm 55^\circ$  она на 3 и 10 дБ меньше максимального значения. При облучении уголкового отражателя в направлении, отклоняющемся от оптимального на  $\pm (20 \div 30)^\circ$  его ЭПР уменьшается на 8—10 дБ, отсюда можно сделать вывод, что при одинаковых максимальных значениях ЭПР антенная решетка имеет более широкую диаграмму отражения, чем уголкового отражателя.

Основными недостатками антенных решеток (как пассивных отражателей), составленных из идентичных полуволновых вибраторов, являются узкая полоса частот и поляризационная избирательность. Для устранения этих недостатков в качестве излучающих элементов могут использоваться широкодиапазонные излучатели с круговой поляризацией, например плоские и конические спирали или диэлектрические стержни.

За рубежом в качестве основных переизлучающих элементов отражателей Ван-Атта рекомендуется использовать диэлектрические стержни. Обычно диэлектрический стержень имеет круглое сечение по всей длине, уменьшающееся к одному из концов. На широком конце стержня создается объемный резонатор путем покрытия диэлектрика тонким слоем меди. Длина металлизиро-

ванной части определяется конструктивными соображениями.

Оптимальные значения диаметров конусообразного диэлектрического стержня (рис. 5.28) зависят от длины волны радиолокатора, а также от диэлектрической проницаемости материала, из которого стержень изготовлен:

$$d_1 = 0,564\lambda \sqrt{\epsilon' - 1},$$

$$d_2 = \sqrt{0,4d_1}.$$

Для стержня из полистирола ( $\epsilon=2,55$ ) на волне  $\lambda=3$  см,  $d_1=12$  мм, а для 6-см диапазона длин волн  $d_1=25$  мм. При работе на сравнительно низких частотах

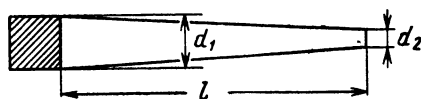


Рис. 5.28. Диэлектрический стержневой отражатель (заштрихованная часть покрыта проводящим материалом).

целесообразно применять материал с высоким значением диэлектрической проницаемости, например керамику с малыми потерями.

ЭПР диэлектрического стержня определяется коэффициентом усиления диэлектрической антенны  $G$ , который зависит от длины стержня:

$$\sigma = \frac{G^2 \lambda^2}{4\pi}.$$

На рис. 5.29 изображена зависимость  $G=f(l/\lambda)$ . Зная  $G$  и требуемое значение ЭПР, по этому графику можно определить длину стержня  $l$ .

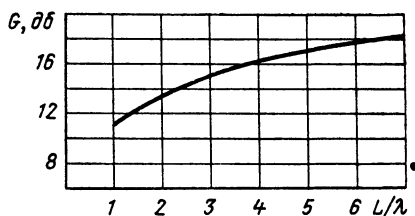


Рис. 5.29. Зависимость коэффициента усиления диэлектрической антенны от ее длины.

Эффективная ширина полосы частот стержневого отражателя составляет примерно  $\pm 15\%$  (при таком отклонении частоты от средней ЭПР отражателя уменьшается в два раза).

Из сравнения результатов измерения эффективных поверхностей рассеяния диэлектрического стержня с коэффициентом усиления 16 дБ и эквивалентного ему плоского диска (рис. 5.30)

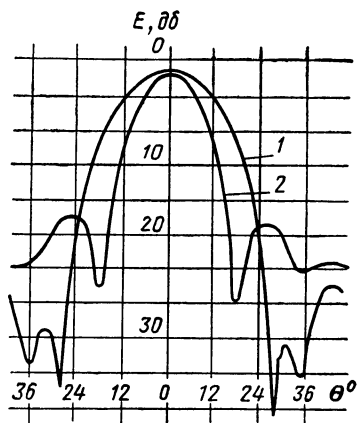


Рис. 5.30. Диаграммы вторичного излучения диэлектрического стержня (1) и эквивалентного диска диаметром 63,5 мм (2), снятые в 3-см диапазоне длин волн.

следует, что основной лепесток диаграммы вторичного излучения стержня значительно шире, чем у диска, и может быть доведен примерно до  $90^\circ$ , если существенно снизить усиление стержня. Естественно, что, соединив несколько диэлектрических стержней в антенную решетку, можно будет получить с ее помощью ложную цель, имеющую широкую диаграмму вторичного излучения и большую ЭПР.

Простейшая двухэлементная решетка может быть получена путем соединения двух стержней U-образной скобой. Было показано, что повышение интенсивности отраженного сигнала и ширина диаграммы направленности вторичного излучения будет зависеть от расстояния между осями стержней. Так, при расстоянии между стержнями, равном  $2,5\lambda$ , может быть достигнуто усиление отраженного сигнала на 6 дБ выше по сравнению с усилением одиночного стержня (при одинаковой ширине диаграммы направленности).

Если расстояние между стержнями равно длине волны  $\lambda$ , то выигрыш в усилении по отношению к одиночному стержню составит всего лишь 3 дБ, но при этом почти удваивается ширина основного лепестка (рис. 5.31).

Сочетание двух U-образных секций, расположенных под прямым углом друг к другу, представляет собой четырехэлементную антенную решетку (рис. 5.32). Для

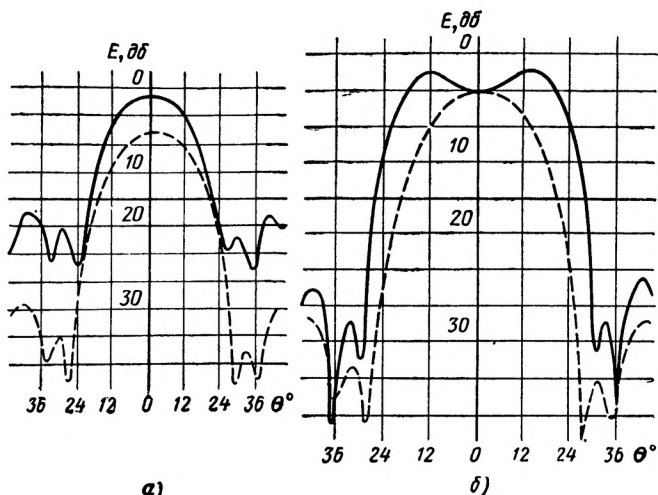


Рис. 5.31. Диаграммы вторичного излучения U-образного отражателя с расстоянием между осями стержней, равным  $2,5\lambda$  (а) и  $\lambda$  (б); (пунктирными линиями показаны диаграммы направленности одиночного стержня).

нее интенсивность обратного излучения возрастает на 12 дБ по сравнению с двухэлементной. Возможны, конечно, и другие комбинации U-образных отражателей, позволяющие получить еще большую интенсивность отраженного сигнала.

Как показали исследования, отражающие свойства одиночного диэлектрического стержня не зависят от вида поляризации падающей волны. Однако отражатели U-образной формы обеспечивают максимальный отраженный сигнал только в том случае, если плоскость поляризации падающей волны нормальна к плоскости изгиба отражателя. Если плоскость поляризации падающей волны параллельна плоскости изгиба, то ЭПР не-

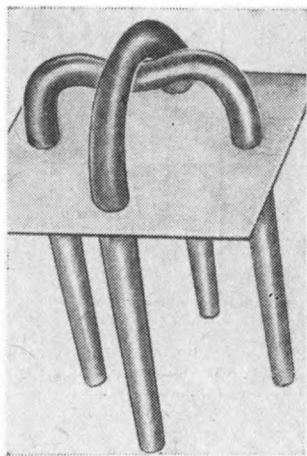


Рис. 5.32. Четырехэлементная антенная решетка.



сколько уменьшается, причем величина этого уменьшения зависит от расстояния между осями стержней. При расстоянии между стержнями  $2,5\lambda$  это уменьшение равно примерно 0,5 дБ. Таким образом, при облучении отражателя волной с круговой поляризацией отраженный сигнал будет иметь эллиптическую поляризацию с тем же направлением, что и у падающей волны.

Элементарные отражатели (дипольные или стержневые) могут соединяться не только в плоскостные, но и в линейные соответствующим образом фазированные решетки.

Диаграмма вторичного излучения линейной решетки Ван-Атта из  $n$  излучателей определяется выражением

$$F(\theta) = \left\{ \frac{\sin \left[ \frac{n\pi d}{\lambda} \left( \sin \theta + \frac{\varphi\lambda}{2\pi d} \right) \right]}{\sin \left[ \frac{\pi d}{\lambda} \left( \sin \theta + \frac{\varphi\lambda}{2\pi d} \right) \right]} \right\}^2,$$

где  $d$  — расстояние между излучателями;

$\varphi$  — сдвиг фазы между соседними излучателями.

На рис. 5.33 изображена круговая антенная решетка. Здесь попарно сопрягаются диаметрально противоположные излучатели. Для такого отражателя выражение для диаграммы вторичного излучения имеет вид

$$F(\theta) = J_0 \left( \frac{4\pi r}{\lambda} \sin \frac{\theta}{2} \right),$$

где  $J_0$  — функция Бесселя нулевого порядка;  
 $r$  — радиус решетки.

На рис. 5.34 для сравнения показаны диаграммы направленности круговой решетки диаметром  $2\lambda$  и линейной решетки длиной  $2\lambda$ .

С помощью отражателей Ван-Атта могут быть выполнены в наиболее полном объеме требования идентичности отраженного сигнала от защищаемого объекта и

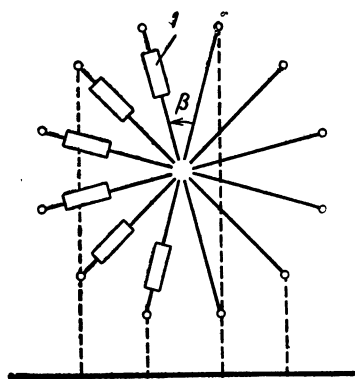


Рис. 5.33. Схема круговой антенной решетки ( $I$  — элементы задержки).

сигнала от ложной цели, имитирующей этот объект (см. § 1 гл. 5).

Так, если в линии, соединяющие сопряженные элементы пассивной антенной решетки, включить фазовращатели, управляемые по заданной программе, то можно получить амплитудную модуляцию отраженного сигнала с нужной частотой.

Пусть на U-образную решетку из двух излучателей, расположенных на расстоянии  $2d$  друг от друга и соединенных фидером длиной  $l$ , под углом  $\theta$  к нормали фидера падает плоская электромагнитная волна.

Если в соединительный фидер включить фазовращатель, который обеспечит фазовый сдвиг  $e^{-jB}$ , то зависимость амплитуды отраженного поля от угла падения  $\theta$  будет иметь следующий вид [16]:

$$E = \cos\left(\frac{B + kl}{2}\right) \cos(kd \sin \theta).$$

Изменяя величину  $B$  (при  $kl = \text{const}$ ), можно изменять амплитуду поля отраженного сигнала в заданном направлении от максимального значения до нуля. Аналогичный результат можно получить и для многоэлементной решетки.

Широкие возможности в улучшении тактико-технических характеристик ложных целей открывает применение усилителей отраженного сигнала на туннельных диодах или же параметрических усилителях. Они позволяют не только в несколько раз повысить ЭПР антенной решетки без увеличения ее размеров, но и сформировать отраженный сигнал с заданной модуляцией по амплитуде, фазе и частоте. В линии, соединяющие пары сопряженных элементов, могут включаться как односторонние, так и двусторонние усилители сигналов. В последнем случае между элементами решетки может возникнуть сильная обратная связь, которая ограничивает величину

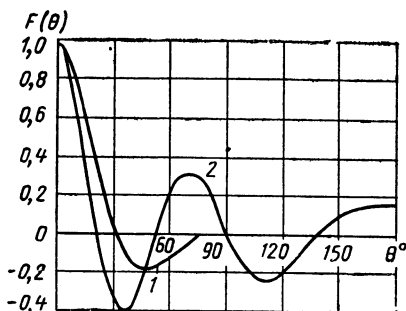


Рис. 5.34. Диаграммы вторичного излучения линейной решетки длиной  $2\lambda$  (кривая 1) и круговой решетки диаметром  $2\lambda$  (кривая 2).

коэффициента усиления отраженного сигнала. В результате этого явления схема на туннельных диодах позволяет получить допустимую величину усиления, не превышающую 15—20 дБ.

Для увеличения развязки между излучающими элементами отражателя Ван-Атта используют конструкцию из двух отдельных подрешеток для приема и отражения.

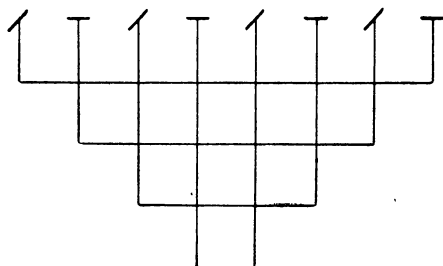


Рис. 5.35. Схема соединения излучателей в полупассивной антенной решетке с поляризационной развязкой между приемной и передающей подрешетками.

Подрешетки выполняются из ортогонально поляризованных излучателей, расположенных в шахматном порядке и соединенных фидером, как показано на рис. 5.35. В этом случае используются односторонние усилители.

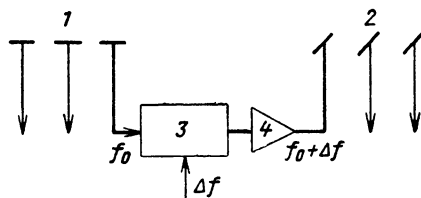


Рис. 5.36. Схема частотной модуляции в антенной решетке с усилением отраженного сигнала:

1 — приемные элементы, 2 — передающие элементы; 3 — смеситель, 4 — усилитель.

Для конструкции, изображенной на рис. 5.35, можно получить развязку между приемными и соседними передающими излучателями более 50 дБ,

Если в усилителях, встроенных в антенные решетки, применить преобразование частоты, как в схеме, изображенной на рис. 5.36, то можно получить фазовую и частотную модуляции отраженного сигнала. Здесь для модуляции используется местный гетеродин.

В зарубежной печати [16] приводятся результаты испытаний образца подобной аппаратуры. В схеме использовались усилители и смесители на туннельных диодах. Роль излучателей выполняли взаимно ортогональные диполи, размещенные на отражающем экране в шахматном порядке. Частоты принимаемого (2000 МГц) и излучаемого (2150 МГц) сигнала отличались на 150 МГц при ширине пропускания усилителя 120 МГц. Гетеродин позволял осуществлять частотную и импульсную модуляции. Измеренный коэффициент усилителя решетки составил 14 дБ. Такая антенная решетка может использоваться для одновременного переизлучения нескольких сигналов различной частоты, приходящих с разных направлений.

## **6. Управляемые снаряды — ложные цели-ловушки**

Для имитации воздушных объектов, имеющих высокие скорости полета, применяются специальные управляемые снаряды — ложные цели. Как правило, они представляют собой небольшие летательные аппараты, выстреливаемые с бомбардировщиков или ракетноносцев на таком расстоянии от радиолокационных станций противника, которое превышает дальность обнаружения бомбардировщика или ракетноносца. Это приводит к ложным выводам относительно характера налета (вместо действительной цели противник начинает преследовать снаряд), а также вызывает перегрузку системы сбора и обработки информации противника.

На снарядах-ловушках можно устанавливать уголкового отражатели, линзы Люнеберга или другие устройства, которые увеличивают эффективную поверхность рассеяния снаряда. Однако с помощью снарядов — ложных целей, оборудованных только пассивными отражателями, трудно сформировать отраженные радиолокационные сигналы, соизмеримые по мощности с сигналами от реальных воздушных целей.

Известно, что уголкового и линзового радиолокационные отражатели дают хороший эффект в том случае, если длина волны облучающего их радиолокатора много меньше размеров отражателя, а передатчик и приемник станции находятся в одной точке. При разносе передатчика и приемника на некоторый угол относительно отражателя, эффективность отражателя резко падает с ростом этого угла. Это объясняется направленностью диаграммы обратного рассеяния таких отражателей.

Если сигнал, отраженный от ложной цели, мал для имитации большого объекта, необходимо усилить его. Для этого на снаряд-ловушку устанавливают специальное усилительное устройство, переизлучающее падающие на ложную цель эхо-сигналы. Снабженный таким усилителем-ответчиком снаряд будет имитировать большой самолет даже при значительном (относительно цели) угле разноса передатчика и приемника радиолокатора. Прибор представляет собой радиолокационный ответчик, аналогичный обычному радиолокационному маяку. Принимая сигналы от радиолокатора, он усиливает их с помощью усилителя на клистроне или на лампе бегущей волны (ЛБВ) и переизлучает в направлении приема. Частота ответного сигнала для неподвижной цели всегда будет равна частоте облучающего радиолокатора. Если ловушка имитирует подвижную цель, то частота излучаемого ею сигнала будет иметь точно такое же доплеровское смещение частоты, как в случае движения реального объекта. Когда необходимо имитировать ложный сигнал такой же мощности, как и сигнал, отраженный от маскируемой цели, следует учитывать, что средняя импульсная мощность ответного сигнала ложной цели зависит от средней ЭПР имитируемого объекта. С другой стороны, средняя отраженная мощность определяется средней падающей мощностью радиолокатора обнаружения и коэффициентом усиления ответчика. Естественно, что коэффициент усиления ответчика ложной цели должен быть эквивалентен ЭПР защищаемого объекта. Из основного уравнения радиолокации можно получить следующее выражение для коэффициента усиления ложной цели с активным ответом:

$$K = 10 \lg \frac{4\pi\sigma_n}{\lambda^2 G_{n1} G_{г.р}} \text{ дБ.}$$

Отсюда следует, что коэффициент усиления ответчика ложной цели определяется величиной ЭПР маскируемого объекта  $\sigma_{\text{ц}}$ , длиной волны радиолокатора  $\lambda$ , а также коэффициентом направленного действия антенн ответчика ( $G_{\text{пр}}$ ,  $G_{\text{пер}}$ ). Очевидно, что средняя импульсная мощность сигнала ложной цели пропорциональна мощности облучающей радиолокационной станции, характер зависимости этой мощности от дальности должен быть таким же, как у действительной цели.

Интенсивность сигналов, отраженных от реальных объектов, всегда подвержена значительным флуктуациям, которые имеют определенный спектральный состав и соответствующее распределение вероятностей параметров сигналов во времени. Для того чтобы ответные сигналы ложной цели-ловушки не отличались по характеру флуктуаций от сигналов имитируемых объектов, одновременно с усилением сигнала в схеме ответчика осуществляется модуляция сигнала. В качестве модулирующего напряжения используется огибающая реального сигнала, отраженного соответствующим имитируемым объектом.

Усилительные устройства на клистронах являются сравнительно узкополосными приборами: электронная перестройка частоты клистрона возможна в полосе 30—60 Мгц, а ширина полосы генератора или усилителя на клистроне составляет лишь 10 Мгц. По этой причине усилитель-ответчик на клистроне, установленный на снарядах-ловушках, может имитировать цель только для какой-то одной радиолокационной станции или группы станций, работающих в одном диапазоне частот.

В реальных условиях по самолету-бомбардировщику или носителю ракетного оружия могут работать сразу несколько радиолокаторов (обнаружения, целеуказания, управления оружием и т. д.), каждый из которых имеет свою рабочую длину волны. Имитировать маскируемую цель для нескольких радиолокаторов одновременно можно с помощью снаряда-ловушки, на борту которого установлен усилитель на ЛБВ. Такой усилитель имеет в 100—1000 раз большее усиление, чем усилитель на обычном клистроне и может работать в широком диапазоне частот.

Американской фирмой «Темко» разработан усилитель на ЛБВ, который вместе с источником питания весит

4,5 кг. Аппаратура собрана на полупроводниковых приборах и помещена в герметический кожух. Антенны выбираются в соответствии с конструкцией ложной цели или мишени, для которой предназначен прибор. Потребляемая усилителем мощность при напряжении источника постоянного тока 24—29 в не превышает 80 вт. Срок службы усилителя 400 час. При испытании такого усилителя, установленного на легком спортивном самолете, переизлученные им сигналы создавали на экранах индикаторов радиолокационных станций такие же отметки, как и тяжелые четырехмоторные бомбардировщики. Аналогичная аппаратура изготавливается другой американской

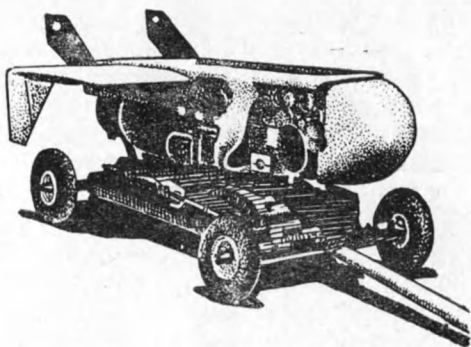


Рис. 5.37. Ложная цель-ловушка  
«Грин-Квэйл».

фирмой — «Локхид электроникс». В состав аппаратуры входят усилитель на ЛБВ, источник питания на транзисторах и согласованные приемная и передающая антенны. Диапазон частот 5 000—11 000 Мгц. Эффективная поверхность рассеяния имитируемой цели регулируется аттенуатором на выходе антенны и может быть доведена до 850 м<sup>2</sup>. Минимальная выходная мощность равна 1 вт, хотя на большей части диапазона она достигает 3 вт. Усиление сигнала колеблется в пределах 65—72 дб; потребляемая мощность постоянного тока 100 вт при напряжении источника питания 25—29 в. Ответчик может быть применен при температуре от —54° до +71° С и на высотах до 21 км.

В качестве примера ложных целей, на которые могут устанавливаться такие усилители-ответчики, приведем

данные американского снаряда-ловушки «Грин-Квэйл» GAM-72 (рис. 5.37). Это — управляемый реактивный снаряд класса «воздух—земля». Основное назначение снаряда — отвлекать на себя радиолокационные станции системы противовоздушной обороны противника, обеспечивая тем самым бомбардировщикам или ракетам дальнего действия с атомными боевыми головками беспрепятственное достижение намеченных целей. По внешнему виду снаряд представляет собой небольшой самолет, изготовленный из армированного пластика, с коротким фюзеляжем и треугольными крыльями. Длина снаряда около 4 м, вес около 540 кг, размах крыльев 1,6 м. Снаряд имеет один реактивный двигатель, который может развить тягу до 1 100 кг, что обеспечивает снаряду скорость, близкую к звуковой. Дальность действия снаряда «Грин-Квэйл» 360 км, потолок 15 000 м. Снаряд управляется автопилотом с программным управлением или по радиокомандам; после выполнения боевой задачи он уничтожается с помощью самоликвидатора. В носовой части снаряда устанавливается специальная электронная аппаратура (типа рассмотренных выше усилителей-ответчиков), которая позволяет создавать на экранах радиолокационных станций противника такие же по величине сигналы, как и от бомбардировщика В-52G.

Стратегический бомбардировщик ВВС США В-52G кроме основного вооружения берет на борт четыре снаряда-ловушки «Грин-Квэйл». Следует отметить, что на бомбардировщике В-52G кроме снарядов-ловушек предусматриваются и другие средства противорадиолокационной маскировки. Снаряд «Грин-Квэйл» может запускаться с любого бомбардировщика стратегической авиации США. При подвеске снаряда в бомбоотсеке его крыло складывается и приводится в нормальное положение непосредственно перед отделением снаряда от самолета-носителя.

Американской фирмой «Райан» разработана управляемая ложная цель «Файрби-20», которую можно запускать с самолетов и наземных установок. Длина ракеты «Файрби» 7 м, размах крыльев 3,9 м, максимальный полетный вес 990 кг. Скорость полета, близкая к звуковой, потолок 23 км. В хвостовой части ракеты устанавливается линза Люнеберга, а в носовом отсеке размещен усилитель-ответчик на ЛБВ. Эти устройства позволяют по-



лучить величину отраженного от ракеты радиолокационного сигнала, сравнимую с сигналом от самолета-носителя.

Кроме воздушных, предполагается применять наземные и надводные ложные цели-ловушки, представляющие собой мощные источники переизлучения или отражения электромагнитных волн. Такие ложные цели, установленные на некотором расстоянии от обороняемых объектов, переизлучая или отражая электромагнитную энергию, будут привлекать на себя управляемые ракеты с радиолокационными головками самонаведения.

Считают, что большие перспективы в создании ложных целей-ловушек открывает широкое применение полупроводниковых антенных решеток с использованием в качестве усилительных элементов туннельных диодов или параметрических усилителей. С помощью таких устройств можно добиться наиболее полного совпадения параметров отраженного сигнала реальной цели и имитатора.

Эффективность всех рассмотренных в настоящей главе ложных целей резко повышается, если на имитируемом ими объекте проведен комплекс мероприятий по снижению его радиолокационной заметности.

## **7. Противорадиолокационная маскировка баллистических ракет**

В связи с непрерывным усовершенствованием систем обнаружения и перехвата средств воздушного и космического нападения, обладающих большим радиусом действия и огромной разрушительной силой, за рубежом ведутся обширные работы, направленные на создание средств, облегчающих прорыв баллистических ракет через систему противоракетной обороны (ПРО). С этой целью в США интенсивно разрабатываются различные средства противодействия системам ПРО, предназначенные для оснащения ими МБР «Атлас», «Титан» и «Минитмен», БРДД «Полярис» и БРСД «Першинг». По данным американской печати, на создание средств противодействия ПРО уже затрачено около миллиарда долларов. Значительная часть этих ассигнований расходуется на создание средств противорадиолокационной маскировки.

Рассмотрим коротко, как средства противорадиолокационной маскировки затрудняют перехват МБР на различных участках ее траектории (рис. 5.38).

Задача перехвата баллистической ракеты в общем виде заключается в предотвращении взрыва ее боевой головки в районе охраняемого объекта. В случае применения ядерного боевого заряда перехват необходимо производить на достаточно большой высоте и расстоянии от охраняемого объекта, в противном случае взрыв такого заряда вызовет разрушения на охраняемой территории.

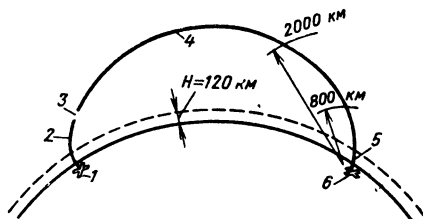


Рис. 5.38. Типовая траектория баллистической ракеты:

1 — стартовая позиция; 2 — активный участок; 3 — участок отделения ракетного двигателя; 4 — средняя часть траектории; 5 — участок максимального замедления (50 g) на высоте 10—20 км; 6 — цель.

Расчеты, проведенные в США, показывают, что перехватчик должен быть запущен примерно через 15 сек после получения команды на перехват. Характеристики существующих двигателей и источников питания, а также сравнительно большое время, необходимое для разгона гироскопов, очень затрудняют выполнение этого требования [24]. Отсюда следует, что для своевременного перехвата МБР необходимо обнаружить ее на возможно большей дальности.

Использование средств, уменьшающих мощность отражаемых от МБР радиолокационных сигналов, позволяет резко снизить дальность и вероятность обнаружения ее радиолокатором. Если с помощью малоотражающих форм и противорадиолокационных покрытий уменьшить величину эффективной отражающей поверхности боевой головки баллистической ракеты в 20 раз, то, как следует из формулы (2.1), дальность ее радиолокационного обнаружения сократится более чем в два раза. Не менее,

чем во столько же раз снизится вероятность обнаружения цели.

В этом случае на перехват МБР остается очень мало времени. Надежный перехват цели может быть осуществлен только при условии резкого увеличения скорости перехватчика.

На рис. 5.39 показана зависимость между скоростью перехватчика  $v_{\text{макс}}$  и дальностью обнаружения цели  $D$  при радиусе охраняемой зоны 185 км. Из графика вид-

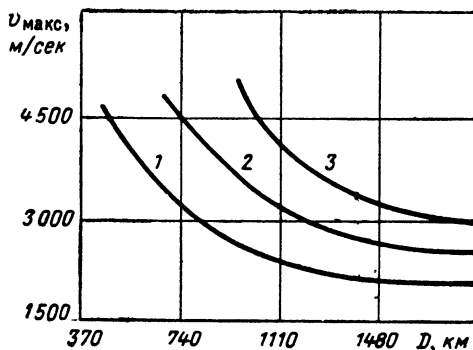


Рис. 5.39. Зависимость скорости перехватчика от дальности обнаружения цели:

1 — скорость цели  $v_{\text{ц}} = 6000$  м/сек; 2 —  $v_{\text{ц}} = 9000$  м/сек;  
3 —  $v_{\text{ц}} = 12000$  м/сек.

но, что при сокращении предельной дальности обнаружения МБР в два раза (уменьшении ЭПР в 16 раз) успешный перехват ракеты может быть произведен только в том случае, если скорость перехватчика увеличить примерно в 1,5 раза. При несоблюдении этого условия взрыв ядерной боевой головки произойдет уже над охраняемой территорией.

Очевидно, что снижения ЭПР баллистической ракеты желательно добиваться на всех участках ее траектории. При этом, однако, следует иметь в виду, что несмотря на относительно простые геометрические формы конструкции составляющих элементов ракеты, величина ее ЭПР будет меняться на различных участках полета. Это связано с последовательным отделением ступеней ракеты и непрерывным изменением радиуса последней ступени (боевой головки) относительно радиолокационной стан-

ции. Кроме того, ЭПР может изменяться из-за рассеяния радиоволн факелом двигателя, а также вследствие неоднородностей ионосферы, возмущенной работающим двигателем. Несмотря на то, что на активном участке траектории ракета является наиболее уязвимой, обнаружение ее на этом участке с помощью наземных радиолокационных станций маловероятно, так как в этом случае их дальность действия будет ограничена кривизной земли. Размещение же радиолокационных станций дальнего обнаружения и сопровождения баллистических ракет на самолетах радиолокационного дозора или спутниках пока еще связано с большими техническими трудностями.

Достигнув заданных параметров траектории, ракета начинает полет на среднем участке за пределами атмосферы при выключенном двигателе. На этом участке полета может осуществляться отделение боевой головки от корпуса ракеты. Дальность и вероятность обнаружения боевой головки на среднем участке траектории можно значительно снизить с помощью специальных мер по уменьшению ее ЭПР, которые сводятся к выбору оптимальной формы носового конуса ракеты и использованию радиопоглощающих материалов. Для того чтобы острие головного конуса было все время направлено на радиолокационную станцию системы ПРО, с целью сохранения минимальной величины ЭПР боевой головки за время ее полета, необходимо осуществлять стабилизацию головной части ракеты на трассе ее полета. Необходимость в стабилизирующей аппаратуре возникла в связи с тем, что не ориентированные на радиолокатор головные части ракет (например, «Марк-4» на МБР «Атлас-8», «Атлас-F» и «Титан-I») кувыркаются на среднем участке траектории полета и представляют собой крупные цели для операторов радиолокационных станций противника.

После обнаружения головной части ракеты для ее маскировки, т. е. дезориентирования противника или полного насыщения пропускной способности системы обнаружения и сопровождения комплекса ПРО, могут применяться различные ложные цели.

На среднем участке траектории эффективность противорадиолокационной маскировки МБР с помощью ложных целей может быть очень высокой. Так как на этом участке полета полностью исключается влияние

атмосферы, то в качестве ложных целей могут применяться легкие предметы, такие, например, как дипольные отражатели или надувные баллоны, имеющие форму боевой головки или шара.

В печати сообщалось, например, об успешных испытаниях в США комплекса таких ложных целей, выпускаемых баллистической ракетой дальнего действия «Титан». Ракета, снабженная макетом ядерного заряда, пролетела 8000 км и упала в районе южной части Атлантического океана.

После отделения отработавших ступеней боевая головка ракеты выбросила шесть ложных целей. Все ложные цели имели в головной части баллоны, которые создавали на экранах радиолокатора увеличенные отметки, маскирующие истинные размеры и положение цели, и затрудняли радиолокационное наблюдение [7].

После выпуска ложных целей из головной части ракеты требуется скорректировать положение ее центра тяжести, смещенное в результате сброса ложных целей.

Дезориентирующие ложные цели могут размещаться и на последней ступени ракеты, при этом после выпуска ложных целей и отделения последней ступени она должна быть отброшена в сторону от боевой головки при помощи тормозных двигателей или уничтожена, чтобы по траектории полета последней ступени не могла быть определена траектория боевой части ракеты.

Несмотря на то, что уничтожение МБР на среднем участке траектории, на первый взгляд, является наиболее выгодным, так как может обеспечиваться на большом расстоянии от охраняемого объекта, проблема наведения перехватчика при условии использования ложных целей становится настолько сложной, что, по мнению зарубежных специалистов, перехват в этом случае становится маловероятным и может рассматриваться только как вспомогательный.

Использование средств противорадиолокационной маскировки, уменьшающих величину эффективной поверхности рассеяния МБР, приобретает особо важное значение на конечном участке полета ракеты. На этом участке применение ложных радиолокационных целей-«приманок» может быть менее эффективно, чем на других участках траектории, так как из-за разности динамического режима входа боевой головки и ложных целей

в атмосферу повышается вероятность селекции боевой головки от ложных целей. Боевая головка, имеющая большой вес и малое лобовое сопротивление, начинает терять скорость на сравнительно малых высотах, в то время как для ложных целей типа металлизированных лент или надувных баллонов снижение скорости становится заметным уже на большой высоте.

Распознавание боевых головок при входе их в атмосферу может быть значительно затруднено, если в качестве ложных целей использовать тяжелые предметы, баллистические коэффициенты которых равны или близки к баллистическим коэффициентам боевой головки.

Разработчики ложных целей вынуждены все больше считаться с совершенствованием радиолокационных станций системы ПРО в части увеличения объема добываемой информации о воздушных целях (их размерах, флуктуациях отраженного сигнала, кувырканий объектов в пространстве и т. д.) с помощью новых методов анализа тонкой структуры отраженного сигнала. Это, в свою очередь, заставляет усложнять конструкцию ложных целей, что приводит к увеличению их габаритов и веса. Однако при увеличении веса ложных целей необходимо учитывать то обстоятельство, что каждый килограмм полезной нагрузки имеет одну и ту же стоимость доставки независимо от разрушительного действия заряда. Иначе говоря, увеличение веса ложных целей неизбежно приведет к снижению веса боевого заряда ракеты.

Боевая головка ракеты, входящая в плотные слои атмосферы на нисходящем участке траектории полета со сверхзвуковой скоростью, образует сильно ионизированную или плазменную оболочку и плазменный след сравнительно большой протяженности. Плазма обладает способностью отражать радиолокационные сигналы и поэтому ЭПР головной части ракеты увеличивается за счет ионизации. Так как время распада плазменного следа составляет около 2 сек, то длина его для головки, летящей со скоростью 600 м/сек, будет примерно равна 12 км.

Уменьшение ионизированной оболочки и плазменного следа может быть достигнуто путем изменения геометрической формы головной части, а также использования специальных абляционных материалов. Так, например, при тонкой конусообразной форме секции головной ча-

сти ракеты создается менее интенсивная плазменная оболочка, а закругленная часть основания головного конуса способствует подавлению турбулентного, сильно ионизированного (плазменного) следа.

В качестве специальных низкотемпературных разрушающихся покрытий, способных поглощать тепловое

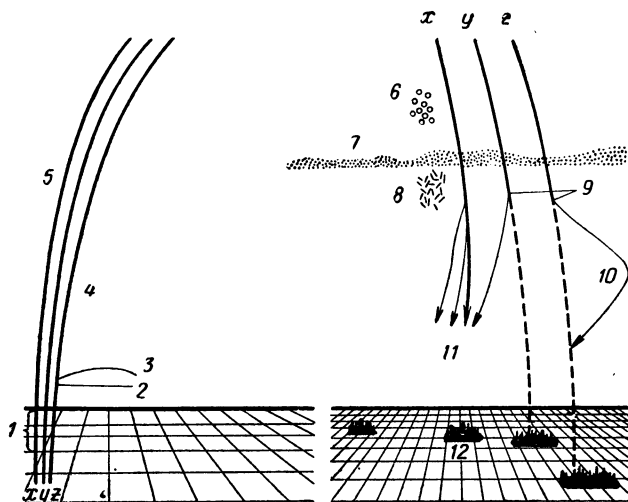


Рис. 5.40. Применение средств радиолокационной маскировки на различных участках траектории ( $x$ ,  $y$ ,  $z$ ) полета баллистической ракеты:

1 — активный участок траекторий; 2 — момент отделения последней ступени; 3 — разрушение отработавшей ступени или изменение ее траектории; 4 — пассивные помехи или ложные цели; 5 — средний участок траектории; 6 — ложные цели в форме воздушных шаров; 7 — зона вхождения в плотные слои атмосферы; 8 — тяжелые отражатели (ложные цели); 9 — момент изменения траектории; 10 — маневрирующая головная часть; 11 — ракеты, наводимые на РЛС, 12 — цель.

излучение головных частей при входе их в плотные слои атмосферы или же нейтрализовать плазму с помощью противоположно заряженных частиц газа, рекомендуется, например, применять тефлон. За рубежом изучаются также способы уменьшения ионизированной оболочки путем ввода в нее специальных веществ через отверстия в головной части ракеты.

Рассмотренный выше комплекс мероприятий противорадиолокационной маскировки позволяет значительно

повысить надежность прорыва системы ПРО баллистическими ракетами, а следовательно, и увеличить эффективность ракет, при выполнении поставленной ими боевой задачи (рис. 5.40).

Естественно, что мероприятия по противорадиолокационной маскировке баллистических ракет должны занять свое прочное место в полном комплексе средств противодействия ПРО. Для оценки эффективности такого комплекса прибегают к игровому моделированию операций по преодолению ПРО противника. Решение подобной задачи представляет весьма большую сложность, так как, по мнению американских военных специалистов, имеется около 20 критических параметров системы ПРО противника и сотни менее критических параметров. Путем отдельных и последовательных вариаций этих параметров в ходе игрового повторяющегося процесса моделирования при данной мощности боевого заряда баллистической ракеты и данной комбинации средств противодействия ПРО можно получить оценку вероятности успешного прорыва системы ПРО противника.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Дулевич В. Е., Коростелев А. А., Мельник Ю. А. и др. Теоретические основы радиолокации. Изд-во «Советское радио», 1964.
2. Сайбель А. Г. Основы радиолокации. Изд-во «Советское радио», 1964.
3. Сколник М. Введение в технику радиолокационных систем. Изд-во «Мир», 1965.
4. Менцер Дж. Р. Диффракция и рассеяние радиоволн. Изд-во «Советское радио», 1958.
5. Вайнштейн Л. А. Электромагнитные волны. Изд-во «Советское радио», 1957.
6. Щукин А. Н. Угловые отражатели, Москва, 1949.
7. Степанов Ю. Г. Маскировка от радиозлектронного наблюдения. Воениздат, 1963.
8. Мищенко Ю. А. Радиолокационные цели, Воениздат, 1966.
9. «Радиолокационная техника», т. I, пер. с англ. Изд-во «Советское радио», 1949.
10. Пересада В. П. Радиолокационная видимость морских объектов. Судпромгиз, 1961.
11. Случевский Б. Ф. Радиолокация и ее применение. Воениздат, 1962.



12. Вишин Г. М. Селския движущихся целей. Воениздат, 1966.
13. «Пороговые сигналы». Пер. с англ. Изд-во «Советское радио», 1952.
14. Палий А. И. Радиовойна. Воениздат, 1963.
15. Шлезингер Р. Радиоэлектронная война. Пер. с англ. Воениздат, 1963.
16. «Антенные решетки», Обзор зарубежных работ. Изд-во «Советское радио», 1966.
17. Аренберг А. Г. Распространение дециметровых и сантиметровых волн. Изд-во «Советское радио», 1957.
18. Proc. of the National Electronics conferenz, 1959, v. XV.
19. Канарейкин Д. Б. и др. Поляризация радиолокационных сигналов. Изд-во «Советское радио», 1966.
20. Microwave J. 1961, v. 6, № 3, p. 4.
21. «Радиотехника и радиоэлектроника за рубежом». 1959, № 3 и 6.
22. Aviation Week, 1963, v. 79, № 9.
23. Пат. США № 2.996.710, № 2.801.411, № 3.095.814, № 3.443.965.
24. Astronautics, 1960, v. 5, № 10.
25. Annales des Telecommunicat, 1961, v. 16, № 3, 4.
26. Фалькович С. Е. Выделение случайных сигналов на фоне помех. Изд-во «Советское радио», 1960.
27. Голев К. В. Расчет дальности действия радиолокационных станций. Изд-во «Советское радио», 1962.
28. Proc. IEE, 1965, v. 53, № 8.
29. Space Aeronautis, 1964, v. 41, № 2.
30. L'Onde Electrique, 1958, v. 38, № 381.
31. Electronic equipment news, 1963, v. 4, № 10.
32. Plastis World, 1963, v. 21, № 2.
33. Aviation Week and ST, 1964, v. 80, № 3.
34. Photogramm Eng., 1960, v. 26, № 4.
35. Radio and Electr. Eng., 1963, v. 110, № 12.
36. Proc. Nat. Electron. Conf., 1963, v. 19, Chicago.
37. Nachrichten Ztschr., 1964, 17, № 5.
38. Balkke Radarstrahlung — Radartarnung, Bd I, Dusseldorf Knopp. Sa, 1960.
39. Трофимович А. Д., Степанов Ю. Г. Средства противорадиолокационной защиты в вооруженных силах США и Англии. «Морской сборник», 1961, № 10.
40. Демин И. Д. Радиолокационное обнаружение надводных объектов на фоне пассивных помех. «Информационный сборник ЦНИИ МФ», серия «Судовождение и связь», 1965, № 32.
41. Степаненко В. Д. Влияние атмосферных осадков на дальность радиолокационного обнаружения целей. «Вопросы радиоэлектроники», сер. XII, вып. 6, 1960.
42. Степанов Ю. Г., Левин Д. З. Аппаратура радиопротиводействия на самолетах и космических кораблях. «Вестник противовоздушной обороны», 1963, № 3.
43. «Зарубежная радиоэлектроника», 1965, № 4, 1966, № 1.
44. Proc. Inst. Electr. Engrs., 1963, v. 110, № 12.
45. Степанов Ю. Г. Защита самолетов и ракет от технических средств наблюдения. «Вестник противовоздушной обороны», 1962, № 5.

