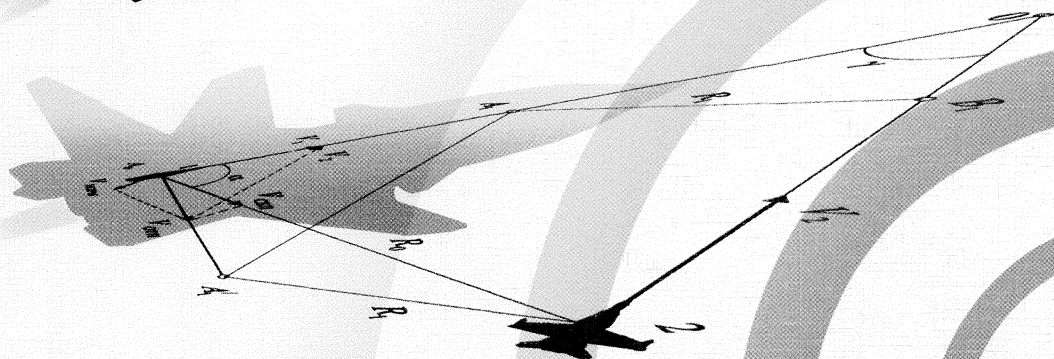
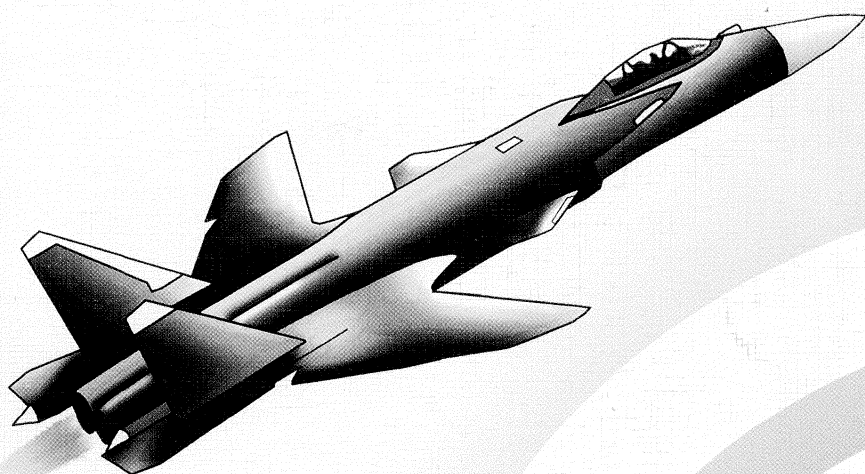


А.С.Карташкин



Авиационные радиосистемы



А. С. Карташкин

Авиационные радиосистемы

Издательское
предприятие
РадиоСофт

МОСКВА

2007

УДК 621.3
ББК 32.84
К21

Карташкин А. С.
К21 **Авиационные радиосистемы.** — М.: ИП РадиоСофт, 2007. — 304 с.: ил.
ISBN 5-93037-159-8

Книга посвящена рассмотрению методов и принципов функционирования различных авиационных радиосистем как гражданского, так и военного применения, используемых в практике вождения современных летательных аппаратов (самолетов и вертолетов)

Материал базируется на многолетнем опыте чтения автором соответствующих дисциплин (Основы радиотехники и радиолокации; Радиотехнические устройства навигации; Радиозлектронное навигационно-пилотажное оборудование; Радиоприборы систем автоматического управления ЛА и т. д.) на различных факультетах Московского авиационного института (Государственного технического университета).

Подход к изложению базируется на важнейшем педагогическом принципе «Делать сложное понятным». Структурное построение книги избрано в соответствии с последовательностью использования авиационных радиосистем в процессе полета летательного аппарата (самолета или вертолета), т. е. от взлета до посадки.

Предлагаемая работа предназначена для использования широким кругом читателей — учащимися техникумов радиотехнического профиля, студентами нерадиотехнических специальностей вузов, а также всеми желающими ознакомиться с методами и принципами функционирования различных авиационных радиосистем.

УДК 621.3
ББК 32.84

ISBN 5-93037-159-8

© А. С. Карташкин, 2007
© Оформление. Издательское
предприятие РадиоСофт, 2007

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
Глава 1	
РАДИОСИГНАЛЫ	
1.1. Представление радиосигналов	8
1.2. Распространение радиосигналов	15
<i>Влияние тропосферы на распространение радиоволн</i>	<i>15</i>
<i>Влияние ионосферы на распространение радиоволн</i>	<i>17</i>
1.3. Модуляция радиосигналов	23
Глава 2	
РАДИОСИСТЕМЫ СВЯЗИ	
2.1. Структура радиосистемы связи	30
<i>Радиосистемы ближней связи</i>	<i>32</i>
<i>Радиосистемы дальней связи</i>	<i>33</i>
2.2. Построение радиопередающего устройства	35
<i>Микрофон (ларингофон)</i>	<i>37</i>
<i>Усилитель низкой частоты</i>	<i>39</i>
<i>Гетеродин</i>	<i>42</i>
<i>Модулятор</i>	<i>43</i>
<i>Усилитель высокой частоты</i>	<i>45</i>
<i>Передающая антенна</i>	<i>46</i>
2.3. Построение радиоприемного устройства	47
<i>Приемная антенна</i>	<i>49</i>
<i>Усилитель высокой частоты</i>	<i>49</i>
<i>Детектор (демодулятор)</i>	<i>49</i>
<i>Усилитель низкой частоты</i>	<i>51</i>
<i>Динамик (громкоговоритель)</i>	<i>51</i>
2.4. Приемно-передающие антенны	52
<i>Самолетные антенны радиосистем дальней связи</i>	<i>55</i>
<i>Самолетные антенны радиосистем ближней связи</i>	<i>59</i>
Глава 3	
РАДИОСИСТЕМЫ НАВИГАЦИОННО-ПИЛОТАЖНОГО КОМПЛЕКСА	
3.1. Общие положения	64
3.2. Радиотехнические методы измерения координат	65
<i>Методы измерения дальности</i>	<i>76</i>
<i>Методы измерения угловых координат</i>	<i>88</i>
<i>Измерение скорости</i>	<i>99</i>
3.3. Радиодальномеры	103
<i>Бортовые радиодальномеры</i>	<i>103</i>
<i>Наземные радиодальномеры</i>	<i>119</i>
3.4. Радиосистемы дальней навигации	126
<i>Фазовая дальномерная РСДН</i>	<i>127</i>
<i>Разностно-дальномерные РСДН</i>	<i>134</i>
<i>Спутниковая РСДН</i>	<i>142</i>
3.5. Радиосистемы предупреждения столкновений	150
<i>Импульсная запросно-ответная РСПС</i>	<i>153</i>
<i>Асинхронная запросно-ответная РСПС</i>	<i>156</i>

3.6. Радиолокационная система профильного полета	159
3.7. Радиолокационная система обзора земной поверхности	163
<i>Панорамная РОЗ</i>	163
<i>РОЗ с синтезированием апертуры</i>	170
3.8. Метеонавигационные радиолокационные системы	174
3.9. Автоматический радиокompас	177
3.10. Корреляционная радиосистема измерения путевой скорости и угла сноса	182
3.11. Радиосистема навигации по картам местности	187

Глава 4

РАДИОСИСТЕМЫ ОБЗОРНО-ПРИЦЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА

4.1. Общие положения	193
4.2. Радиосистемы опознавания	193
4.3. Радиосистемы перехвата и прицеливания	196
<i>Некогерентная РСПП</i>	200
<i>Когерентная РСПП</i>	203
4.4. Радиосистемы наведения	209
<i>Радиосистемы наведения в луче</i>	209
<i>Радиосистема самонаведения</i>	214
4.5. Комплекс радиолокационного дозора и наведения	216

Глава 5

СИСТЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ

5.1. Общие положения	220
5.2. Система радиоэлектронной разведки	220
5.3. Системы радиоэлектронного противодействия	230
<i>Активные методы радиоэлектронного противодействия</i>	231
<i>РРПД с излучением имитационных помех</i>	240
<i>Пассивные методы радиоэлектронного противодействия</i>	248
5.4. Системы радиоэлектронной маскировки	252
<i>Методы повышения скрытности функционирования радиосистем</i>	253
<i>Методы снижения радиолокационной заметности объектов</i>	255
5.5. Системы радиоэлектронной защиты	258
<i>РСРЗ с пространственной селекцией</i>	258
<i>РСРЗ с частотной селекцией</i>	261
<i>РСРЗ с временной селекцией</i>	264
<i>РСРЗ с амплитудной селекцией</i>	269

Глава 6

РАДИОСИСТЕМЫ НАВИГАЦИОННО-ПОСАДОЧНОГО КОМПЛЕКСА

6.1. Общие положения	275
6.2. Радиосистемы ближней навигации	276
<i>Дальномерный канал РСБН</i>	277
<i>Угломерные (азимутальные) каналы РСБН</i>	281
6.3. Радиосистема измерения малых высот	287
6.4. Радиосистема посадки	291
<i>Дальномерный канал РСР</i>	292
<i>Угломерные каналы РСР</i>	295
ЛИТЕРАТУРА	303

ВВЕДЕНИЕ

Современная авиация на нынешнем этапе ее развития находится в состоянии интенсивного совершенствования. С одной стороны, это связано с расширением круга стратегических и тактических задач, диктуемых эксплуатацией околоземного пространства. С другой стороны, прогресс авиации обусловлен ростом технических характеристик летательных аппаратов — таких, как высотность, скороподъемность, грузоподъемность, полетная дальность и т. д. Эти две основные причины ведут к необходимости все более дифференцированного контроля над постоянно усложняющейся воздушной обстановкой и все более оперативного управления складывающейся ситуацией.

Решение указанных проблем контроля и управления в подавляющем большинстве случаев возлагается на радиосистемы.

Термином «радиосистема», образованным соединением латинского *radio* (излучение) и греческого *systema* (целое, составленное из частей), обозначается сложный технический объект, который предназначен для решения определенной тактической задачи и использует в процессе своего функционирования электромагнитные волны. В классе авиационных радиосистем подобными тактическими задачами являются, например, автоматизированное выполнение отдельных этапов самолетовождения (маневрирование, посадка) или автоматическое отображение воздушной обстановки на экранах индикаторных устройств.

Сложность радиосистемы как технического объекта, обусловлена двумя основными группами факторов. К первой группе относится структурно-функциональная неоднородность — система обычно состоит из различных устройств (узлов, предназначенных для выполнения той или иной технической функции), каждое из которых обладает структурой, отличной от структур других устройств, и решает задачи, иные по сравнению с задачами прочих устройств, в частности, в составе радиосистемы обычно присутствуют такие функционально различные узлы, как радиопередающее и радиоприемное устройства, антенны, индикаторы и др.

Вторая группа факторов связана с так называемой материальной разнородностью — правильное функционирование радиосистемы обеспечивается использованием не только электронных узлов (усилители, генераторы и т. д.) или механических конструкций (штыревые антенны, волноводы и т. п.), но и весьма специфического переносчика информации — электромагнитного поля.

Что касается круга тактических задач, решаемых с помощью радиосистем вообще, то он достаточно широк — передача и прием различных сообщений речевой и неречевой природы, определение государственной принадлежности самолетов, выяснение их местонахождения и др. При этом радиосистемы могут выполнять свои функции, работая как в автономном (самостоятельном) режиме, так и будучи включенными в состав более крупного образования — комплекса, который, объединяя в своем составе несколько радиосистем, предназначен для решения совокупности тактических задач (таким является, например, навигационно-пилотажный комплекс).

Применение радиосистем в авиационной практике началось около ста лет назад — в первые годы XX в. Исторически — первыми оказались радиосистемы передачи информации (оператор, находящийся на земле, сообщал летчику об изменении воздушной обстановки — например, о появлении на большом удалении самолетов противника). Несколько позже появились навигационные радиосистемы пеленгации (бортовые радиоприемники самолетов, прилетающих в облачную погоду со стороны моря, определяли курсовые углы по сигналам, полученным от береговых радиомаяков).

В настоящее время радиосистемы, наряду с другими системами (например, гироскопическими или электрогидромеханическими), прочно вошли в повседневную авиационную практику.

К основным преимуществам радиосистем, позволяющим решать большой объем авиационных задач, могут быть отнесены следующие:

- ⇒ *дистанционность действия.* Факт дистанционности действия радиосистем обусловлен способностью электромагнитных волн отрываться от породившего их источника (от антенны радиопередающего устройства) и распространяться в пространстве на значительные расстояния (тысячи километров и более). Во многих случаях радиосистемы оказываются единственным средством осуществления дистанционного контакта — оптические, в частности, средства имеют в сильном тумане крайне малую дальность действия, а визуальная, например, оценка пилотом воздушной ситуации чрезмерно затруднена в ночных условиях и т. д.;
 - ⇒ *многофункциональность.* Данное преимущество связано с широким перечнем возможностей, предоставляемых приемо-передающим режимом работы — например, одна и та же радиосистема может быть использована не только для определения местоположения (дальности и угловых координат) летательного аппарата, но также для вычисления его скорости, для передачи информации, для выяснения государственной принадлежности др.;
 - ⇒ *гибкость.* Указанная особенность основывается на способности радиосистемы изменять свои параметры в достаточно большом диапазоне при неизменных массо-габаритных и энергетических показателях — в частности, использование различных видов модуляции радиосигналов приводит к возможности передачи значительных объемов информации (принадлежащей, возможно, к существенно отличным классам), а применение частотной перестройки позволяет повысить помехозащищенность радиосистемы;
 - ⇒ *оперативность.* Отмеченное достоинство подтверждается не только высокой (и практически постоянной) скоростью распространения электромагнитных волн в пространстве или практически безинерционным прохождением радиосигнала через электронные узлы, но также и быстротой принятия решения в устройствах обработки информации;
 - ⇒ *высокая информативность.* Это преимущество базируется на использовании сложнокодированных высокочастотных радиосигналов, каждый из которых способен перенести значительный объем разнородной информации;
 - ⇒ *автономность.* Данное обстоятельство обусловлено способностью ряда радиосистем выполнять свои функции самостоятельно без обращения к помощи других систем (радиосистем в том числе).
- Отмеченные достоинства радиосистем подкрепляются также рядом иных положительных факторов:
- ⇒ *теория функционирования и практика использования радиосистем* в настоящее время развиты достаточно хорошо;
 - ⇒ *современная элементная база* позволяет реализовывать радиосистемы с приемлемыми массо-габаритными, энергетическими и надежностными показателями;
 - ⇒ *наличие электронных вычислительных машин* дает возможность обрабатывать все более увеличивающиеся объемы информации с высокими скоростями. Вместе с тем, радиосистемам присущи и недостатки, основными из которых являются:
 - ⇒ *сравнительная дороговизна* (по различным источникам от 60 до 80% стоимости укомплектованного летательного аппарата составляют затраты на радиосистемное оборудование);

- ⇒ **значительное энергопотребление** и связанная с этим необходимость для бортовых радиосистем иметь на летательном аппарате мощные устройства электропитания при невысоком коэффициенте полезного действия энергоисточника. Например, мощность, излучаемая в пространство доплеровской навигационной системой AN/ASM — 128, составляет 50 мВт, тогда как потребляемая по переменному току 400 Гц от бортовой энергосети мощность достигает величины 125 Вт;
- ⇒ **необходимость (в ряде случаев) выноса** **приемо-передающих антенн бортовых радиосистем за пределы фюзеляжа**, что приводит к ухудшению аэродинамических характеристик летательного аппарата;
- ⇒ **невозможность (во многих случаях) выполнения полнотраекторного (от взлета до посадки) радиоконтакта одной и той же наземной радиосистемы с бортовой радиосистемой совершающего полет летательного аппарата**, что при использовании нескольких наземных радиосистем удорожает стоимость полета, а также может привести к наличию зон полета с отсутствием радиоконтакта);
- ⇒ **ухудшение экологической обстановки в окружающей среде за счет неизбежного для радиосистем излучения электромагнитных волн.**

Что касается классификаций авиационных радиосистем, то они могут быть выполнены по различным признакам. Наиболее употребительными в настоящее время являются классификации по месту расположения радиосистемы и по области ее использования:

по месту расположения. В этом случае радиосистемы подразделяются на следующие классы:

- ⇒ **наземные** (например, радиомаяки, радиосистемы обзора воздушного пространства);
- ⇒ **бортовые** (например, автоматический радиокompас, радиосистема обзора земной поверхности).

Вместе с тем, следует отметить, что нередко в одной и той же радиосистеме присутствует как наземное, так и бортовое радиооборудование (например, радиосистема определения государственной принадлежности, радиосистема посадки);

по области использования. В этом случае радиосистемы подразделяются на следующие классы:

- ⇒ **гражданские** (например, радиосистема предупреждения столкновений, радиосистема управления воздушным движением),
- ⇒ **военные** (например, радиосистема перехвата и прицеливания, радиосистема наведения).

Следует, однако, отметить, что значительное количество радиосистем обладают так называемой «двойной применимостью», то есть могут быть использованы как в гражданской, так и в военной авиации (например, радиовысотомер малых высот, доплеровский измеритель скорости).

Глава 1

РАДИОСИГНАЛЫ

1.1. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ РАДИОСИГНАЛОВ

Слово «сигнал», происходящее от латинского *signum* (знак), обычно истолковывается как «материальный переносчик информации». При этом информация (сообщение, смысловое содержание) и ее переносчик (сигнал) являются, вообще говоря, независимыми друг от друга объектами. Информация может быть, например, нематериальной (иметь виртуальную, воображаемую природу). Сигналы материальны всегда — они могут быть звуковыми, температурными (тепловыми), гидравлическими и т. д. Что касается радиосигнала, то он может быть представлен в двух формах:

- ⇒ как *электрический ток* I (поток электрически заряженных частиц — например, электронов) или *электрическое напряжение* U , возникающее на сопротивлении R при прохождении через него тока I ;
- ⇒ как *электромагнитная волна*. В этом случае материальным переносчиком является электромагнитное поле, которое состоит из совокупности взаимосвязанных составляющих — напряженности E электрического поля и напряженности H магнитного поля).

При этом радиосигнал в форме электрического тока I (или напряжения U) существует обычно внутри того или иного радиоустройства (электронные потоки движутся как по соединительным проводникам, так и через электронные приборы — лампы, транзисторы и т. д.), а радиосигнал в форме электромагнитной волны распространяется в определенной среде (тропосфера, ионосфера и др.) между пространственно-разнесенными устройствами одной и той же радиосистемы, либо между различными радиосистемами.

В связи с существованием двух форм радиосигнала возникает проблема их сопряжения, т. е. неискаженного перевода одной формы в другую. Физической основой такого сопряжения являются два взаимообратных факта. *Первый* из них состоит в том, что протекающий по проводнику переменный электрический ток I порождает в пространстве вокруг проводника переменное электромагнитное поле. *Второй* заключается в том, что переменное электромагнитное поле, воздействуя на проводник, наводит (индуцирует) в этом проводнике переменный электрический ток I . При этом в обоих случаях частоты электромагнитного поля и тока совпадают, а это обеспечивает структурную неискаженность сопрягаемых форм радиосигнала.

Для математического описания переменных во времени радиосигналов могут быть, в принципе, использованы различные аналитические функции, причем до-

статочного произвольного вида. Между тем, иметь дело с многообразием формальных представлений далеко не всегда удобно, особенно при проектировании типовых радиотехнических узлов. Поэтому было решено выбрать в качестве основной одну математическую зависимость — так называемую базисную функцию.

Выбор базисной функции основывался на ряде как технических факторов (удобство генерирования сигналов данной формы, малые искажения указанных сигналов при их усилении, сравнительная простота модулирования параметров этих сигналов и т. д.), так и формальных соображений (наглядность, приемлемая аппроксимируемость многих основных радиотехнических процессов, удобство выполнения математических операций, достаточная аналитичность выражений и т. п.). В итоге, в качестве базисной функции была выбрана синусоидальная зависимость, которая нередко называется гармонической, или еще проще — гармоникой.

Дополнительным преимуществом гармонического представления является то, что радиосигналы несинусоидальной формы могут быть записаны в виде линейных комбинаций гармонических функций.

Используемая далее базисная функция выглядит следующим образом.

⇒ для напряжений $U(t)$ и токов $I(t)$:

$$\begin{aligned} U(t) &= U_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0); \\ I(t) &= I_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0); \end{aligned} \quad (1.1.1)$$

⇒ для напряженностей электрического $E(t)$ и магнитного $H(t)$ полей:

$$\begin{aligned} E(t) &= E_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0); \\ H(t) &= H_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0). \end{aligned} \quad (1.1.2)$$

В этих выражениях $U(t)$, $I(t)$, $E(t)$, $H(t)$ — мгновенные значения соответствующих величин в любой точке пространства (в той, разумеется, точке, где эти величины существуют), в частности

$U(t)$ — мгновенное значение напряжения; единица измерения — вольт ([В]);

$I(t)$ — мгновенное значение силы тока; единица измерения — ампер ([А]);

$E(t)$ — мгновенное значение напряженности электрического поля; единица измерения — вольт, деленный на метр ([В/м]);

$H(t)$ — мгновенное значение напряженности магнитного поля; единица измерения — ампер, деленный на метр ([А/м]).

Кроме того.

U_m — амплитудное (максимальное по модулю) значение напряжения; размерность — [В];

I_m — амплитудное значение силы тока; размерность — [А];

E_m — амплитудное значение напряженности электрического поля; размерность — [В/м];

H_m — амплитудное значение напряженности магнитного поля, размерность — [А/м];

ω_0 — круговая частота, единица измерения — радиан, деленный на секунду ([рад/с]);

t — текущий момент времени; единица измерения — секунда ([с]);

φ_0 — начальная фаза; единица измерения — радиан ([рад]) или градус ([град] или [°]); связь между радианом и градусом дается приближенными соотношениями:

$$1 \text{ рад} = \frac{180}{3,14} \text{ град} \cong 57,1 \text{ град}, \quad 1 \text{ град} = \frac{3,14}{180} \cong 0,0174 \text{ рад}.$$

Отметим, что хотя ток $I(t)$ и напряжение $U(t)$ имеют различную физическую сущность, они функционально связаны друг с другом — это дает основание для их формальной записи в одинаковой форме, а именно, в виде соотношения (1.1.1). То же самое относится и к составляющим электромагнитного поля $E(t)$ и $H(t)$ — при неодинаковой физической природе математическая запись динамики каждой из них выражена идентичными алгоритмами, что позволяет (для сокращения) использовать лишь уравнение (1.1.2). Учитывая дополнительно, что частоты тока и возбужденного им электромагнитного поля одинаковы, для исследования особенностей базисной функции радиосигнала обратимся к изучению лишь одного выражения — (1.1.1).

График базисной функции радиосигнала (1.1.1) представлен на рис. 1.1.1.

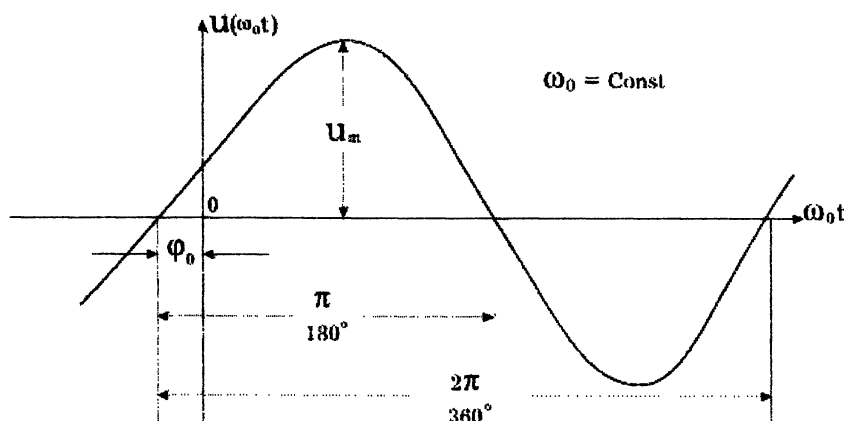


Рис. 1.1.1. Зависимость базисной функции радиосигнала от текущей фазы

На практике, однако, чаще имеют дело не с круговой частотой ω_0 , а с циклической f_0 . Единицей измерения этой частоты является 1 герц ([Гц]). А поскольку за величину 1 Гц принято считать одно колебание в одну секунду, то связь между 1 Гц и 1 с имеет следующий вид: $[с^{-1}] = [Гц]$, и в аналитической форме записывается как

$$f_0 = \frac{1}{T}, \quad (1.1.3)$$

где T — период колебания, с.

Если учесть, что круговая частота ω_0 связана с циклической частотой f_0 соотношением

$$\omega_0 = 2\pi f_0, \quad (1.1.4)$$

где $\pi = 3,14\dots$, то графическое изображение базисной функции (1.1) может быть представлено в системе координат, отличной от рис. 1.1.1, а именно — как показано на рис. 1.1.2.

В этом случае аналитическая запись базисной функции (1.1.1) принимает вид:

$$U(t) = U_m \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (1.1.5)$$

или

$$U(t) = U_m \sin\left(\frac{2\pi}{T} \cdot t + \varphi_0\right). \quad (1.1.6)$$

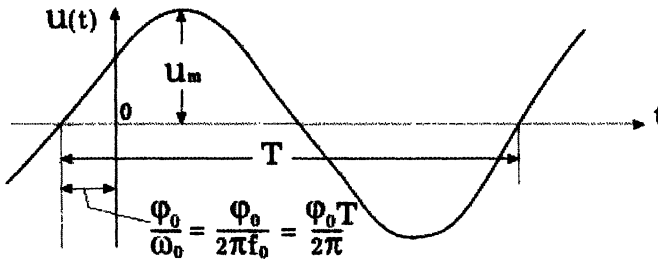


Рис. 1.1.2. Зависимость базисной функции радиосигнала от текущего времени

Легко увидеть, что соотношения (1.1.5) и (1.1.6) могут быть также записаны как:

$$U(t) = U_m \sin \left[2\pi f_0 \left(t + \frac{\Phi_0}{2\pi f_0} \right) \right]$$

или

$$U(t) = U_m \sin \left[\frac{2\pi}{T} \left(t + \frac{\Phi_0 T}{2\pi} \right) \right].$$

В связи с введением циклической частоты f_0 (далее — просто «частоты») рассмотрим чрезвычайно важный в теории радиосигналов вопрос о спектрах.

В общем случае, полным спектром радиосигнала называется амплитудно-фазовая зависимость гармонических составляющих этого радиосигнала от частот указанных составляющих. Как следует из этого определения, полный спектр представляет собой совокупность двух различных компонент:

- ⇒ зависимость начальных фаз Φ_0 гармонических составляющих радиосигнала от частот f_0 этих гармонических составляющих (фазовый спектр радиосигнала);
- ⇒ зависимость амплитуд U_m гармонических составляющих радиосигнала от частот f_0 этих гармонических составляющих (амплитудный спектр радиосигнала).

Поскольку на практике основное применение имеет амплитудный спектр, а фазовым спектром интересуются сравнительно редко, далее будем рассматривать только амплитудный спектр, называя его просто «спектром».

Как отмечалось ранее, радиосигнал может иметь две физические сущности — *электронную* (в узлах радиосистемы и между ними) и *полевую* (между пространственно-разнесенными радиоустройствами, либо радиосистемами).

При этом понятие «спектр» преимущественно соотносится с электронной формой радиосигнала.

На рис. 1.1.3 изображены базисные функции низкочастотного и высокочастотного радиосигналов и их спектры.

Если же обратиться к полевой форме радиосигнала, то в этом случае на практике весьма широкое хождение имеет понятие «длина волны».

Длиной волны λ гармонического радиосигнала (в математическом отображении — базисной функции) называется расстояние, которое проходит указанный радиосигнал за время, равное одному периоду T этого гармонического колебания. Связь длины волны λ с периодом T задается следующим соотношением:

$$\lambda = CT, \quad (1.1.7)$$

где C — скорость распространения радиосигнала в пространстве.

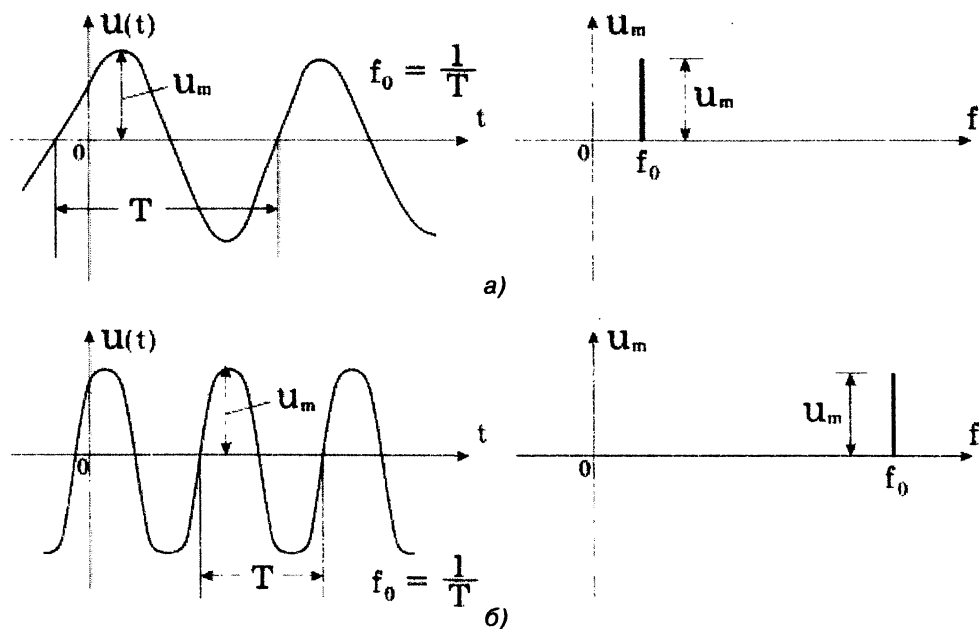


Рис. 1.1.3. Базисные функции низкочастотного (а) и высокочастотного (б) радиосигналов и их спектры

Значение C для радиоволн, распространяющихся в земной атмосфере, составляет величину $299\,792,4562$ км/с $\pm 0,2$ м/с, но в практических расчетах C принимают равной $300\,000$ км/с (скорость распространения радиоволн в вакууме).

Если учесть выражение (1.7), то соотношение (1.2) может быть переписано следующим образом:

$$E(l) = E_m \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot l + \varphi_0\right), \quad (1.1.8)$$

где l — текущее расстояние ($l = Ct$); λ_0 — длина волны радиосигнала с базисной функцией (1.2).

Зависимость (1.1.8), характеризующая распределение значений величины E в функции от расстояния l для фиксированного момента времени t , называется пространственной гармоникой. Она представлена на рис. 1.1.4.

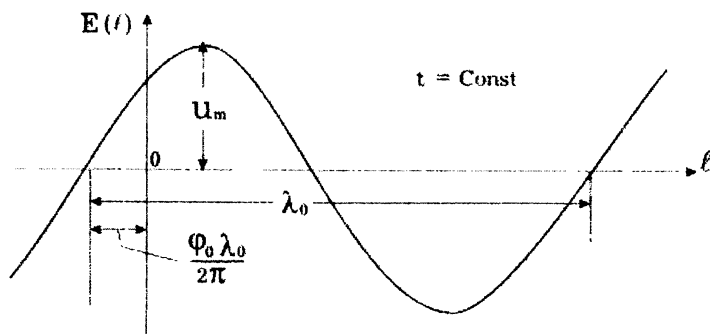


Рис. 1.1.4. Пространственное изображение базисной функции радиосигнала в фиксированный момент времени

Значение $\frac{\lambda_0}{2\pi} \cdot \varphi_0$ является пространственной начальной фазой гармонического колебания $E(l)$, поскольку приведенное соотношение (1.1.8) может быть переписано следующим образом:

$$E(l) = E_m \sin \left[\frac{2\pi}{\lambda_0} \left(l + \frac{\lambda_0}{2\pi} \cdot \varphi_0 \right) \right].$$

На рис. 1.1.5 показано поведение функции $E(t)$ во времени, имеющее место в фиксированной точке пространства (т. е. при $l = \text{const}$).

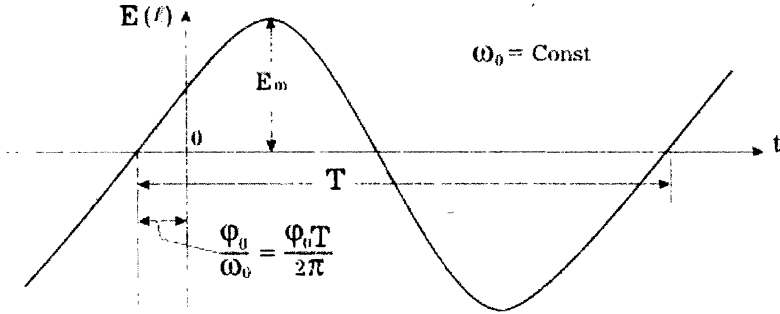


Рис. 1.1.5. Зависимость напряженности электрического поля (базисная функция) от времени

Таким образом, совокупность соотношений (1.1.2) и (1.1.8), иллюстрируемых соответственно рис. 1.1.4 и 1.1.5, дают представление о пространственно-временном поведении напряженности электрического поля E .

На рис. 1.1.6 и 1.1.7 изображены зависимости изменений электрического тока I и напряженности магнитного поля H в функции времени t . Отметим, что с формальной точки зрения эти зависимости не отличаются от графика $U(t)$, представленного на рис. 1.1.2. Что же касается физической картины $I(t)$ и $H(t)$, то она, разумеется, будет иной, чем для $U(t)$.

Подводя итог, отметим, что выражения (1.1.1), (1.1.6) и (1.1.8) дают различные (временную, фазовую и пространственную) интерпретации одной и той же базовой функции.

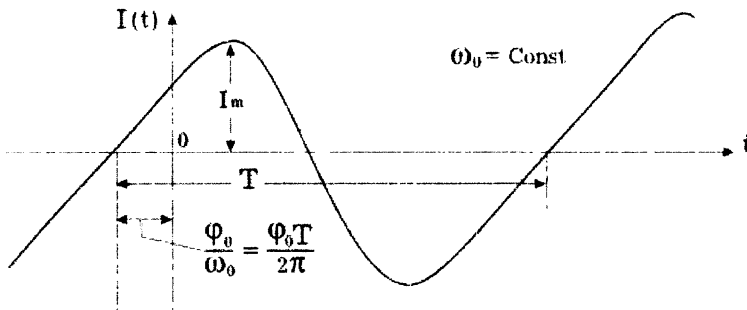


Рис. 1.1.6. Зависимость электрического тока (базисная функция) от времени

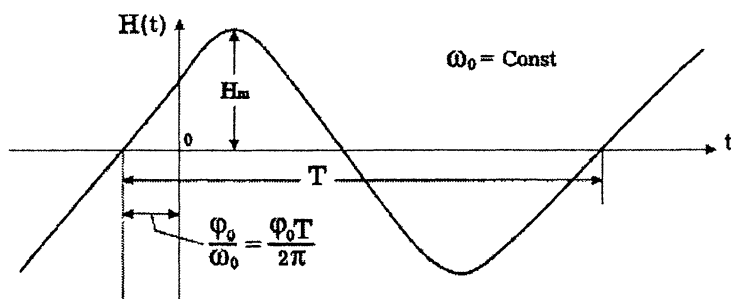


Рис. 1.1.7. Зависимость напряженности магнитного поля (базисная функция) от времени

Перейдем к рассмотрению вопроса о классификации гармонических радиосигналов.

Практическое использование авиационных радиосистем позволило еще в первой половине XX в. выявить, что распространение в атмосфере радиоволн с различными λ_0 происходит неодинаковым образом. Именно это обстоятельство и стало одним из главных принципов разделения всей совокупности гармонических радиосигналов на отдельные диапазоны.

Современная градационная шкала радиоволновых и оптического (приведенного для ориентировки) диапазонов представлена в табл. 1.1.1.

Таблица 1.1.1

Нижняя граница		Название диапазона	Верхняя граница	
f_0 , Гц	λ_0 , м		f_0 , Гц	λ_0 , м
$3 \cdot 10^{-3}$ (3 мГц)	10^{11}	Инфранизкие радиоволны	$3 \cdot 10^3$	10^5
$3 \cdot 10^3$ (3 кГц)	10^5	Сверхдлинные радиоволны (СДВ)	$3 \cdot 10^4$	10^4
$3 \cdot 10^4$ (30 кГц)	10^4	Длинные радиоволны (ДВ)	$3 \cdot 10^5$	10^3
$3 \cdot 10^5$ (300 кГц)	10^3	Средние радиоволны (СВ)	$3 \cdot 10^6$	10^2
$3 \cdot 10^6$ (3 МГц)	10^2	Короткие радиоволны (КВ)	$3 \cdot 10^7$	10
$3 \cdot 10^7$ (30 МГц)	10	Ультракороткие радиоволны (УКВ): – метровые (МВ)	$3 \cdot 10^8$	1
$3 \cdot 10^8$ (300 МГц)	1		$3 \cdot 10^9$	10^{-1}
$3 \cdot 10^9$ (3 ГГц)	10^{-1}		$3 \cdot 10^{10}$	10^{-2}
$3 \cdot 10^{10}$ (30 ГГц)	10^{-2} (1 см)		$3 \cdot 10^{11}$	10^{-3}
$3 \cdot 10^{11}$ (300 ГГц)	10^{-3} (1 мм)	Оптические радиоволны: – инфракрасные (ИК)	$4 \cdot 10^{14}$	$7,5 \cdot 10^{-7}$
$4 \cdot 10^{14}$ (400 ТГц)	$7,5 \cdot 10^{-7}$ (0,75 мк = 7500 Å)		$7,5 \cdot 10^{14}$	$4 \cdot 10^{-7}$
$7,5 \cdot 10^{14}$ (750 ТГц)	$4 \cdot 10^{-7}$ (0,4 мк = 4000 Å)		$3 \cdot 10^{15}$ (3000 ТГц)	10^{-7} (0,1 мк = 1000 Å)

Дадим некоторые пояснения к табл. 1.1.1:

а) радиоволны длиннее 10^5 м (т. е. инфранизкий диапазон) в авиационных радиосистемах практически не используются — так же, как и радиоволны короче 10^{-5} м; данные классификационные разделы приведены лишь для полноты общей картины;

б) наиболее часто в практике авиационных радиосистем используются ультракороткие (с длинами волн λ_0 от 1 см до 10 м) радиоволны; при этом волны сантиметрового и дециметрового диапазонов иногда называют радиоволнами сверхвысоких частот (СВЧ);

в) дополнительно указанные в таблице величины имеют следующие значения и наименования:

1 мГц (миллигерц) = 10^{-3} Гц;

1 кГц (килогерц) = 10^3 Гц;

1 МГц (мегагерц) = 10^6 Гц;

1 ГГц (гигагерц) = 10^9 Гц;

1 ТГц (терагерц) = 10^{12} Гц;

1 мк (микрон, микрометр) = 10^{-6} м = 10^{-3} мм;

1 Å (ангстрем) = 10^{-10} м = 10^{-7} мм = 10^{-4} мк.

1.2. РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОСИГНАЛОВ

Ранее было отмечено, что радиоволны с разными λ_0 распространяются в атмосфере (т. е. в основной зоне действия авиационных радиосистем) неодинаковым образом. Рассмотрим этот вопрос более подробно.

Прежде всего, дадим краткое описание эффектов, происходящих с радиоволнами в двух наиболее значимых областях атмосферы — в тропосфере и ионосфере.

Влияние тропосферы на распространение радиоволн

Тропосферой называется нижняя часть атмосферы, прилегающая к земной поверхности. Верхняя граница тропосферы располагается на высотах до 10 км над полярными широтами и до 18 км над зоной тропиков.

В тропосфере, сильно насыщенной водяными парами (за счет испарения с поверхностей морей и океанов), сосредоточена основная масса (около 80%) всей атмосферы.

Поскольку тропосферная область неоднородна (концентрация водяных паров обычно резко падает с высотой h , изменяя относительную диэлектрическую проницаемость ε среды, а следовательно, и коэффициент преломления $n = \sqrt{\varepsilon}$), это обстоятельство вызывает *искривление (рефракцию) траектории радиоволн*.

В традиционном случае, когда градиент $\frac{\partial n}{\partial h}$ постоянен по всей толще тропосферы и составляет величину $4 \cdot 10^{-8}$ 1/м, радиоволна начинает отклоняться в сторону земной поверхности (положительная рефракция — луч 1 на рис. 1.2.1)

с радиусом кривизны $R_{\text{КРИВ}} = \frac{1}{-\frac{\partial n}{\partial h}}$.

Для нормальной тропосферы $R_{\text{КРИВ}}$ равен 25000 км. Такой вид рефракции увеличивает дальность действия радиопередающих устройств и повышает напряженность электромагнитного поля в точке расположения радиоприемных устройств.

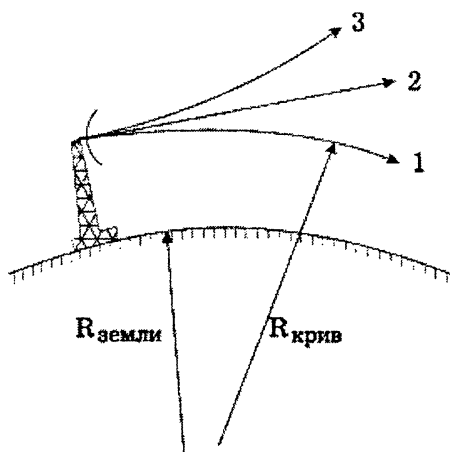


Рис. 1.2.1. Виды рефракции радиоволн в тропосфере

Наконец, еще одним рефракционным эффектом является свехрефракция (рис. 1.2.2), при которой радиоволны, излученные под некоторым углом возвышения, испытывают в нижних слоях тропосферы полное внутреннее отражение и возвращаются на землю, от которой вновь переотражаются, и т. д.

Свехрефракция, наблюдаемая, в основном, на дециметровых волнах (на радиотрассах, проходящих над морской поверхностью, или над сушей во время устойчивой ясной погоды), приводит к резкому повышению дальности действия радиосистемы (много больше пределов прямой видимости), однако в силу своей случайности оказывается эффектом нерегулярным.

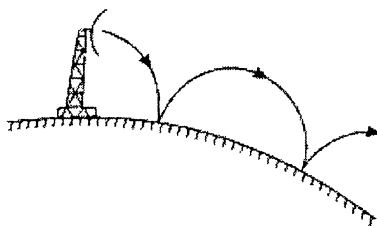


Рис. 1.2.2. Явление свехрефракции

Вторым, после рефракции, явлением, имеющим место в тропосфере, является *поглощение радиоволн*.

Длинные, средние и короткие радиоволны в тропосфере почти не ослабляются. Поглощение становится заметным для радиоволн, у которых $\lambda_0 < 10$ см. При этом часть электромагнитной энергии затрачивается на превращение в тепло (нагреваются газы тропосферы, кислород и водяные пары, а также гидрометеоры — снег и капельные образования дождя, тумана и града), а другая часть рассеивается гидрометеорами и твердыми частицами (пыль, дым) в разные стороны.

Эффект тропосферного рассеивания сантиметровых радиоволн на достаточно протяженных и в известной степени стабильных слоистых неоднородностях (гидрометеообразованиях), а также на мелкомасштабных неоднородностях турбулентного происхождения — этот эффект привел к повышению дальности действия авиационных радиосистем за пределы прямой видимости (это поясняется на рис. 1.2.3). Антенна A_1 радиопередающего устройства излучает сантиметровые радиоволны в направлении протяженной слоистой тропосферной неоднородности, которая отражает (рассеивает) эти радиоволны в разные (по причине внутренней неупорядоченности) стороны — в том числе и на A_2 антенну радиоприемного устройства. Так возникает радиоканал между A_1 и A_2 , обуславливающий дальнюю тропосферную связь.

Вместе с тем, радиоволны при дальнем тропосферном распространении подвержены отрицательному эффекту замирания, т. е. глубокому (в одних случаях быстрому, в других — медленному) изменению уровня радиосигнала в точке приема. Для ослабления эффекта замирания обычно используют прием не на одну, а на две разнесенные в пространстве (на расстояние порядка $100\lambda_0$) антенны, расположенные на перпендикуляре к направлению распространения радиосигнала, то есть учитывают пространственную избирательность замираний.

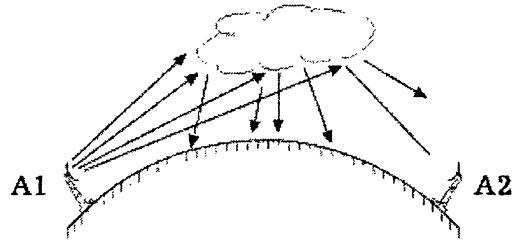


Рис. 1.2.3. Явление увеличения дальности действия за счет отражения радиоволн от протяженных гидрометеорообразований

Влияние ионосферы на распространение радиоволн

Ионосферой называют верхнюю часть атмосферы, располагающуюся на высотах от 60 до 20000 км и насыщенную газом, который частично или полностью находится в состоянии ионизации. Это означает, что ионосфера имеет огромное содержание свободных электронов и ионов, обязанных своим происхождением ультрафиолетовому и рентгеновскому излучениям Солнца, а также потокам солнечных и космических заряженных частиц, падающих извне на атмосферу.

Однако, наряду с ионизацией (в основном, над освещенной солнцем частью земного шара), происходит и обратный процесс — рекомбинация электронов и положительных ионов в нейтральные атомы и молекулы. Особенно энергично рекомбинация развивается после прекращения действия источника ионизации — после захода Солнца, например. Поэтому, в целом, ионосфера является квазинейтральной, хотя концентрация электронов на разных высотах оказывается различной (максимальная концентрация приходится на высоты от 100 до 1000 км).

Сказанное означает, что относительная диэлектрическая проницаемость ϵ ионосферы изменяется с высотой, а следовательно, переменным оказывается и коэффициент преломления $n = \sqrt{\epsilon}$. Поскольку для ионосферы $\epsilon < 1$ (меньше, чем для вакуума), то возможна ситуация, когда с увеличением высоты значение ϵ последовательно становится равным нулю, а затем и отрицательным числом — в этом случае радиоволна, последовательно преломляясь на различных участках ионосферы, в конце концов отражается от нее.

На рис. 1.2.4 изображена траектория радиоволны для этого случая. Поскольку с ростом высоты значение ϵ падает (концентрация электронов растет), то при каждом переходе радиоволны из i -го слоя (оптически более плотного) в $(i+1)$ -й слой (оптически менее плотный) очередной угол преломления оказывается больше, чем угол падения, и наконец, наступает момент, когда угол преломления может оказаться равным (или больше) 90° , после чего радиоволна начнет распространяться в обратном направлении (в сторону земли). Угол падения φ_0 в этом случае может быть вычислен из формулы Снеллиуса:

$$\sqrt{\epsilon_0} \sin \varphi_0 = \sqrt{\epsilon_1} \sin \varphi_1 = \dots = \sqrt{\epsilon_m} \sin \varphi_m. \quad (1.2.1)$$

Поскольку $\sqrt{\epsilon_0} = 1$, то

$$\sin \varphi_0 = \sqrt{\epsilon_m} = \sqrt{1 - 80,8 \cdot \frac{N}{f_0^2}}, \quad (1.2.2)$$

где N — концентрация электронов в m -слое; f_0 — частота радиоволны.

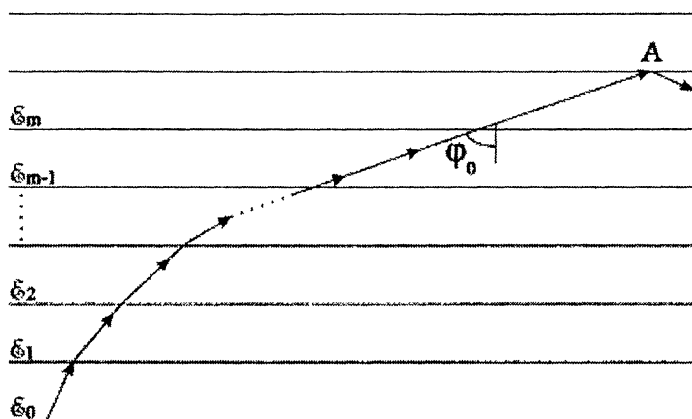


Рис. 1.2.4. Явление отражения радиоволны от слоя ионосферы с достаточно высокой концентрацией свободных электронов

Из совместного анализа уравнения (1.2.2) и описанной ситуации, в частности, следует, что если частоту f_0 увеличить, то отражение радиоволны произойдет от слоя с более высокой концентрацией свободных электронов. Расстояние от радиопередающего устройства до точки приема на земной поверхности возрастет, хотя угол φ_0 не изменился. Наконец, если частоту f_0 повысить еще больше, то отражения радиоволны от очередного слоя уже не произойдет, и для такой радиоволны этот слой ионосферы станет прозрачным (радиоволна может устремиться в космическое пространство).

Подводя итог данному рассмотрению, можно сделать вывод о том, что для радиоволн одной частоты (КВ диапазон) ионосфера оказывается своеобразным зеркалом, позволяющим резко повысить дальность действия радиосистемы, тогда как для других радиоволн (УКВ диапазон) появляется возможность радиосвязи с космическими летательными аппаратами (рис. 1.2.5).

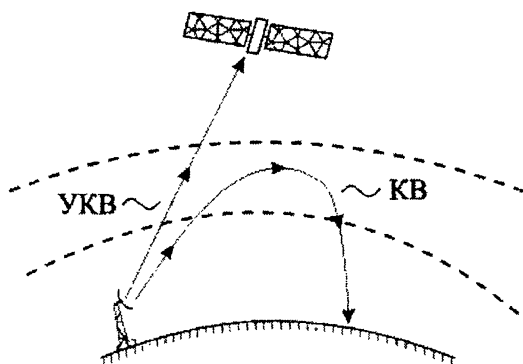


Рис. 1.2.5. Прохождение радиоволн различных диапазонов в ионосфере

Как отмечалось выше, тропосфера и ионосфера являются наиболее значимыми (с позиции особенностей прохождения радиоволн) областями атмосферы. Промежуточная (между тропосферой и ионосферой) атмосферная область, назы-

ваемая стратосферой (от верхней границы тропосферы до высот порядка 60 км), оказывает слабое влияние на распространение радиоволн, поскольку обладает сравнительно малой плотностью воздуха (ниже, чем в тропосфере) и весьма небольшой концентрацией свободных электронов и ионов (много меньше, чем в ионосфере) — в силу этих причин стратосфера полагается зоной прозрачности для радиоволн.

Таковы, вкратце, основные особенности распространения радиоволн в атмосфере.

Обратимся к другому вопросу. Рассмотрим поддиапазонное прохождение радиоволн в околоземном пространстве.

Инфранизкие радиоволны. Источником данных радиоволн являются достаточно продолжительные (около 100 мкс) молниевые разряды, а распространение этих радиоволн происходит вдоль силовых линий постоянного магнитного поля Земли (от северного магнитного полюса к южному), в связи с чем указанные радиоволны могут сначала удаляться от Земли на большие расстояния (до 10 земных радиусов), а затем возвращаться назад. Этот эффект наиболее ярко проявляет себя для молний, возникающих в северных приполярных широтах.

В практике авиационных радиосистем, как отмечалось ранее, радиоволны данного типа не используются.

Сверхдлинные и длинные радиоволны. Указанные радиоволны распространяются внутри так называемого «сферического волновода» (т. е. путем последовательных отражений между поверхностью Земли и нижними слоями ионосферы), что позволяет им огибать Землю — по этой причине они используются в радиосистемах дальней навигации (в частности, в фазовых навигационных радиосистемах).

Отметим, что суммарные флуктуации электромагнитного поля отмеченных радиоволн сравнительно невелики (10–30%) и происходят под действием природных факторов (восход и закат Солнца, время года, 11-летний период солнечной активности и др.). Радиоприем данных радиоволн достаточно устойчив.

Средние радиоволны. Особенностью прохождения средних радиоволн является то обстоятельство, что они могут распространяться не только поверхностным лучом (луч 1 на рис. 1.2.6), но также и отражаться от ионосферы (луч 2 на рис. 1.2.6).

Отражение средних радиоволн от ионосферы происходит на значительно больших высотах, чем отражение сверхдлинных и длинных радиоволн, а именно от тех ионосферных слоев, где концентрация свободных электронов существенно повышена (к примеру, пологий луч радиоволны с $f_0 = 300$ кГц требует электронной концентрации 40 см^{-3} , что соответствует высоте порядка 60 км, а тот же луч частоты $f_0 = 3$ МГц — концентрации $3,6 \cdot 10^3 \text{ см}^{-3}$, что характерно для высот уже около 80 км). Наличие ионосферных отражений приводит к интерференции (наложению) поверхностного и пространственного лучей в точке приема.

Если указанные лучи в точке их приема наложатся друг на друга в фазе, то принимаемый сигнал усилится, если в противофазе — сигнал ослабнет. Когда же разность фаз лучей начнет изменяться (например, под влиянием хаотических

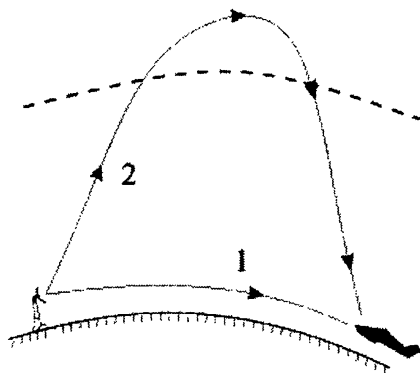


Рис. 1.2.6. Распространение в атмосфере средних радиоволн

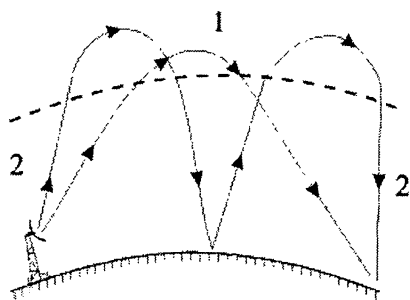


Рис. 1.2.7. Интерферирующие пространственные лучи средних радиоволн

Возможен и вариант, когда в силу удаленности точки приема поверхностный луч оказывается уже не в состоянии следовать профилю Земли — в этом случае радиоприем происходит только по пространственному лучу, отраженному от ионосферы.

К сожалению, явление замирания сигнала проявляет себя и в этом варианте. Это случается, когда в точку приема приходят два пространственных луча (луч 1 и луч 2 — рис. 1.2.7), претерпевших различное количество отражений от ионосферы. Одним из средств борьбы с замиранием сигнала является использование специальных (антифединговых) антенн, обладающих пространственной избирательностью (т. е. тех, которые имеют узкие диаграммы направленности).

Короткие радиоволны. Радиоволны данного типа сильно поглощаются в проводящей земной поверхности — поэтому дальность действия радиосистем, использующих поверхностный коротковолновый луч, сравнительно невелика (не более нескольких десятков километров).

Если же радиосистема перейдет к работе не с поверхностным, а с пространственным (однократно или многократно отраженным от ионосферы) лучом, то дальность действия такой радиосистемы возрастет. Тот же эффект повышения дальности действия возникнет при увеличении рабочей частоты f_0 радиосистемы (в пределах, когда излученный радиосигнал еще не отражается от ионосферных слоев). Это обстоятельство объясняется тем фактом, что с ростом частоты f_0 поглощение в ионосфере (и без того небольшое для радиоволн указанного диапазона) падает — в отличие, кстати говоря, от поглощения в Земле.

Следует отметить, что операторы, используя радиосистемы, ориентированные на большую дальность действия, в разное время суток задают, в качестве излучаемых, радиоволны с различными λ_0 : днем применяются радиоволны с λ_0 от 10 до 25 м, в ночные часы — от 35 до 100 м, а при полусвеченности — от 25 до 35 м.

Флуктуации (замирания) радиосигнала в точке приема обусловлены интерференцией двух (рис. 1.2.7) и более пространственных лучей и имеют достаточно беспорядочный (из-за непрерывных изменений высоты отражающего слоя ионосферы, соизмеримых с λ_0) характер.

Другим недостатком, имеющим место при работе на коротких радиоволнах, является наличие так называемых «зон молчания» вокруг данной радиосистемы (участок АБВ на рис. 1.2.8).

Дело в том, что короткие радиоволны достаточно сильно поглощаются в земной поверхности, и от этого поверхностный луч обладает невысокой энергетикой в точке приема, а радиосистема, соответственно, — невысокой дальностью

пульсаций ионизированного газа в ионосфере), то принимаемый сигнал станет флуктуировать случайным образом. Иначе говоря, наличие двух лучей в точке приема ведет, вообще говоря, к нежелательному явлению — к замиранию (федингу) сигнала.

Существует, однако, природный фактор, при котором замирания сигнала оказываются незначительными. В дневные часы радиоволны среднего диапазона (с λ_0 от 200 до 2000 м) испытывают столь сильное поглощение в ионосфере, что пространственный луч практически исчезает, и радиоприем ведется исключительно по поверхностному лучу.

действия; пространственные же лучи (1 и 2 на рис. 1.2.8), направленные в ионосферу почти перпендикулярно к ее слоям, пробивают эти слои и уходят в космическое пространство. Так возникает своеобразный парадокс — радиоприемное устройство по мере удаления (по земной поверхности) от радиопередающего устройства сначала принимает все более ослабляющийся радиосигнал, затем полностью теряет его, а потом прием полностью восстанавливается.

Наконец, при использовании коротких радиоволн может возникнуть эффект так называемого *кругосветного радиоэха* (рис. 1.2.9).

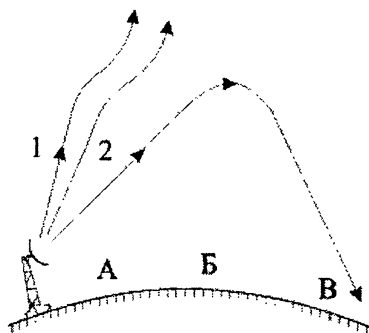


Рис. 1.2.8. Зона молчания (на коротких радиоволнах)

В этом случае радиосигнал, излученный антенной А, приходит в точку приема В двумя путями: кратчайшим (луч 1) и более длинным (луч 2). Если расстояние между точками А и В по короткой дуге земной поверхности меньше, чем 20 000 км, то в точке В один и тот же радиосигнал будет принят дважды (подобно эху). Эксперименты показывают, что время затрачиваемое радиосигналом на огибание земного шара, отличается достаточным постоянством — оно изменяется от 0,13760 до 0,13805 с.

Эффект кругосветного радиоэха не относится к полезным явлениям. Средствами борьбы с этим эффектом являются как подбор рабочих длин волн λ_0 , так и использование антенн с пространственной избирательностью (т. е. узконаправленных).

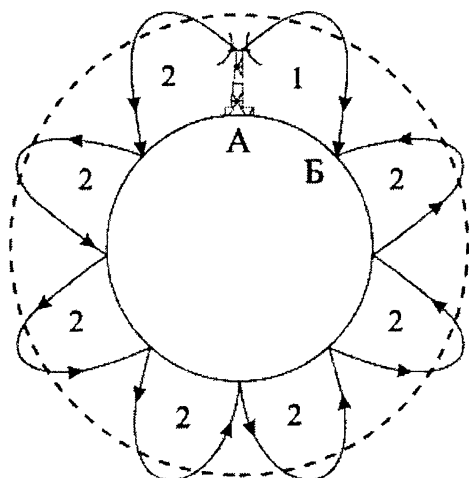


Рис. 1.2.9. Образование кругосветного радиоэха (короткие радиоволны)

Метровые радиоволны. Метровые радиоволны слабо огибают земную поверхность, и поэтому дальность их распространения поверхностным лучом лишь немногим больше, чем дальность прямой видимости. Что касается пространственного луча, то в диапазоне метровых радиоволн существует явление рассеяния электромагнитной волны — как на локальных неоднородностях тропосферы, так и в нижних слоях ионосферы (в областях неоднородностей концентраций электронного газа). Благодаря такому рассеянию дальность распространения метровых радиоволн в этом случае достигает интервала 800...2000 км (процесс аналогичен представленному на рис. 1.2.3). При этом с ростом частоты f_0 радиоволны рассеяние ослабляется, и по этой причине эффект ионосферного рассеяния приобретает значение лишь для метровых радиоволн, имеющих $\lambda_0 > 5$ м.

Традиционным явлением для пространственных метровых радиоволн является *медленное замирание*. Однако с ростом значения геомагнитной широты уровень принимаемого радиосигнала (при прочих равных условиях) возрастает. К тому же ионосферные возмущения, сопровождающие мировые магнитные бури, на процессы рассеяния метровых радиоволн не влияют. А возникающее ослабле-

ние радиосигнала может быть скомпенсировано как повышением мощности радиопередающего устройства, так и применением антенн, обладающих пространственной селекцией (острой направленностью).

Специфической особенностью распространения метровых радиоволн является отражение их от ионизированных следов метеоров. Дело в том, что в земную атмосферу весьма часто (до сотен миллиардов появлений за сутки) вторгаются отдельные метеориты и метеоритные потоки.

Достигая плотных слоев атмосферы (высоты от 80 до 120 км), частицы твердого вещества раскаляются и, в конечном итоге, сгорают, а электроны, испускаемые раскаленным телом, ионизируют окружающий воздух, оставляя за летящим метеоритом след в виде канала ионизированного воздуха с протяженностью до 25 км и начальным диаметром не более 10 см.

Отражение метровых радиоволн от таких только что сформированных ионизированных участков носит ярко выраженный зеркальный характер. Это означает, что данный эффект может быть использован для целей дальней радиосвязи. Однако поскольку длительность существования указанных следов ограничена (от 0,1 до 100 с), то радиосвязь, осуществляемая таким образом, носит прерывистый характер. Поэтому в радиосистемах, ориентированных на подобный вид связи, информация сначала (в ожидании метеоритного потока) накапливается, а затем (при метеорной вспышке) передается на частотах от 30 до 50 МГц в ускоренном режиме. Подчеркнем еще раз, что радиосвязь за счет отражений от ионизированных следов метеоров возможна только в метровом диапазоне радиоволн.

Дециметровые и сантиметровые радиоволны. Радиоволны дециметрового и сантиметрового диапазонов в ионизированных слоях атмосферы почти не преломляются и не рассеиваются, а легко пронизывают ионосферу и уходят в космическое пространство. Благодаря этой особенности радиоволны указанного диапазона используются для связи с космическими летательными аппаратами.

Что касается авиационных радиосистем, то связь между ними осуществляется как в пределах прямой видимости (дециметровые и сантиметровые радиоволны слабо дифрагируют вокруг поверхности Земли) на небольшие расстояния, так и на значительные расстояния (за счет рассеяния на тропосферных неоднородностях).

Миллиметровые радиоволны. В тропосфере миллиметровые радиоволны испытывают как рефракцию (искривление траектории распространения), так и сильное поглощение гидрометеорами (снег, дождь, град, туман и т. п.). Существуют, правда, четыре области значений λ_0 (1,2 мм; 2 мм; 3 мм; 8,6 мм) в окрестностях которых поглощение данных радиоволн сравнительно невелико, и которые называются «окнами прозрачности» тропосферы (для указанных радиоволн), но общей картины это обстоятельство практически не меняет — миллиметровые волны используются, в основном, лишь для связи между наземными и маловысотными (вертолетными) узлами авиационных радиосистем (поверхностным лучом), да и то в ограниченном числе случаев. Зато радиоволны миллиметрового диапазона находят широкое применение для связи между космическими (находящимися вне тропосферы) летательными аппаратами, поскольку ионосфера совершенно не влияет на условия распространения миллиметровых радиоволн.

Оптические радиоволны. Радиоволны оптического диапазона могут распространяться только в виде поверхностных лучей, причем на небольшие расстояния (до 20 км — при отсутствии осадков). Наличие осадков резко снижает дальность их распространения в тропосфере, и в практике авиационных радиосистем оптические радиоволны используются крайне редко. Зато в полной мере радиоволны данного диапазона применяются для космической связи.

1.3. МОДУЛЯЦИЯ РАДИОСИГНАЛОВ

С формальной точки зрения, любую авиационную радиосистему можно рассматривать как совокупность технических устройств, предназначенных для передачи и приема определенной информации. Так, например, в радиопередающем устройстве сначала выполняется операция *вкладывания* необходимой информации в радиосигнал, а затем — *излучение* этого радиосигнала в пространство.

Задачи, решаемые радиоприемным устройством, имеют обратную направленность: после *восприятия* (приема) излученного радиосигнала информация, заложенная в этом радиосигнале, должна быть *извлечена*. При этом информация может иметь самую различную природу: быть значением температуры воздуха за бортом, величиной углового положения наземного радиомаяка, высотой полета самолета, количеством оставшегося топлива и т. д. *Закладка* информации в радиосигнал обычно осуществляется путем модуляции (от лат. *modulatio* — *размеренность*) того или иного параметра радиосигнала.

Рассмотрим вопрос о видах модуляции более подробно.

Прежде всего, отметим, что если излучаемый радиосигнал описывается базисной функцией (1.1.1) $U(t) = U_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$, то такой радиосигнал не несет в себе полезной информации, поскольку ни один из его параметров не является модулированным (т. е. изменяющимся относительно какого-то эталонного значения в соответствии с передаваемой информацией).

В принципе, подвергнуться модуляции может любой параметр радиосигнала, описываемого базисной функцией (1.1.1). Одной из наиболее употребительных (по причине сравнительной простоты технического осуществления) в практике авиационных радиосистем является *амплитудная модуляция*.

Амплитудно-модулированным называется радиосигнал с переменной амплитудой:

$$U(t) = U_m(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (1.3.1)$$

При этом предполагается, что информативная динамика (скажем, процесс изменения высоты полета летательного аппарата), будучи переведенной в значения напряжения U_m , задается некоторой функцией $U_m(t)$.

Зависимость $U_m(t)$ может иметь весьма произвольный характер. Остановимся на двух достаточно фундаментальных примерах.

Пример первый. Функция $U_m(t)$ является гармонической:

$$U_m(t) = U_0 + A_m \sin \Omega_M t, \quad (1.3.2)$$

где A_m — амплитуда модулирующего напряжения; Ω_M — круговая частота модулирующего напряжения; U_0 — среднее значение модулирующего напряжения.

Тогда амплитудно-модулированный радиосигнал (1.3.1) будет записываться в виде:

$$U(t) = (U_0 + A_m \sin \Omega_M t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (1.3.3)$$

Примем для простоты, что $\varphi_0 = 0$; тогда соотношение (1.3.3) перепишется следующим образом:

$$U(t) = \left(U_0 + A_m \sin \frac{2\pi}{T_M} t \right) \sin \frac{2\pi}{T_0} t, \quad (1.3.4)$$

где $T_M = \frac{2\pi}{\Omega_M}$ — период модулирующего колебания; $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$ — период модулируемого колебания.

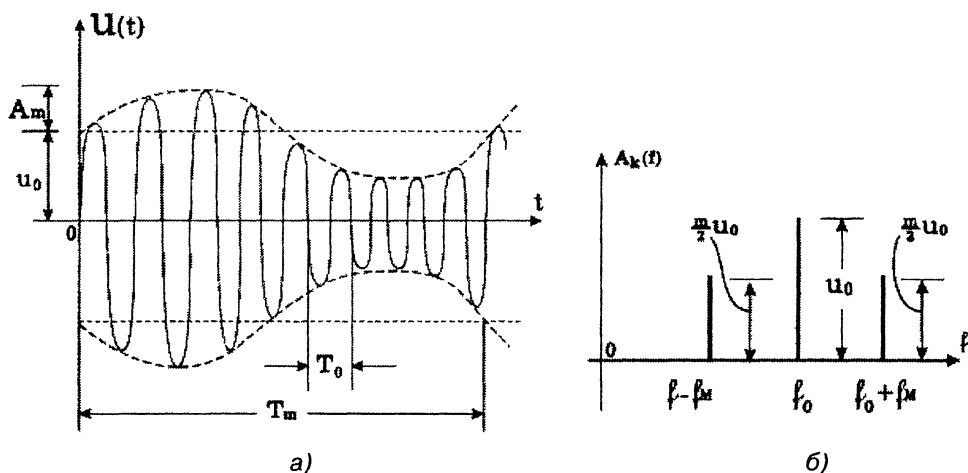


Рис. 1.3.1. Непрерывный амплитудно-модулированный сигнал (а) и его спектр (б)

Вид зависимости (1.3.4) представлен на рис. 1.3.1, а.

Найдем спектр рассматриваемого амплитудно-модулированного радиосигнала.

Как отмечалось ранее, спектром любого радиосигнала будем для простоты называть зависимость амплитуд гармонических составляющих рассматриваемого радиосигнала от частот указанных гармонических составляющих. Чтобы найти спектр амплитудно-модулированного радиосигнала (1.3.4), разложим этот сигнал на его гармонические составляющие. Тогда, используя известные тригонометрические соотношения, получим:

$$\begin{aligned}
 U(t) &= U_0 \left(1 + \frac{A_m}{U_0} \cdot \sin \frac{2\pi}{T_M} t \right) \sin \frac{2\pi}{T_0} t = \\
 &= U_0 \left[\sin \frac{2\pi}{T_0} t - \frac{A_m}{2U_0} \cdot \cos \left(\frac{2\pi}{T_0} + \frac{2\pi}{T_M} \right) t + \frac{A_m}{2U_0} \cdot \cos \left(\frac{2\pi}{T_0} - \frac{2\pi}{T_M} \right) t \right] = \\
 &= U_0 \left[\sin 2\pi f_0 t - \frac{m}{2} \cdot \cos 2\pi (f_0 + f_M) t + \frac{m}{2} \cdot \cos 2\pi (f_0 - f_M) t \right], \quad (1.3.5)
 \end{aligned}$$

где $f_0 = \frac{1}{T_0} = \frac{\omega_0}{2\pi}$ — частота модулируемого колебания; $f_M = \frac{1}{T_M} = \frac{\Omega_M}{2\pi}$ — частота модулирующего колебания; $m = \frac{A_m}{U_0}$ — коэффициент глубины амплитудной модуляции.

Как видно из выражения (1.3.5), радиосигнал, амплитудно-модулированный гармонической функцией, может быть представлен суммой трех гармонических составляющих, имеющих частоты $f_0 - f_M$, f_0 , $f_0 + f_M$ и амплитуды $U_0 \cdot \frac{m}{2} = \frac{A_m}{2}$, U_0 , $U_0 \cdot \frac{m}{2} = \frac{A_m}{2}$. Спектр радиосигнала (1.3.4) изображен на рис. 1.3.1, б.

Отметим, что коэффициент глубины амплитудной модуляции m является величиной безразмерной, меняющейся в пределах от 0 (отсутствие амплитудной модуляции) до 1 (предельная глубина неискаженной амплитудной модуляции) и характеризующей степень нормированной (по отношению к U_0) амплитудной модуляции радиосигнала.

Пример второй. Функция $U_m(t)$ является последовательностью так называемых видеоимпульсов (рис. 1.3.2,а).

В этом случае мы имеем дело с амплитудно-импульсной модуляцией. Модулируемый радиосигнал частоты $f_0 = \frac{1}{T_0}$ изображен на рис. 1.3.2,б, а на рис. 1.3.2,в показан вид итогового (промодулированного) сигнала, который представляет собой последовательность так называемых радиоимпульсов.

Значения τ_n (длительность одного импульса) и T_n (период повторения импульсов) являются параметрами импульсных последовательностей.

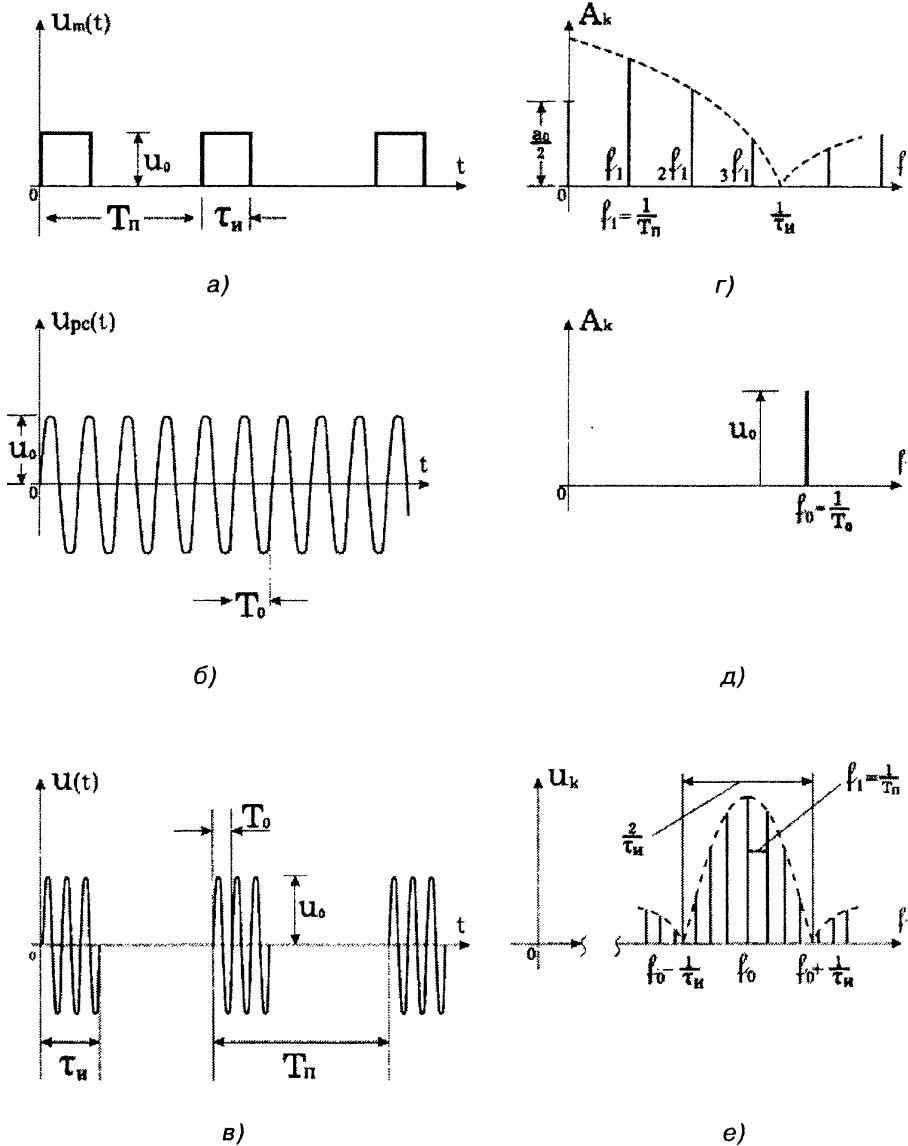


Рис. 1.3.2. Модулирующая видеоимпульсная последовательность (а) и ее спектр (г); модулируемый непрерывный радиосигнал (б) и его спектр (д); последовательность радиоимпульсов (в) и спектр этой последовательности (е)

Для нахождения спектра последовательности радиоимпульсов используем математический прием разложения в ряд Фурье.

Как известно, разложение протяженного во времени, достаточно произвольного по форме, но периодического (с периодом T_1) сигнала $S(t)$ в ряд Фурье есть представление этого сигнала в виде суммы гармонических составляющих, частоты которых кратны частоте Ω_1 дискретизации $\left(\Omega_1 = \frac{2\pi}{T_1}\right)$, а амплитуды A_k вычисляются согласно алгоритму:

$$S(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\Omega_1 t + b_k \sin k\Omega_1 t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\Omega_1 t - \varphi_k), \quad (1.3.6)$$

где

$$\begin{aligned} \frac{a_0}{2} &= \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} S(t) dt; \\ a_k &= \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} S(t) \cos k\Omega_1 t dt; \quad b_k = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} S(t) \sin k\Omega_1 t dt; \\ A_k &= \sqrt{a_k^2 + b_k^2}; \quad \varphi_k = \arctg \frac{b_k}{a_k}. \end{aligned}$$

Здесь, как и ранее, под спектром сигнала $S(t)$ будем понимать только амплитудный спектр этого сигнала, а именно — зависимость амплитуд A_k гармонических составляющих ряда Фурье от частот $\Omega_k = k\Omega_1$ указанных гармонических составляющих. Фазовый же спектр (т. е. зависимость φ_k от Ω_k) сигнала $S(t)$ исключим из рассмотрения, поскольку на практике он используется весьма редко. В качестве величины T_1 примем значение T_{Π} .

Если применить алгоритмы (1.3.6) к случаю амплитудно-импульсной модуляции, то в результате получим ряд спектров, графические изображения которых представлены на следующих рисунках: рис. 1.3.2,г — спектр последовательности видеоимпульсов (рис. 1.3.2,а); рис. 1.3.2,д — спектр немодулированного радиосигнала (рис. 1.3.2,б) частоты f_0 ; рис. 1.3.2,е — спектр последовательности радиоимпульсов (рис. 1.3.2,в).

Другим видом модуляции, широко используемым в практике авиационных радиосистем, помимо амплитудной, является *частотная модуляция*.

Частотно-модулированным называется радиосигнал с переменной частотой:

$$U(t) = U_m \sin[\omega_0(t)t + \varphi_0], \quad (1.3.7)$$

где $\omega_0(t)$ — закон изменения (модулирующая функция) частоты радиосигнала $U(t)$.

Если, например, модулирующая функция $\omega_0(t)$ изменяется по гармоническому закону:

$$\omega_0(t) = \omega_1 + \omega_d \sin \Omega_M t, \quad (1.3.8)$$

где ω_1 — несущая частота; ω_d — девиация (максимальное отклонение частоты $\omega_0(t)$ от частоты ω_1); Ω_M — частота модуляции частоты $\omega_0(t)$, то радиосигнал (1.3.7) будет записываться в виде:

$$U(t) = U_m \sin[(\omega_1 + \omega_d \sin \Omega_M t)t + \varphi_0]. \quad (1.3.9)$$

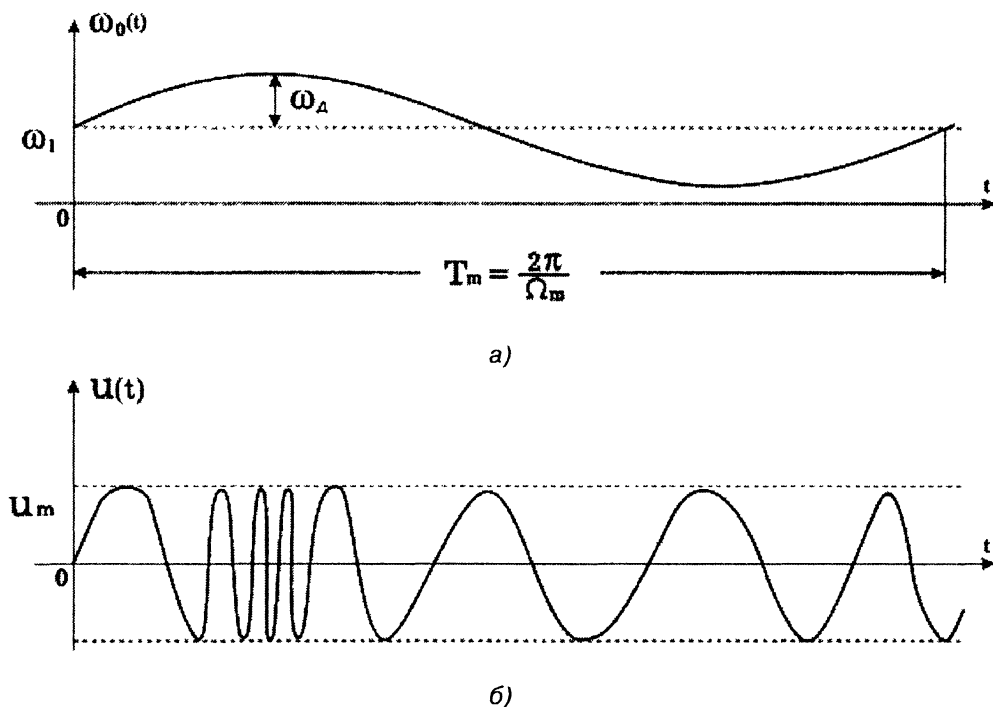


Рис. 1.3.3. Модулирующая функция (а) частоты радиосигнала и частотно-модулированный радиосигнал (б)

Модулирующая функция $\omega_0(t)$ вида (1.3.8) приведена на рис. 1.3.3,а, а частотно-модулированный радиосигнал $U(t)$ вида (1.3.9) показан на рис.1.3.3,б.

Что касается спектра частотно-модулированного радиосигнала (1.3.7), то он в общем случае вычисляется с помощью достаточно сложных (включающих, к примеру, операции с функциями Бесселя) математических выражений, которые здесь не приводятся. Можно, однако, отметить, что если отношение $\frac{\omega_{\Delta}}{\Omega_m}$ меньше единицы, то внешний вид спектра такого частотно-модулированного радиосигнала напоминает внешний вид спектра амплитудно-модулированного радиосигнала (рис. 1.3.8). Одно из возможных графических изображений спектра частотно-модулированного радиосигнала с произвольным видом модуляции показано на рис. 1.3.4.

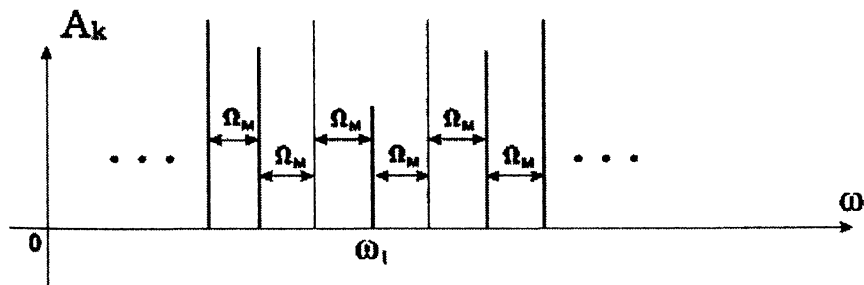


Рис. 1.3.4. Спектр частотно-модулированного радиосигнала

Еще одним важным видом модуляции радиосигналов, применяемым в практике авиационных радиосистем, является *внутриимпульсная модуляция*, при которой производится изменение параметров базовой функции (1.1.1), существующей лишь в пределах радиоимпульса. Наиболее популярными разновидностями в этом случае являются *частотная* и *фазовая* модуляции.

Рассмотрим внутриимпульсную частотную модуляцию.

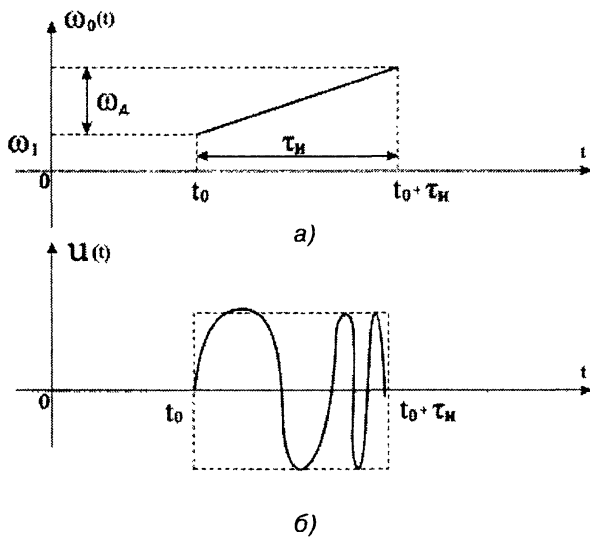


Рис. 1.3.5. Линейный закон изменения мгновенной частоты (а) в пределах радиоимпульса и линейно-частотно-модулированный радиоимпульс (б)

Если в качестве модулирующей функции $\omega_0(t)$ используется линейная зависимость вида (рис. 1.3.5,а):

$$\omega_0(t) = \omega_1 + \frac{\omega_d}{\tau_n} \cdot t, \quad (1.3.10)$$

где t — текущее время ($t_0 \leq t \leq t_0 + \tau_n$); τ_n — длительность импульса; ω_d — девиация частоты, то результирующий радиоимпульс (рис. 1.3.5,б) будет называться *линейно-частотно-модулированным*. Спектр линейно-частотно-модулированного радиоимпульса представлен на рис. 1.3.6.

Функции $\omega_0(t)$ вида, отличного от (1.3.10), для внутриимпульсной частотной модуляции в практике авиационных радиосистем встречаются редко.

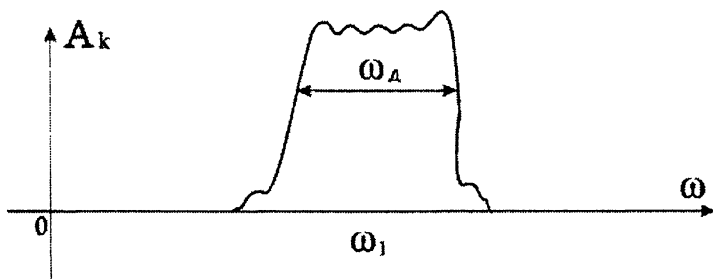


Рис. 1.3.6. Спектр линейно-частотно-модулированного радиоимпульса

Рассмотрим внутриимпульсную фазовую модуляцию.

В общем случае значения фаз внутри радиоимпульса и периодичность их изменения могут быть достаточно произвольными, однако на практике (по причине сравнительной простоты технической реализации) наиболее часто встречается следующая ситуация.

Весь радиоимпульс длительности $\tau_{\text{И}}$ разбивается на целое число смежных дискретов равной длительности ($\tau_{\text{Д}}$). Частоты базовых функций (1.1.1) во всех дискретах одинаковы и равны ω_0 . Изменяются (в соответствии с модулирующей функцией) лишь значения начальных фаз φ_0 частоты ω_0 — от одного дискрета к другому.

В большинстве случаев начальные фазы φ_0 принимают только два значения: 0° и 180° (с технической точки зрения этот вариант наиболее легко реализуем) — тогда такой радиосигнал называется фазо-манипулированным (по аналогии с ранней телеграфией, когда оператор, передавая сообщение по линии связи, выстукивал ручным ключом лишь два символа — точку или тире) либо фазо-кодо-манипулированным (если последовательность 0° и 180° задается специальным кодовым словом). Пример такого радиосигнала изображен на рис. 1.3.7,а.

Чтобы упростить графическое изображение фазо-манипулированного радиосигнала обычно используют символическое представление этого сигнала, а именно: значение $\varphi_0 = 0^\circ$ условно заменяют на «+», а значение $\varphi_0 = 180^\circ$ — на «-». Символическая запись фазо-манипулированного радиосигнала, представленного на рис. 1.3.7,а, показана на рис. 1.3.7,б.

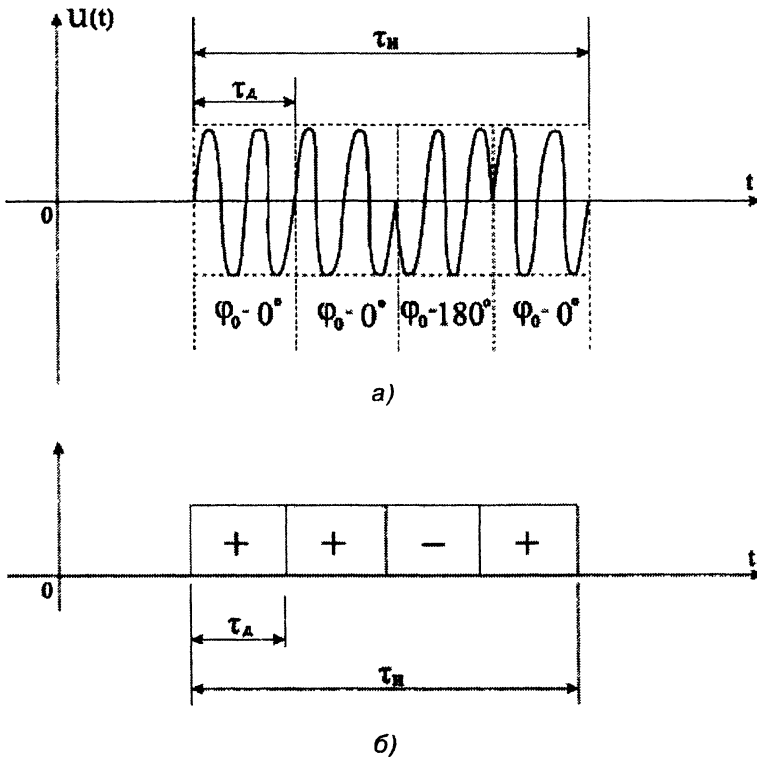


Рис. 1.3.7. Фазо-манипулированный радиоимпульс (а) и его символическое представление (б)

Глава 2

РАДИОСИСТЕМЫ СВЯЗИ

2.1. СТРУКТУРА РАДИОСИСТЕМЫ СВЯЗИ

Радиосистемой связи называется совокупность радиотехнических и радиоэлектронных устройств, обеспечивающих дистанционную передачу и прием информации с помощью электромагнитных волн.

Первая в мире передача радиотелеграфного сообщения с борта летательного аппарата (из гондолы воздушного шара) на землю (приемник располагался на поле воздухоплавательного парка в Санкт-Петербурге) была осуществлена А. С. Поповым совместно с его сотрудниками П. Н. Рыбкиным и Д. С. Троицким в июле 1899 г.

В настоящее время радиосистемы связи, используемые в современной авиации, являются одной из важнейших частей информационного комплекса, который предназначен для оперативного ситуационного управления (рис. 2.1.1).

При этом ситуации, подлежащие управлению, могут быть достаточно разнообразными — к их числу, например, относятся:

- ⇒ *траекторная коррекция полета одиночного самолета* (особую актуальность данная ситуация приобретает в сложных метеоусловиях или при отсутствии однозначно идентифицируемых ориентиров);
- ⇒ *полетный контроль группы самолетов* (один из вариантов ситуации: передача информации от одного самолета к другому при различных расстояниях между ними).

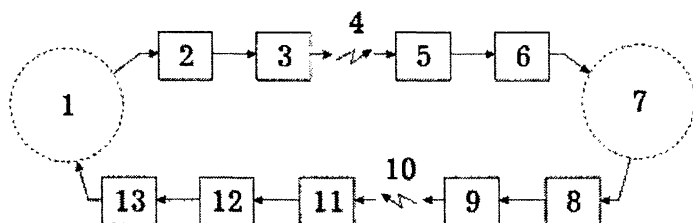


Рис. 2.1.1. Структурная схема функционирования информационного комплекса, в составе которого находится радиосистема связи:

1 — внешняя ситуация; 2, 8 — формирователи информационных сигналов; 3, 9 — каналы формирования и излучения радиосигналов; 4, 10 — среды распространения радиосигналов; 5, 11 — каналы приема и обработки радиосигналов; 6, 12 — преобразователи радиосигналов в информационные сигналы; 7, 13 — получатели информационного сигнала (7 — объект, принимающий решение, 13 — исполнительный объект)

Отметим, что управление различными ситуациями может осуществляться с помощью как наземных, так и бортовых узлов радиосистемы связи. Например, траекторная коррекция полета одиночного самолета зачастую выполняется не только по радиокомандам с земли, но и по результатам радионаблюдения с борта данного самолета.

Работа информационного комплекса протекает следующим образом.

После проведения анализа внешней ситуации создается первичный информационный сигнал — таким сигналом может стать, например, речевое сообщение летчика или последовательность кодов, выработанная бортовой электронной цифровой вычислительной машиной (ЭЦВМ).

Данный информационный сигнал преобразуется в первичный радиосигнал, который (в виде электромагнитной волны) излучается в пространство.

Принятый из пространства первичный радиосигнал обрабатывается с целью выделения из него первичного информационного сигнала.

Выделенный первичный информационный сигнал поступает к его получателю (в качестве получателя может выступать, к примеру, центр управления полетами или одна из аэродромных служб).

После принятия решения по сложившейся внешней ситуации вырабатывается новый (вторичный) информационный сигнал (таковым может стать, скажем, команда на изменение курса самолета или распоряжение на применение бортового оружия).

Этот вторичный информационный сигнал переводится в соответствующий вторичный радиосигнал, который излучается в пространство.

Полученный из пространства вторичный радиосигнал подвергается ряду преобразований, в результате которых выделяется вторичный информационный сигнал.

Наконец, включается в действие исполнительный объект (им может быть, в частности, система рулевого управления или система пуска бортовых ракет).

В итоге по результатам действия исполнительного объекта происходит изменение внешней ситуации (самолет ложится на правильный курс или вражеский объект оказывается уничтоженным).

Так осуществляется ситуационное управление с помощью информационного комплекса. При этом, *задачами, выполняемыми конкретно радиосистемой связи, оказываются следующие:*

- ⇒ преобразование первичного информационного сигнала в первичный радиосигнал;
- ⇒ излучение первичного радиосигнала в пространство;
- ⇒ прием первичного радиосигнала из пространства;
- ⇒ преобразование первичного радиосигнала в первичный информационный сигнал;
- ⇒ преобразование вторичного информационного сигнала во вторичный радиосигнал;
- ⇒ излучение вторичного радиосигнала в пространство;
- ⇒ прием вторичного радиосигнала из пространства;
- ⇒ преобразование вторичного радиосигнала во вторичный информационный сигнал.

Легко видеть, что функции, выполняемые радиосистемой связи по пересылке первого информационного сигнала от формирователя этого сигнала к его получателю и по пересылке второго информационного сигнала от его формирователя к исполнительному объекту, оказываются практически одинаковыми и, следовательно, могут быть реализованы с помощью аналогичных узлов и устройств.

Иными словами, радиосистема связи структурно может быть представлена в виде двух параллельных радиосистем передачи информации, работающих во взаимно-встречных направлениях.

Что касается основного классификационного признака, согласно которому происходит разделение авиационных радиосистем связи, то таким признаком является дальность действия указанных радиосистем. В соответствии с этим признаком все отмеченные радиосистемы делятся на радиосистемы ближней связи и радиосистемы дальней связи.

Радиосистемы ближней связи

Радиосистемами ближней связи называются радиосистемы связи, осуществляющие дистанционный радиоконтакт на расстояниях меньших чем дальность прямой видимости $R_{ПВ}$ (рис. 2.1.2).

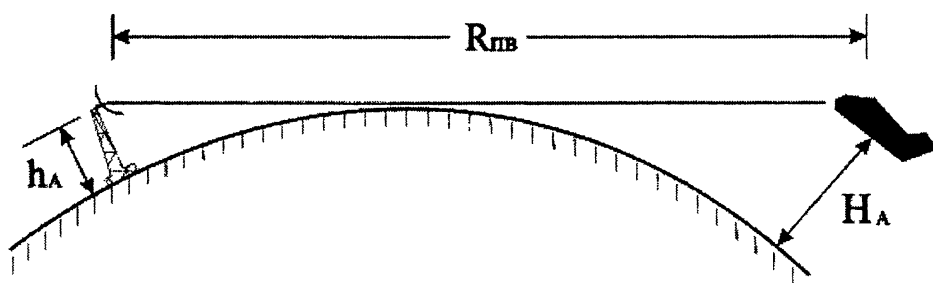


Рис. 2.1.2. К понятию дальности прямой видимости $R_{ПВ}$

Вычисление дальности прямой видимости $R_{ПВ}$ может быть произведено по следующей расчетной формуле:

$$R_{ПВ} = 4,12 \left(\sqrt{h_A} + \sqrt{H_A} \right), \quad (2.1.1)$$

где высоты подъема антенн над землей h_A и H_A задаются в метрах; тогда значение $R_{ПВ}$ получается в километрах. В том случае, когда $h_A \ll H_A$, выражение (2.1.1) принимает вид:

$$R_{ПВ} \approx 4,12 \sqrt{H_A}, \quad (2.1.2)$$

и для, например, $H_A = 10000$ м величина $R_{ПВ}$ будет составлять 412 км. На практике дальность действия радиосистем ближней связи не превышает 500 км.

Поскольку радиоконтакт экипажа самолета с аэродромными, командно-диспетчерскими пунктами, а также с экипажами других самолетов осуществляется «прямым лучом», то работа радиосистем ближней связи происходит в ультракоротковолновом диапазоне, а именно — на частотах $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ от 30 до 400 МГц.

Из этого диапазона наиболее часто используются два поддиапазона: 118...136 МГц и 225...400 МГц. Выбор этих частот обуславливает высокую стабильность ближней связи — такая связь является устойчивой независимо от времени суток и состояния ионосферы. При этом диапазон 118...136 МГц обычно используется в системах управления воздушным движением (в зонах интенсивного полета самолетов гражданской авиации) и для радиосвязи между самолетами стратегической и военно-транспортной авиации. В частности, в системах управления воздушным движением для быстрой, бесперисовой настройки на радиосистему связи нужного самолета или вертолета, весь диапазон частот разделен на радиока-

налы, каждый из которых имеет свою фиксированную центральную частоту, а интервал между этими частотами составляет 25 кГц.

Каждому диспетчеру в секторе его ответственности выделяется свой радиоканал, в результате чего радиосвязь «наземный пункт—летательный аппарат» оказывается практически мгновенной.

Особое место занимает радиообласть вокруг международной аварийной частоты 121,5 МГц — диспетчер может осуществлять радиосвязь одновременно на рабочей и аварийной частотах.

Что касается диапазонов 225...400 МГц, то он применяется в радиосистемах связи, осуществляющих как обмен информацией между самолетами и вертолетами тактической авиации, так и выполняющих радиокontakt (через ионосферные слои) между самолетами стратегической авиации и связными спутниками.

В связи с высокой насыщенностью воздушного пространства летательными аппаратами и многоаспектностью выполняемых функций, радиосистемы ближней связи обычно имеют достаточно большое количество самостоятельных частотных каналов (например, дециметровая радиосистема ближней связи, работающая в диапазоне 225...339,975 МГц, обладает 7000 частотными каналами, следующими через 25 кГц, причем 20 каналов используют предварительную настройку, а один из каналов, в диапазоне 242 МГц, является дежурным) и обладают возможностью переходить во время сеанса связи с одного канала на другой.

Что касается мощностей радиосигналов, излучаемых самолетными антеннами радиосистем ближней связи, то они сравнительно невелики — порядка 5...30 Вт. При этом чувствительность (минимальное напряжение или минимальная мощность сигнала на входе приемника, при котором на выходе приемника обеспечиваются приемлемые показатели качества) приемного устройства составляет единицы микровольт, а потребляемая мощность колеблется от 50 до 300 Вт. Масса приемо-передающего устройства радиосистемы ближней связи — от 3 кг (полностью твердотельная, выполненная на интегральных схемах) до 10 кг (транзисторный вариант), а объем — от 5 до 10 дм³ (размеры одного из образцов — 12,7×12,7×19,3 см). Размещаются на приборной доске кабины летчика, обладают достаточно высокой надежностью (среднее время наработки на отказ составляет более 1000 ч).

Радиосистемы дальней связи

Радиосистемы дальней связи осуществляют радиосвязь на расстояниях, больших чем дальность прямой видимости. Это означает, что данные радиосистемы могут выполнять дистанционный радиокontakt далеко за пределами радиогоризонта (на расстояниях в сотни и тысячи километров).

Радиосистемы дальней связи устанавливаются на самолетах, осуществляющих дальние рейсы (бомбардировщики, десантные, грузовые, пассажирские самолеты) и предназначены для обеспечения радиосвязи экипажей самолетов с центрами управления полетами и аэродромами взлета и посадки. В связи с этим для функционирования радиосистем дальней связи отведены средневолновый (длины волн — от 100 м до 1 км) и коротковолновый (длины волн — 10 м до 100 м)

диапазоны, т. е. интервал частот $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ от 2 до 30 МГц. Обеспечение повышенной дальности действия достигается в данном случае как за счет явления многократного переотражения средних и коротких радиоволн между слоями ионосферы (на высотах 100...150 км) и земной поверхностью, так и путем применения ретрансляторов (промежуточных радиоустройств, которые располагаются, в основном, на земле, а в ряде случаев — и на борту летательных аппаратов).

Факт использования ионосферы для осуществления дальней связи приводит к необходимости перестройки рабочих длин волн в течение суток, поскольку в разные часы состояние ионосферы, связанное с солнечной активностью, меняется. Так, в ночное время дальняя связь обычно осуществляется на радиоволнах с длинами 35...120 м; при восходе или закате солнца — на радиоволнах с длинами 25...35 м; в дневные часы применяют радиоволны с длинами короче 25 м. Кроме того, рабочие длины волн изменяются в связи с той или иной широтностью точки приема — скажем, в северных полярных широтах, где радиосвязь на коротких волнах неустойчива, обычно используют участок средневолнового диапазона (длины волн от 200 до 300 м).

Другой особенностью работы радиосистем дальней связи является наличие большого количества (до трехсот тысяч при разносе центральных частот 100 Гц) предварительно настроенных и независимых друг от друга частотных каналов. Это позволяет, используя определенный канал, отстроиться от приема радиосигналов, принадлежащих другим радиосистемам.

Значительные дальности и явление переотражений приводят к ослаблению принимаемых радиосигналов, а следовательно, требуют повышения, по сравнению с радиосистемами ближней связи, энергетических показателей (мощность излучения самолетных передатчиков радиосистем дальней связи составляет 100...400 Вт, а мощность излучения наземных передатчиков варьируется в пределах 300...1000 Вт; мощность же, потребляемая бортовыми радиосистемами от бортовых источников питания, изменяется в разных аппаратных модификациях от 0,6 до 10 кВт). Чувствительность бортового приемного устройства лежит в диапазоне от 1 до 5 мкВ, массо-габаритные характеристики приемо-передающего узла следующие: масса — от 13 до 35 кг, объем — от 14 до 56 дм³.

Что касается ретрансляторов (рис. 2.1.3), то каждый из них выполняет приемо-передающую функцию, а именно, получив пришедший с одного направления радиосигнал, они пересылают его в другом направлении. При этом параметры радиосигнала, излученного ретранслятором, могут отличаться от параметров принятого им сигнала, но информация, содержащаяся в этих радиосигналах (например, сообщения о количестве и типах самолетов, находящихся в заданном районе), должна оставаться неискаженной. Требование информационной неискаженности является чрезвычайно важным условием функционирования ретрансляторов.

Таковы краткие описания особенностей радиосистем ближней и дальней связи.

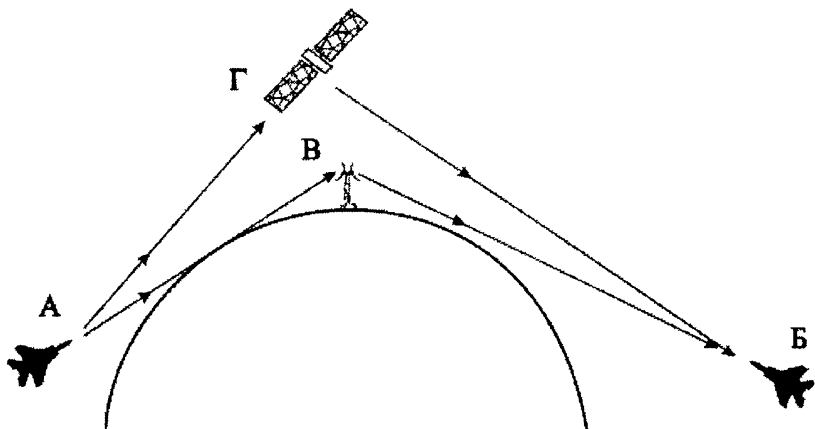


Рис. 2.1.3. Варианты дальней радиосвязи между самолетами А и Б через наземный В и воздушный Г ретрансляторы

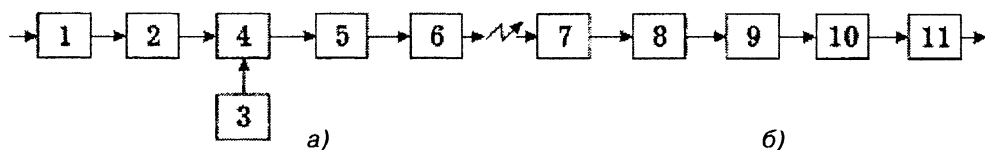


Рис. 2.1.4. Упрощенное структурное построение радиосистемы передачи информации: а — структура радиопередающего устройства; б — структура радиоприемного устройства; 1 — микрофон (или ларингофон); 2, 10 — усилители низкой частоты; 3 — гетеродин (высокочастотный генератор); 4 — модулятор; 5, 8 — усилители высокой частоты; 6 — передающая антенна; 7 — приемная антенна; 9 — детектор (демодулятор); 11 — динамик (громкоговоритель)

Ранее отмечалось, что структурное построение радиосистемы связи сводится, по существу, к наличию двух параллельных радиосистем передачи информации, работающих во взаимно-встречных направлениях. Поэтому для уяснения радиотехнической специфики функционирования радиосистемы связи достаточно рассмотреть работу лишь радиосистемы передачи информации.

Базовая структура, поясняющая принцип функционирования радиосистемы передачи информации, представлена на рис. 2.1.4. Являясь достаточно упрощенной, она, тем не менее, отражает все основные радиотехнические процессы, происходящие как в передающей, так и в приемной частях радиосистемы передачи информации.

2.2. ПОСТРОЕНИЕ РАДИОПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

Упрощенная структурная схема радиопередающего устройства для радиосистемы передачи информации приведена на рис. 2.1.4, а), а эпюры, поясняющие работу этой схемы, — на рис. 2.2.1.

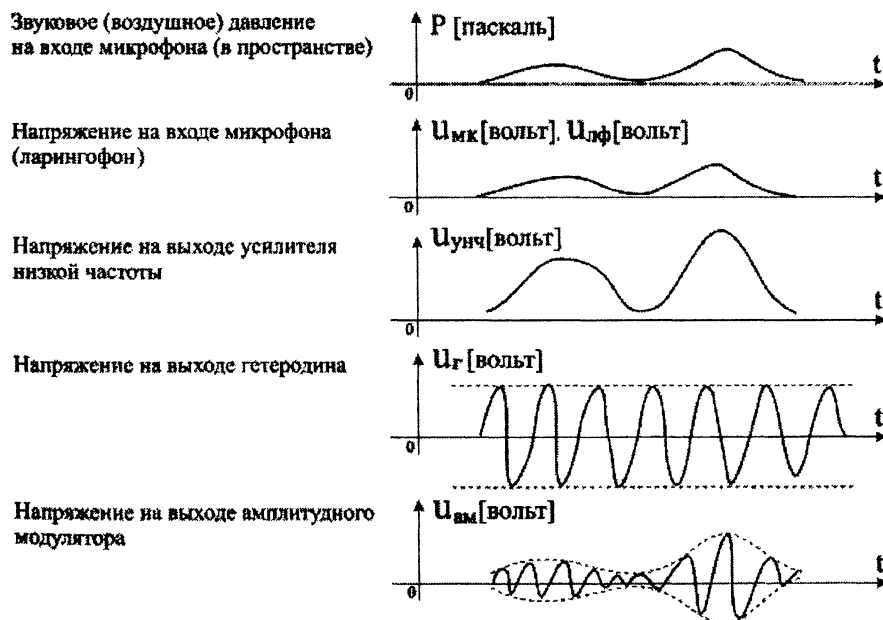


Рис. 2.2.1. Эпюры различных физических величин в разных точках радиопередающего устройства

Общий принцип работы радиопередающего устройства заключается в следующем. Пусть, например, визуально оценив сложившуюся воздушную ситуацию, летчик решает передать сообщение о ней наземной диспетчерской службе. Свое сообщение он произносит в микрофон (или ларингофон). Процесс произнесения сообщения приводит к тому, что между ртом летчика и микрофоном возникает информационный сигнал — звуковые волны (сжатие и разрежение воздуха). Давление этих звуковых волн на микрофонную мембрану приводит к тому, что на выходе микрофона возникает сравнительно слабое электрическое напряжение, форма которого в точности повторяет форму информационного сигнала. Далее это напряжение усиливается в усилителе низкой частоты.

Однако напряжение с выхода усилителя низкой частоты обычно не подается на передающую антенну для излучения в пространство. Дело в том, что диапазон частот человеческой речи составляет интервал от 20 Гц до 20 кГц, что соответствует длинам волн от 15 до 15000 км. Между тем, чтобы эффективно излучать радиосигналы с такими длинами волн, требуются антенны весьма больших габаритов. Такой вывод следует из элементарного анализа следующей формулы:

$$P_{\text{изл}} = K \left(\frac{h_A}{\lambda_0} \right)^2, \quad (2.2.1)$$

где $P_{\text{изл}}$ — мощность, излучаемая реальной антенной; h_A — действующая высота (размер эквивалентной антенны, имеющей равномерное распределение тока по ее длине) реальной антенны; λ_0 — длина волны излучаемого радиосигнала

$\left(\lambda_0 = \frac{c}{f_0} = 2\pi \cdot \frac{c}{\omega_0} \right)$; K — постоянный коэффициент.

Подставив в выражение (2.2.1) указанные выше величины длин волн, становится очевидным, что для получения приемлемой $P_{\text{изл}}$ низкочастотного сигнала соответствующая антенна должна иметь такую гигантскую h_A , что установка подобной антенны на самолете оказывается невозможной. Приемлемое техническое решение возникает лишь на пути снижения длин волн излучаемых колебаний. Это означает, что самолетная антенна обязана излучать в пространство только высокочастотный радиосигнал, а низкочастотный информационный сигнал должен быть закодирован в параметре (например, в амплитуде) излучаемого высокочастотного радиосигнала. Иными словами, в радиопередающем устройстве должна быть предусмотрена возможность осуществления модуляции высокочастотного колебания (в нашем случае — амплитудной, как наиболее просто реализуемой технически).

Требуемое высокочастотное электрическое колебание создается маломощным местным генератором — гетеродином. Гетеродин работает, как правило, в непрерывном режиме — начиная с подачи напряжения питания на его каскады. Вырабатываемое гетеродином высокочастотное колебание, имеющее постоянные амплитуду и частоту, далее подвергается модуляции. Узел, в котором производится модуляция (у нас — амплитудная), называется модулятором. Затем, промодулированное высокочастотное колебание усиливается в усилителе высокой частоты, после чего поступает на передающую антенну.

Отметим, что передающая антенна должна излучать в пространство высокочастотный радиосигнал в виде высокочастотного электромагнитного поля, тогда как на вход этой антенны подается высокочастотный радиосигнал в виде переменного электрического напряжения. Следовательно, передающая антенна, помимо функции излучения, должна еще выполнять и функцию преобразования электрического радиосигнала в электромагнитный (полевой) радиосигнал.

В результате выполнения перечисленных операций в пространстве, окружающем самолет, начинает распространяться электромагнитный радиосигнал, содержащий в себе произнесенное летчиком информационное сообщение для наземной диспетчерской службы.

Рассмотрим, с помощью каких радиотехнических средств реализуются те или иные операции, осуществляемые в рассматриваемом радиопередающем устройстве.

Микрофон (ларингофон)

Микрофон используется для преобразования звукового (информационного) сигнала, представляющего собой последовательность сжатий и разрежений воздуха, в адекватное по форме электрическое напряжение. Иными словами, если размерность входного микрофонного сигнала — паскали, то размерность выходного микрофонного сигнала — вольты.

На рис. 2.2.2,а представлено упрощенное построение электромагнитного микрофона с дифференциальной магнитной системой. Данный микрофон является направленным и используется при работе в помещениях с повышенным уровнем шума (например, в кабине пилота).

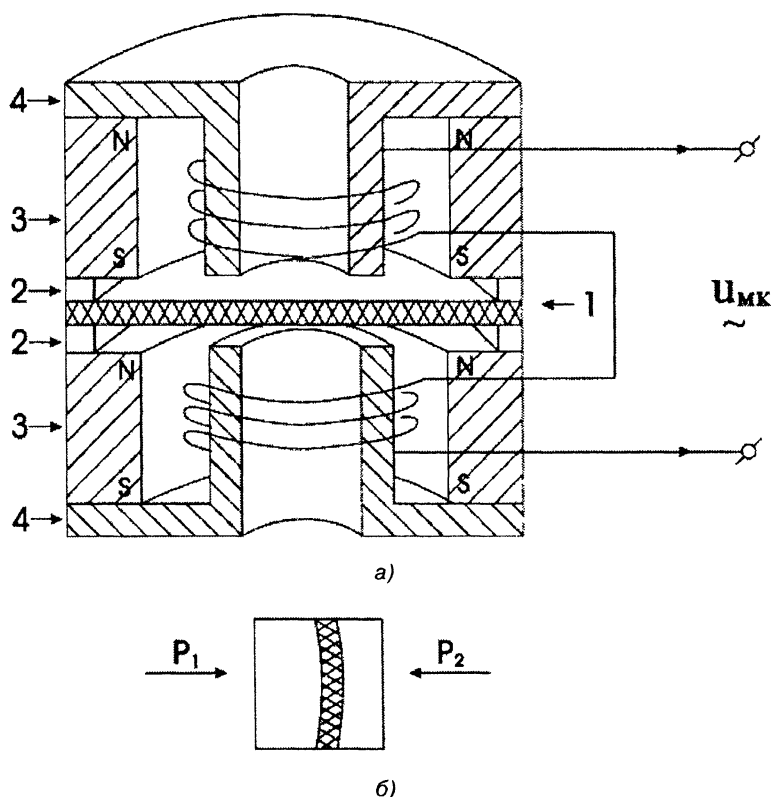


Рис. 2.2.2. Упрощенное изображение устройства электромагнитного микрофона и принципа его работы:

а — функциональные узлы микрофона; б — картина давлений на мембрану, колебание мембраны от разности звуковых давлений P_1 и P_2 (на рис. $P_1 > P_2$); 1 — мембрана; 2 — разделительные прокладки; 3 — кольцевые постоянные магниты; 4 — полюсные наконечники

Принцип его работы основан на преобразовании разности звуковых давлений $\Delta P = P_1 - P_2$ с обеих сторон мембраны (рис. 2.2.2,б) в электрическое напряжение $U_{\text{МК}}$. Когда давления на мембрану с обеих сторон одинаковы (фоновый шум из-за переотражений от находящихся в кабине предметов является практически ненаправленным), электрическое напряжение $U_{\text{МК}}$ на выходе отсутствует. Если же разность давлений ΔP оказывается отличной от нуля (речевой сигнал пилота создает давление P_1 с одной стороны мембраны; $P_1 > P_2$), то вследствие соответствующего прогиба мембраны происходит изменение магнитного сопротивления, что приводит к изменению магнитного потока. Под влиянием этого изменения в обмотке, находящейся в магнитном поле, наводится электродвижущая сила. При этом создаваемая движущая сила в каждой из двух микрофонных обмоток будет иметь одну и ту же величину, но обладать различной полярностью. Поскольку обмотки намотаны в противоположных направлениях и соединены последовательно, их электродвижущие силы будут складываться. Несмотря на это, выходное электрическое напряжение $U_{\text{МК}}$ оказывается сравнительно малой величины, и для повышения уровня этого напряжения на выходе такого микрофона обычно ставится усилитель низкой частоты.

Что касается ларингофона, то он относится к классу электроакустических преобразователей, в которых звуковой (информационный) сигнал, преобразуемый в электрическое напряжение, создается колебаниями не воздуха, а гортани летчика, произносящего текст того или иного сообщения.

Схематическое устройство ларингофона приведено на рис. 2.2.3.

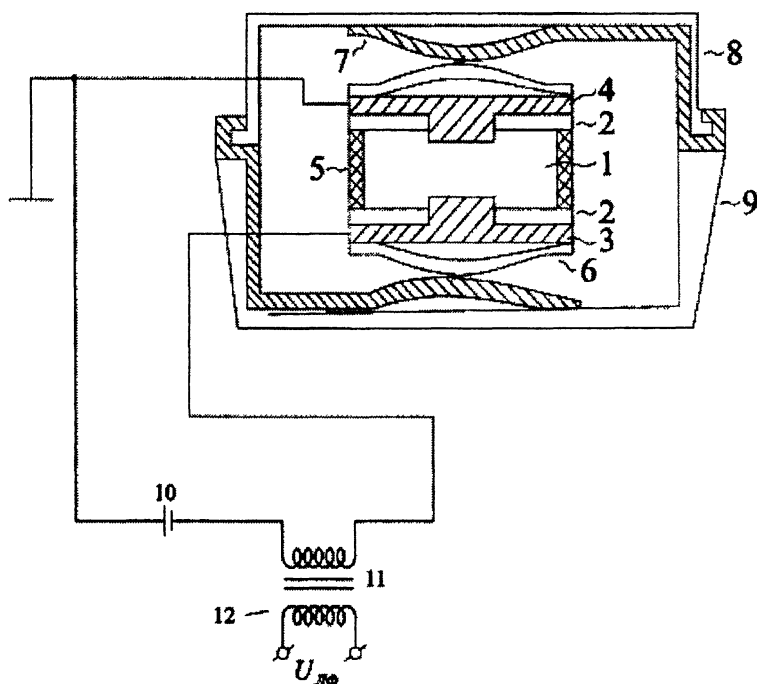


Рис. 2.2.3. Схематическое изображение ларингофона:

1 — угольный порошок; 2 — прокладки; 3 — мембрана с подвижным электродом; 4 — заземленный (по постоянному току) электрод; 5 — корпус капсулы; 6 — контактная крышка капсулы; 7 — контактная пружина; 8 — крышка; 9 — корпус; 10 — источник постоянного напряжения; 11 — трансформатор; 12 — вторичная обмотка трансформатора

Принцип его работы заключается в изменении электрического сопротивления угольного порошка, включенного (посредством двух электродов, подвижного и неподвижного) в электрическую цепь, под воздействием скорости колебаний тканей гортани. Изменение данного сопротивления приводит к тому, что ток в электрической цепи, созданный источником постоянного напряжения, будет пульсировать по величине синхронно с этим сопротивлением.

Ларингофонная пара надевается на шею летчика и с помощью эластичного крепления фиксируется по обеим сторонам его гортани. При произнесении речевого сообщения колебания гортани, соответствующие звуковому сигналу, будут передаваться ларингофону, а более конкретно — поступать на мембрану. Поскольку мембрана и соединенный с ней подвижный электрод обладают определенной инерционностью, то давление между зернами угольного порошка (а следовательно, и электрическое сопротивление порошка) будет изменяться в такт с колебаниями гортани. Это приведет к аналогичному изменению тока в цепи и, в итоге, к адекватным вариациям выходного напряжения $U_{\text{ЛФ}}$ (на вторичной обмотке трансформатора).

Ларингофоны практически не реагируют на окружающие шумы (могут работать при уровне окружающих шумов до 120 дБ) и потому широко распространены в радиосистемах самолетной связи.

К недостаткам ларингофонов могут быть отнесены:

- ⇒ достаточно высокий уровень собственных шумов;
- ⇒ сравнительно небольшой диапазон рабочих частот (от 300 до 3000 Гц; слабое восприятие ларингофоном повышенных частот объясняется снижением скорости колебаний тканей гортани на этих частотах);
- ⇒ большой коэффициент нелинейных искажений (около 15%). Иногда ларингофоны заменяются другими электроакустическими преобразователями, которые имеют более высокую стоимость, но обладают улучшенными характеристиками.

Усилитель низкой частоты

Усилителем низкой частоты называется радиоэлектронное устройство, работающее в диапазоне частот до 100 кГц и осуществляющее увеличение амплитуды $U_{\text{м УНЧ}}$ выходного сигнала $U_{\text{УНЧ}}$ по сравнению с амплитудой $U_{\text{м ВХ}}$ входного сигнала $U_{\text{ВХ}}$, причем в нашем случае $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{МК}}$ или $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ЛФ}}$.

Одним из основных показателей работы любого усилителя является его коэффициент усиления $K_{\text{УС}}(\omega)$. Если этот усилитель обладает частотной характеристикой $K_{\text{УС}}(j\omega) = |K_{\text{УС}}(j\omega)|e^{j \arg K_{\text{УС}}(j\omega)} = K_{\text{УС}}(\omega)e^{j \varphi_{\text{УС}}(\omega)}$, где $|K_{\text{УС}}(j\omega)| = K_{\text{УС}}(\omega)$ есть амплитудно-частотная характеристика (модуль частотной характеристики) данного усилителя, а $\arg K_{\text{УС}}(j\omega) = \varphi_{\text{УС}}(\omega)$ — фазо-частотная характеристика (аргумент частотной характеристики) того же усилителя, то коэффициентом усиления $K_{\text{УС}}(\omega)$ этого усилителя на определенной частоте ω называется величина

$$K_{\text{УС}}(\omega) = \frac{U_{\text{м Вых}}(\omega)}{U_{\text{м ВХ}}(\omega)}, \quad (2.2.2)$$

рассматриваемая в установившемся режиме.

Обратимся к рассмотрению усилителя низкой частоты.

Принципиальная схема одного из возможных вариантов транзисторной реализации усилителя низкой частоты (а именно усилителя с общим эмиттером) представлена на рис. 2.2.4. Коэффициент усиления в таких схемах может достигать нескольких сотен.

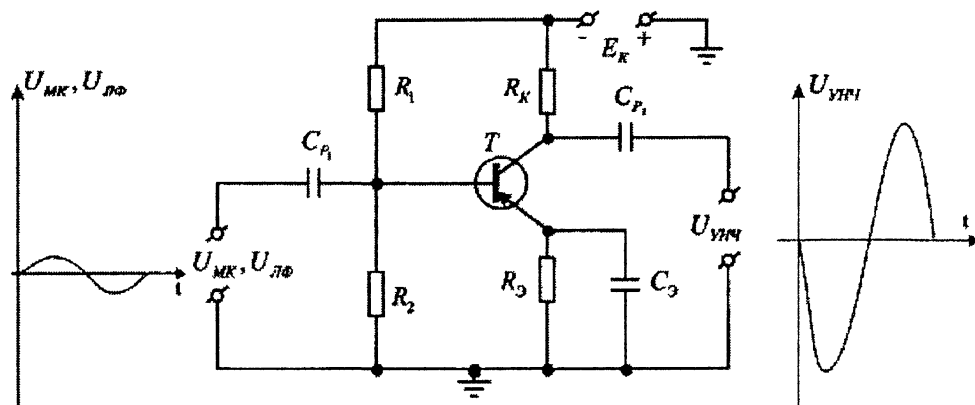


Рис. 2.2.4. Принципиальная схема одного из возможных вариантов усилителя низкой частоты, выполненного на транзисторе

Рассмотрим назначение различных элементов данной схемы.

Первый разделительный конденсатор C_{P1} предназначен для того, чтобы постоянные токи и напряжения, имеющиеся в предшествующем каскаде, не попали в данный усилитель и не нарушили бы его работу.

Резисторы R_1 и R_2 образуют делитель напряжения. Этот делитель выполняет две основные функции:

1) задает в режиме покоя небольшое (порядка 0,05...1 В) отрицательное (поскольку в схеме использован транзистор T типа $p-n-p$) напряжение смещения на базу транзистора (это напряжение выводит рабочую точку данного каскада на линейный участок коллекторной характеристики транзистора, где нелинейные искажения усиленного сигнала оказываются минимальными);

2) выполняет частичную термокомпенсацию режима работы транзистора (с повышением температуры окружающей среды в транзисторе сильно изменяются постоянные составляющие токов и напряжений, и если не использовать термокомпенсирующие цепи, рабочая точка может сместиться за пределы линейного участка характеристики транзистора, что приведет к нелинейным искажениям выходного сигнала и к переменному во времени изменению коэффициента усиления каскада).

Эмиттерные резистор $R_э$ и конденсатор $C_э$ предназначены для обеспечения обратной связи, стабилизирующей положение рабочей точки на линейном участке транзисторной характеристики. Резистор $R_э$ осуществляет глубокую термостабилизирующую (в дополнение к резисторам R_1 и R_2) обратную связь по постоянной составляющей эмиттерного тока, в результате чего постоянное напряжение база—эмиттер остается в режиме покоя практически неизменным. Конденсатор $C_э$, обладающий большой емкостью, устраняет обратную связь по переменной составляющей эмиттерного тока (в режиме наличия входного сигнала $U_{вх}$).

Транзистор T является электронным прибором, в котором (при расположении рабочей точки на линейном участке характеристики) небольшое изменение тока базы приводит к значительным изменениям коллекторного тока. В данном случае использован транзистор типа $p-n-p$. Это означает, что ток в транзисторе обусловлен перемещением так называемых дырок, т. е. положительных зарядов, образовавшихся в результате отрыва электрона (отрицательного заряда) от атома. При этом на место дырки может прийти электрон соседнего атома, связанного с данным атомом валентной связью, и положительный заряд компенсируется (данный

атом становится нейтральным). В результате ушедшего электрона в соседнем атоме образуется дырка. В свою очередь, место этой новой дырки может занять электрон, оторвавшийся от еще одного нейтрального атома. И так далее. Такой процесс может быть интерпретирован как направленное перемещение дырок (дырочный ток), хотя с точки зрения физики дырочное движение есть не что иное, как перемещение электронов. Подвижность дырок значительно ниже, чем подвижность электронов, а перемещение дырок внутри транзистора происходит под действием электрического поля между эмиттером и коллектором, которое создается с помощью напряжения источника питания $-E_k$.

Коллекторный резистор R_k выполняет функцию нагрузки, с которой усиленная переменная составляющая входного сигнала $U_{вх}$ подается на выход усилителя в качестве выходного напряжения $U_{унч}$. Это означает, что переменная составляющая напряжения, снимаемого с R_k , и является выходным напряжением $U_{унч}$.

Второй разделительный конденсатор C_{p2} предназначен для того, чтобы постоянные составляющие токов и напряжений, имеющих в рассматриваемом усилителе, не поступали на вход следующего каскада.

Источник напряжения $-E_k$ питания задает постоянное напряжение, необходимое для функционирования электронного прибора — транзистора T . Полярность напряжения источника питания в данном случае выбрана отрицательной, поскольку используется транзистор типа $p-n-p$.

На рис. 2.2.5 представлены амплитудно-частотная $K_{унч}(\omega)$ и фазо-частотная $\varphi_{унч}(\omega)$ характеристики усилителя низкой частоты. Отметим, что снижение коэффициента усиления $K_{унч}(\omega)$ в области малых (близких к нулю) частот объясняется тем, что часть переменных составляющих входного и выходного напряжений теряется на первом и втором разделительных конденсаторах, а падение $K_{унч}(\omega)$ в районе повышенных частот обусловлено шунтирующим действием паразитных емкостей, всегда существующих между выводами элементов данной схемы.

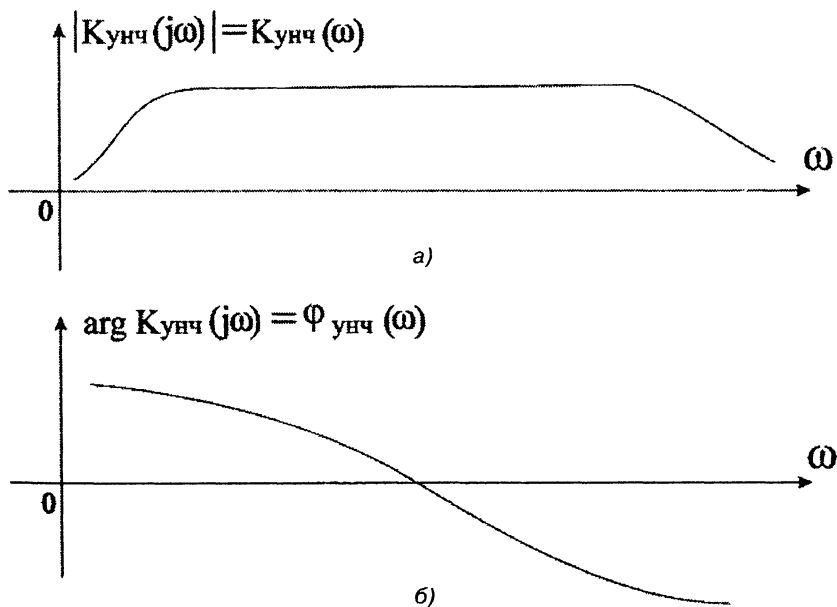


Рис. 2.2.5. Характеристики усилителя низкой частоты:

а — амплитудно-частотная; б — фазочастотная

Гетеродин

Гетеродином называется местный генератор небольшой мощности, вырабатывающий гармоническое колебание высокой частоты.

На рис. 2.2.6 приведена принципиальная схема одного из возможных вариантов гетеродина, выполненного на транзисторе типа *p-n-p*. Данный гетеродин вырабатывает синусоидальное напряжение, частота ω_0 которого определяется параметрами L и C колебательного контура, включенного в коллекторную цепь транзистора:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (2.2.3)$$

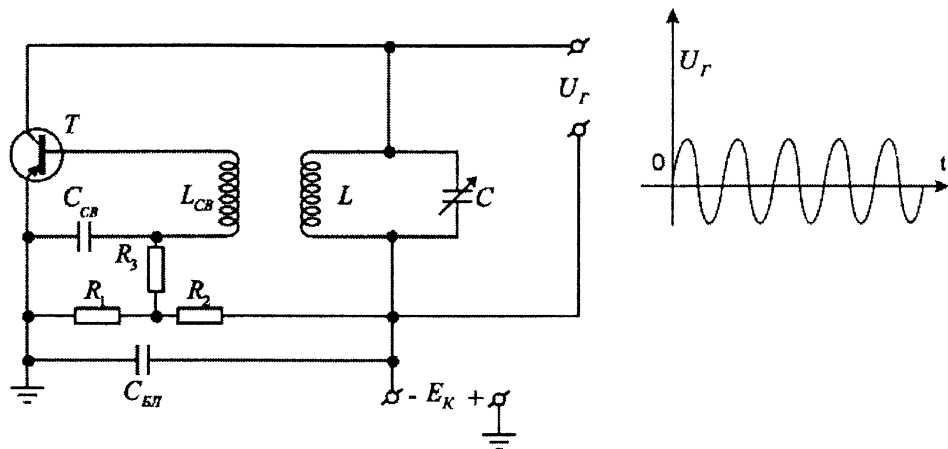


Рис. 2.2.6. Принципиальная схема одного из возможных вариантов гетеродина, выполненного на транзисторе

Рассмотрим принцип действия этой схемы. Ее функционирование начинается с момента включения источника питающего напряжения $-E_k$ в коллекторную цепь, т. е. с момента появления коллекторного тока. Этот ток заряжает конденсатор C колебательного контура, который зарядившись, далее начинает разряжаться на катушку L того же колебательного контура, в результате чего в данном контуре возникает высокочастотное колебание частоты ω_0 .

Чтобы это колебание не стало затухающим, в схеме организована цепь положительной обратной связи, состоящая из катушки $L_{св}$ (ее витки пронизываются переменным магнитным полем, создаваемым катушкой L колебательного контура) и конденсатора $C_{св}$. Когда амплитуда колебаний в контуре из-за потерь на омическом сопротивлении проводов катушки L обнаруживает тенденцию к спадаению, то уменьшающееся магнитное поле катушки L мгновенно воздействует на катушку $L_{св}$, напряжение на которой тотчас же возрастает. Рост напряжения на катушке $L_{св}$, соединенной с базой транзистора T , приводит к увеличению амплитуды переменной составляющей коллекторного тока, и этот ток вносит в колебательный контур энергию, компенсирующую омические потери в контуре. В результате высокочастотные колебания в контуре оказываются незатухающими. Они и являются выходным напряжением U_r гетеродина.

Условия, необходимые для эффективной генерации выходного напряжения U_r , создаются путем правильного выбора режима работы транзистора T . Положение рабочей точки обуславливается заданием как значений R_1 и R_2 в цепи фиксированного (по постоянному току) смещения, так и величин $C_{св}$ и R_3 , обеспечивающих

автоматическое (по переменной составляющей тока) смещение. Конденсатор $C_{БЛ}$ осуществляет защиту гетеродина от паразитных колебаний, имеющих более высокие частоты, чем резонансная частота (2.2.3) колебательного контура — такие колебания могут возникнуть, например, при выходе рабочей точки на нелинейный участок коллекторной характеристики транзистора. Конденсатор C при уходе генерируемой частоты от значения (2.2.3) может быть подстроен, в результате чего генерируемая частота вернется к номинальной величине (2.2.3); цепи подстройки конденсатора C являются автоматическими и на рис. 2.2.6 не показаны.

Модулятор

Модулятором называется электронное устройство, на входы которого подаются модулирующий и модулируемый сигналы, а на выходе формируется сигнал, промодулированный тем или иным способом.

Наиболее просто с технической точки зрения реализуется амплитудная модуляция. Принципиальная схема простейшего амплитудного модулятора, выполненная в транзисторном варианте, показана на рис. 2.2.7.

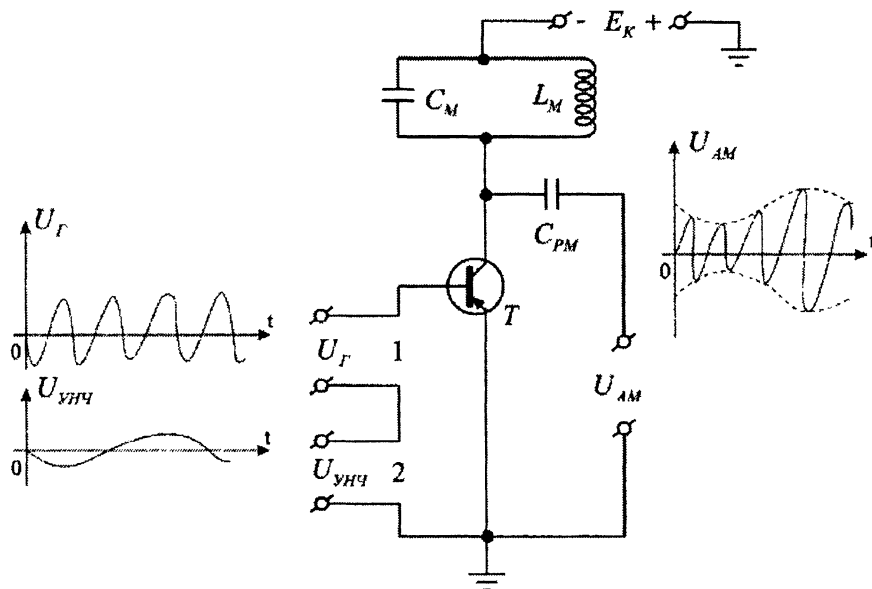


Рис. 2.2.7. Принципиальная схема простейшего транзисторного устройства амплитудной модуляции

Здесь модулируемым сигналом, подаваемым на входы 1 модулятора, является высокочастотная гармоника U_F с выхода гетеродина, а модулирующим сигналом, который поступает на входы 2, является низкочастотное напряжение $U_{УНЧ}$ с выхода усилителя низкой частоты. Колебательный контур $L_M C_M$ имеет резонансную частоту, равную частоте (2.2.3) высокочастотной гармоники, вырабатываемой гетеродином. Конденсатор C_{PM} отделяет амплитудный модулятор от последующих каскадов по постоянному току.

Процесс амплитудной модуляции, с математической точки зрения, представляет собой операцию перемножения двух функций времени. Однако в техническом (электронном) устройстве получить точное линейное перемножение оказы-

вается невозможным, и в большинстве практических схем амплитудных модуляторов прибегают к косвенному перемножению, а именно — сначала выполняют суммирование входных (модулируемого и модулирующего) напряжений, а затем полученную сумму подвергают нелинейному преобразованию (это осуществляется путем выбора рабочей точки на нелинейном участке транзисторной характеристики). В результате нелинейного преобразования формируется напряжение, состоящее из суммы большого числа комбинационных составляющих. Одна из этих составляющих (та, которая пропорциональна произведению модулируемого и модулирующего сигналов) выделяется частотно-избирательной цепью (в ее роли выступает в данном случае колебательный контур $L_M C_M$) модулятора и подается на выход модулятора как требуемое амплитудно-модулированное напряжение $U_{\text{ВЫХ АМ}}$. Что касается частотной модуляции, то она является более помехоустойчивой, чем амплитудная модуляция, но реализуется с помощью технически более сложных устройств.

Принципиальная схема одного из простейших вариантов транзисторной реализации частотного модулятора показана на рис. 2.2.8.

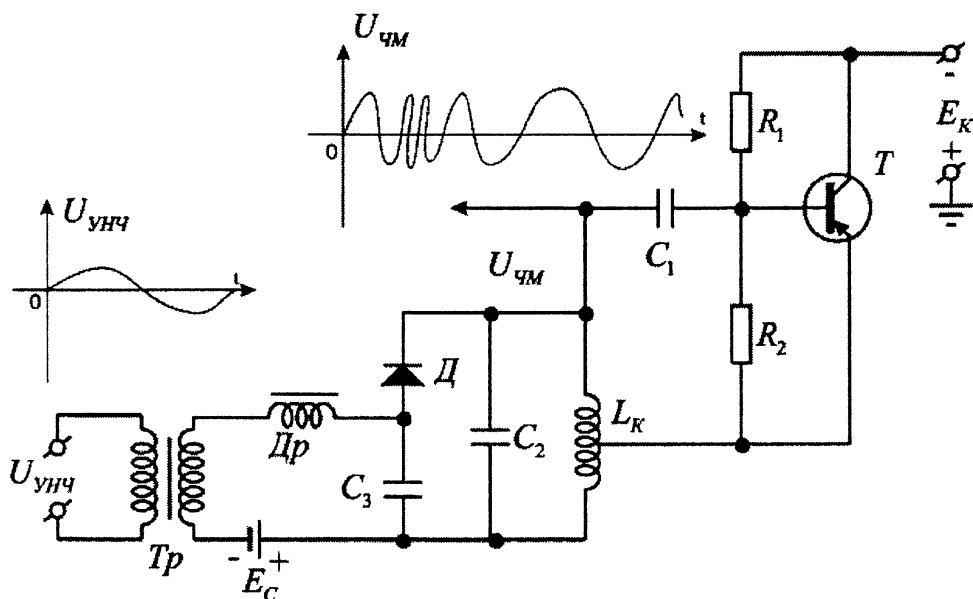


Рис. 2.2.8. Принципиальная схема одного из простейших частотных модуляторов, реализованная в транзисторном варианте

Эта схема фактически представляет собой генератор с кондуктивной обратной связью. Генераторы подобного рода вырабатывают колебания на частотах не выше нескольких десятков мегагерц.

В данном частотном модуляторе частота выходного $U_{\text{ЧМ}}$ напряжения определяется согласно формуле:

$$\omega_{0 \text{ ЧМ}} = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}}, \quad (2.2.4)$$

где L_K — значение индуктивности, входящей в состав колебательного контура, а C_K — величина совокупной емкости, находящейся в составе того же контура

(значение C_K формируется из величин емкостей как конденсаторов C_2 и C_3 , так и диода D). Если в выражении (2.2.4) изменять величину C_K , то значение частоты $\omega_{0\text{ чм}}$ также окажется переменным. Именно этот принцип и положен в основу функционирования данного частотного модулятора. Варьируемым компонентом совокупной емкости C_K является емкость полупроводникового диода D . Поскольку данный диод D включен в обратном направлении, то модулирующее напряжение (этим напряжением является выходной сигнал $U_{\text{нч}}$ усилителя низкой частоты), воздействуя на него в направлении запирающего диодного p - n перехода, будет изменять ширину запирающего слоя диода, а значит и величину емкости C указанного перехода. Следовательно, в составе совокупной емкости C_K окажется составляющая C , управляемая напряжением с выхода усилителя низкой частоты.

Для наиболее эффективного употребления диода D в качестве переменной емкости C , используется источник постоянного напряжения E_C , задающий положение рабочей точки на линейном участке вольт-фарадной характеристики диода D . Конденсатор C_3 установлен для недопущения прохождения постоянного тока от источника E_C в колебательный контур. Дроссель (катушка с сердечником из ферритового материала) Dp защищает обмотки входного трансформатора Tr от воздействия высокочастотных составляющих тока генератора.

Усилитель высокой частоты

Усилителем высокой частоты называется радиоэлектронное устройство, работающее в частотном диапазоне от единиц до сотен мегагерц и предназначенное для повышения амплитуды выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ по сравнению с амплитудой входного напряжения $U_{\text{ВХ}}$; причем в нашем случае $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{АМ}}$ или $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ЧМ}}$, а $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЧ}}$.

Принципиальная схема одного из возможных вариантов построения усилителя высокой частоты на транзисторе приведена на рис. 2.2.9.

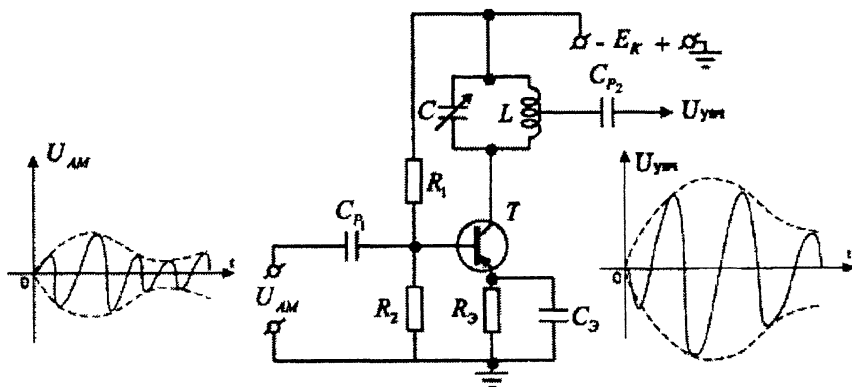


Рис. 2.2.9. Принципиальная схема простейшего транзисторного усилителя высокой частоты

Амплитудно-частотная характеристика $|K_{\text{УВЧ}}(j\omega)| = K_{\text{УВЧ}}(\omega)$ представлена на рис. 2.2.10. Определение амплитудно-частотной характеристики усилителя высокой частоты аналогично определению амплитудно-частотной характеристики усилителя низкой частоты.

Основным частотно-избирательным узлом данного усилителя высокой частоты является колебательный контур, состоящий из катушки с индуктивностью L и конденсатора, обладающего емкостью C .

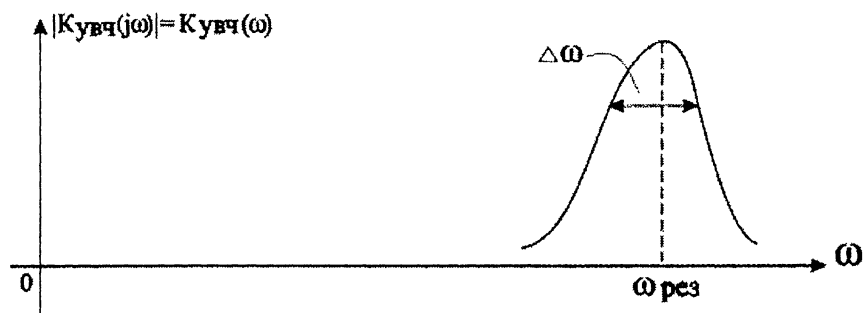


Рис. 2.2.10. Амплитудно-частотная характеристика усилителя высокой частоты

Этот контур включен в коллекторную цепь транзистора T и обладает резонансной частотой $\omega_{рез}$:

$$\omega_{рез} = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (2.2.5)$$

которая равна центральной (равной частоте ω_0 гетеродина — в нашем случае) частоте в спектре высокочастотного напряжения, поступающего на вход усилителя высокой частоты.

Особенностью амплитудно-частотной характеристики $K_{увч}(\omega)$ усилителя высокой частоты является ее согласование со спектром входного сигнала. Это означает, что ширина $\Delta\omega$ данной амплитудно-частотной характеристики, оцениваемая по величине 0,7 от максимального значения рассматриваемой амплитудно-частотной характеристики (интервал $\Delta\omega$ называют полосой пропускания усилителя высокой частоты), не должна быть меньше, чем ширина основного участка спектра входного напряжения. Например, для случая амплитудно-модулированного напряжения (1.3.4) должны выполняться соотношения:

$$\begin{cases} \omega_{рез} = \omega_0 \\ \Delta\omega \geq 2\Omega_M = 4\pi f_M \end{cases} \quad (2.2.6)$$

При этом с целью наименьших искажений спектра выходного напряжения по сравнению со спектром входного напряжения форма амплитудно-частотной характеристики в пределах полосы пропускания $\Delta\omega$ должна быть как можно более равномерной (в идеале — горизонтальной).

Конденсатор C колебательного контура выполнен переменным — это позволяет подстраивать резонансную частоту $\omega_{рез}$ во время испытаний усилителя высокой частоты. Подключение следующего каскада к выходу усилителя высокой частоты обычно (в силу малости входного сопротивления следующего каскада) шунтирует колебательный контур, что приводит к расширению полосы пропускания $\Delta\omega$. Чтобы избежать этого явления, осуществляют так называемое частичное включение катушки L .

Назначение остальных элементов усилителя высокой частоты сходно с назначением аналогичных элементов в усилителе низкой частоты.

Передающая антенна

Краткие сведения о построении и работе передающих антенн изложены в п. 2.4 «Приемо-передающие антенны».

2.3. ПОСТРОЕНИЕ РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА

Упрощенная структурная схема радиоприемного устройства для радиосистемы передачи информации приведена на рис. 2.1.4,б, а эпюры, поясняющие работу этой схемы,— на рис. 2.3.1.

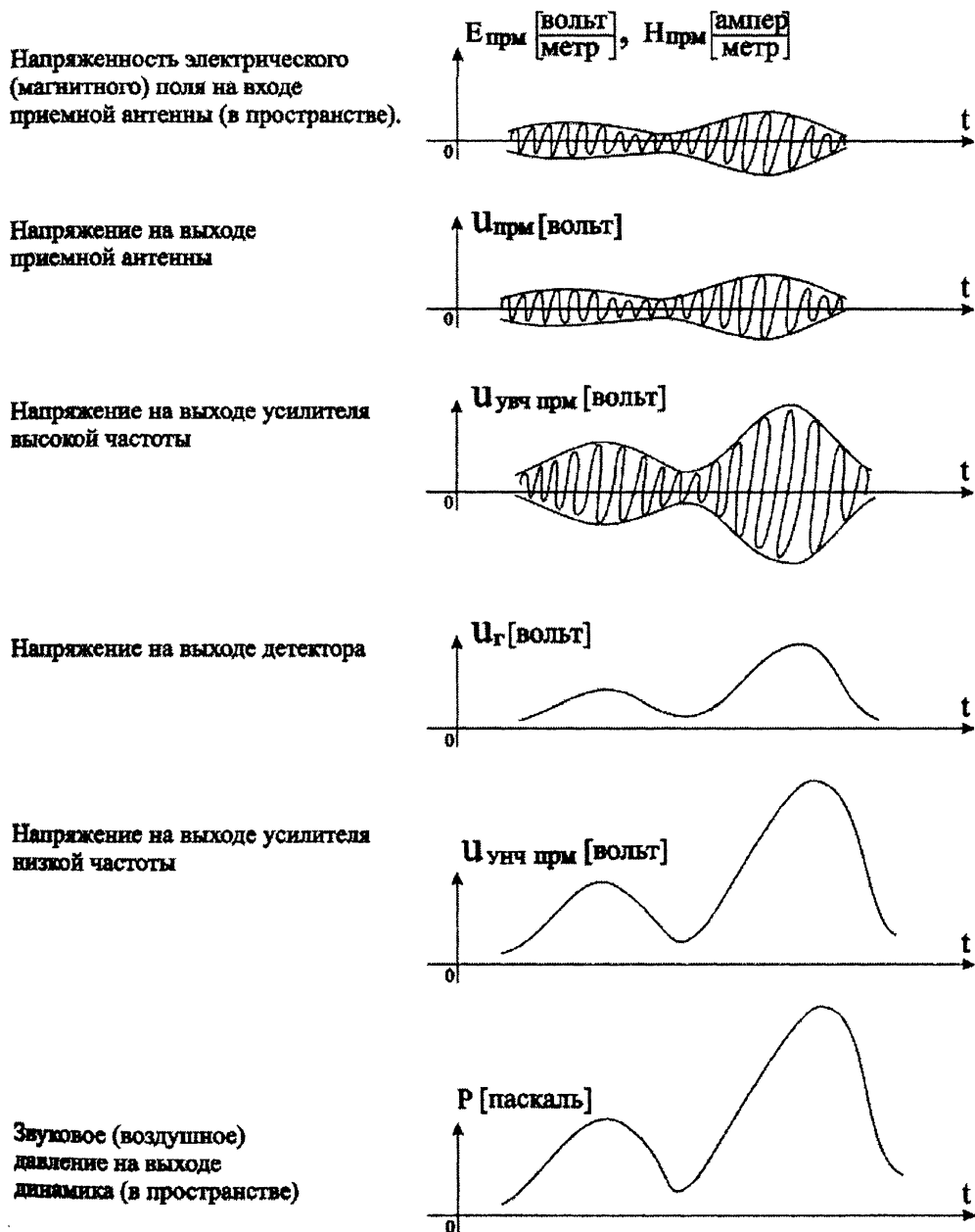


Рис. 2.3.1. Эпюры различных физических величин в разных точках радиоприемного устройства

Общий принцип работы радиоприемного устройства заключается в следующем.

Излученное радиопередающей антенной электромагнитное поле (совокупность электрической E и магнитной H напряженностей как составляющих этого поля), содержащее в себе сообщение летчика (информационный сигнал), но изменяющееся во времени по закону высокочастотного радиосигнала — это поле начинает, удаляясь от радиопередающей антенны, распространяться в пространстве со скоростью V :

$$V = \frac{C}{\sqrt{\epsilon \mu}}, \quad (2.2.7)$$

где C — скорость распространения электромагнитных волн в вакууме ($C = 3 \cdot 10^8$ м/с); ϵ — диэлектрическая проницаемость среды распространения (для вакуума:

$\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi \cdot 10^9}$ Ф/м); μ — магнитная проницаемость среды распространения (для вакуума: $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м). При этом диэлектрическая проницаемость ϵ имеет размерность «фарада, деленная на метр» (Ф/м), где фарада — единица измерения величины емкости, а магнитная проницаемость μ — размерность «генри, деленная на метр» (Гн/м), где генри — единица измерения величины индуктивности.

Через некоторое время распространяющееся в пространстве электромагнитное поле достигает радиоприемной антенны и наводит в ней электрический ток, изменяющийся во времени по закону высокочастотного радиосигнала (излученного радиопередающим устройством). Иными словами, антенна радиоприемного устройства не только принимает из пространства высокочастотное электромагнитное поле, но и преобразует это поле в высокочастотный электрический (в форме электрического тока) радиосигнал.

Поскольку принятый радиосигнал (на выходе приемной антенны) обычно имеет очень небольшую (около $10^{-10} \dots 10^{-14}$ Вт) мощность, то для получения приемлемых показателей качества этот сигнал должен быть усилен. Так как сравнительно надежная регистрация сигнала требует мощности порядка долей или даже единиц ватта, приемник должен обладать весьма значительным усилением ($10^{10} \dots 10^{14}$). Это обеспечивается наличием в составе приемника нескольких (достаточно однотипных) усилительных каскадов.

Другим требованием, предъявляемым к радиоприемному устройству, является неискаженность исходной информации (сообщения летчика). Поскольку данная информация закодирована в параметре (амплитуде, частоте) высокочастотного радиосигнала, то вышеуказанное требование неискаженности сводится к выполнению согласования параметров радиоприемного устройства с характеристиками принимаемого высокочастотного радиосигнала. Подобное согласование осуществляется как в приемной антенне (полоса пропускания антенны обычно больше, чем ширина спектра высокочастотного радиосигнала), так и в усилителе высокой частоты (резонансная частота усилителя совпадает с центральной частотой спектра высокочастотного радиосигнала, а полоса пропускания усилителя выбирается равной ширине наиболее значимой части спектра данного радиосигнала).

Кроме того, в процессе работы радиоприемное устройство должно осуществить операцию выделения информационного сигнала из высокочастотного радиосигнала. Эту операцию выполняет детектор (демодулятор).

Наконец, информационный сигнал следует преобразовать в форму, удобную для восприятия получателя информации — перевести информационный сигнал (существующий в радиоприемном устройстве в виде низкочастотного электрического напряжения), например, в звуковые волны (такую функцию выполняет динамик, иногда называемый громкоговорителем), чтобы работники наземной диспетчерской службы сумели выслушать сообщение летчика.

В связи с этим отметим, что одним из самых важных технических параметров приемника является его чувствительность. Чувствительностью, напомним, называется минимальное напряжение (или минимальная мощность) сигнала на входе приемника, при котором сигнал на выходе приемника обладает заданными показателями качества (например, необходимым уровнем разборчивости речи).

Рассмотрим, с помощью каких радиотехнических и радиоэлектронных средств реализуются те или иные операции, осуществляемые в рассматриваемом радио-приемном устройстве.

Приемная антенна

Краткие сведения о построении и работе приемных антенн изложены в п. 2.4 «Приемо-передающие антенны».

Усилитель высокой частоты

Устройство и работа усилителя высокой частоты в радиоприемном устройстве аналогичны устройству и работе усилителя высокой частоты в радиопередающем устройстве. При этом входным напряжением для данного усилителя высокой частоты является напряжение $U_{\text{ПРМ}}$, а выходным — напряжение $U_{\text{УВЧ ПРМ}}$.

Детектор (демодулятор)

Детектор выполняет функцию выделения закона (в виде выходного низкочастотного напряжения) изменения (модуляции) того или иного параметра высокочастотного входного напряжения.

В частности, если модуляции ранее была подвергнута амплитуда высокочастотного гармонического напряжения, то для выделения закона такой модуляции необходимо использовать амплитудный детектор. Принципиальная схема простейшего амплитудного детектора изображена на рис. 2.3.2.

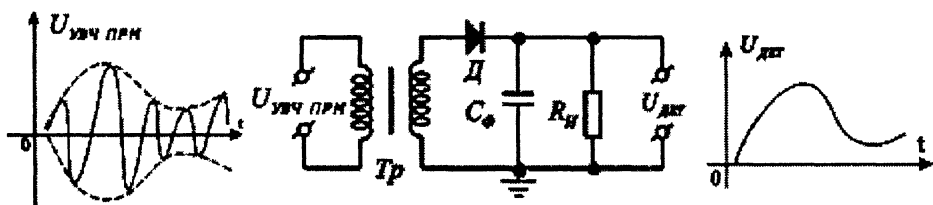


Рис. 2.3.2. Принципиальная схема простейшего амплитудного детектора.
Высокочастотное амплитудно-модулированное напряжение $U_{\text{УВЧ}}$

Высокочастотное амплитудно-модулированное напряжение $U_{\text{УВЧ ПРМ}}$ поступает на вход амплитудного детектора и далее, через трансформатор Tr (не пропускающий возможную постоянную составляющую входного напряжения и переводящий уровень входного напряжения в уровень напряжения, необходимого для правильной работы последующей схемы) поступает на вход диода D . Положительные полуволны $U_{\text{УВЧ ПРМ}}$ проходят сквозь диод D , заряжая конденсатор C_{Φ} . Отрицательные полуволны $U_{\text{УВЧ ПРМ}}$ не проходят сквозь диод D , создавая на выходе диода D паузы во времени, в течение которых происходит разряд конденсатора C_{Φ} через нагрузочный резистор $R_{\text{Н}}$. Величины фильтровой емкости C_{Φ} и сопротивления $R_{\text{Н}}$ выбраны из условия существования на конденсаторе C_{Φ} только напряжения составляющей частоты $\Omega_{\text{М}}$ модуляции и невыделения (т. е. получения весьма малого напряжения) составляющей несущей частоты ω_0 :

$$\frac{1}{\omega_0 C_{\Phi}} \ll R_{\text{Н}} \ll \frac{1}{\Omega_{\text{М}} C_{\Phi}}. \quad (2.2.8)$$

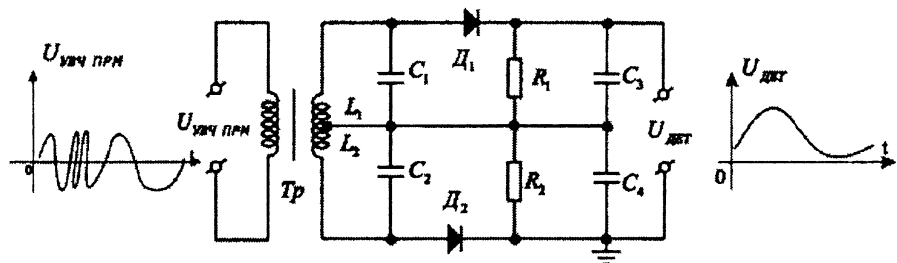


Рис. 2.3.3. Принципиальная схема простейшего частотного детектора

Если же модуляции прежде была подвергнута не амплитуда, а частота пришедшего из пространства радиосигнала, то для выделения закона (в виде низкочастотного напряжения) частотной модуляции следует использовать, соответственно, частотный детектор. Принципиальная схема простейшего частотного детектора приведена на рис. 2.3.3.

Суть частотного детектирования при помощи данной схемы состоит в том, что частотно-модулированное колебание сначала преобразуется в амплитудно-модулированное, которое затем детектируется изложенным выше способом.

В простейшем случае преобразование частотно-модулированного напряжения в амплитудно-модулированное выполняется с помощью колебательного контура, резонансная частота $\omega_{\text{рез чм}}$, которого равна не значению ω_0 (как задавалось ранее — для усилителей высокой частоты в радиопередателе или радиоприемном устройстве), а одной из величин $\omega_0 + \Delta\omega_1$ или $\omega_0 - \Delta\omega_1$, где $\Delta\omega_1$ выбирается несколько большей, чем частота $\omega_{\text{д}}$ девиации — для того, чтобы частота ω_0 располагалась в середине линейного участка амплитудно-частотной характеристики колебательного контура. При этом общая конфигурация смещенной амплитудно-частотной характеристики указанного колебательного контура не меняется. Тогда выходное напряжение колебательного контура окажется амплитудно-модулированным (рис. 2.3.4), причем закон амплитудной модуляции будет повторять закон частотной модуляции.

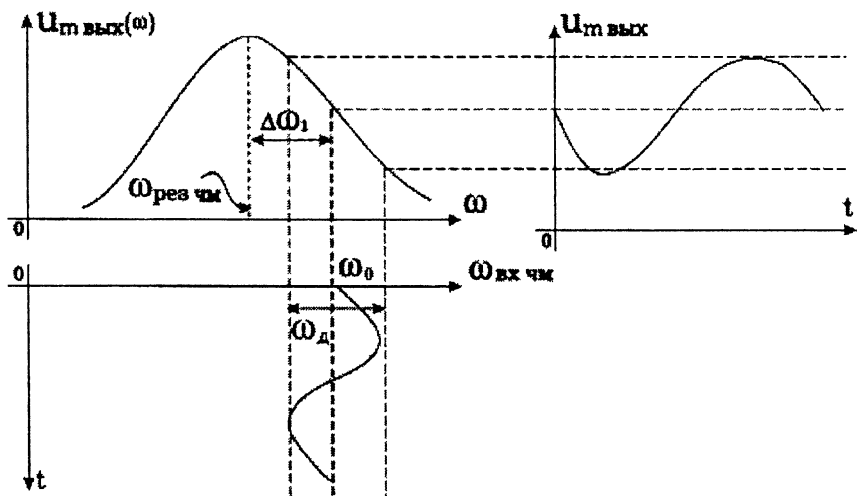


Рис. 2.3.4. Преобразование частотно-модулированного сигнала в амплитудно-модулированный с помощью амплитудно-частотной характеристики колебательного контура

В рассматриваемом (рис. 2.3.3) частотном детекторе использованы два колебательных контура (L_1C_1 и L_2C_2), один из которых настроен на резонансную частоту $\omega_{\text{рез чм1}} = \omega_0 + \Delta\omega_1$, а другой — на частоту $\omega_{\text{рез чм2}} = \omega_0 - \Delta\omega_1$, и два идентичных ($R_1 = R_2$, $C_3 = C_4$) амплитудных детектора, включенных навстречу друг другу. Такое включение создает значительно большую протяженность линейного участка амплитудно-частотной характеристики, нежели в схеме, построенной на одном колебательном контуре.

Усилитель низкой частоты

Устройство и работа усилителя низкой частоты в радиоприемном устройстве аналогичны устройству и работе усилителя низкой частоты в радиопередающем устройстве. При этом входным напряжением для данного усилителя низкой частоты является напряжение $U_{\text{дет}}$, а выходным — напряжение $U_{\text{унч прм}}$.

Динамик (громкоговоритель)

Динамиком (громкоговорителем) называется устройство, преобразующее напряжение низкой частоты в звуковой сигнал, форма которого соответствует форме указанного низкочастотного напряжения. Упрощенная схема построения динамика (громкоговорителя) приведена на рис. 2.3.5.

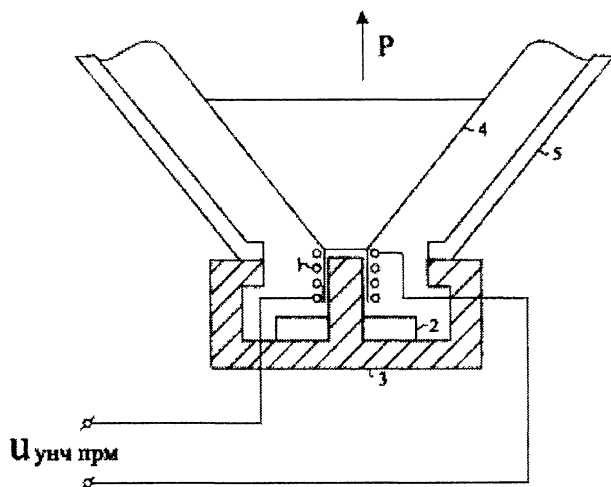


Рис. 2.3.5. Упрощенная схема построения динамика (громкоговорителя):

1 — звуковая катушка; 2 — постоянный магнит; 3 — сердечник с полюсными наконечниками; 4 — диффузор; 5 — рама

Напряжение $U_{\text{унч прм}}$ с выхода усилителя низкой частоты поступает на звуковую катушку, вокруг которой начинает пульсировать низкочастотное магнитное поле. Это поле взаимодействует с полем постоянного магнита, отчего звуковая катушка начинает совершать колебательные движения вдоль оси сердечника. Данные низкочастотные перемещения передаются диффузору, и на выходе диффузора создаются звуковые колебания (сжатия и разрежения воздуха), воспринимаемые оператором наземной диспетчерской службы.

Достоинствами динамиков (громкоговорителей) подобного рода являются малый коэффициент нелинейных искажений и хорошая (горизонтально гладкая в наиболее часто используемом частотном интервале) амплитудно-частотная ха-

рактеристика. Для улучшения эластичности и повышения прочности диффузоры изготавливают из плотной бумаги с примесью шерсти и синтетического волокна, а в целях лучшего воспроизведения колебаний крайних областей низкочастотного диапазона применяют гофрированные диффузоры.

Следует отметить, что динамики (громкоговорители) используются не только в наземных пунктах. Большинство самолетов также оснащено звуковоспроизводящими установками. Особые требования (равномерность звукового поля, отсутствие интерференции, предотвращение проникновения в динамики низкочастотных помех от работы другого оборудования и т. д.) предъявляются к громкоговорящим установкам, расположенным на борту самолетов гражданской авиации. Поэтому громкоговорители в этом случае монтируют с шагом около 1,5 м в багажных полках или в декоративных панелях, перфорированных в зоне расположения рупоров.

Масса громкоговорящей установки составляет несколько килограмм (например, одна из разработок имеет массу 6,8 кг).

2.4. ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩИЕ АНТЕННЫ

Антенной называется радиотехническое устройство, служащее для излучения электромагнитных волн в пространство или для приема электромагнитных волн из пространства. Одной из наиболее важных характеристик антенны является диаграмма направленности $G(\alpha, \beta)$ — графическое изображение зависимости интенсивности электромагнитных волн от углов α и β (угол α измеряется в горизонтальной плоскости, угол β — в вертикальной плоскости, и оба угла, как правило, отсчитываются от направления главного максимума диаграммы направленности).

Традиционно все антенны делятся на *передающие* и *приемные*. Передающей называется антенна, излучающая электромагнитное поле в пространство (закон изменения данного поля во времени задается законом изменения радиочастотного возбуждающего тока, подводимого ко входу антенны). В этом случае под диаграммой направленности $G(\alpha, \beta)$ понимается зависимость мощности электромагнитного поля, излучаемого антенной в данном (т. е. для конкретных значений углов α и β) направлении, от величин углов α и β из диапазона $0...360^\circ$.

Приемной называется антенна, принимающая электромагнитное поле из пространства (закон изменения этого поля во времени обуславливает собой закон изменения выходного наведенного в антенне тока). В этом случае под диаграммой направленности $G(\alpha, \beta)$ понимается зависимость мощности электромагнитного поля, принятого антенной с данного (т. е. при конкретном значении углов α и β) направления, от величин углов α и β из диапазона $0...360^\circ$. При условии, что источник, обладающий постоянной мощностью излучения ($P_{\text{изл}} = \text{const}$), при всех значениях α и β располагается на одном и том же расстоянии ($R = \text{const}$).

Во многих современных авиационных радиосистемах одна и та же антенна выполняет функции как излучения, так и приема электромагнитного поля, т. е. является *приемо-передающей* антенной. При этом в подавляющем большинстве случаев передающая и приемная диаграммы направленности совпадают.

Другим важным фактором, определяющим форму диаграммы направленности антенн для радиосистем связи, является практическое соображение, что самолет, находящийся в полете, может быть ориентирован относительно наземного пункта (и тем более относительно второго самолета) произвольным образом. Поэтому для приема радиосигналов с любого направления антенна радиосистемы связи должна быть (по крайней мере, в горизонтальной плоскости) всенаправленной.

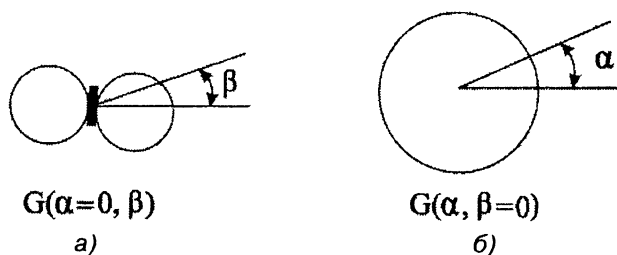


Рис. 2.4.1. Сечения диаграммы направленности штыревой антенны:

а — в вертикальной плоскости; б — в горизонтальной плоскости

Наиболее простой антенной, удовлетворяющей требованию всенаправленности, является *штыревая антенна*. Она представляет собой металлический прут сравнительно небольшой (0,5...2,5 м) длины. Пространственная диаграмма направленности штыревой антенны представляет собой (в идеальном случае) вырожденный (с нулевым внутренним диаметром) тор. Это означает, что сечения (рис. 2.4.1) такого тора имеют форму «восьмерки» в вертикальной плоскости (в плоскости расположения штыря) и окружности — в горизонтальной плоскости (в плоскости, перпендикулярной штырю).

В реальных случаях диаграмма направленности излучающей системы, в составе которой имеется штыревая антенна, может сильно отличаться от тороидальной. Это объясняется тем, что вблизи штыревой антенны могут оказаться иные объекты, которые отражают, а затем переизлучают свои (вторичные) электромагнитные поля, и те, интерферируя с первичным (созданным штыревой антенной) электромагнитным полем, формируют итоговое электромагнитное поле достаточно сложной формы. Именно так, в частности, обстоит дело со штыревой антенной, устанавливаемой на самолете — под влиянием первичного (со штыревой антенны) излучения в металлической обшивке корпуса самолета начинают возникать токи проводимости, которые создают вторичное излучение, накладывающееся на первичное, и в этом случае следует говорить уже не о диаграмме направленности штыревой антенны, а о диаграмме направленности излучающей системы «штыревая антенна—самолет».

Рассмотрим, в качестве примера, ситуацию, когда штыревая антенна установлена на передней кромке самолетного киля. Тогда:

- ⇒ в идеальном случае (рис. 2.4.2,а), когда самолет отсутствует, итоговая диаграмма направленности имеет форму тора («восьмерка» в сечении вертикальной плоскостью);
- ⇒ в случае (рис. 2.4.2,б), когда излучение ведется на средних волнах, длины (0,1...1 км) которых значительно превышают размеры самолета, то наведенные в металлической обшивке корпуса токи практически совпадают по фазе с токами, протекающими в штыревой антенне, и поэтому интерференционные явления практически не наблюдаются (система «штыревая антенна—самолет» имеет практически единый центр излучения); искажения тороидальной диаграммы направленности здесь минимальны;
- ⇒ в случае (рис. 2.4.2,в), когда излучение ведется на коротких волнах, чьи длины (10...100 м) соизмеримы с размерами самолета, то протекающие по антенне и по корпусу токи имеют разные фазы (корпус с токами и антенну можно рассматривать как два разнесенных в пространстве источника излучения), и создаваемые ими электромагнитные поля начинают интерферировать; тороидальная диаграмма направленности здесь искажается (иногда — довольно существенно);

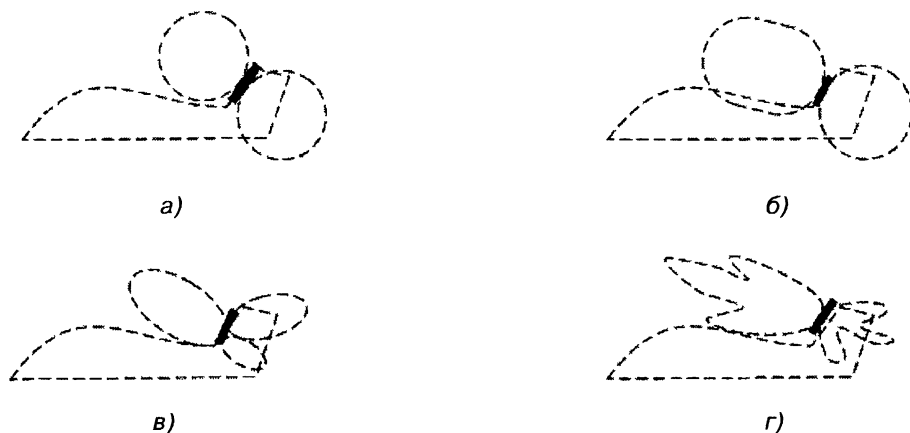


Рис. 2.4.2. Сечение вертикальной плоскостью итоговой («штыревая антенна—самолет») диаграммы направленности в случаях отсутствия (а) самолета (идеализированная ситуация) и наличия (б, в, г) самолета:

б — излучение на средних волнах; в — излучение на коротких волнах; г — излучение на ультракоротких волнах

⇒ в случае (рис. 2.4.2, г), когда излучение ведется в ультракоротковолновом диапазоне, и длины (менее 10 м) волн не превышают размеров самолета или его элементов, то итоговая диаграмма направленности оказывается достаточно изрезанной (обладает многолепестковой структурой с глубокими провалами). Учитывая тот факт, что подача излучаемого радиочастотного радиосигнала производится именно в антенну, а не на корпус самолета, антенну нередко называют возбудителем электромагнитного излучения, исходящего от системы «антенна—самолет».

Сказанное означает, что для эффективного ведения бортовой радиосвязи следует, помимо выбора длины волны, еще и отыскивать оптимальное местонахождение антенны на самолете. Поиск места установки антенны оказывается тем более важным, что итоговую интенсивность излучаемого электромагнитного поля определяет не первичное излучение антенны, а именно вторичное излучение корпуса, и антенна должна быть расположена в таком месте корпуса, где ее возбуждающее действие окажется максимальным. В качестве отдельных рекомендаций по выбору места установки самолетной антенны могут быть указаны следующие соображения:

- ⇒ установку антенн следует производить в местах наибольшей концентрации токов (например, на верхушке кия);
- ⇒ если требуется получить направленное излучение, антенну необходимо устанавливать в местах с максимально возможным радиусом кривизны (в частности, для излучения вертикально вниз антенну следует расположить на днище фюзеляжа);
- ⇒ чтобы отсутствовал эффект затенения (в случае излучения электромагнитных волн с длинами короче нескольких дециметров), надо располагать антенны в местах, где отсутствуют резко выступающие элементы корпуса самолета, (которые могут загородить наземную приемо-передающую антенну от самолетной);
- ⇒ на вертолете, когда рабочая зона ограничена сверху (вращающимися лопастями) и снизу (близкой земной поверхностью), антенны дальней радиосвязи следует устанавливать на боковых сторонах (на обшивке) фюзеляжа.

Рассмотрим наиболее типичные самолетные антенны, используемые в радиосистемах дальней и ближней радиосвязи.

Самолетные антенны радиосистем дальней связи

В данный класс антенн входят:

- ⇒ проволочные антенны;
- ⇒ антенны верхнего питания;
- ⇒ шлейфовые антенны;
- ⇒ пазовые (только для коротковолнового диапазона) антенны.

Приведем примеры антенн из каждого указанного подраздела.

Проволочные антенны. Традиционное расположение — вне фюзеляжа (поэтому из-за наличия аэродинамического сопротивления они применяются на нескоростных самолетах); натягиваются между верхней частью самолетного киля и мачтой в носовой части фюзеляжа. Наиболее часто используемые профили — Г- и Т-образные (рис. 2.4.3).

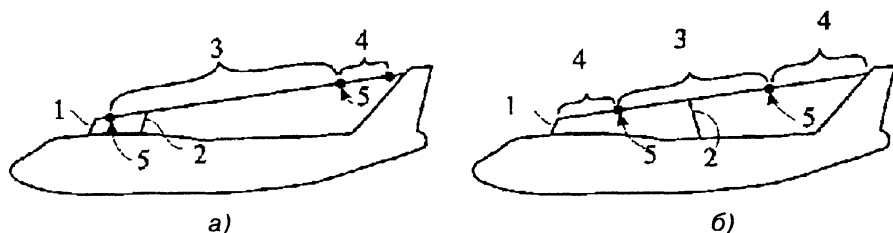


Рис. 2.4.3. Г-образные (а) и Т-образные (б) проволочные самолетные антенны:

1 — мачта крепления; 2 — фидер питания антенны (соединяет ее с приемо-передающим устройством); 3 — рабочая (излучающая) часть антенны; 4 — амортизационные растяжки; 5 — изоляторы

Рабочая часть антенны, имеющая длину 14...30 м, изготовленная из биметаллического (диаметром 2 мм), стального (диаметром 2,5 мм) или проводного троса и отделенная от амортизационных растяжек подвесными орешковыми, стекло-тканевыми или фарфоровыми изоляторами, запитывается (для излучения) фидером, который пропускается сквозь обшивку корпуса и отделяется от обшивки с помощью проходных изоляторов. Проволочные антенны аналогичной конструкции используется также на вертолетах (рис. 2.4.4). В вертолетных антеннах кабель (фидер) питания проходит внутри мачты переднего крепления антенны.

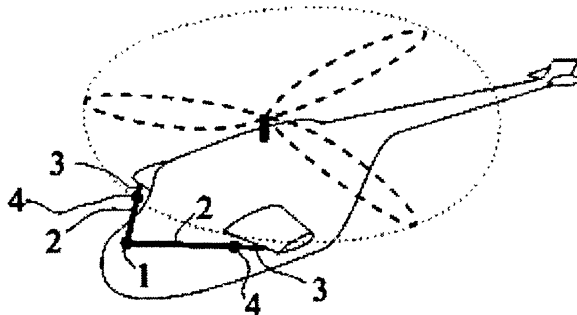


Рис. 2.4.4. Проволочная вертолетная антенна:

1 — мачта крепления; 2 — рабочая (излучающая) часть антенны; 3 — амортизационные растяжки; 4 — изоляторы

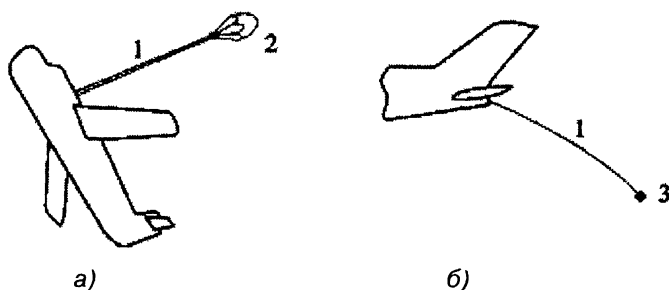


Рис. 2.4.5. Выпускные самолетные антенны:

а — вытягиваемая с помощью парашюта; б — вытягиваемая с помощью грузика;
1 — рабочая часть антенны; 2 — парашют; 3 — грузик

К числу проволочных могут быть отнесены также выпускные (рис. 2.4.5) антенны, обычно выполняющие сигнальные (оповещение о прибытии, сообщение об аварии и т. п.) функции. Такие антенны представляют собой омедненный стальной тросик (диаметром 1...1,5 мм и длиной до 80 м), выпускаемый в полете сквозь небольшой люк, а при посадке убираемый с помощью специальной лебедки.

Достоинствами проволочных антенн являются: простота конструкции, малый вес, отсутствие необходимости ослабления прочности корпуса при установке этих антенн на самолет.

Основным недостатком проволочных антенн является внесение дополнительного аэродинамического сопротивления при полете самолета, что ведет к повышению энергетических затрат на выполнение полета. Например, преодоление сопротивления мачты крепления высотой 0,3 м на самолете, летящем со скоростью 960 км/ч, требует повышения мощности двигателя на 150 кВт (200 л. с.).

Антенны верхнего питания. Антеннами верхнего питания называются такие конструкции, в которых возбудитель (элемент, который соединен фидером с приемо-передающим устройством) расположен дальше (чаще всего — выше) прочих узлов системы «самолет—антенна», считая от геометрического центра самолета. Так, например, штыревая антенна (рис. 2.4.6), установленная на законцовке киля самолета и отделенная изолятором от металлической обшивки, может считаться антенной верхнего питания.

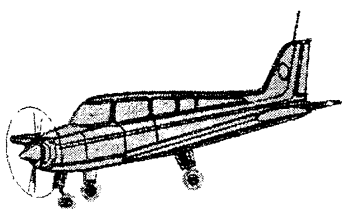


Рис. 2.4.6. Штыревая антенна, установленная на законцовке киля не скоростного самолета

Однако в большинстве практических случаев термин «антенна верхнего питания» относится не к выступающим, а к утопленным (невystупающим) под обшивкой самолета антеннам. В таком случае возбудителем является небольшая часть конструкции самого самолета, изолированная от корпуса — такой частью конструкции может стать, например,

законцовка крыла, стабилизатора или фюзеляжа, но наиболее часто в качестве возбудителя для антенны верхнего питания выступает законцовка киля (рис. 2.4.7).

Использование законцовки киля объясняется не только высокой (раз в 10 больше, чем на неискривленных частях фюзеляжа) концентрацией электрических зарядов, но и получением в этом случае достаточно хорошей («восьмерка» в вертикальной плоскости) диаграммы направленности системы «самолет—антенна». Другим достоинством является отсутствие аэродинамических потерь, что позволяет применять антенны данного типа на скоростных самолетах.

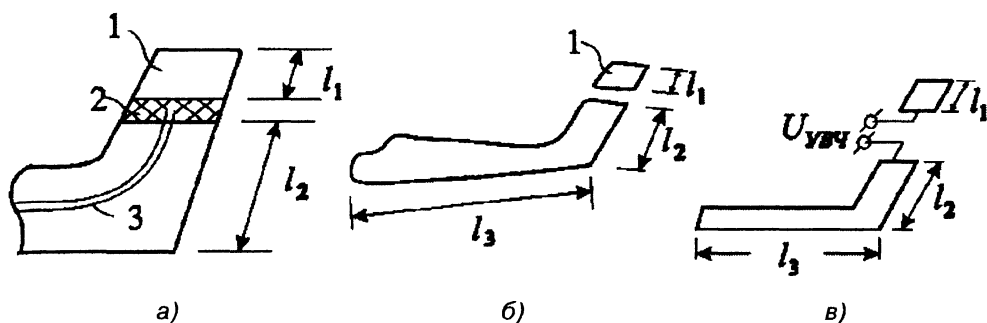


Рис. 2.4.7. Антенна верхнего питания, выполненная на законцовке кия (а); схематическое изображение данной излучающей системы «самолет—антенна» (б); эквивалентная схема несимметричного вибратора, соответствующего данной излучающей системе «самолет—антенна» (в):

1 — возбуждатель, поверхность которого покрыта защитным слоем диэлектрика; 2 — диэлектрик, изолирующий возбуждатель от корпуса; 3 — фидер, подводящий к возбуждателю напряжение $U_{увч}$ высокочастотного питания

Недостаток невыступающих антенн верхнего питания связан с необходимостью введения в самолет дополнительных усиливающих элементов для сохранения прочностных свойств (установка данной антенны требует нарушения целостности силовых элементов конструкции), что приводит к увеличению массы самолета.

Шлейфовые антенны. Рабочей частью шлейфовых антенн является шлейф — проводник (например, посеребренная латунная трубка диаметром около 10 мм), расположенный вблизи поверхности корпуса самолета. При этом один конец шлейфа, отделенного от корпуса диэлектрической прокладкой, соединен с фидером, а второй конец — с корпусом самолета. Длина шлейфа может составлять несколько метров.

Шлейфы бывают *маловыступающими* (располагаются на расстояниях 10...20 см от обшивки самолета) и *невыступающими* (утоплены в специальных углублениях корпуса, которые для сохранения аэродинамического качества закрыты диэлектрическими крышками, выполненными, например, из стеклоткани).

Маловыступающие (рис. 2.4.8) шлейфы обычно располагаются параллельно продольной оси самолета на фюзеляже в его передней части или у основания кия (в этом случае возбуждителем является металлизированная верхняя кромка форкиля).

Невыступающие (рис. 2.4.9) шлейфы обычно находятся в передних кромках крыльев и кия.

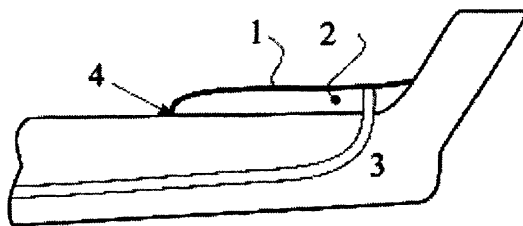


Рис. 2.4.8. Маловыступающий шлейф на верхней кромке форкиля:

1 — шлейф (слой металла на верхней кромке форкиля); 2 — изолятор; 3 — фидер; 4 — точка замыкания шлейфа на корпус самолета

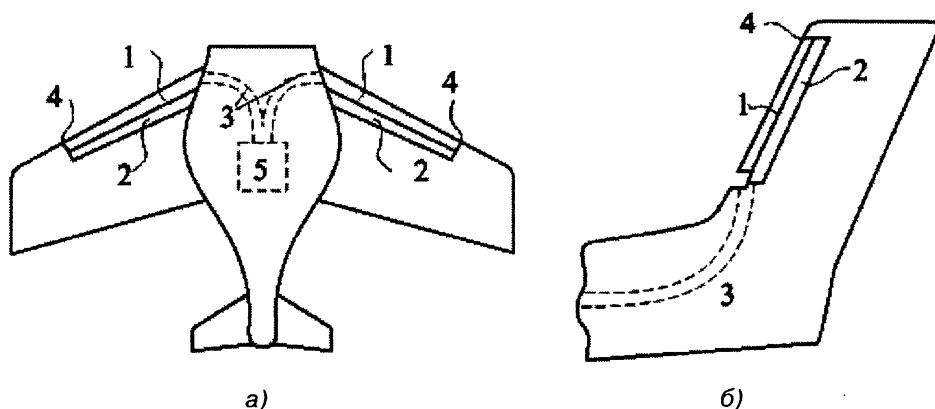


Рис. 2.4.9. Невыступающие шлейфы в передних кромках крыльев (а) и киля (б):

1 — шлейф; 2 — изолятор; 3 — фидер; 4 — точка замыкания шлейфа на корпус самолета; 5 — приемо-передающее устройство

Достоинством шлейфовых антенн является их ненаправленность. Используются, в основном, в коротковолновом диапазоне.

Пазовые антенны. Пазом называется вырез (рис. 2.4.10) в корпусе самолета, заполненный диэлектриком (например, пенистым полистиролом). Если внутри указанного диэлектрика разместить шлейф (металлический проводник) и возбудить этот шлейф высокочастотным (рабочая длина волны должна быть значительно больше, чем длина выреза пазы) радиосигналом, подаваемым от фидера, то в пазу возникает высокочастотное электромагнитное поле, которое приведет к появлению токов в корпусе и далее к возбуждению элементов самолета. Система «самолет—антенна» начнет излучать в пространство электромагнитную энергию.

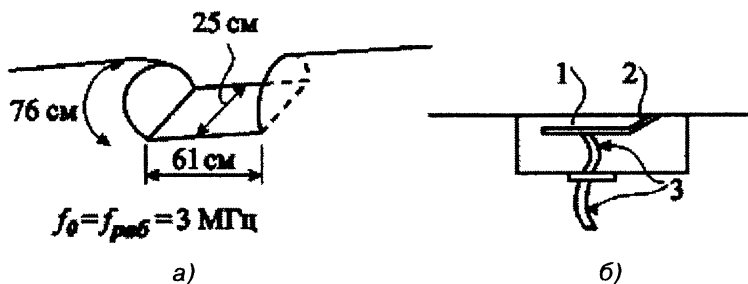


Рис. 2.4.10. Паз в корпусе самолета:

а — его геометрические размеры для частоты излучения 3 МГц; б — его излучающая структура; 1 — диэлектрик; 2 — шлейф; 3 — фидер

Традиционные места (рис. 2.4.11) расположения пазов — в основаниях крыльев, киля или форкиля. Поскольку пазовые антенны чрезвычайно широко применяются на скоростных самолетах, то кожухи, закрывающие паз снаружи, выполняются из механически прочного диэлектрика (например, из стекловолокна). При этом, если излучаемые мощности составляют сотни ватт, то на располагающихся в пазе элементах возникают большие (около 1 кВ) напряжения, и на высотах полета более 15 км могут произойти коронные разряды — поэтому паз герметизируют.

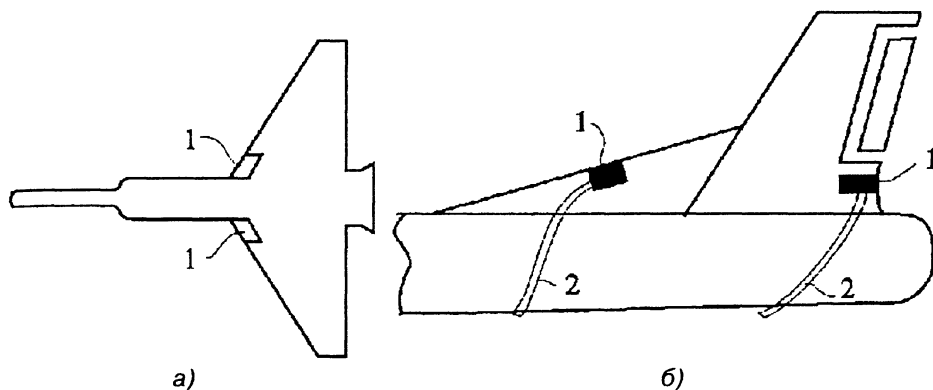


Рис. 2.4.11. Расположение пазовых антенн в основаниях крыльев (а) и форкиля (б):

1 — пазовые антенны; 2 — фидеры

Пазовые антенны являются ненаправленными и используются исключительно в коротковолновом диапазоне.

Самолетные антенны радиосистем ближней связи

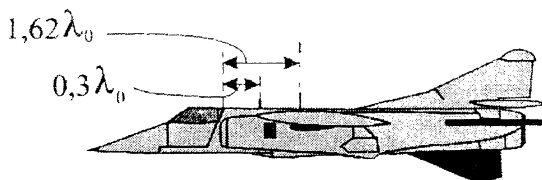
В данный класс антенн входят:

- ⇒ штыревые антенны;
- ⇒ печатные антенны;
- ⇒ поверхностные антенны.

Отметим, что поскольку ближняя радиосвязь ведется в ультракоротковолновом диапазоне, то длины (до 10 м) волн излучаемых колебаний оказываются меньше, чем размеры самолета и его элементов. Это означает, что первичные (возбуждаемые в антенне) и вторичные (наводимые в корпусе) излучения могут оказаться в противофазе — в этом случае итоговая диаграмма направленности будет иметь минимум для соответствующих значений углов α и β . Данное явление противофазности обуславливает сильную изрезанность (частое чередование максимумов и минимумов) итоговой диаграммы направленности.

Одним из способов создания итоговой диаграммы направленности с приемлемой равномерностью в горизонтальной плоскости является размещение антенн ближней радиосвязи в том месте, где мешающее действие самолетных элементов оказывается минимальным, а именно, на киле самолета.

Другой способ обеспечения приемлемой равномерности итоговой диаграммы направленности заключается в использовании не одной, а двух антенн (рис. 2.4.12), совместное действие которых снижает интерференционные эффекты.



$$f_0 = \frac{C}{\lambda_0} > 100 \text{ МГц}$$

Рис. 2.4.12. Расположение фюзеляжных штыревых антенн относительно фонаря кабины

Следует отметить, что в ультракоротковолновом диапазоне открытые проводные линии, по которым передается радиосигнал, начинают излучать электромагнитную энергию в окружающее пространство, что приводит как к потере энергии передаваемого радиосигнала, так и к созданию излучений, мешающих работе других радиосистем. Поэтому для передачи радиосигналов с длинами волн λ_0 короче 3 м используются фидеры закрытого (неизлучающего) типа, а именно, коаксиальные (концентрические) кабели (рис. 2.4.13), в которых пересылаемая энергия сосредоточена между внутренним проводом и металлической оплеткой.

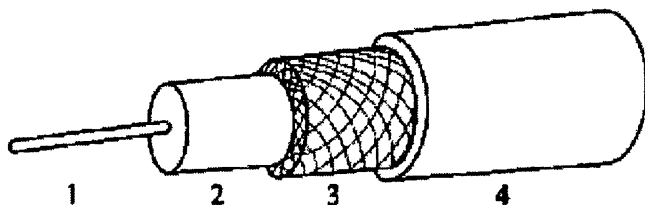


Рис. 2.4.13. Фидер (линия, подводящая радиосигнал) в виде коаксиального кабеля:

1 — центральный (внутренний) металлический провод; 2 — внутренний диэлектрик (полиэтилен); 3 — внешняя металлическая оплетка; 4 — защитный диэлектрический слой

Приведем примеры самолетных антенн для радиосистем ближней связи.

Штыревые антенны. Конструктивно такая антенна представляет собой штырь (рис. 2.4.14) длиной около $0,25\lambda_0$, которому для снижения аэродинамического сопротивления придана обтекаемая форма и который состоит из двух частей: «земляной» проводник фидера, т. е. внешняя оплетка коаксиального кабеля, электрически соединенного с корпусом самолета, и возбудитель (который контактирует с другим проводником фидера, т. е. с внутренним проводом коаксиального кабеля), изолированный с помощью диэлектрической (текстолитовой) втулки от самолетного корпуса. При такой схеме электрического питания штыря высокочастотные токи расходятся как по поверхностям основания антенны и корпуса самолета, так и вдоль возбудителя, формируя итоговую диаграмму направленности системы «антенна—самолет».

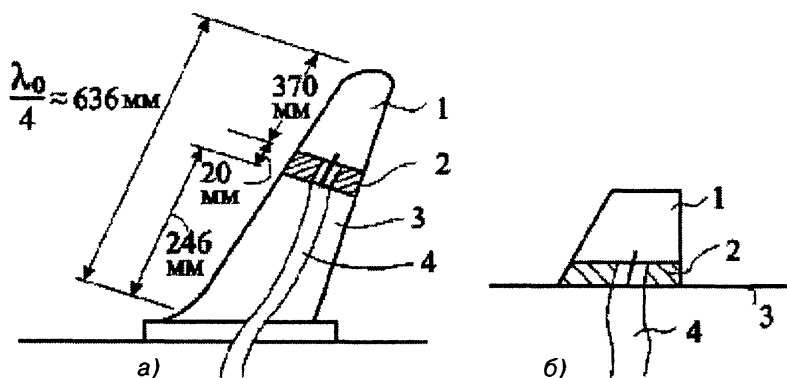


Рис. 2.4.14. Разрезы наклонного (а) и прямого (б) штырей:

1 — возбудитель; 2 — изолятор; 3 — основание; 4 — фидер

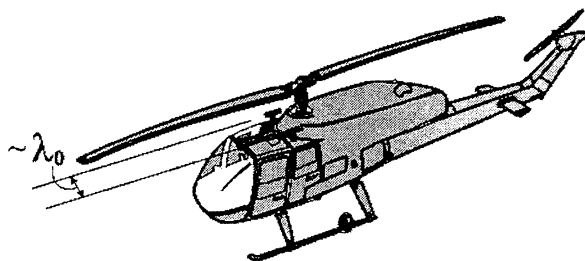


Рис. 2.4.15. Установка антенн (симметричных вибраторов) для ближней радиосвязи на вертолете

Такие антенны имеют высокую механическую прочность (толщина поперечного сечения антенны составляет 20 мм) и устанавливаются на скоростных самолетах. Масса этих антенн находится в пределах 0,5...1,5 кг. Угол наклона штыревой антенны не должен превышать 30...40°, так как при его увеличении падают действующая высота антенны и излучаемая мощность: так, уже на границе этого диапазона углов, при наклоне 40°, мощность уменьшается примерно на 15%.

Вертолетные антенны радиосистем ближней связи имеют ту же конструкцию, что и самолетные антенны. Это обстоятельство связано с наличием тех же проблем, которые излагались для самолетных антенн, и главной из них является трудность (из-за наличия выступающих вертолетных элементов, размеры которых соизмеримы с длиной волны λ_0 излучаемых колебаний и которые, следовательно, могут возбудить сильные резонансные токи в корпусе) создания круговой (в горизонтальной плоскости) диаграммы направленности. Поэтому рабочей зоной для выступающих антенн (рис. 2.4.15) является область, ограниченная сверху вращающимися лопастями, а снизу — близкой землей. Это означает, что радиосвязь данного вертолета с другими вертолетами, самолетами или наземными станциями осуществляется вдоль плоскостей вращения лопастей несущих винтов. В качестве примера могут быть названы следующие значения несущих частот: 249 МГц — в режиме приема, 303 МГц — в режиме передачи.

Печатные антенны. Название этих антенн обусловлено тем, что при их изготовлении используются современные технологии печатного монтажа. Одна из таких антенн (в разрезе) представлена на рис. 2.4.16.

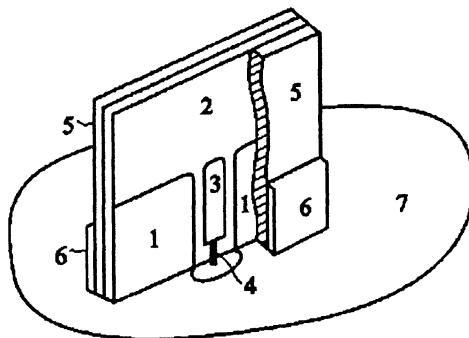


Рис. 2.4.16. Конструктивные элементы печатной антенны:

1 — внутренние диэлектрические пластины; 2, 6 — зоны покрытые проводящим слоем; 3 — проводящая соединительная полоска; 4 — внутренний провод коаксиального фидера; 5 — внешние диэлектрические пластины; 7 — основание

Излучателем данной антенны являются тонкие (толщиной около 0,12 мм) проводящие слои меди (2 и 6), нанесенные методом фольгирования на диэлектрические пластины 1 и 5 (их толщина — около 3 мм). Медная полоска 3 соединяет внутренний провод 4 питающего коаксиального кабеля с элементом 2 излучателя. Металлическая оплетка коаксиального кабеля контактирует с проводящим основанием 7 и медными слоями 6.

Будучи собрана и настроена, эта антенна покрывается специальным лаком и закрывается диэлектрическим обтекателем, который предохраняет антенну от механических и климатических воздействий.

Размеры печатной антенны: высота — 0,3...0,4 м, ширина — 0,13...0,16 м.

К достоинствам печатной антенны следует отнести незначительное аэродинамическое сопротивление, компактность, малую массу, хорошую излучательную способность, небольшие потери и диапазонность.

Поверхностные антенны. Особенностью поверхностных антенн является их практически нулевое аэродинамическое сопротивление. Эти антенны устанавливаются на законцовке киля самолета (если там отсутствует антенна дальней радиосвязи) или на хвостовых шайбах вертолета.

На рис. 2.4.17 показаны две поверхностные антенны, расположенные на законцовке самолетного киля.

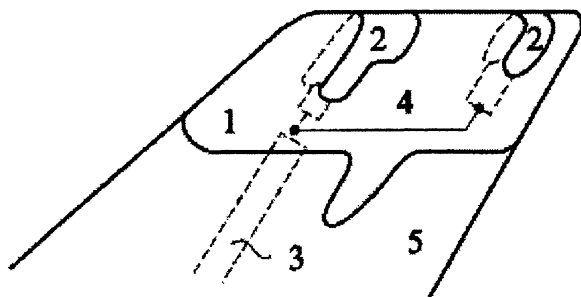


Рис. 2.4.17. Упрощенная схема конструкции поверхностных антенн:

1 — диэлектрическая вставка киля; 2 — металлические сетки; 3 — коаксиальный кабель; 4 — внутренний провод коаксиального кабеля; 5 — основание киля

Верхняя часть 1 киля выполнена из механически-прочного, радиопрозрачного диэлектрика (например, из формованного стеклотекстолита, пластмассы, авиационного шпона или стеклоткани).

Излучатель антенны создается путем металлизации отдельных участков этой части киля — в данном случае применяются наклеенные на диэлектрик медные сетки 2. Иногда сетки могут располагаться там же, на вершине киля, но находиться между слоями стеклоткани, пропитанными эпоксидной смолой. Высокочастотный радиосигнал подается к сеткам при помощи коаксиального кабеля 3, внутренний провод 4 которого соединен с этими сетками. Длина излучателя обычно выбирается несколько меньшей, чем $0,25\lambda_0$.

Если излучение ведется на частотах из диапазона 118...136 МГц, то для исключения взаимного влияния антенн расстояние между излучателями выбирается не менее, чем 0,5 м.

Достоинством поверхностных антенн являются их механическая прочность, вибростойкость и устойчивость характеристик по отношению к влиянию окружающей среды.

Особого рода вопросом является проблема молниезащиты. Дело в том, что киль самолета чрезвычайно (по сравнению с другими элементами) подвержен попаданиям молнии, и килевые антенны могут быть разрушены мощным током молниевых разрядов. Чтобы предотвратить аварию, на верхней части (на диэлектрической вставке) кия устанавливается специальный молниезащитный экран (рис. 2.4.18). Этот экран 3, частично закрывающий излучатель поверхностной антенны 2, состоит из двух слоев: внешнего (проводящего) и внутреннего (диэлектрического).

Внешний слой соединен с молниезащитной шиной 4, которая проходит по передней кромке диэлектрической вставки 1 и замыкается на металлическое основание кия 5. Внутренний слой отделяет излучатель 2 от внешнего (проводящего) слоя экрана 3.

Ширина экрана на 10...15% больше ширины закрываемого излучателя, а расстояние от нижнего края экрана до верхней кромки кия составляет около 0,3 высоты излучателя — такое соотношение размеров обеспечивает достаточно малое искажение диаграммы направленности, незначительно смещая максимум в сторону задней полусферы.

В заключение, подводя итог всему сказанному выше о приеме-передающих антеннах радиосистем связи, отметим, что общим требованием является следующее — *антенна обязана эффективно работать при любых режимах полета.*

Данное требование должно выполняться также и в достаточно неблагоприятных условиях, а именно:

а) на больших высотах — когда резко ухудшаются изоляционные свойства воздуха, в результате чего уменьшается сопротивление между теми элементами антенны, к которым подводится высокое напряжение, и корпусом самолета; при этом появляется дополнительный ток проводимости, снижающий как полезный ток в антенне, так и излучаемую ею мощность, что ведет к снижению дальности действия радиосистемы;

б) при нагреве антенны (в случаях высокой скорости полета) — ухудшаются изоляционные свойства некоторых диэлектриков, отделяющих антенну от корпуса самолета, что в конечном итоге снижает излучаемую антенной мощность;

в) при обледенении антенны — возникает дополнительная механическая нагрузка на элементы антенны, что в итоге изменяет ее электрические характеристики;

г) при ионизации воздуха — наличие факела (вызывающего ионизацию) реактивного двигателя приводит к затуханию радиоволн на 3...5 дБ, из-за чего эффективность килевых антенн на активном участке полета снижается.

В настоящее время разработчики антенн для радиосистем связи уделяют много внимания созданию не только антенных конструкций с улучшенными аэродинамическими свойствами, но и повышению их электрических характеристик, а также поиску материалов (в частности, синтетических), обладающих перспективными качественными показателями.

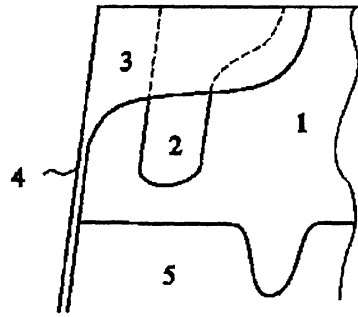


Рис. 2.4.18. Устройство молниезащиты поверхностной антенны на вершине кия:

- 1 — диэлектрическая вставка кия;
- 2 — излучатель поверхностной антенны;
- 3 — молниезащитный экран;
- 4 — молниезащитная шина;
- 5 — основание кия

Глава 3

РАДИОСИСТЕМЫ НАВИГАЦИОННО-ПИЛОТАЖНОГО КОМПЛЕКСА

3.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Самолетовождение как совокупность действий экипажа и различных управляющих устройств непрерывно (в течение всего полета) решает, по сути дела, одну и ту же полетную задачу — выведение летательного аппарата в заданную точку пространства за расчетное время при фиксированных показателях качества.

Это положение в равной мере относится как к самолетам гражданской авиации, так и к самолетам военного назначения. При этом информацию о расположении данного самолета относительно внешних объектов (которые могут как размещаться на земле, так и находиться в пространстве) и параметрах движения самолета поставляют, во многих случаях, авиационные радиосистемы.

Поскольку отдельно взятая авиационная радиосистема выполняет достаточно ограниченный набор функций, то для решения той или иной задачи самолетовождения нередко используется объединение радиосистем в определенный комплекс. Перечень радиосистем, включаемых в конкретный комплекс, зависит как от особенностей самолетовождения на данном участке полетной траектории, так и от характера информации используемой на этом участке. В частности, если обратиться к рассмотрению этапа активного полета (рис. 3.1.1), являющегося, пожалуй, наиболее функционально-значимым участком полетной траектории, то информацию для самолетовождения на указанном этапе поставляют радиосистемы навигационно-пилотажного комплекса.

В состав навигационно-пилотажного комплекса входят, в подавляющем большинстве случаев, радиолокационные и радионавигационные системы. В связи с этим отметим основные задачи, выполняемые указанными радиосистемами.

Радиолокационные системы предназначены для дистанционного (с помощью радиоволн) определения местоположения и параметров движения объекта, внешнего по отношению к данной системе (например, для получения данных о координатах летательного аппарата противника). При этом оборудование радиолокационной системы может состоять как из наземных и бортовых узлов, так и только из бортовых узлов, располагающихся на самолете. Последнее обстоятельство означает, что ряд радиолокационных систем может работать в автономном режиме.

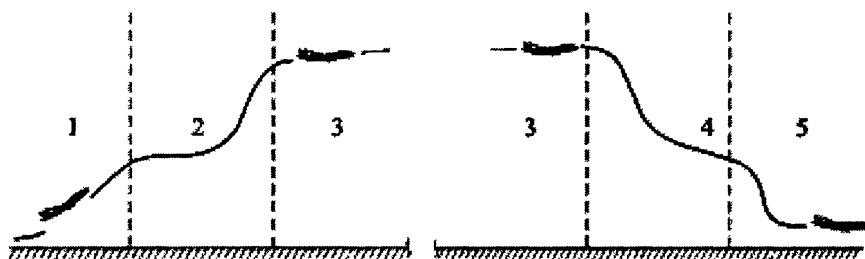


Рис. 3.1.1. Типовая структура полетной траектории самолета:

1 — этап взлета; 2 — этап набора высоты; 3 — этап активного полета (согласно полетному заданию); 4 — этап снижения; 5 — этап посадки

Что касается радионавигационных систем, то они выполняют функцию дистанционного (с помощью радиоволн) определения местоположения и параметров движения данного самолета относительно внешних объектов (например, наземных или бортовых радиомаяков), координаты расположения которых известны экипажу данного самолета или заложены в управляющих устройствах, расположенных на борту данного самолета. Это означает, что аппаратура радионавигационной системы всегда подразделяется на две части — находящуюся на борту данного самолета и располагающуюся на внешних (по отношению к данному самолету) объектах.

Из сказанного видно, что радиолокационные и радионавигационные системы, дополняя друг друга, позволяют экипажу (или бортовым управляющим устройствам) получить достаточно полную координатную информацию о текущей воздушной ситуации. Объединение функций указанных радиосистем приводит к тому, что навигационно-пилотажный комплекс, формирующий данные о самолетной траектории, может быть использован для решения задач обеспечения безопасности полетов, управления воздушным движением, контроля окружающего пространства и т. д.

3.2. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ КООРДИНАТ

Поскольку основная задача радиосистем навигационно-пилотажного комплекса сводится, фактически, к формированию текущей измерительной информации о местоположении и скорости движения данного самолета, то исходными составляющими такой информации обычно являются координатные значения дальностей, углов и их производных. Учитывая же, что навигационно-пилотажный комплекс осуществляет дистанционное (с помощью радиоволн) наблюдение за текущей воздушной ситуацией, то единственным материальным носителем координатной информации является радиосигнал, принятый на борту самолета. Отсюда следует, что значения дальностей, углов и их производных извлекаются из принятого радиосигнала (путем измерения его параметров).

Аналитические выражения полевых (электромагнитных) составляющих принятого радиосигнала даются соотношениями (1.1.2):

$$E(t) = E_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0);$$

$$H(t) = H_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0).$$

На практике, однако, координатная информация извлекается из радиосигналов, представленных не в полевой, а в электрической форме, т. е. описываемых алгоритмами (1.1.1):

$$U(t) = U_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0);$$

$$I(t) = I_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0).$$

Поскольку каждый радиосигнал вида (1.1.1) обладает не одним мгновенным значением параметра, а совокупностью мгновенных значений ряда параметров (фаза, частота и т. д.), причем каждый из данных параметров способен нести координатную информацию, отличающуюся от информации, переносимой другим параметром того же радиосигнала, то легко сделать вывод, что даже одиночный радиосигнал является достаточно информационно емким объектом, анализируя который, можно получить пусть неполную, но все же сравнительно многомерную координатную оценку местоположения объекта, а в ряде случаев — и складывающейся воздушной ситуации. Следует отметить, что современные навигационно-пилотажные комплексы обычно оперируют не с одиночными радиосигналами, а с радиосигнальными последовательностями — это позволяет уменьшить ошибки измерений координат, повышать достоверность извлекаемой информации, увеличивать помехоустойчивость комплекса и т. п.

Как известно, положение любого объекта в пространстве (условно представляемого в виде точки — совпадающей, скажем, с центром масс этого объекта) может быть задано совокупностью трех взаимно независимых координат. Если объект находится в пределах прямой видимости (что составляет расстояние до объекта в пределах нескольких сотен километров), то наиболее часто для оценки его местоположения используются следующие координаты:

- ⇒ дальность (расстояние до объекта) R ;
- ⇒ азимут (угол в горизонтальной плоскости) α — для наземной радиосистемы, или курсовой (в горизонтальной плоскости) угол α — для бортовой радиосистемы;
- ⇒ угол места β (в вертикальной плоскости).

Система указанных координат носит название *местной сферической системы* (рис. 3.2.1).

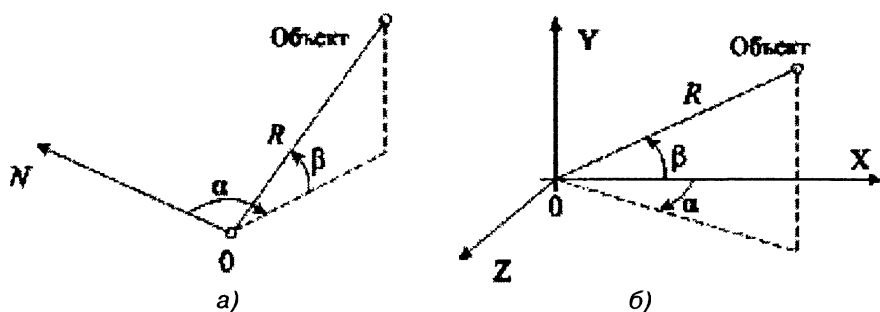


Рис. 3.2.1. Координаты объекта (R , α , β) в местной сферической системе координат:

a — случай наземной измерительной радиосистемы; $б$ — случай бортовой измерительной радиосистемы (ось X совпадает с продольной осью самолета); O — местоположение измерительной радиосистемы; R — дальность объекта; α — азимут (курсый угол) объекта; β — угол места объекта

Отметим, что в практике авиационных радиосистем нередко используется понятие *пеленга* (отсюда, в частности, происходит другое название угломерии — *пеленгация*). Пеленгом θ называется угол, характеризующий местоположение объекта и отсчитываемый от некоторой опорной прямой (например, от направле-

ния максимума диаграммы направленности, от продольной оси самолета и т. д.). В частных случаях под пеленгом могут пониматься азимут, или курсовой угол, объекта.

Если расстояние до объекта оказывается больше, чем дальность $R_{\text{пв}}$ прямой видимости (рис. 2.1.2), то оценка его местоположения производится в иных (географической, геоцентрической) системах координат. Использование таких систем координат характерно, скажем, для решения задач дальней навигации.

Поскольку работа в местной сферической системе координат осуществляется, в основном, радиолокационными системами, излучающими в пространство и принимающими из пространства радиосигналы сверхвысоких частот (от 30 МГц до 300 ГГц), то необходимо остановиться на рассмотрении антенных устройств, наиболее часто применяемых в радиолокационных системах.

Ранее отмечалось, что для дистанционного переноса радиосигналов (в пределах радиосистемы) вида (1.1.1), длины волн $\lambda_0 = \frac{2\pi C}{\omega_0}$ которых располагаются в метровом, дециметровом и сантиметровом диапазонах, используются фидеры закрытого (неизлучающего) типа — так называемые *коаксиальные кабели* (рис. 2.4.13).

Что касается дистанционного переноса радиосигналов (в пределах радиосистемы) вида (1.1.2)

$$E(t) = E_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0);$$

$$H(t) = H_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0),$$

то в этом случае применяются металлические полые трубы различного (как правило, прямоугольного) сечения — так называемые *волноводы*. Они употребляются в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн λ_0 . Для метрового и дециметрового диапазона волноводные конструкции оказываются (в силу сравнительно больших размеров) достаточно громоздкими.

Прямоугольный волновод (рис. 3.2.2), размеры внутренней полости которого равны a и b , обладает критической частотой $\omega_{0 \text{ КР}}$, вычисляемой согласно соотношению

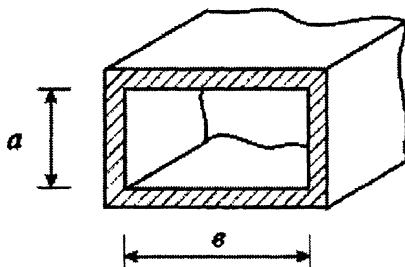


Рис. 3.2.2. Сечение прямоугольного волновода

$$\omega_{0 \text{ КР}} = \pi C \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}, \quad (3.2.1)$$

где $C = 3 \cdot 10^8$ м/с; m и n — целые положительные числа (1, 2, 3...).

Эта частота является характеристикой конкретного волновода в том смысле, что радиоволны, частоты которых меньше, чем $\omega_{0 \text{ КР}}$, распространяться в данном волноводе не могут.

На практике обычно выбирают:

$$a \approx 0,35\lambda_0, \quad b \approx 2a \approx 0,7\lambda_0. \quad (3.2.2)$$

Тот факт, что внутри волноводов распространяются электромагнитные волны, а радиопередающие и радиоприемные устройства оперируют с электрическими токами и напряжениями, приводит к необходимости сопряжения этих форм радиосигналов. Одно из устройств сопряжения изображено на рис. 3.2.3.

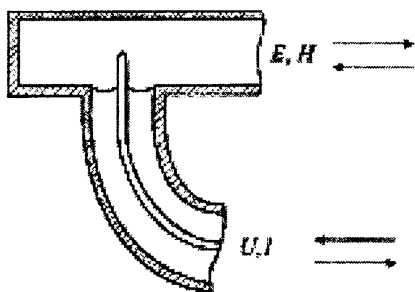


Рис. 3.2.3. Сопряжение коаксиального кабеля с волноводом

В данном устройстве коаксиальный кабель объединен с волноводом, причем центральный проводник кабеля введен внутрь волновода через отверстие, прорезанное в его стенке, а внешняя металлическая оплетка кабеля соединена с самим волноводом. Введенный в волновод проводник играет роль штыревой антенны, которая может работать как на передачу, так и на прием. В режиме передачи ток, пульсирующий в центральном проводнике, возбуждает во внутриволноводном объеме переменное электромагнитное поле, которое, распространяясь по волноводу, далее излучается (через, например, рупорную антенну) в пространство. В режиме приема наличествует обратная картина — электромагнитное поле частоты ω_0 , принятое (например, рупорной антенной) из окружающего пространства, продвигается по волноводу и, воздействуя на центральный проводник коаксиала, возбуждает в нем ток той же частоты ω_0 , и этот ток направляется коаксиальным кабелем ко входу приемного устройства. При этом режимы передачи и приема радиосигналов, разумеется, разделены во времени.

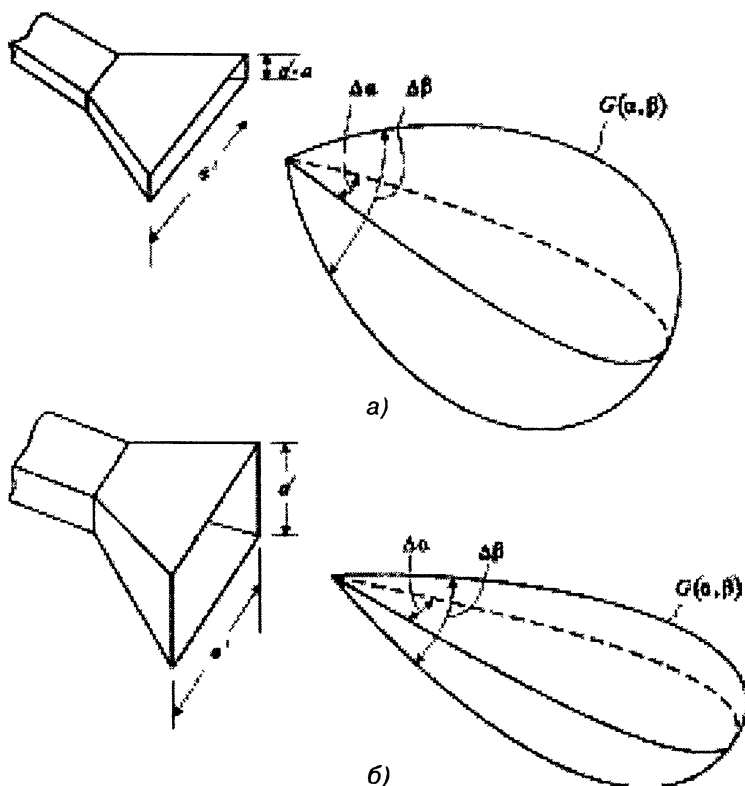


Рис. 3.2.4. Рупорные антенны и их диаграммы направленности:

а — секторная; б — пирамидальная

Обратимся к рассмотрению упоминавшейся рупорной антенны, которая относится к антеннам апертурного (т. е. обладающего излучающей поверхностью) типа. Работа этой антенны осуществляется в сантиметровом диапазоне радиоволн.

Внешний вид рупорной антенны представлен на рис. 3.2.4. Ее излучающая поверхность (раскрыв) подобна сечению волновода, однако, имеет увеличенные, по сравнению с волноводом, размеры. Дело в том, что излучение электромагнитного поля непосредственно из открытого конца волновода обладает, в силу сравнительной малости размеров a и b (доли и единицы сантиметров), широкой диаграммой направленности, а это означает рассеяние электромагнитной энергии в широком пространственном секторе. Для концентрации этой энергии (сужения диаграммы направленности) размеры (раскрыв рупорной антенны) должны быть, по сравнению со значениями a и b , увеличены.

Оценка «остроты» диаграммы направленности $G(\alpha, \beta)$ производится согласно показателю, называемому шириной диаграммы направленности ($\Delta\alpha, \Delta\beta$), а именно, значению угла $\Delta\alpha$ или $\Delta\beta$, в пределах которого относительная (по сравнению с максимальной) величина напряженности электромагнитного поля спадает от 1 до 0,707. Для рупорных антенн, представленных на рис. 3.2.4, ширина соответствующей диаграммы направленности может быть рассчитана по следующим соотношениям:

секторная рупорная антенна:

$$\begin{aligned}\Delta\alpha &= 80 \frac{\lambda_0}{b'}, \\ \Delta\beta &= 51 \frac{\lambda_0}{a};\end{aligned}\tag{3.2.3}$$

пирамидальная рупорная антенна:

$$\begin{aligned}\Delta\alpha &= 80 \frac{\lambda_0}{b'}, \\ \Delta\beta &= 51 \frac{\lambda_0}{a'}.\end{aligned}\tag{3.2.4}$$

Рассмотрим пример. Пусть $\lambda_0 = 3$ см, $a' = 6$ см. Тогда ширина диаграммы направленности для пирамидального рупора составит $\Delta\beta = 20,5^\circ$. Иными словами, небольшая рупорная антенна имеет недостаточно «острую» направленность, и следует увеличивать ее размеры, что не всегда является удобным.

Другим недостатком рупорной антенны является искажение фронта излучаемого электромагнитного поля, а именно — из плоского (в волноводе) этот фронт в рупорном раскрыве переформируется в цилиндрический (для секторного рупора) или почти сферический (для пирамидального рупора), что дополнительно ухудшает направленные свойства рупорных антенн. Тем не менее, на практике рупорные антенны используют достаточно часто, и не только как самостоятельные излучающие антенны (когда требуется широкая диаграмма направленности), но также в качестве одного из элементов (облучателя для рефлектора) антенной системы, если необходимо иметь итоговую узкую диаграмму направленности.

Другим типом антенн, широко применяемых в радиолокационной практике, являются *зеркальные* (рефлекторные) антенны, которые за счет специально подобранного профиля формируют требуемую диаграмму направленности. Это происходит путем отражения и последующей фокусировки электромагнитного поля, падающего на них от облучателя.

Зеркальные антенны, как правило, просты конструктивно, обладают значительной диапазонностью (используется для работы с сантиметровыми, дециметровыми и, отчасти, метровыми радиоволнами) и позволяют получать диаграмму направленности практически любого вида.

На практике очень часто применяют параболические зеркальные антенны (рис. 3.2.5) поверхность которых имеет форму параболоида вращения. В этом случае ширина диаграммы направленности определяется согласно выражению:

$$\Delta\alpha = \Delta\beta = (72 \dots 80) \frac{\lambda_0}{d}, \quad (3.2.5)$$

а величины d и λ_0 выбираются из условия: $d \gg \lambda_0$. Например, для $\lambda_0 = 3$ см и $d = 1$ м ширина диаграммы направленности ($\Delta\alpha = \Delta\beta$) составляет $2,16^\circ \dots 2,4^\circ$, что является вполне приемлемым.

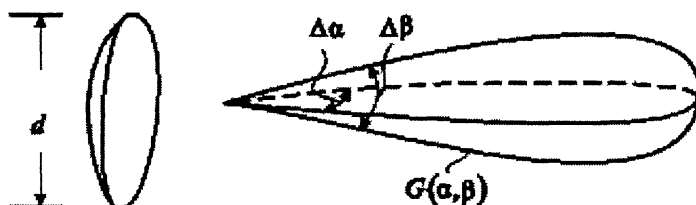


Рис. 3.2.5. Параболическая зеркальная антенна и ее диаграмма направленности

Облучение параболической зеркальной антенны с помощью рупора возможно в конструктивно различных вариантах (рис. 3.2.6). При этом рупор, конечно, принимает на себя часть электромагнитной энергии, отраженной параболоидом, и данная энергия оказывается потерянной, однако, отмеченный эффект «затенения» невелик. Следует отметить, что параболический рефлектор преобразует сферический фронт падающей на него электромагнитной волны в плоский. Последнее обстоятельство обусловлено тем, что луч, идущий к поверхности параболоида из фокуса (где расположен рупор-облучатель), далее, отразившись, становится параллельным оси параболоида.

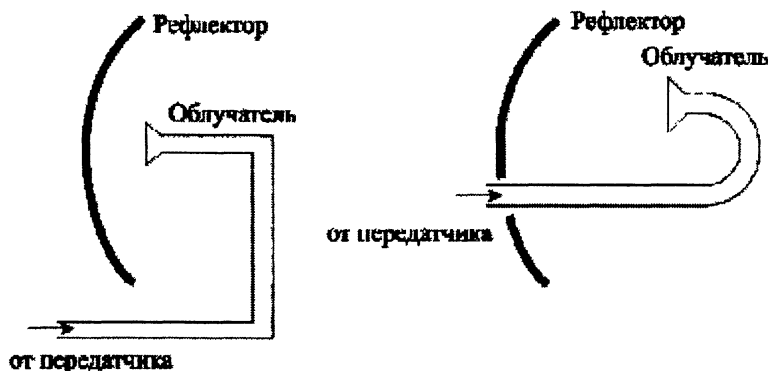


Рис. 3.2.6. Варианты построения антенной системы «рупорный облучатель—параболический рефлектор»

Вместе с тем, существуют ситуации (например, при установке параболической антенны в носовой части истребителя), когда диаметр d (рис. 3.2.5) раскрыва параболоида должен быть небольшим (порядка 15...30 см). В этом случае эффект «затенения» оказывается значительным и, чтобы снизить его влияние, вместо рупорного облучателя применяют конструкцию «вибратор—дисковый контррефлектор», показанную на рис. 3.2.7.

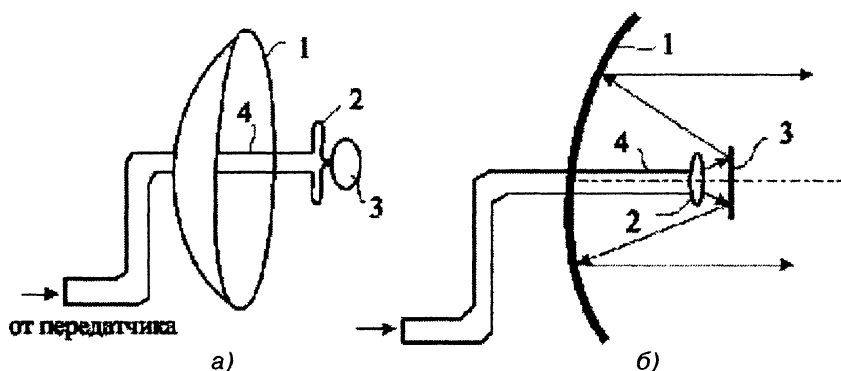


Рис. 3.2.7. Зеркальная антенна (а) и картина в этой антенне для режима излучения (б):

1 — параболический рефлектор; 2 — вибраторный излучатель; 3 — дисковый контррефлектор; 4 — линия передачи

В этой конструкции линия передачи 4 проходит через вершину параболического рефлектора 1 и представляет собой коаксиальный кабель. В режиме излучения радиосигнал, поступающий от радиопередающего устройства, возбуждает вибратор 2, который создает вокруг себя электромагнитное поле. Это поле отражается от дискового контррефлектора 3 и, попав на внутреннюю поверхность параболического рефлектора 1, далее направляется в пространство.

Общей особенностью рассмотренных выше антенн является возможность их работы не только в режиме излучения электромагнитной энергии, но и в режиме приема электромагнитных волн. При этом радиосигнал, пришедший из пространства, попадает на рефлектор и далее, отражаясь от него, фокусируется на облучателе, после чего по линии передачи поступает на вход радиоприемного устройства. Такие антенны, осуществляющие как излучение радиосигнала, так и его прием, носят название *приемо-передающих*. К их числу относится большинство антенн, используемых в радиолокационных системах, в частности, рупорные и параболические.

Поскольку многие из радиолокационных систем имеют именно приемо-передающие антенны, то в таких системах неизбежно возникает проблема развязки радиоприемного и радиопередающего устройств по излучаемому радиосигналу. Это означает, что мощный излучаемый радиосигнал должен направляться исключительно в антенну и не должен попадать в радиоприемное устройство. Указанную функцию развязки выполняет *антенный переключатель*.

Упрощенная схема построения антенного переключателя приведена на рис. 3.2.8. Принцип работы этой схемы заключается в следующем.

Радиопередающее 1 и радиоприемное 2 устройства соединены двухпроводной линией, из точек АА которой имеется выход к антенне. На участке «АА—радиоприемное устройство», на расстоянии $0,25\lambda_0$ от точек АА, включен газовый разрядник 3. Участок «радиопередающее устройство—АА» имеет длину $0,5\lambda_0$.

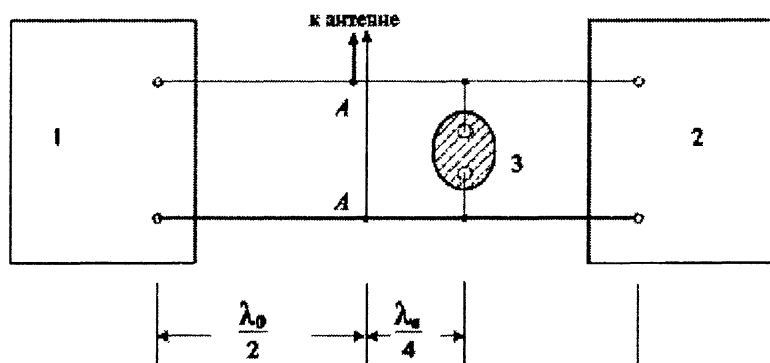


Рис. 3.2.8. Упрощенная схема построения антенного переключателя:

1 — радиопередаточное устройство; 2 — радиоприемное устройство; 3 — газовый разрядник

В режиме излучения, когда радиопередаточное устройство 1 создает мощный радиоимпульс, газовый разрядник 3 пробивается, замыкая двухпроводную линию в точке своего местонахождения — от этого короткозамкнутая четвертьволновая линия будет создавать между точками AA весьма большое сопротивление. Следовательно, в радиоприемное устройство 2 будет просачиваться весьма малое напряжение, что и является целью установки антенного переключателя.

В режиме же приема, когда радиосигнал малой мощности вводится от антенны в двухпроводную линию, газовый разрядник 3 пробиваться не будет, и радиоприемное устройство 2 воспримет поступивший от антенны радиосигнал. Что касается радиопередаточного устройства 1, то его выходное сопротивление будет достаточно велико (за счет наличия полуволнового участка двухпроводной линии), и поступивший от антенны радиосигнал не попадет в радиопередаточное устройство 1.

В настоящее время среди антенных систем все более важное место занимают так называемые *антенные решетки*, т. е. антенны, состоящие не из одного, а из многих приемо-передаточных элементов. Например, для бортовой антенной решетки число указанных элементов, располагающихся на общей площади в 1 м^2 , может составлять несколько десятков, а то и сотен.

Рассмотрим принцип функционирования антенной решетки. Начнем с *режима излучения*.

Предположим, для простоты, что антенная решетка состоит всего из двух элементов (рис. 3.2.9), каждый из которых излучает в пространство непрерывное колебание частоты ω_0 . Поскольку размеры излучателя каждого элемента невелики (для бортовых антенных решеток — не более нескольких сантиметров), то любой из этих элементов заполняет высокочастотной электромагнитной энергией сравнительно широкий пространственный сектор. Разумеется, данные секторы перекрываются и в области их наложения возникает интерференция радиоволн. Это приводит к тому, что суммарная энергия, излучаемая двухэлементной антенной решеткой, оказывается пространственно неравномерной, а именно, изменяющейся от максимальной (в том направлении, где радиосигналы обоих элементов окажутся синфазными, и следовательно, будут складываться в пространстве) до нулевой (пространственное вычитание радиосигналов, оказавшихся в противофазе, в другом направлении). То направление, в котором осуществляется пространственное суммирование, будет задавать координату максимума диаграммы направленности рассматриваемой антенной решетки. Если обратиться к рис. 3.2.9, то координатой максимума указанной диаграммы направленности будет угол $\theta = \theta_0$.

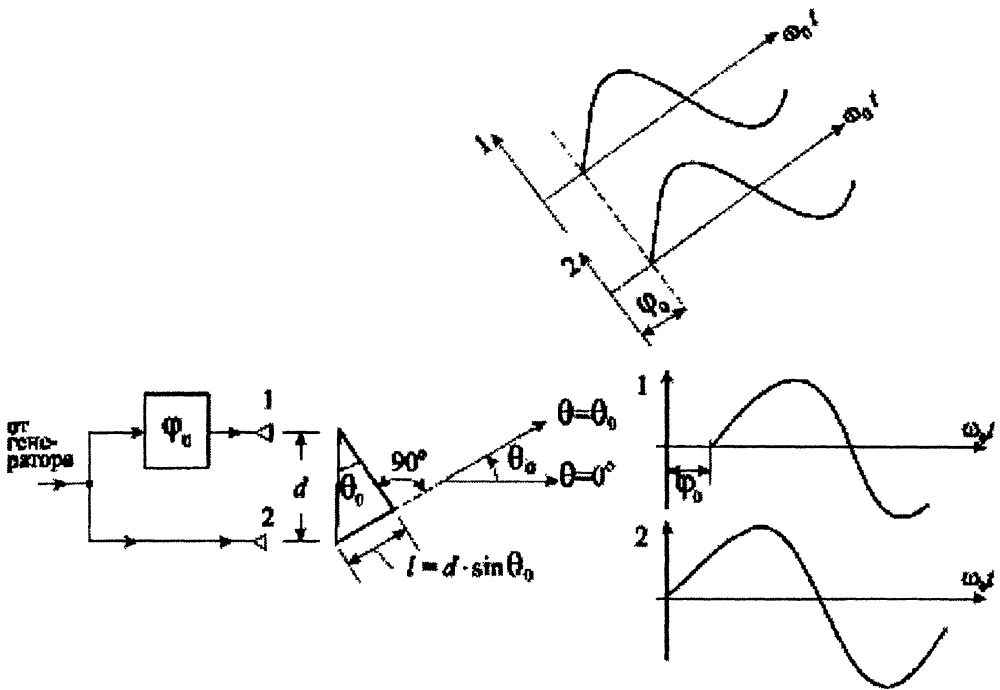


Рис. 3.2.9. К принципу функционирования двухэлементной фазированной антенной решетки (ФАР) в режиме излучения

Величину угла $\theta = \theta_0$ нетрудно подсчитать, исходя из геометрических соображений, а именно: поскольку фазовращатель φ_0 находится в канале только одного элемента, то для компенсации φ_0 радиосигнал, излучаемый другим элементом, должен пройти дополнительный путь l равный

$$l = d \sin \theta_0, \quad (3.2.6)$$

где d — расстояние между элементами.

Тогда и будет обеспечена синфазность обоих радиосигналов на направлении $\theta = \theta_0$. Приравнявая набег фазы радиосигнала на расстоянии l величине φ_0 , получим:

$$\varphi_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot l = \frac{\omega_0}{C} \cdot l = \frac{\omega_0}{C} \cdot d \sin \theta_0, \quad (3.2.7)$$

откуда

$$\theta_0 = \arcsin \left(\frac{C}{\omega_0 d} \cdot \varphi_0 \right). \quad (3.2.8)$$

Что касается угла $\theta = 0^\circ$, то в данном пространственном направлении для рассматриваемого случая будет происходить лишь частичное суммирование излучаемых радиосигналов.

Выражение (3.2.8), в частности, означает, что если фазовращатель в канале элемента 1 сделать управляемым (т. е. изменять значение φ_0), то максимум диаграммы направленности двухэлементной антенной решетки будет менять свое положение θ_0 в пространстве, осуществляя так называемое сканирование (качение луча).

Перейдем теперь от рассмотренного элементарного случая к соответствующей линейной структуре. Эта структура показана на рис. 3.2.10. Здесь N элементов с помощью N фазовращателей формируют диаграмму направленности заданного вида. Отметим два обстоятельства. Во-первых, в данной антенной решетке может существовать не N фазовращателей, а $N - 1$ (один из элементов, как правило, центральный, излучает колебание, не подвергнутое фазовому сдвигу). Во-вторых, указанная антенная решетка способна организовать не одну, а несколько диаграмм направленности.

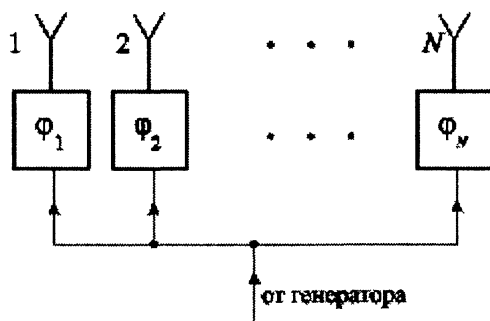


Рис. 3.2.10. Структура многоэлементной линейной ФАР (режим излучения)

Поскольку компоновка требуемой картины электромагнитного поля осуществляется с помощью фазовращателей, то данная антенна называется фазированной антенной решеткой (ФАР) линейного типа.

В наиболее часто встречающемся на практике случае значения фаз φ_i , $i = 1 \dots N$, описываются линейным законом:

$$\varphi_i = i \varphi_0, \quad (3.2.9)$$

а расстояния d_i между элементами выбираются одинаковыми ($d_i = d$) и равными примерно $0,5\lambda_0 = \frac{\pi C}{\omega_0}$. В этом случае антенная решетка формирует линейный фазовый фронт излучений, распространяющийся в направлении $\theta = \theta_0$ максимума диаграммы направленности.

Необходимо отметить, что пространственное качание (сканирование) диаграммы направленности ФАР выполняется без механического поворота всей конструкции ФАР, а исключительно за счет управления фазовращателями. Поэтому в случае использования ФАР обычно говорят об электронном (т. е. безынерционном) сканировании, подразумеывая высокоскоростное изменение фаз φ_i и, следовательно, высокоскоростное перемещение диаграммы направленности. Типичное время облучения пространственного сектора в диапазоне углов $\theta_0 = \pm 60^\circ$ (учитываются перемещения либо по азимуту α , либо по углу места β) составляет значение от нескольких десятков миллисекунд до нескольких (3...7) с.

Что касается принципа функционирования ФАР в другом режиме, а именно, в режиме приема, то алгоритм, связывающий (для двухэлементной ФАР) величины φ_0 и θ_0 , может быть получен на основании рассуждений, использованных ранее при рассмотрении режима излучения. Например, будем понимать под углом θ_0 то направление, с которого радиосигнал принимается наилучшим образом (обеспечивается максимум сигнала на выходе ФАР). Ясно, что данное направление $\theta = \theta_0$ будет соответствовать координате максимума уже не передающей, а при-

емной диаграммы направленности. Рассуждая аналогично тому, как это делалось для режима излучения, придем к соотношению

$$\theta_0 = \arcsin\left(\frac{C}{\omega_0 d} \cdot \varphi_0\right), \quad (3.2.10)$$

совпадающему с выражением (3.2.8). Это означает, что для приемо-передающей ФАР положение максимумов диаграмм направленности θ_0 как для режима излучения, так и для режима приема оказывается одним и тем же. Другим выводом является заключение о возможности электронного (безынерционного) сканирования также и в режиме приема.

Соображения, изложенные для двухэлементной приемной ФАР, могут быть распространены и на N -элементную линейную приемную ФАР. Что касается другого весьма важного параметра ФАР, а именно ширины диаграммы направленности ($\Delta\theta$), то она для $\theta = 0^\circ$ может быть рассчитана согласно выражению

$$\Delta\theta = \frac{0,886\lambda_0}{Nd}, \quad (3.2.11)$$

где $\lambda_0 = 2\pi \frac{C}{\omega_0}$ — рабочая длина волны; d — расстояние между элементами; N — количество элементов.

К недостаткам, присущим ФАР, помимо сложности изготовления и высокой стоимости, следует отнести как ограниченность сектора сканирования (при неподвижной ФАР отклонение максимума диаграммы направленности θ_0 от нормали к линии излучателей обычно не превышает $\theta_{\Gamma P} = 60^\circ$), так и снижение максимума дальности действия (рис. 3.2.11, а) при $0 < \theta_0 < \theta_{\Gamma P}$, обусловленное расширением диаграммы направленности (рис. 3.2.11, б):

$$\Delta\theta(\theta_0) = \frac{0,886\lambda_0}{Nd \cos \theta_0}, \quad (3.2.12)$$

где $\Delta\theta(\theta_0)$ — ширина диаграммы направленности линейной ФАР при угле θ_0 отклонения максимума этой диаграммы от нормали к линии излучателей.

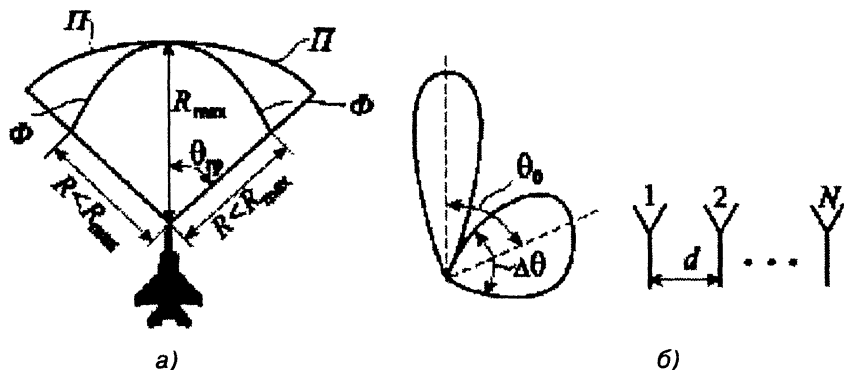


Рис. 3.2.11. Явление снижения дальности (а) и расширения диаграммы направленности ФАР в пределах сектора сканирования (б):

Π — кривая максимальных дальностей действия зеркальной (параболической) антенны для различных углов ($\theta \leq \theta_{\Gamma P}$) сканирования; Φ — кривая максимальных дальностей действия ФАР для различных углов ($\theta \leq \theta_{\Gamma P}$) сканирования; 1, 2... N — номера излучающих элементов; d — расстояние ($d \approx 0,5\lambda_0$) между излучающими элементами

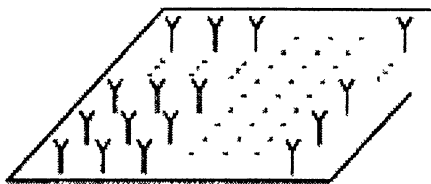


Рис. 3.2.12. Структура многоэлементной ФАР

В практике авиационных радиосистем обычно используют не только линейные, но и плоские ФАР (рис. 3.2.12), которые представляют собой совокупность многих элементов, распределенных по площади некой плоской фигуры (квадрат, прямоугольник, круг, эллипс и т. д.). В литературе такие плоские ФАР иногда называются двумерными. Сложность функционирования плоских ФАР, разу-

меется, значительно выше, чем у линейных ФАР, однако, физический принцип их действия остается неизменным — организация пространственного луча за счет специально созданной интерференции излучаемых колебаний (в режиме передачи) и формирование в антенной решетке (для режима приема) фазовой структуры, адекватной фазовой картине колебания, приходящего из пространства.

Традиционное место установки бортовых плоских ФАР работающих, как правило в сантиметровом диапазоне волн, — носовая часть самолета. Типовые значения: ширина диаграммы направленности ($\Delta\theta$) — $2...7^\circ$; площадь — $0,25...1,5 \text{ м}^2$; масса — $2...8 \text{ кг}$.

С точки зрения повышения эффективности ФАР (расширение сектора сканирования, постоянство ширины диаграммы направленности при ее пространственном перемещении и т. д.) перспективным направлением считается создание неплоских (выпуклых, объемного типа) ФАР.

Таковы основные разновидности антенн, наиболее часто применяемых в радиолокационных системах.

Рассмотрим методы определения различных координат объекта.

Методы измерения дальности

Дальность R является, пожалуй, наиболее тактически важной координатой объекта. Это относится как к бортовым, так и к наземным радиосистемам. В военной авиации величина R задает расстояние, например, до самолета противника, а в гражданской авиации значение R указывает, в частности, на удаленность самолета, идущего встречно-пересекающимся курсом или на близость земной поверхности.

Поскольку измерение дальности R осуществляется путем оценки параметров принятия радиосигнала вида (1.1.1)

$$U(t) = U_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0),$$

то в соответствии с этим, методы измерения дальности подразделяются на три разновидности:

- ⇒ временной (другие названия этого метода — импульсный, по времени запаздывания);
- ⇒ частотный;
- ⇒ фазовый.

Отметим, что временной метод чрезвычайно широко применяется в радиолокации, частотный метод обычно используется в практике высотометрии, а фазовый метод характерен для радионавигационных систем. Суть этих методов заключается в следующем.

Временной метод измерения дальности. Как следует из названия, каждому значению дальности R должно соответствовать одно и только одно значение времени t . Если, в частности, пространственное положение измерительной радиоси-

стемы характеризуется моментом времени $t = 0$, то расстояние R до объекта будет соответствовать моменту времени $t = \tau_R$.

Ранее отмечалось, что большинство радиолокационных систем работает в диапазоне сверхвысоких частот (30 МГц...300 ГГц). Поскольку длины волн λ_0 этих колебаний лежат всего лишь в пределах 10 м...1 мм, то измерение расстояний R до реальных объектов с помощью непрерывного немодулированного колебания вида (1.1.1) временным методом оказывается невозможным. Поэтому на практике дальнометрию осуществляют иным способом — путем излучения и приема достаточно коротких импульсов.

Реализация импульсного метода дальнометрии состоит в том, что сначала измерительная радиосистема, установленная, например, на самолете (рис. 3.2.13,а), излучает в пространство короткий (длительности τ_{Π}) радиоимпульс (рис. 3.2.13,б).

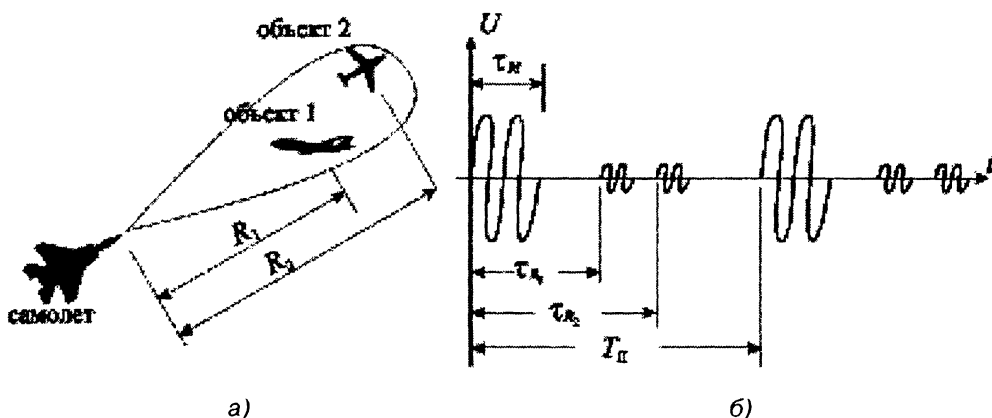


Рис. 3.2.13. Временной метод измерения дальности:

а — возможная реальная ситуация; б — эпюры радиоимпульсов, характеризующие данную ситуацию

Если в пределах диаграммы направленности оказывается какой-либо объект, то данный радиоимпульс отражается от него. Строго говоря, отражение от объекта происходит в разные стороны (характер этого отражения зависит от конфигурации и материала объекта), но в том числе — и в сторону самолетной измерительной радиосистемы. На рис. 3.2.13,а изображены два объекта, расположенные на разных дальностях R_1 и R_2 , а на рис. 3.2.13,б показаны радиоимпульсы, отраженные от этих объектов и поступившие на вход антенны. Каждый из этих радиоимпульсов смещен во времени относительно излученного радиоимпульса на соответствующие временные интервалы τ_{R1} и τ_{R2} , где

$$\tau_{R1} = \frac{2R_1}{C}, \quad \tau_{R2} = \frac{2R_2}{C}. \quad (3.2.13)$$

Коэффициент 2 в данных выражениях обусловлен тем, что радиосигнал проходит в пространстве путь двойной длины — от измерительной радиосистемы до объекта и обратно. Величины τ_{R1} и τ_{R2} обычно называют *временами запаздывания*. Значения τ_{R1} и τ_{R2} измеряются на выходе радиоприемного устройства. По этим значениям вычисляются дальности R_1 и R_2 до объектов:

$$R_1 = \frac{C\tau_{R1}}{2}, \quad R_2 = \frac{C\tau_{R2}}{2}. \quad (3.2.14)$$

В принципе, дальность до объекта R можно определить и по одному отраженному радиоимпульсу. Однако поскольку подавляющее большинство объектов являются движущимися, то перед измерительной радиосистемой обычно ставится задача воспроизвести динамику изменения дальности от рассматриваемой радиосистемы до объекта. Эту задачу можно решить путем излучения (и, разумеется, приема) радиоимпульсов в различные моменты времени.

Наиболее просто с технической точки зрения осуществляется режим не произвольного, а периодического (регулярного) излучения радиоимпульсов. При этом временной интервал между моментами излучения смежных радиоимпульсов называется периодом повторения T_{Π} . При дальнометрии обычно $T_{\Pi} \gg \tau_{\Pi}$ (например, $\tau_{\Pi} = 1$ мкс, $T_{\Pi} = 1$ мс).

Особенностью периодического режима излучения являются соблюдение требования однозначности дальнометрии, т. е. отраженный от объекта радиосигнал должен вернуться до момента излучения следующего радиоимпульса. Иными словами, должны выполняться соотношения:

$$\tau_{R_1} < T_{\Pi}, \quad \tau_{R_2} < T_{\Pi}. \quad (3.2.15)$$

Следуя логике выражений (3.2.12), можно записать:

$$T_{\Pi} = \frac{CR_{\max}}{2}, \quad (3.2.16)$$

откуда

$$R_{\max} = \frac{CT_{\Pi}}{2}. \quad (3.2.17)$$

Если, в частности, $T_{\Pi} = 1$ мс, то $R_{\max} = 150$ км.

Тогда неравенства (3.2.15) могут быть представлены в другой форме:

$$R_1 < R_{\max}, \quad R_2 < R_{\max}. \quad (3.2.18)$$

Соотношения (3.2.18) являются алгоритмическим отображением требования однозначности дальнометрии. Если же объект находится на таком расстоянии от измерительной радиосистемы, что условие (3.2.18) не выполняется, то измерительной радиосистеме необходимо перейти на режим работы с иным (увеличенным) периодом повторения.

Кроме задачи обеспечения однозначности, в импульсной дальнометрии существует проблема так называемого разрешения объектов по дальности.

Вернемся к рис. 3.2.13. Предположим, что объекты 1 и 2 начинают сближаться по дальности. В какой-то момент времени они приблизятся друг к другу настолько, что отраженные от них радиоимпульсы перекроются, образовав один протяженный радиоимпульс. В этом случае два близко расположенных объекта будут ошибочно восприняты измерительной радиосистемой как один объект, что расценивается как неразрешение радиосистемой данных объектов по дальности.

Для количественной оценки явления разрешения вводится понятие разрешающей способности по дальности δR . Считается, что граница разрешения (раздельного восприятия двух объектов) соответствует выполнению равенства

$$\tau_{R_2} = \tau_{R_1} + \tau_{\Pi} \quad (3.2.19)$$

или, что то же,

$$R_2 = R_1 + \delta R. \quad (3.2.20)$$

Тогда разрешающая способность по дальности δR будет вычисляться из соотношения

$$\delta R = \frac{c\tau_{\text{и}}}{2}. \quad (3.2.21)$$

Для случая $\tau_{\text{и}} = 1$ мкс получим $\delta R = 150$ м.

Из выражения (3.2.21) следует, что для улучшения разрешающей способности по дальности измерительная радиосистема должна использовать радиоимпульсы более короткой длительности.

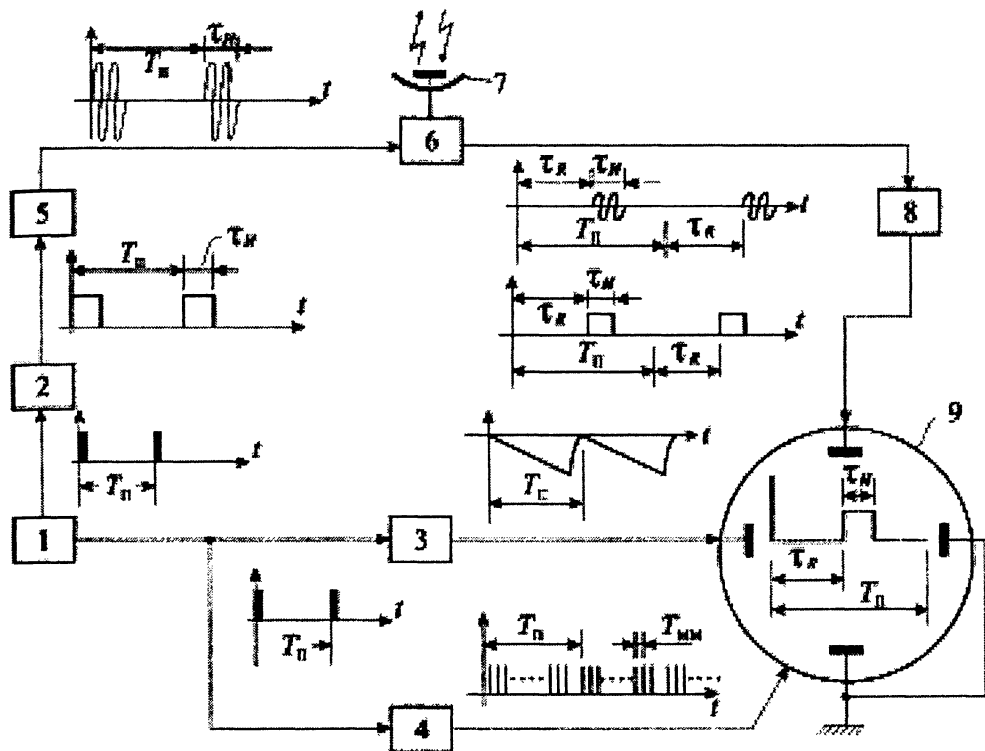


Рис. 3.2.14. Увеличенная схема импульсной радиосистемы измерения дальности:

1 — синхронизатор; 2 — генератор видеоимпульсов; 3 — генератор пилообразного напряжения (генератор напряжения развертки); 4 — генератор масштабных меток; 5 — генератор радиочастотных импульсов; 6 — антенный переключатель; 7 — приемо-передающая антенна; 8 — радиоприемное устройство; 9 — выходное индикаторное устройство (осциллограф)

Увеличенная структурная схема импульсной радиосистемы измерения дальности представлена на рис. 3.2.14. Работа ее осуществляется следующим образом.

Синхронизатор 1 вырабатывает укороченные импульсы запуска, следующие с периодом повторения $T_{\text{п}}$. Под воздействием каждого из этих импульсов запуска срабатывают генератор видеоимпульсов 2, генератор напряжения развертки 3 и генератор масштабных меток 4. Рассмотрим функционирование каждого из этих узлов.

Генератор 2 формирует видеоимпульсы, длительность которых значительно больше, чем длительность импульсов запуска, и равна $\tau_{\text{и}}$. Далее эти видеоимпульсы подаются на генератор 5, в котором вырабатываются мощные радиочастотные импульсы, имеющие длительность $\tau_{\text{и}}$ и совпадающие во времени с данными видео-

импульсами. Указанные радиоимпульсы поступают на антенный переключатель 6, после чего излучаются в пространство с помощью приемо-передающей антенны 7.

Во время излучения антенный переключатель 6 замыкает вход радиоприемного устройства 8, предохраняя это устройство от поступления на него мощного радиоимпульса, а по окончании данного радиоимпульса размыкает указанный вход, в результате чего радиоприемное устройство 8 открывается по окончании излученного радиоимпульса и оказывается готовым к приему отраженного радиоимпульса.

Генератор напряжения развертки 3 предназначен для задания (в определенном масштабе) измеряемого интервала дальностей в выходном индикаторном устройстве 9. Поскольку данное индикаторное устройство 9 представляет собой (в простейшем случае) осциллограф, то указанный генератор 3 формирует линейно изменяющееся (пилообразное) напряжение, которое и является напряжением развертки.

Слово «развертка» относится к движению яркостной точки (образованной сфокусированным электронным лучом) по экрану осциллографа, причем интервал перемещения этой точки соответствует (в заданном масштабе) интервалу измеряемых дальностей. Факт линейности напряжения развертки означает постоянство скорости смещения яркостной точки по экрану и, следовательно, обеспечения прямой пропорциональности между текущей координатой данной точки и текущим значением дальности. Отметим, что период запуска смежных пилообразных напряжений развертки равен периоду повторения T_{Π} , а сброс очередной «пилы» происходит незадолго до следующего импульса запуска.

Генератор масштабных меток 4 необходим для задания дальностной измерительной шкалы на экране осциллографа 9. Этот генератор формирует последовательность коротких импульсов, следующих с малым периодом повторения $T_{\text{ММ}}$. Поскольку данная последовательность подается на осциллограф для кратковременного гашения электронного луча, то на экране измерительная шкала высвечивается в виде пунктирной горизонтальной линии, причем количество световых точек в том или ином отрезке этой линии характеризует соответствующий интервал дальностей. Дополнительной функцией генератора 4 является гашение так называемого обратного (от R_{max} до R_{min}) хода электронного луча, предотвращающее мешающую (ухудшающую контрастность) засветку экрана.

Предположим, что в пространстве, на расстоянии R от измерительной радиосистемы, находится объект. Тогда радиоимпульс, отраженный от этого объекта, поступит на приемо-передающую антенну 7 и через антенный переключатель 6 попадет на вход радиоприемного устройства 8. Видеоимпульс с выхода этого устройства будет подан на осциллограф 9 для измерения (путем подсчета количества масштабных меток) дальности R до объекта.

Характерной особенностью импульсных радиосистем является наличие минимальной измеряемой дальности R_{min} . Дело в том, что в режиме излучения радиоприемное устройство закрыто на длительность $\tau_{\text{и}}$, что соответствует расстоянию

$R_{\text{min}} = \frac{C\tau_{\text{и}}}{2}$. Следовательно, если дальность R до объекта окажется меньше, чем R_{min} , то радиосигнал, отраженный от такого объекта, радиоприемным устройством воспринят не будет. Иными словами, рассмотренный измеритель дальности R до объекта способен правильно определять указанную дальность, если она располагается в интервале: $R_{\text{min}} < R < R_{\text{max}}$.

Традиционным местом расположения импульсных радиодальномеров на самолете является его носовая часть. В целях как снижения аэродинамического сопротивления, так и защиты приемо-передающей антенны от внешних воздействий, весь радиодальномер находится под радиопрозрачным обтекателем.

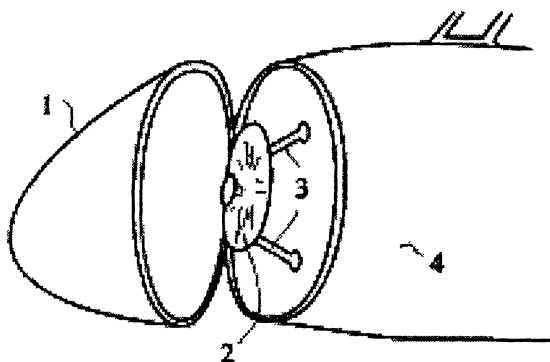


Рис. 3.2.15. Расположение параболической антенны в носовой части самолета:

1 — радиопрозрачный обтекатель (отвернут в сторону); 2 — приемо-передающая антенна; 3 — крепления антенны; 4 — фюзеляж самолета

На рис. 3.2.15 показано расположение приемо-передающей антенны импульсного радиодальномера в носовой части истребителя. Радиопрозрачный обтекатель отвернут в сторону.

Что касается материала радиопрозрачного обтекателя, то потери в нем электромагнитной энергии должны быть минимальными. Кроме того, характеристики этого материала должны оставаться постоянными при значительном нагреве. Так, на самолетах с небольшими (до 500 км/ч) скоростями устанавливаются обтекатели из стеклоткани на бакелитовой основе. Обтекатели для среднескоростных самолетов изготавливаются из стекловолкна с клеями на основе эпоксидных смол. Основой материалов для обтекателей на сверхзвуковых самолетах служат кремнийорганические соединения, выдерживающие длительный нагрев свыше 200 °С.

Конструкции радиопрозрачных обтекателей делятся на две группы: *слоистые* (используются в самолетах с невысокими скоростями полета для плоских обтекателей небольших габаритов) и *сотовые* (применяются в обтекателях сложной конфигурации, испытывающих значительные аэродинамические нагрузки).

На рис. 3.2.16 изображена структура обтекателя сотовой конструкции.

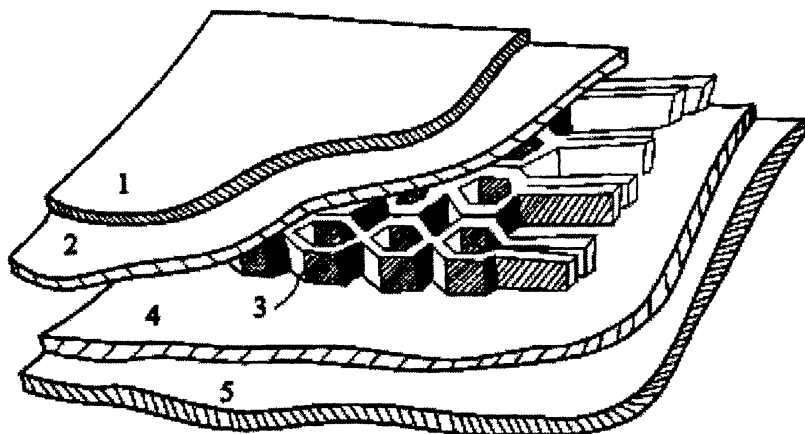


Рис. 3.2.16. Структура радиопрозрачного обтекателя сотовой конструкции:

1, 2, 4, 5 — листы пластика или ткани; 3 — сотовая прослойка

Для удобства наземных профилактических осмотров антенны обтекатели делают поворотными или легкосъёмными. Наружную сторону обтекателя для предохранения от эрозии окрашивают специальной (обладающей малым поглощением электромагнитной энергии) краской. Использование, например, красок на металлической основе недопустимо.

Частотный метод измерения дальности. Как видно из названия, принцип данного метода заключается в том, что каждому значению дальности R должна соответствовать одна и только одна частота $\omega_R = 2\pi F_R$, поступающая в устройство измерения дальности. При этом в большинстве современных радиосистем частота $\omega_R = 2\pi F_R$ не содержится (в явном виде) в принятом радиосигнале, а формируется внутри радиоприемного устройства. Рассмотрим вариант метода частотной радиодальнометрии, наиболее часто используемый в практике авиационных радиосистем.

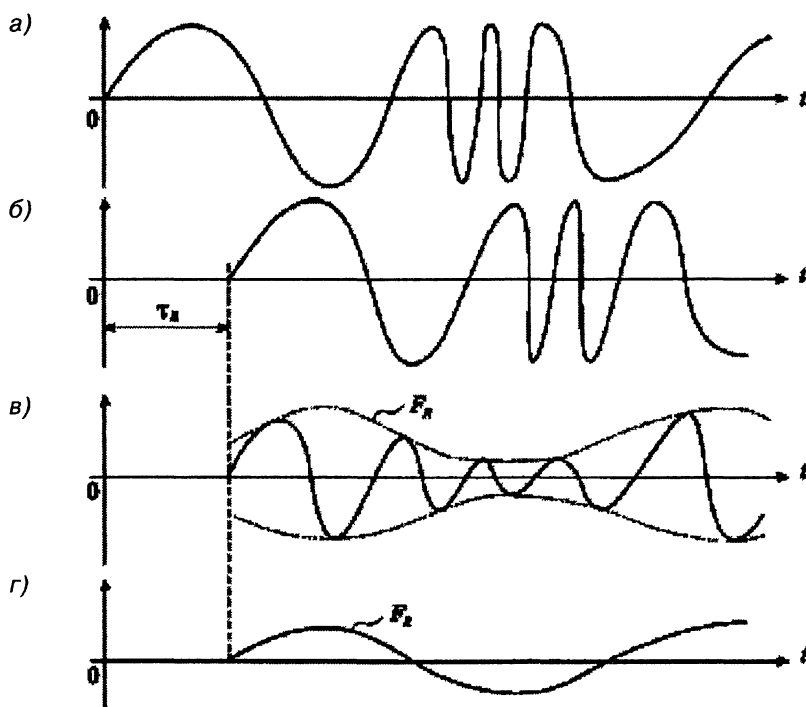


Рис. 3.2.17. Радиосигналы в частотном радиодальнометре:

а — излученный радиосигнал; б — принятый радиосигнал; в — напряжение на выходе балансного смесителя; г — напряжение на выходе детектора

Радиопередающее устройство формирует непрерывный во времени частотно-модулированный радиосигнал (рис. 3.2.17,а), который излучается в пространство. Отраженный от объекта радиосигнал (также непрерывный во времени и модулированный по частоте — рис. 3.2.17,б) поступает на приемную антенну. Два радиосигнала (копия мощного излученного и принятый), между которыми существует задержка во времени $\tau_R = \frac{2R}{C}$, подаются на разные входы специального устройства — балансного смесителя. В результате взаимодействия этих двух радиосигналов на выходе балансного смесителя формируется непрерывное напря-

жение (рис. 3.2.17,в), амплитуда которого изменяется с частотой $\omega_R = 2\pi F_R$. После детектирования данного напряжения образуется непрерывный радиосигнал (рис. 3.2.17,г), имеющий частоту $\omega_R = 2\pi F_R$. Этот радиосигнал далее подается на устройство измерения дальности, в котором частота $\omega_R = 2\pi F_R$ переводится в соответствующее значение дальности R .

Структурная схема частотного радиодальномера приведена на рис. 3.2.18.

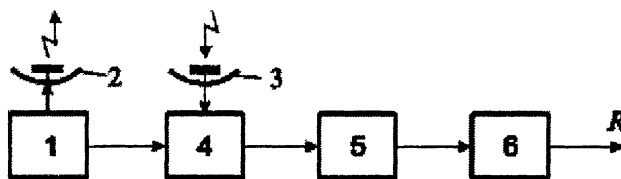


Рис. 3.2.18. Структурная схема частотного радиодальномера:

1 — радиопередающее устройство; 2 — радиопередающая антенна; 3 — радиоприемная антенна; 4 — балансный смеситель; 5 — детектор; 6 — устройство измерения дальности

Суть изложенного частотного метода дальнометрии можно проиллюстрировать с помощью частотно-временных зависимостей (рис. 3.2.19), построенных для случая, когда частота излучаемого радиосигнала меняется по линейному закону. При этом в качестве частоты $\omega_R = 2\pi F_R$ используется модуль разности частот излученного и принятого радиосигналов $|\omega_R| = |\omega_{изл} - \omega_{прин}|$, вычисляемый в каждый текущий момент времени.

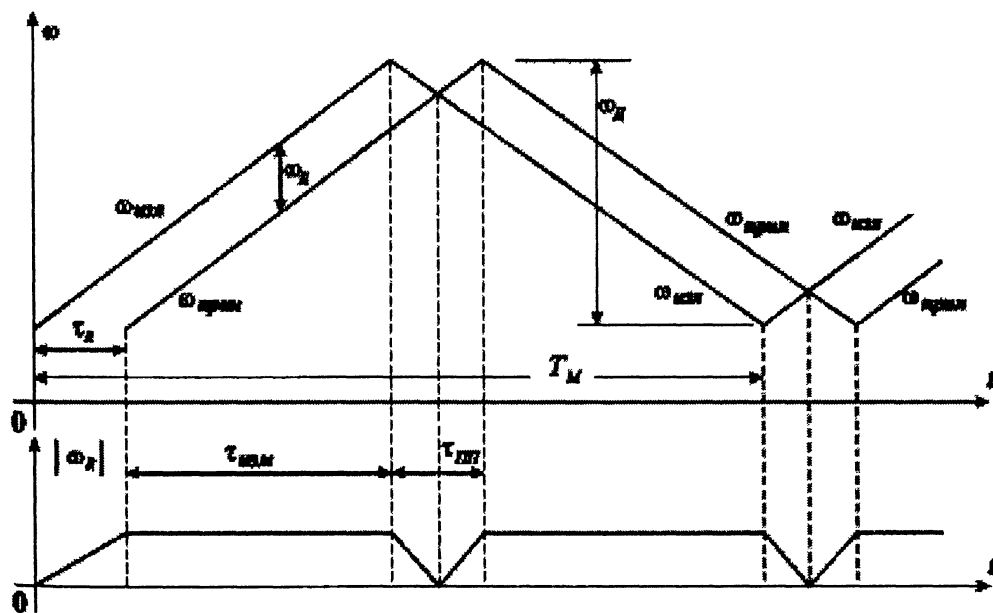


Рис. 3.2.19. Частотно-временные зависимости для частотной дальнометрии в случае линейно меняющейся частоты излучаемого радиосигнала:

$\omega_{изл}$ — частота излучаемого радиосигнала; $\omega_{прин}$ — частота принимаемого радиосигнала; $|\omega_R| = |\omega_{изл} - \omega_{прин}|$ — модуль разностной частоты; ω_d — частота девиации; T_m — период частотной модуляции

Связь частоты ω_R с дальностью R может быть найдена из рис. 3.2.19,а согласно пропорции

$$\frac{\frac{\omega_D}{T_M}}{2} = \frac{\omega_R}{\tau_R} \quad \text{или} \quad \frac{\omega_D}{T_M} = \frac{\omega_R}{2R/C}.$$

В итоге получаем:

$$R = \frac{CT_M}{4\omega_D} \cdot \omega_R = \frac{CT_M}{4f_D} \cdot F_R \quad (3.2.22)$$

где T_M — период частотной модуляции; $\omega_D = 2\pi f_D$ — частота девиации.

Если, например, измеренная разностная частота F_R составляет $4 \cdot 10^6$ Гц = 4 МГц, то при девиации частоты f_D равной 30 МГц и периоде модуляции $T_M = 0,005$ с = 5 мс, величина дальности до объекта R будет равна 50 км.

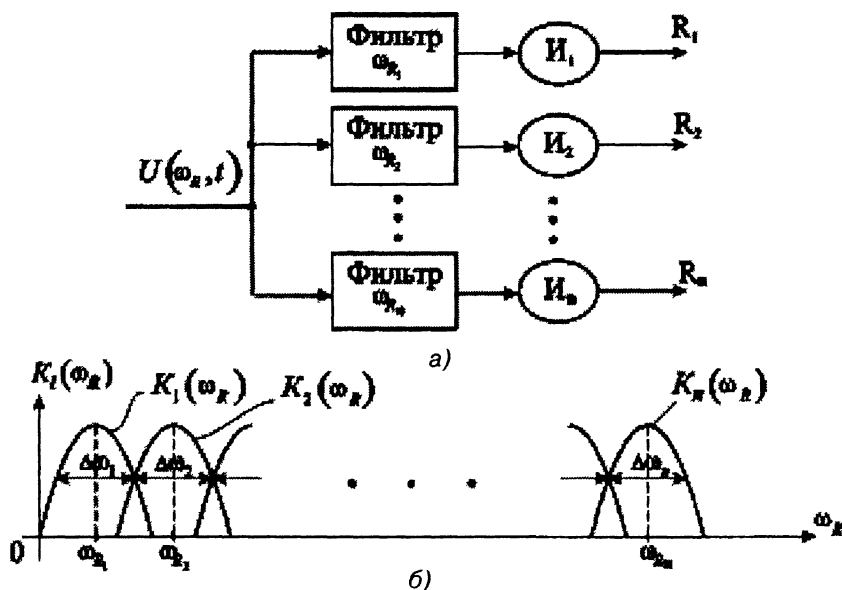


Рис. 3.2.20. Устройство измерения дальности в частотном радиодальномере:

а — структура устройства (I_i — индикаторы, $i = 1 \dots n$); б — амплитудно-частотные характеристики фильтров данного устройства

Выражение (3.2.22), связывающее дальность R и значение ω_R на горизонтальном участке графика на рис. 3.2.19,б, имеющего длительность $\tau_{изм}$, задает, фактически, алгоритм работы устройства измерения дальности. Структура этого устройства показана на рис. 3.2.20,а. Данное устройство выполняет параллельный (одновременный) просмотр всего диапазона возможных разностных частот ω_R . Основная часть этого устройства состоит из набора узкополосных фильтров, каждый из которых имеет амплитудно-частотную характеристику $K_i(\omega_R)$ с соответствующей центральной частотой ω_{R_i} и полосой пропускания $\Delta\omega_i$, где $i = 1 \dots n$. Когда на общий вход фильтров поступает напряжение $U(\omega_R, t)$, то это напряжение заставляет сработать фильтр с той амплитудно-частотной характеристикой $K_i(\omega_R)$, в чью полосу пропускания $\Delta\omega_i$ попадает частота ω_R данного напряжения $U(\omega_R, t)$.

Полосы пропускания $\Delta\omega_i$ всех фильтров выбраны из условия

$$\frac{2\pi}{\tau_{\text{изм}}} \ll \Delta\omega_i \ll \frac{2\pi}{\tau_{\text{пп}}}, \quad (3.2.23)$$

где $\tau_{\text{изм}}$ — интервал времени, на котором производится измерение разностной частоты ω_R ; $\tau_{\text{пп}}$ — интервал времени, соответствующий переходным процессам. Поэтому фильтры осуществляют измерение ω_R лишь на ее горизонтальном участке (рис. 3.2.20, б).

Наконец индикатор I_i , где $i = 1 \dots n$, фиксирует факт срабатывания i -го фильтра и вырабатывает собственный отсчет R_i дальности R . На этом процедура измерения дальности частотным методом заканчивается.

Отметим, что хотя значение периода частотной модуляции T_M может определяться, исходя из заданной величины R_{max} максимальной однозначно-измеряемой дальности R по формуле

$$T_M \geq \frac{4R_{\text{max}}}{C}, \quad (3.2.24)$$

но на практике, с целью уменьшения $\tau_{\text{пп}}$ и увеличения $\tau_{\text{изм}}$, значение T_M выбирается значительно больше, чем рассчитанное по соотношению (3.2.24).

Еще одной особенностью частотного метода дальнометрии является *дискретность отсчета дальности*. Это означает, что если истинная дальность до объекта может изменяться сколько угодно плавно, то измеренное значение дальности всегда будет равно целому числу дискретов ΔR :

$$\Delta R = \frac{C}{4f_D}. \quad (3.2.25)$$

Отсюда, в частности, следует, что существует минимальное значение дальности R_{min} , которое можно измерить частотным методом:

$$R_{\text{min}} = \frac{C}{4f_D}. \quad (3.2.26)$$

Выражения (3.2.25) и (3.2.26) легко получаются из соотношения (3.2.22), если в него вместо величины $F_R = F_{R\text{min}}$ поставить значение $F_M = \frac{1}{T_M}$.

Рассмотренный частотный метод дальнометрии обычно используется в самолетах и вертолетах для измерения малых высот.

Приведем некоторые основные параметры радиовысотомера малых высот РВ-5:

Центральная частота излучаемого радиосигнала, ГГц	4,3
Диапазон измеряемых высот, м	0...750
Ошибка измерения высоты:	
на высотах 0...10 м	0,6 м
на высотах 10...750 м	6 % от высоты;
Мощность излучаемого радиосигнала, Вт	0,4
Девияция частоты, МГц	50
Частота модуляции, Гц	150
Масса приемо-передатчика, кг	10
Объем приемо-передатчика, дм ³	12,5
Гарантированный срок службы, ч	2000

Что касается диаграммы направленности, то для высотомеров малых высот она не должна быть слишком узкой, поскольку в случае глубокого маневра самолета луч может сильно уйти в сторону, а это сопряжено как с повышенными ошиб-

ками измерения, так и с риском потерять земную поверхность «из виду». Этим обстоятельством объясняется использование в качестве антенн двух (излучающего и приемного) пирамидальных рупоров, которые размещаются один за другим на горизонтальном участке (удаленном от других антенн, а также от выступающих элементов конструкции) нижней части фюзеляжа самолета и закрываются радиопрозрачным обтекателем (рис. 3.2.21).

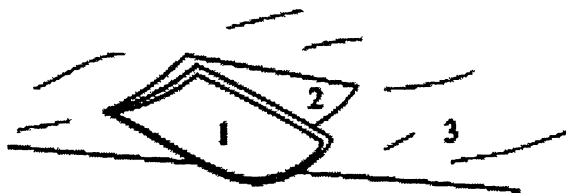


Рис. 3.2.21. Один из вариантов расположения радиопрозрачного обтекателя:

1 — радиопрозрачный обтекатель; 2 — антенный отсек; 3 — фюзеляж самолета

На вертолетах наиболее подходящим местом расположения антенн радиовысотомера является хвостовая балка. Для уменьшения просачивания мощного излученного радиосигнала в приемную антенну расстояние между антеннами выбирается не менее 0,6 м. Рупорные антенны, используемые в РВ-5, имеют ширину диаграммы направленности равную 40° и габаритные размеры $165 \times 165 \times 115$ мм.

Фазовый метод измерения дальности. Как следует из названия, суть данного метода заключается в том, что каждому значению дальности R соответствует одно и только одно значение фазы φ_R , поступающее на устройство измерения дальности.

Фазовый метод измерения дальности обладает наивысшей (по сравнению с временным и частотным методами дальнометрии) точностью измерения расстояния.

Специфика фазового метода дальнометрии связана с использованием его лишь в диапазоне фазовой однозначности, т. е. значение фазы φ_R должно находиться в пределах от 0 до 360° . Выполнение этого требования обеспечивает правильность отсчета дальности R . Если же величина фазы φ_R окажется равной, например 394° , то в этом случае устройство измерения дальности выработает оценку расстояния, соответствующего фазе $\varphi_R = 34^\circ$.

Указанная особенность применительно к авиационным радиосистемам, излучающим сверхвысокочастотные (30 МГц...300 ГГц) колебания, означает, что требования фазовой однозначности выполняется в данном случае лишь на весьма малых (10 м...1 мм) расстояниях, которые очевидно не соответствуют значениям реальных дальностей R воздушных или наземных объектов.

Поэтому для измерения расстояний фазовым методом используется не фаза $\varphi(t) = \omega_0 t + \varphi_0$ сверхвысокочастотного радиок колебания (1.1.1)

$$U(t) = U_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0),$$

а иная фаза φ_R , диапазон однозначности которой соответствует заданному интервалу $(0 \dots R_{\max})$ измеряемых дальностей.

Такой фазой φ_R в рассматриваемом методе является фаза изменения параметра излучаемого колебания. При этом подразумевается, что в целях измерения любого значения R из диапазона $(0 \dots R_{\max})$ данный параметр будет принудительно изменяться по непрерывному и гармоническому закону.

Наиболее простые технические решения получаются, когда в качестве указанного параметра используется амплитуда U_m излучаемого колебания (1.1.1). Отметим, что измерение дальности фазовым методом осуществляется при непрерывном режиме излучения радиосистемы.

На рис. 3.2.22 показаны эпюры напряжений излучаемого и принятого радиокосебаний. При этом амплитуда излучаемого на частоте ω_0 радиокосебания изменяется с частотой Ω ($\Omega \ll \omega_0$). Если объект находится на расстоянии R от измерительной радиосистемы, то отраженное от объекта и далее принятое радиосистемой колебание будет задержано (относительно излученного) на величину

$\tau_R = \frac{2R}{C}$. Это означает, что фаза амплитудной модуляции принятого радиокосебания окажется сдвинутой относительно фазы амплитудной модуляции излученного радиокосебания на величину $\varphi_R = \Omega \tau_R = \frac{2\Omega}{C} R$. Отсюда получим, что алгоритм работы устройства измерения дальности будет иметь вид:

$$R = \frac{C}{2\Omega} \varphi_R = \frac{C}{4\pi F} \varphi_R, \quad (3.2.27)$$

где $\Omega = 2\pi F$.

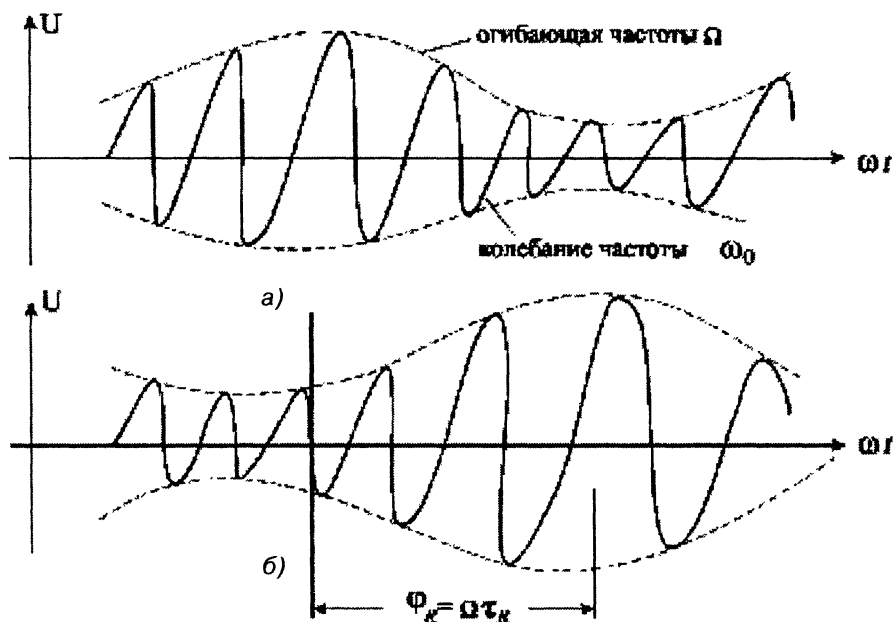


Рис. 3.2.22. Излучаемое (а) и принятое (б) радиокосебания в фазовом методе измерения дальности

Упрощенная структурная схема фазового дальномера представлена на рис. 3.2.23. Радиокосебание низкой частоты Ω , вырабатываемое генератором 1, подается как на генератор высокой частоты 2, так и на измеритель разности фаз 3. Генератор 2 вырабатывает радиокосебание частоты ω_0 , амплитуда которого изменяется с частотой Ω . Это радиокосебание поступает на радиопередаточную антенну 4 и далее излучается в пространство. Отраженное от объекта радиокосебание (на частоте ω_0) принимается антенной 5 и проходит через радиоприемное уст-

ройство 6, на выходе которого формируется напряжение частоты Ω , соответствующее характеру амплитудной модуляции принятого радиосигнала. В измерителе разности фаз 3 происходит сравнение двух колебаний частоты Ω , в результате чего на выходе измерителя 3 вырабатывается напряжение пропорциональное величине φ_R . Данное напряжение воздействует на устройство измерения дальности 7, которое, в соответствии с соотношением (3.2.27), формирует сигнал соответствующей дальности. Для уменьшения просачивания излучаемого антенной 4 радиосигнала в приемную антенну 5 принимаются специальные меры (улучшают направленные свойства антенн, разносят антенны друг от друга и т. д.).

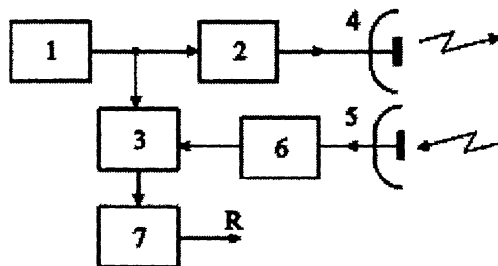


Рис. 3.2.23. Упрощенная структурная схема фазового радиодальномера:

1 — генератор низкой частоты Ω ; 2 — генератор радиочастоты ω_0 ; 3 — измеритель разности фаз (фазы φ_R); 4 — радиопередающая антенна; 5 — радиоприемная антенна; 6 — радиоприемное устройство; 7 — устройство индикации дальности

Отметим, что выбор модулирующей частоты $\Omega = 2\pi F = \frac{2\pi C}{\Lambda}$, где Λ — длина волны модулирующего колебания, осуществляется с позиции обеспечения фазовой однозначности ($\varphi_R < 360^\circ$). Это означает, что заданная величина $R_{\max}$ максимальной дальности определяет интервал возможных длин волн Λ модулирующего колебания:

$$\Lambda > 2R_{\max},$$

откуда

$$\Omega < \frac{\pi C}{R_{\max}} \quad \text{или} \quad F < \frac{C}{2R_{\max}}. \quad (3.2.28)$$

В практике авиационных радиосистем фазовые радиодальномеры обычно используются для измерения малых расстояний — там, где не могут быть применены импульсные радиодальномеры.

Методы измерения угловых координат

Угловые координаты (азимут α и угол места β) объекта относятся к числу первоочередных тактически значимых координат этого объекта. При военном пилотировании знание угловых координат, например атакующего самолета противника, позволит своевременно принять меры для подготовки отражения атаки или выполнения маневра. В гражданской авиации информация об угловых координатах, скажем, наземного радиомаяка обеспечит нужную коррекцию полетной траектории.

Методы измерения угловых координат объекта базируются на определении амплитудных либо фазовых значений радиосигналов, принимаемых из пространства.

В амплитудных методах измерения угловых координат определение угла прихода радиосигнала происходит согласно амплитуде принятого радиосигнала. Амплитудные методы углометрии подразделяются на три основных метода: максимума, минимума и сравнения (иногда называемый равносигнальным методом). В современных авиационных радиосистемах зачастую используется комбинирование указанных методов.

Метод максимума. Суть метода заключается в том, что отсчет угловой координаты объекта выполняется в тот момент, когда диаграмма направленности антенны, принудительно перемещаемая в пространстве по измеряемой угловой координате, окажется направленной максимумом на объект. Указанному моменту соответствует максимальное (из всех возможных) значение амплитуды принимаемого радиосигнала.

Упрощенная структура приемной части радиосистемы, осуществляющей измерение угловой координаты θ_0 (обобщенный угол; в частных случаях $\theta_0 = \alpha_0$ или $\theta_0 = \beta_0$) объекта по методу максимума, представлена на рис. 3.2.24, а) а зависимость амплитуды выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ приемного устройства от текущего значения θ (угла поворота диаграммы направленности в пространстве) изображена на рис. 3.2.24, б). Объект при этом полагается точечным. Отметим, что передающая часть указанной радиосистемы на рис. 3.2.24, а) не показана, поскольку источником принятого радиосигнала может оказаться не только пассивно-отражающий объект, но и активно-излучающая радиосистема (например, радиомаяк), чью угловую координату θ_0 необходимо измерить.

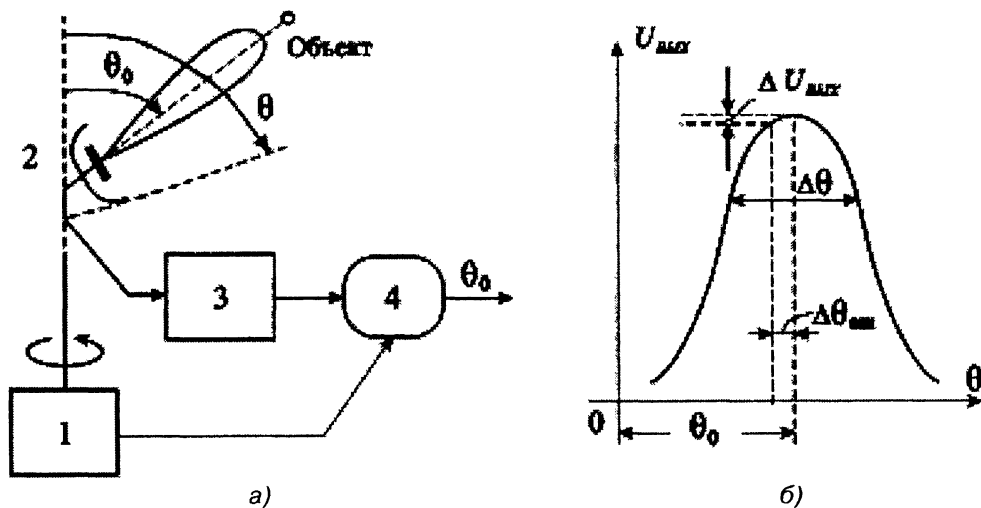


Рис. 3.2.24. Метод максимума:

а — упрощенная структура измерителя угловой координаты θ_0 объекта; б — зависимость амплитуды напряжения $U_{\text{вых}}$ на выходе радиоприемного устройства от углового положения θ максимума диаграммы направленности в пространстве; 1 — устройство сканирования; 2 — приемная антенна; 3 — радиоприемное устройство; 4 — индикатор

Работа измерителя угловой координаты θ_0 объекта происходит следующим образом. Диаграмма направленности антенны перемещается в пространстве по той или иной угловой координате, причем закон (линейный, по окружности и т. д.) этого перемещения задается устройством сканирования 1. Данное устройство может перемещать диаграмму направленности либо механическим способом (пу-

тем поворота всей антенны 2 с помощью механического привода (рис. 3.2.24,а), либо электронным (в этом случае антенна, представляющая собой фазированную антенную решетку, остается неподвижной). То же самое устройство сканирования задает начальное ($\theta = 0$) положение диаграммы направленности.

Когда в процессе движения диаграммы направленности по пространству ее максимум окажется направленным на объект ($\theta = \theta_0$), напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ на выходе радиоприемного устройства 3 оказывается наибольшим, и в этот момент индикатор 4 формирует отсчет угловой координаты θ_0 объекта.

Достоинством метода максимума является сравнительная аппаратная простота устройства и максимальный уровень (в момент отсчета) принимаемого радиосигнала, а недостатком — невысокая точность. Последнее обстоятельство объясняется наличием участка с малой кривизной в окрестности максимума диаграммы направленности. Иными словами, незначительному изменению $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ измеряемого выходного напряжения соответствует (рис. 3.2.24,б) существенная величина $\Delta \theta_{\text{ОШ}}$ ошибки измерения угловой координаты объекта, а именно $\Delta \theta_{\text{ОШ}} \approx (0,1 \dots 0,25) \Delta \theta$, где $\Delta \theta$ — ширина диаграммы направленности. Для снижения $\Delta \theta_{\text{ОШ}}$ используют узкие (игольчатые, карандашного типа) диаграммы направленности.

Метод широко применяется как в наземных, так и в бортовых авиационных радиосистемах.

Метод минимума. Как следует из названия, данный метод состоит в том, что отсчет угловой координаты θ_0 объекта осуществляется, когда единый минимум (во многих случаях — нуль) двух диаграмм направленности, принудительно (и синхронно) перемещаемых в пространстве по данной угловой координате, окажется направленным на объект (рис. 3.2.25,а). Измерение угловой координаты θ_0 объекта производится в тот момент, когда амплитуда напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ на выходе радиоприемного устройства минимальна (равна нулю — на рис. 3.2.25,б).

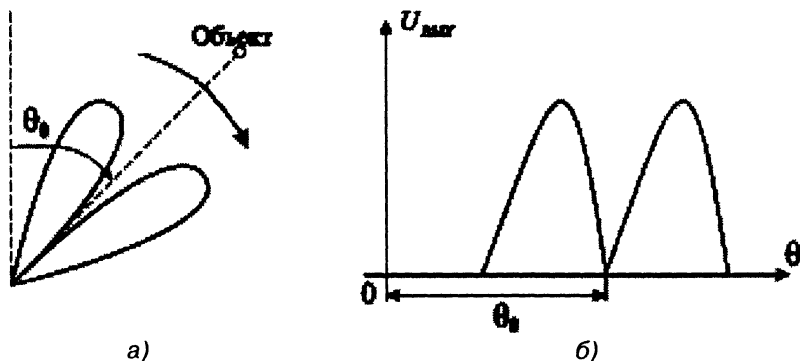


Рис. 3.2.25. Метод минимума:

а — расположение диаграмм направленности в момент измерения угловой координаты θ_0 объекта; б — зависимость амплитуды напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ на выходе радиоприемного устройства от углового положения θ совместного минимума диаграмм направленности в пространстве

Метод минимума, в известном смысле, противоположен методу максимума. В частности, достоинством метода минимума является высокая точность измерения, а недостатком — минимальная амплитуда принимаемого (в момент измерения θ_0) радиосигнала.

Метод сравнения (равносигнальный метод). Данный метод занимает промежуточное место между методами максимума и минимума. Он обладает достаточно высокой (лучше, чем у метода максимума, хотя и ниже, чем у метода мини-

мума) точностью измерения угловой координаты θ_0 объекта, причем уровень принимаемого радиосигнала имеет значительную (хотя и меньшую, чем в методе максимума) величину в момент определения θ_0 . Реализация данных особенностей происходит благодаря наличию двух приемных диаграмм направленности, пересекающихся на уровне 0,7 от максимума этих диаграмм.

Отметим, что направление «антенна—точка пересечения диаграмм» называется равносигнальным. Это означает, что если объект расположен на указанном направлении, то амплитуды радиосигналов, принятого от данного объекта, будут одинаковыми для обеих диаграмм направленности.

Принцип рассматриваемого метода заключается в том, что отсчет угловой координаты θ_0 объекта происходит в тот момент, когда данный объект оказывается на равносигнальном направлении (рис. 3.2.26,а). Технически определение этого момента осуществляется с помощью вычитающего устройства, формирующего разность двух видеосигналов, поступивших на это устройство с выходов первого и второго радиоприемных устройств (рис. 3.2.26,б). Отсчет угловой координаты θ_0 выполняется, когда разностный сигнал на выходе вычитающего устройства принимает нулевое значение.

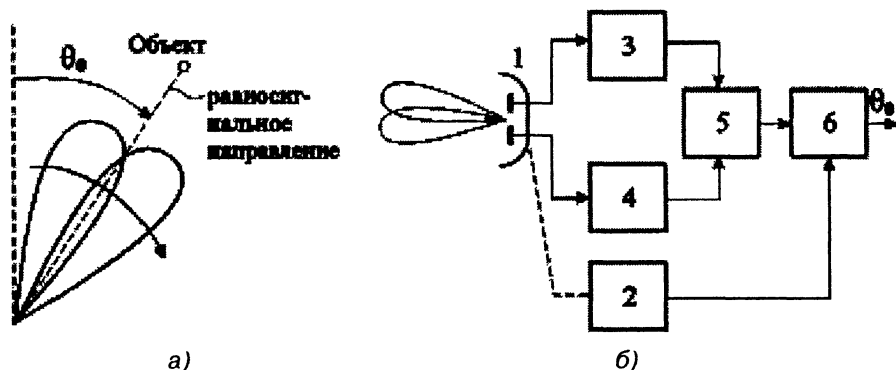


Рис. 3.2.26. Метод сравнения:

а — расположение диаграмм направленности в момент измерения угловой координаты θ_0 объекта; б — упрощенная структура измерителя; 1 — приемная антенна; 2 — устройство сканирования, осуществляющее поворот приемной антенны, а следовательно, и одновременное перемещение диаграмм направленности в пространстве; 3 — первое радиоприемное устройство; 4 — второе радиоприемное устройство; 5 — устройство вычитания видеосигналов; 6 — индикатор, фиксирующий значение угловой координаты объекта θ_0 по нулевому напряжению с выхода устройства вычитания видеосигналов

Таковы основные амплитудные методы, употребляемые для определения угловой координаты θ_0 объекта.

Между тем, в практике современных авиационных радиосистем весьма часто задача нахождения угловой координаты θ_0 объекта решается путем использования комбинированных методов углометрии, в которых применяется не какой-либо единственный из рассмотренных выше амплитудных методов, а их совокупность. Необходимость обращения к комбинированным методам проистекает из двух следующих обстоятельств.

1. Наиболее точные базовые методы (минимума, сравнения) углометрии требуют для своей реализации наличия двух радиоприемных устройств с высокими требованиями к идентичности характеристик этих устройств, что в ряде случаев представляет собой достаточно трудоемкую задачу.

2. Очевидно, что максимально возможную точность углометрии можно получить, если подвергать необходимой обработке не видеосигналы с выходов радиоприемных устройств, а непосредственно радиосигналы, принятые из пространства (т. е. с выхода приемной антенны).

Обращение к комбинированным методам амплитудной углометрии позволяет повысить эффективность радиосистем измерения угловых координат. При этом наибольшее распространение получил суммарно-разностный метод. Структурная схема суммарно-разностного измерителя угловой (в одной плоскости) координаты объекта представлена на рис. 3.2.27. Работа этого измерителя осуществляется следующим образом.

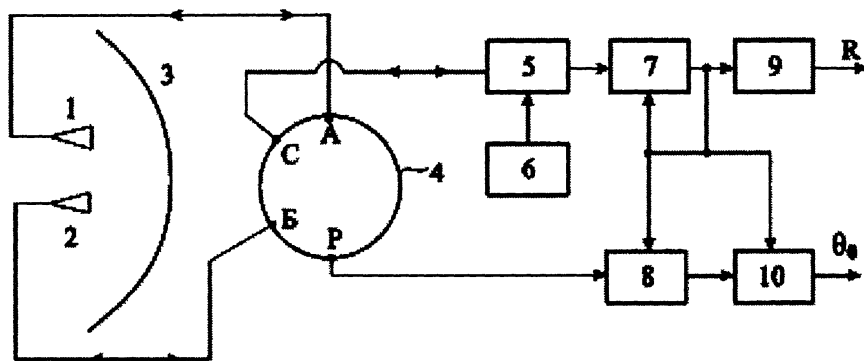


Рис. 3.2.27. Структурная схема амплитудного суммарно-разностного измерителя угловой (в одной плоскости) координаты объекта:

1 — первая рупорная антенна; 2 — вторая рупорная антенна; 3 — параболический отражатель; 4 — кольцевой волноводный мост; 5 — антенный переключатель; 6 — радиопередающее устройство; 7 — радиоприемное устройство для суммарного сигнала; 8 — радиоприемное устройство для разностного сигнала; 9 — амплитудный детектор (совместно с устройством измерения дальности); 10 — фазовый детектор (совместно с устройством индикации угла)

Рассмотрим режим излучения.

Радиопередающее устройство 6 формирует мощный радиоимпульс, заполненный высокочастотным колебанием, которое имеет длину волны λ_0 . Этот радиоимпульс поступает на антенный переключатель 5 и далее на отвод С кольцевого волноводного моста 4.

Построение кольцевого волноводного моста схематически показано на рис. 3.2.28. Это устройство представляет собой кольцевой волновод, протяженность (длина окружности) которого равна $1,5\lambda_0$, и который обладает четырьмя волноводными отводами (А, Б, С, Р), расположенными на строго определенных расстояниях друг относительно друга. Такая конфигурация позволяет использовать один и тот же кольцевой волноводный мост как в режиме излучения, так и в режиме приема радиосигналов.

В частности, в режиме излучения высокочастотный радиоимпульс, поступивший

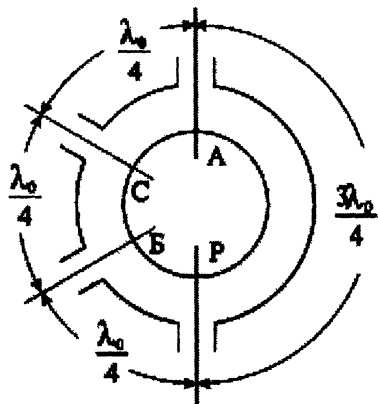


Рис. 3.2.28. Кольцевой волноводный мост

на отвод C (выполняющий в данном случае роль входа), начинает распространяться (разветвляться) по кольцевому волноводному мосту в двух направлениях — от отвода C в стороны отводов A и B . Поскольку расстояния CA и CB одинаковы (равны $0,25\lambda_0$), то фазы радиосигналов, пришедших к отводам A и B , окажутся равными друг другу. Это означает, что излучение из рупорных антенн 1 и 2, соединенных с соответствующими отводами A и B , будет синфазным. Однако не весь радиосигнал, поступивший на отвод C , будет излучен через отводы A и B . Часть этого радиосигнала двинется по кольцевому волноводному мосту далее — от отводов A и B к отводу P . Поскольку разница расстояний AP и BP равна $0,5\lambda_0$, то радиосигналы, пришедшие к отводу P , окажутся в противофазе и взаимно погасят друг друга, т. е. излучаемый радиосигнал не поступит в приемное устройство (рис. 3.2.27), а будет подан только на рупорные антенны 1 и 2.

На рис. 3.2.29,а приведены диаграммы направленности каждой из рупорных антенн (рассматриваемой в совокупности с параболическим отражателем) вне зависимости от фазовых соотношений между излучаемыми радиосигналами. Из этого рисунка видно, что параболоид, зеркально отражающий радиоволны, направляет излучение из вышерасположенного рупора 1 несколько ниже (луч 1) своей оптической оси, а радиосигнал из нижерасположенного рупора 2 — немного выше (луч 2) той же оптической оси.

На рис. 3.2.29,б показана результирующая диаграмма направленности всей антенной системы «два рупора—параболоид» для случая синфазного излучения из рупорных антенн. Как видим, результирующая диаграмма направленности в режиме излучения имеет один максимум, ориентированный по оптической оси антенной системы «два рупора—параболоид». Иными словами, в режиме излучения реализуется уже известный метод максимума.

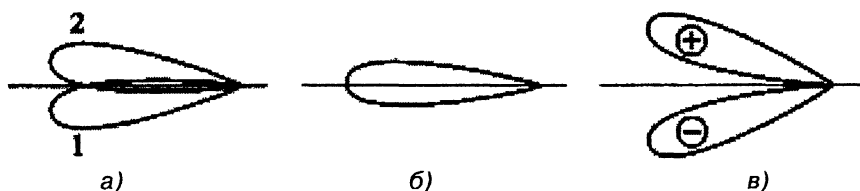


Рис. 3.2.29. Пространственные полевые характеристики амплитудного суммарно-разностного измерителя (рис. 3.2.27) угловой (в одной плоскости) координаты объекта:

а — реальные диаграммы направленности для совокупностей «первая рупорная антенна—параболический отражатель» (кривая 1) и «вторая рупорная антенна—параболический отражатель» (кривая 2); б — реальная диаграмма направленности для антенной системы «первая рупорная антенна—вторая рупорная антенна—параболический отражатель»; в — эквивалентная разностная диаграмма направленности

Рассмотрим режим приема.

Предположим, что объект находится строго на оптической оси антенной системы. В этом случае радиосигнал (в виде электромагнитного поля), отраженный от объекта, сначала попадает на поверхность параболоида, после чего будет принят обеими рупорными антеннами и, наконец, поступит на входы A и B кольцевого волноводного моста. Поскольку объект расположен на оптической оси, то расстояния от этого объекта до рупоров 1 и 2 (с учетом отражения от параболоида) окажутся одинаковыми. Это означает, что отраженные от объекта электромагнитные радиосигналы придут в точки A и B кольцевого волноводного моста в фазе.

Рассмотрим процесс распространения принятого электромагнитного радиосигнала внутри кольцевого волноводного моста. Разветвление поля от точек A и B

в обе стороны начинается одновременно. Поскольку расстояния (по коротким дугам окружности) от точек A и B до точки C одинаковы (равны $0,25\lambda_0$), то данные электромагнитные сигналы в точке C окажутся в фазе и, естественно, просуммируются. Поэтому точка C обозначена первой буквой слова «сумма». Другая точка кольцевого волноводного моста, точка P , имеет название, происходящее от начальной буквы слова «разность». В самом деле, электромагнитные радиоволны, попадающие в точку P от точек A и B , окажутся в точке P в противофазе (разность хода этих радиоволн равна $0,75\lambda_0 - 0,25\lambda_0 = 0,5\lambda_0$), т. е. вычтутся друг из друга. А так как амплитуды отраженных радиосигналов будут в рупорах 1 и 2 одинаковыми, то разность данных радиосигналов в точке P будет равна нулю. Иными словами, если объект расположен на оптической оси антенны, то на вход приемного канала измерения угла (блоки 8 и 10 на рис. 3.2.27) ничего не поступит. Это будет соответствовать ситуации «угол θ_0 отклонения объекта от оптической оси антенны равен нулю». В то же время суммарный радиосигнал, поданный на вход канала измерения дальности R (блоки 5, 7 и 9 на рис. 3.2.27), будет иметь значительную величину и использоваться для определения расстояния до объекта.

Теперь предположим, что объект не расположен на оптической оси антенны (направление на объект образует угол θ_0 с оптической осью антенны). Это означает, что результирующие (с учетом факта отражения от параболоида) расстояния от объекта до рупоров 1 и 2 будут неодинаковыми. Используя рассуждения, аналогичные предшествующим, получим, что в точке C кольцевого волноводного моста произойдет неполное (уменьшенное по сравнению с предыдущим случаем) суммирование, а в точке P — неполное вычитание радиосигналов. При этом разность, получившаяся в результате неполного вычитания, может иметь знак «+» (если угол θ_0 — положительный), либо знак «-» (если угол θ_0 — отрицательный). Следовательно, знак разностного (в точке P) радиосигнала несет в себе информацию о стороне (вверх или вниз) отклонения объекта от оптической оси антенны. С другой стороны, при сравнительно небольших отклонениях объекта от оптической оси антенны будет сохраняться зависимость «при увеличении θ_0 растет величина разностного сигнала на выходе P », т. е. информация о значении углового отклонения объекта θ_0 заложена в уровне разностного сигнала.

Сказанное означает, что если представить информацию о знаке и интенсивности разностного радиосигнала в графической форме, а именно в виде эквивалентной (не существующей в виде реального поля, но отражающей операции, выполняемые кольцевым волноводным мостом) приемной диаграммы направленности, то мы придем к рис. 3.2.29, в). Иными словами, в данном случае измерение углового положения объекта осуществляется, фактически, методом минимума, то есть с наивысшей точностью.

Отметим особенность рассмотренного измерителя, связанную с наличием регулирующих связей (с выхода блока 7 на блоки 7, 8 и 10 — рис. 3.2.27). Данные связи необходимы для коррекции (обратно пропорционально мощности суммарного сигнала) коэффициента усиления в блоке 7 и выравнивания коэффициентов усиления в блоках 7, 8 и 10, в результате чего обеспечивается идентичность характеристик суммарного и разностного каналов.

Таков принцип работы суммарно-разностного измерителя угловой координаты объекта, осуществляющего измерение этой координаты лишь в одной плоскости. В реальных условиях измерение угловых координат (азимута α_0 и угла места β_0) объекта выполняется, разумеется, в двух плоскостях — азимутальной и угломестной.

Структурная схема суммарно-разностного измерителя угловой координаты объекта, выполняющего это измерение в двух плоскостях, показана на рис. 3.2.30.

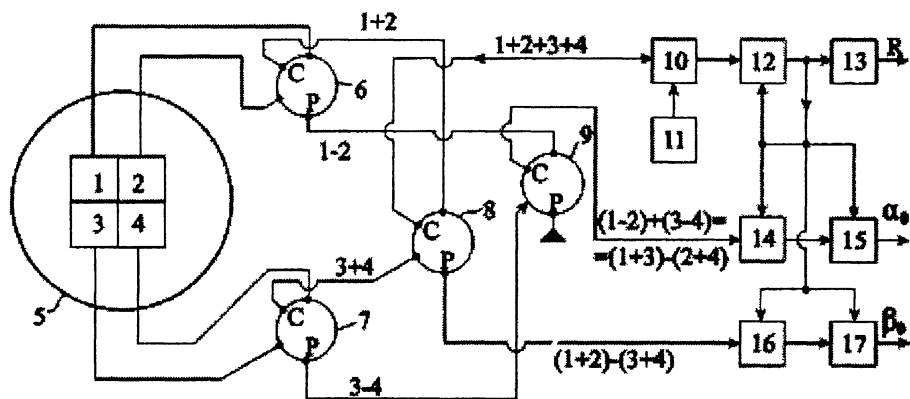


Рис. 3.2.30. Структурная схема амплитудно-суммарно-разностного измерителя угловых (в двух плоскостях) координат объекта:

1 — первая рупорная антенна (раскрыв); 2 — вторая рупорная антенна (раскрыв); 3 — третья рупорная антенна (раскрыв); 4 — четвертая рупорная антенна (раскрыв); 5 — параболический отражатель (раскрыв); 6 — первый кольцевой волноводный мост; 7 — второй кольцевой волноводный мост; 8 — третий кольцевой волноводный мост; 9 — четвертый кольцевой волноводный мост (выход P подан на согласованную нагрузку); 10 — антенный переключатель; 11 — радиопередающее устройство; 12 — радиоприемное устройство для суммарного сигнала; 13 — амплитудный детектор (совместно с устройством измерения дальности); 14 — радиоприемное устройство для разностного (по азимуту) сигнала; 15 — первый фазовый детектор (совместно с устройством индикации азимута); 16 — радиоприемное устройство для разностного (по углу места) сигнала; 17 — второй фазовый детектор (совместно с устройством индикации угла места)

Как видно из этого рисунка, формирование суммарного и разностного сигналов производится системой из четырех волноводных мостов (а не двух, как можно было бы предположить, исходя из рассмотрения рис. 3.2.27). В остальном работа данного измерителя происходит аналогично функционированию схемы, представленной на рис. 3.2.27, хотя в нее и добавлен еще один разностный канал.

Фазовые методы. Суть фазовых методов углометрии заключается в том, что радиосигнал, отраженный от объекта, принимается двумя разнесенными в пространстве на расстояние d антеннами, и угловая координата θ_0 этого объекта определяется по разности фаз $\Delta\varphi$ радиоволн, принятых указанными антеннами.

Найдем алгоритм связи θ_0 и $\Delta\varphi$, для чего рассмотрим рис. 3.2.31, а. Прием радиосигнала, отраженного от объекта, осуществляется антеннами, расположенными в точках 1 и 2. Поскольку на практике дальность до объекта значительно больше, чем величина d , то условно можно полагать, что линии «объект—антенна 1» и «объект—антенна 2» параллельны. Тогда разность фаз $\Delta\varphi$ будет обусловлена длиной отрезка «точка А—антенна 1». Данная длина, исходя из геометрических соображений, равна величине $d \sin \theta_0$, а разность фаз $\Delta\varphi$ — значению

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot d \sin \theta_0, \quad (3.2.29)$$

где λ_0 — длина волны принимаемого радиосигнала.

Из выражения (3.2.29) легко получить соотношение для нахождения угловой координаты θ_0 объекта, располагая измеренной разностью фаз $\Delta\varphi$:

$$\theta_0 = \arcsin \left(\frac{\lambda_0}{2\pi d} \cdot \Delta\varphi \right). \quad (3.2.30)$$

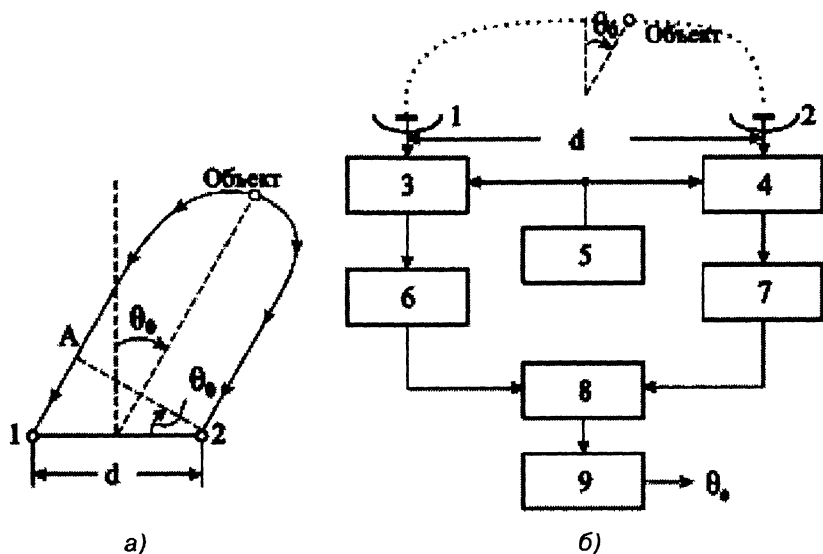


Рис. 3.2.31. Фазовый метод угломерии:

a — геометрическое построение, поясняющее алгоритмическую связь θ_0 и $\Delta\varphi$; b — упрощенная структура фазового измерителя угловой координаты θ_0 объекта; 1 — первая антенна; 2 — вторая антенна; 3 — первый смеситель; 4 — второй смеситель; 5 — общий гетеродин; 6 — первый усилитель; 7 — второй усилитель; 8 — измеритель разности фаз $\Delta\varphi$; 9 — индикатор угловой координаты θ_0 объекта

Если же угол θ_0 достаточно мал, то можно принять $\sin\theta_0 \approx \theta_0$, и алгоритм (3.2.30) запишется в упрощенном виде:

$$\theta_0 \approx \frac{\lambda_0}{2\pi d} \cdot \Delta\varphi. \quad (3.2.31)$$

Отметим, что при измерении θ_0 должно соблюдаться требование однозначности для разности фаз $\Delta\varphi$, а именно, $\Delta\varphi < \pi$. В этом случае максимальная величина θ_0 будет определяться из уравнения:

$$\theta_{0\max} = \pm \arcsin \frac{\lambda_0}{2d}. \quad (3.2.32)$$

Если измеряемый угол θ_0 объекта оказывается больше, чем $\theta_{0\max}$, то необходимо использовать другую длину волны λ_{01} : $\lambda_{01} > \lambda_0$.

На рис. 3.2.31,б показана упрощенная структурная схема фазового измерителя угловой координаты θ_0 объекта. Основным элементом данного устройства является измеритель 8 разности фаз $\Delta\varphi$, в качестве которого обычно используется фазовый детектор. Поскольку фазовые детекторы обычно работают на достаточно низких частотах, то частота принятого радиосигнала $\omega_0 = 2\pi \frac{C}{\lambda_0}$ понижается (до величины ω_p) с помощью смесителей (нелинейных радиотехнических устройств, предназначенных для комбинирования частот тех напряжений, которые подаются на их входы) и общего гетеродина 5, вырабатывающего напряжение частоты ω_r . В результате, напряжения частоты $\omega_p = \omega_0 - \omega_r$, сформированные на выходах первого 3 и второго 4 смесителей и усиленные в первом 6 и во втором 7 усилителях, поступают на входы измерителя 8 разности фаз $\Delta\varphi$, а выходное на-

Работа этого измерителя весьма сходна с функционированием суммарно-разностного измерителя, структурная схема которого изображена на рис. 3.2.27. Это обстоятельство касается как режима излучения, так и режима приема.

В режиме излучения зондирующий импульс, сформированный радиопередающим устройством 5, подается через антенный переключатель 6 на вход *С* кольцевого волноводного моста 4 (его устройство приведено на рис. 3.2.28.), а затем с отводов *А* и *Б* данного моста поступает на первую 1 и вторую 2 рупорные антенны, разнесенные в пространстве на расстояние *d*. Электромагнитный радиосигнал, излученный указанными рупорными антеннами и отраженный далее от двоиного параболического рефлектора (отражателя) 3, устремляется в пространство.

В режиме приема радиоимпульса, отраженного от находящегося в пространстве объекта, описанный выше процесс начинает происходить в обратном порядке, а именно: электромагнитный импульс, пришедший на рефлектор, отражается от него и поступает на рупорные антенны.

Радиосигналы, полученные этими рупорными антеннами, имеют между собой фазовый сдвиг $\Delta\varphi$, равный

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda_0} \cdot \sin\alpha_0 \quad (3.2.33)$$

и совпадающий с соотношением (3.2.29). Амплитуды указанных радиосигналов одинаковы ($U_1 = U_2 = U_c$), поскольку дальность *R* до объекта много больше, чем расстояние *d* между точками приема. Затем, данные электромагнитные импульсы подаются на отводы *А* и *Б* кольцевого волноводного моста. С отвода *С* этого моста снимается сумма указанных импульсов, имеющая амплитуду U_c , а с отвода *Р* — разность, амплитуда которой равна U_p .

Векторная диаграмма, поясняющая процесс образования U_c и U_p из U_1 и U_2 , показана на рис. 3.2.32,б. Из нее следует, что амплитуда разностного радиосигнала U_p получится в виде:

$$U_p = 2U_0 \sin \frac{\Delta\varphi}{2}. \quad (3.2.34)$$

При малых значениях α_0 , с учетом (3.2.33), будем иметь:

$$U_p \cong \frac{2\pi d}{\lambda_0} \cdot U_0 \alpha_0, \quad (3.2.34)$$

т. е. амплитуда разностного радиосигнала U_p будет прямо пропорциональна величине α_0 . Если же α_0 изменит знак, то ориентация вектора U_p на рис. 3.2.32,б сменится на противоположную (фаза U_p изменится на π); при этом перпендикулярность U_p и U_c сохранится.

Чтобы определить величину и знак угла α_0 , разностный радиосигнал подается на один из входов фазового детектора, входящего в состав блока 10. На второй вход того же фазового детектора поступает опорный сигнал, которым является сдвинутый на $\frac{\pi}{2}$ по фазе суммарный радиосигнал с амплитудой U_c . Тогда выходное напряжение фазового детектора будет характеризовать (в определенном масштабе) значение угла α_0 . Чтобы указанное выходное напряжение не зависело от величины U_0 принятых радиосигналов, в схему углового измерителя вводится автоматическая регулировка усиления, которую осуществляет выходной сигнал радиоприемного устройства 7.

Измерение скорости

Скорость движения является важным тактическим параметром как для военных самолетов и вертолетов, так и для самолетов и вертолетов гражданской авиации.

Существуют две постановки задачи относительно измерения скорости движения:

1. Измерение скорости движения лоцируемого объекта. Эта постановка задачи относится к области радиолокации.

2. Измерение собственной скорости движения самолета или вертолета. Данная постановка задачи относится к области радионавигации.

В обоих случаях большинство задач измерения скорости решается путем использования доплеровского эффекта. Данный эффект получил свое название в честь австрийского физика и астронома Кристиана Доплера (1803–1853), который в 1842 г. теоретически обосновал зависимость частоты колебаний, воспринимаемых наблюдателем, от скорости и направления взаимного перемещения наблюдателя и источника указанных колебаний. Рассмотрим использование этого эффекта более подробно.

Вычисление доплеровской частоты. Измерение скорости в авиационных радиосистемах базируется на том факте, что два гармонических колебания, а именно, излученное в направлении движущегося объекта и отраженное от этого объекта (рис. 3.2.33) будут, в общем случае, иметь неодинаковые частоты. Разность данных частот называется доплеровской частотой F_D , которая вычисляется следующим образом:

$$F_D = \frac{2V_R}{C} \cdot f_0, \quad (3.2.36)$$

где f_0 — частота излученного гармонического колебания; C — скорость распространения электромагнитных волн ($3 \cdot 10^8$ м/с); V_R — радиальная скорость объекта. При этом частота $f_{отр}$ гармонического колебания, отраженного от движущегося объекта, рассчитывается как $f_{отр} = f_0 + F_D$, если объект удаляется, и как $f_{отр} = f_0 - F_D$, если объект приближается.

Что касается радиальной скорости V_R , то она для точечного объекта, обладающего скоростью V , определяется как проекция величины V на направление «объект—измерительная радиосистема».

Следуя геометрическому построению, приведенному на рис. 3.2.33, величина радиальной скорости определяется по формуле:

$$V_R = V \cos \delta, \quad (3.2.37)$$

где δ — угол между вектором скорости V и направлением «объект—измерительная радиосистема».

Возможен и иной вариант — гармоническое колебание частоты f_1 излучает сам движущийся объект, а измерительная радиосистема выполняет лишь приемные функции. В таком случае, на вход измерительной радиосистемы поступит гармоническое колебание частоты f_2 , причем доплеровская частота F_D , равная разности частот f_2 и f_1 ($F_D = f_2 - f_1$), будет вычисляться согласно соотношению:

$$F_D = \frac{V_R}{C} \cdot f_0. \quad (3.2.38)$$

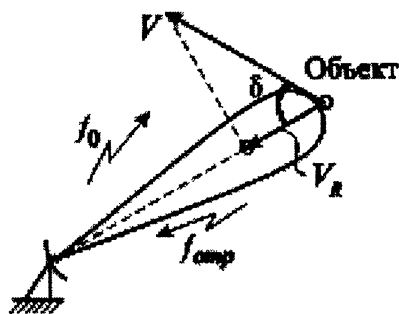


Рис. 3.2.33. Геометрическое построение для нахождения радиальной скорости V_R

Величина доплеровской частоты F_D много меньше, чем частота f_0 излученного колебания. Так, например, если $f_0 = 10 \text{ ГГц} = 10^{10} \text{ Гц}$ (случай, типичный для радиолокационной практики), а $V_R = V = 300 \text{ м/с}$, то доплеровская частота F_D , рассчитанная по алгоритму (3.2.36), будет равна $2 \cdot 10^4 \text{ Гц} = 20 \text{ кГц}$.

Рассмотрим механизм вычисления доплеровской частоты F_D для различных ситуаций, когда доплеровская измерительная приемо-передающая радиосистема установлена на борту самолета, движущегося горизонтально (в плоскости, параллельной земной поверхности) со скоростью V :

⇒ ситуация 1 — ветер отсутствует; луч радиосистемы, направленный на землю под углом β , расположен в вертикальной плоскости, проходящей через ось фюзеляжа (рис. 3.2.34,а):

$$F_{D1} = \frac{2V_{R1}}{C} \cdot f_0 = \frac{2V \cos \beta}{C} \cdot f_0 \quad (3.2.39)$$

⇒ ситуация 2 — ветер отсутствует; луч радиосистемы, направленный на землю под углом β , расположен в вертикальной плоскости, которая отклонена на угол α относительно вертикальной плоскости, проходящей через ось фюзеляжа (рис. 3.2.34,б):

$$F_{D2} = \frac{2V_{R2}}{C} \cdot f_0 = \frac{2V \cos \beta \cos \alpha}{C} \cdot f_0 \quad (3.2.40)$$

⇒ ситуация 3 — присутствует горизонтальный ветер, скорость которого, векторно складываясь со скоростью самолета, создает новый вектор скорости V_1 , составляющий угол γ (угол сноса) с осью фюзеляжа; прочие условия — те же, что и в ситуации 2; тогда значение F_{D3} будет (рис. 3.2.34,в):

$$F_{D3} = \frac{2V_{R3}}{C} \cdot f_0 = \frac{2V_1 \cos \beta \cos(\alpha + \gamma)}{C} \cdot f_0 \quad (3.2.41)$$

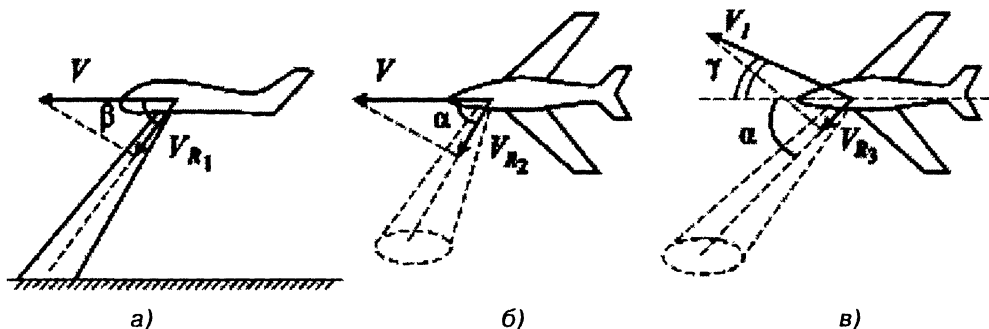


Рис. 3.2.34. Различные ситуации формирования радиальной скорости V_R (самолет выполняет горизонтальный полет):

а — вид сбоку; б и в — вид сверху

Из анализа соотношения (3.2.41) видно, что по измеренной F_{D3} невозможно одновременно вычислить однозначные значения скорости V_1 и угла сноса γ . Эта неоднозначность проявляется в еще большей степени, когда полет самолета не происходит в горизонтальной плоскости и когда необходимо одновременно определять величины пространственных составляющих итогового вектора скорости совместно с углами сноса, крена и тангажа лишь по измеренной доплеров-

ской частоте F_D . Чтобы избежать подобной неоднозначности, на самолетах и вертолетах устанавливают не однолучевые, а многолучевые (чаще всего трех- и четырехлучевые) доплеровские измерители скорости.

Многолучевой доплеровский измеритель скорости. Примером многолучевого доплеровского измерителя скорости может служить, в частности, трехлучевой измеритель, устанавливаемый на борту вертолета. Этот измеритель в комплексе с бортовыми курсовой системой и гиравертикалью предназначен для непрерывного измерения составляющих вектора скорости и индикации этих составляющих, в результате чего осуществляется выведение вертолета в точку с заданными координатами, зависание и посадка вертолета при отсутствии как информации о силе ветра, так и визуальной видимости.

Основные технические характеристики указанного измерителя:

- ⇒ вид излучения — непрерывные электромагнитные колебания сверхвысоких частот;
- ⇒ мощность излучаемых (в одном луче) электромагнитных колебаний — не менее 0,7 Вт;
- ⇒ диапазон измеряемых доплеровских частот — 5...4000 Гц;
- ⇒ мощность, потребляемая от источника питания 27 В — не более 240 Вт.

Рассмотрим принципиальную сторону работы более сложного (четырехлучевого) доплеровского бортового измерителя скорости. Расположение (вид сверху) диаграмм направленности этого измерителя показано на рис. 3.2.35.

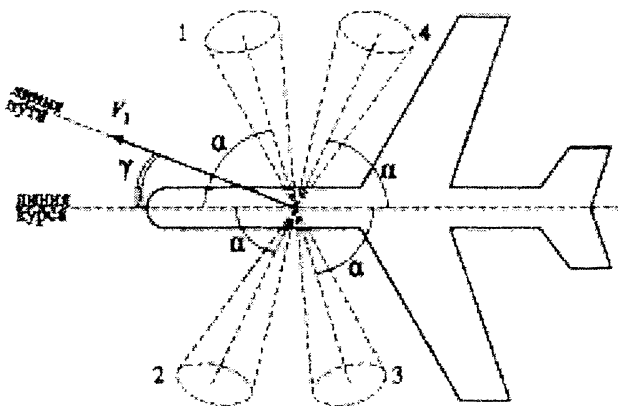


Рис. 3.2.35. Расположение диаграмм направленности в четырехлучевом доплеровском измерителе скорости (вид сверху)

Радиопередающее устройство данного измерителя работает в непрерывном режиме, излучая гармонический радиосигнал частоты f_0 . Этот радиосигнал распространяется в пространстве, достигает земной поверхности, отражается от нее и далее поступает на вход радиоприемного устройства. Тогда с учетом эффекта Доплера частоты указанного радиосигнала, поступающего по каждому из лучей, в общем случае будут иметь следующие значения:

$$\begin{cases} f_1 = f_0 + F_{D1}; \\ f_2 = f_0 + F_{D2}; \\ f_3 = f_0 - F_{D3}; \\ f_4 = f_0 - F_{D4}. \end{cases} \quad (3.2.42)$$

Для случая горизонтального полета величины доплеровских частот будут вычисляться согласно выражениям:

$$\begin{cases} F_{Д1,3} = \frac{2V_1}{C} \cdot \cos\beta \cos(\alpha - \gamma) f_0; \\ F_{Д2,4} = \frac{2V_1}{C} \cdot \cos\beta \cos(\alpha + \gamma) f_0; \end{cases} \quad (3.2.43)$$

из совместного решения которых находятся значения V_1 и γ .

В случае произвольного полета величины частот будут отличными друг от друга и по их значениям вычисляются составляющие V_{ix} , V_{iy} и V_{iz} вектора скорости V_1 . Эти составляющие являются проекциями полного вектора скорости V_1 на оси прямоугольной системы координат XYZ , начало которой совмещено с центром массы самолета или вертолета.

Упрощенная структурная схема четырехлучевого доплеровского измерителя скорости представлена на рис. 3.2.36. Работа данного измерителя осуществляется следующим образом.

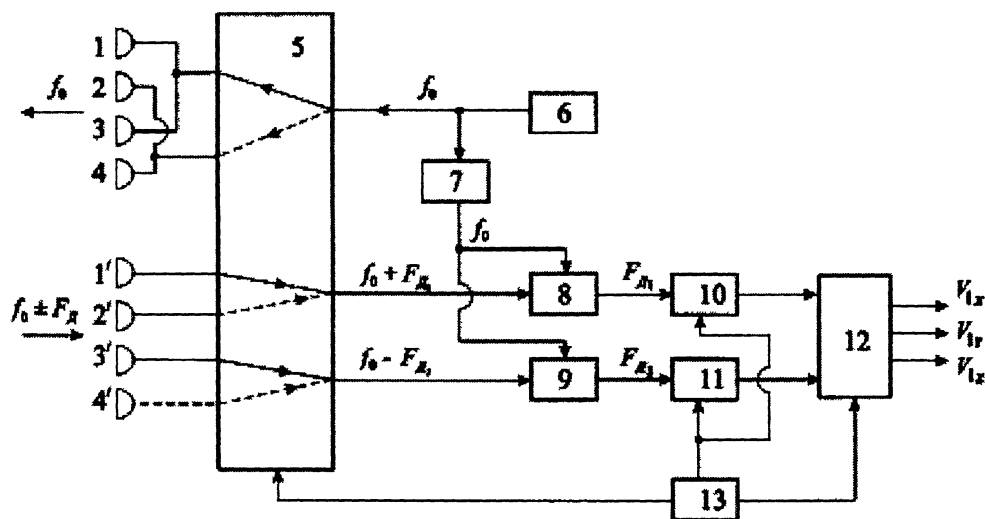


Рис. 3.2.36. Упрощенная структурная схема бортового четырехлучевого доплеровского измерителя скорости:

1, 2, 3, 4 — радиопередающие антенны; 1', 2', 3', 4' — радиоприемные антенны; 5 — антенный ферритовый коммутатор; 6 — генератор радиосигнала; 7 — аттенюатор; 8, 9 — смесители; 10, 11 — частотомеры; 12 — вычислитель; 13 — генератор частоты коммутации

Генератор 6 радиосигнала непрерывно вырабатывает гармоническое напряжение частоты f_0 . Это напряжение поступает на антенный ферритовый коммутатор 5, к которому поочередно подключаются пары радиопередающих антенн (радиосигнал попеременно излучается то с антенн 1, 3 то с антенн 2, 4) и одновременно с этим — пары радиоприемных антенн (соответственно — либо 1', 3', либо 2', 4'). Переключением антенн управляет генератор частоты коммутации 13. Радионапряжение частоты f_0 подается, кроме антенного ферритового коммутатора, также на аттенюатор 7, который уменьшает (в предохранительных целях) амплитуду этого радионапряжения, а далее — на вторые входы смесителей 8 и 9. На первые входы данных смесителей поступают радиосигналы с выходов радиоприемных

антенн. В смесителях выполняется частотное вычитание (образуется разность излученной и принятой частот), в результате чего на выходах смесителей формируется радионапряжение той или иной доплеровской частоты. Эти радионапряжения, полученные за один полупериод коммутации, подаются на частотомеры 10 и 11, которые формируют отсчеты соответствующих (за тот же полупериод коммутации) доплеровских частот. Показания этих частотомеров далее поступают в вычислитель 12. Работу частотомеров и вычислителя синхронизирует генератор частоты коммутации.

Выходной информацией вычислителя являются составляющие V_{1x} , V_{1y} и V_{1z} скорости V_1 самолета. Далее эти составляющие подаются на индикаторные устройства для их считывания и последующего управления полетом.

3.3. РАДИОДАЛЬНОМЕРЫ

Поскольку радиоконтакты, осуществляемые любой радиосистемой, обязательно являются дистанционными, то дальность действия является одной из наиболее важных тактико-технических характеристик данной радиосистемы. Рассмотрим расчет дальности действия и принципы практической реализации различных радиодальномеров, используемых для решения радиолокационных и радионавигационных задач.

Бортовые радиодальномеры

В настоящем разделе приводятся алгоритмы для вычисления дальности действия радиодальномеров (указанные алгоритмы могут быть применены также и для расчета дальности действия тех радиосистем, которые не выполняют прямую функцию измерения дальности — например, радиосистем передачи и приема информации, радиоответчиков и т. д.) и изучаются способы построения импульсных и фазовых радиодальномеров. Работа частотного радиодальномера излагается в разделе «радиовысотомер малых высот».

Импульсные радиодальномеры. Импульсный метод измерения дальности может быть реализован в двух вариантах — когда объект, дальность до которого подлежит измерению, является пассивным (только отражает распространяющийся в пространстве электромагнитный радиосигнал), и когда объект дальнометрии имеет активный характер (способен излучать собственный электромагнитный радиосигнал). Рассмотрим принципы построения радиодальномеров для обоих случаев.

Первый случай. Объект дальнометрии — пассивен.

Данная ситуация представлена на рис. 3.3.1. Расстояние R между самолетом (носителем радиодальномера) и объектом, не известное заранее, измеряется следующим образом. Антенна радиодальномера излучает импульс электромагнитной энергии. Этот импульс распространяется в пространстве, достигает объекта, отражается от него, начиная движение в обратном направлении, после чего принимается антенной радиодальномера. Специальное электронное устройство внутри радиодальномера измеряет временной интервал τ между моментами излучения импульса и его приема, а затем вычисляет дальность R до объекта по формуле (3.2.14):

$$R = \frac{C\tau}{2},$$

где C — скорость распространения электромагнитных волн в пространстве, принимаемая равной $3 \cdot 10^8$ м/с.

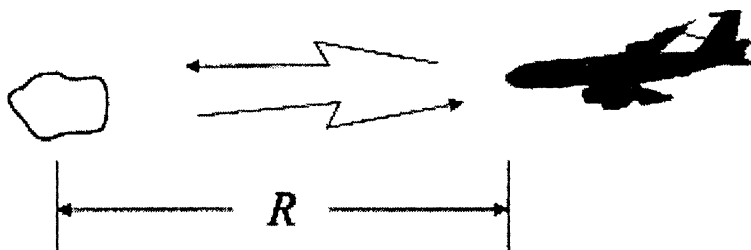


Рис. 3.3.1. Принцип радиодальномерии
в случае пассивного объекта

Рассмотрим вопрос о нахождении величины максимальной дальности $R_{\max}$ действия радиодальномера.

Пусть мощность радиосигнала, создаваемого радиопередающим устройством, равна $P_{\text{прд}}$. Тогда мощность радиосигнала, излученного антенной радиодальномера, окажется равной $P_{\text{прд}}\eta_1$, где η_1 — коэффициент полезного действия тех волноводно-фидерных каналов, которые соединяют радиопередающее устройство с антенной.

Предположим, что излучение антенны радиодальномера является изотропным (равнонаправленным во все стороны) и осуществляется в идеализированном, не создающем для излучения никаких потерь пространстве. В таком случае плотность P'_1 излученной мощности, оказавшаяся в непосредственной близости около объекта, находящегося на расстоянии R относительно радиодальномера, будет равна величине

$$P'_1 = \frac{P_{\text{прд}} \eta_1}{4\pi R^2}.$$

Учитывая, что излучение антенны на самом деле не является изотропным, а сконцентрировано в определенной области пространства согласно диаграмме $G_{\text{изл}}(\alpha, \beta)$ направленности излучения, получим, что реальная плотность P_1 излученной мощности, оказавшаяся вблизи лоцируемого объекта, будет вычисляться по формуле

$$P_1 = \frac{P_{\text{прд}} \eta_1}{4\pi R^2} \cdot G_{\text{изл}}(\alpha, \beta). \quad (3.3.1)$$

Теперь нетрудно рассчитать мощность $P_{\text{отр}}$, отраженную от объекта, как величину

$$P_{\text{отр}} = P_1 S_{\text{геом}} \xi_{\text{об}} \zeta_{\text{об}},$$

где $S_{\text{геом}}$ — геометрическая площадь объекта; $\xi_{\text{об}}$ — коэффициент, учитывающий потери мощности в объекте (зависит от материала объекта, от степени шероховатости его поверхности и т. д.); $\zeta_{\text{об}}$ — коэффициент, обусловленный пространственными характеристиками объекта (ориентацией его крупноразмерных составляющих, диаграммой обратного рассеяния и т. п.).

Или, в более сокращенной (и употребляющейся значительно чаще) записи

$$P_{\text{отр}} = P_1 S_0, \quad (3.3.2)$$

где коэффициент S_0 имеет размерность площади и является обобщенной характеристикой отражающих свойств объекта. Коэффициент S_0 называется эффективной площадью рассеяния объекта. Например, S_0 для дальнего бомбар-

дивовщика составляет 15...20 м², для среднего бомбардировщика равна 7...10 м², для истребителя — 3...5 м², для человека — 0,5...1 м².

Используем далее ход рассуждений, аналогичный предыдущему. А именно — полагая объект излучающим изотропно, получим, что плотность Π'_2 отраженной от объекта мощности в области, непосредственно на расстоянии R приемной антенны радиодальномера, будет вычисляться как

$$\Pi'_2 = \frac{P_{\text{отр}}}{4\pi R^2},$$

а с учетом диаграммы направленности $G_{\text{ПРМ}}(\alpha, \beta)$ приемной антенны окончательное выражение для итоговой плотности Π_2 мощности (в той же пространственной области) примет вид

$$\Pi_2 = \frac{P_{\text{отр}}}{4\pi R^2} \cdot G_{\text{ПРМ}}(\alpha, \beta). \quad (3.3.3)$$

Тогда мощность $P_{\text{ПРМ}}$, поступившая на вход приемного устройства радиодальномера, запишется в виде следующего выражения:

$$P_{\text{ПРМ}} = \Pi_2 S_{\text{ПРМ}} \eta_2, \quad (3.3.4)$$

где $S_{\text{ПРМ}}$ — эффективная (составляющая величину примерно 0,7 от геометрической) площадь приемной антенны; η_2 — коэффициент полезного действия волноводно-фидерных трактов, соединяющих приемную антенну с приемным устройством радиодальномера.

В итоге, объединяя соотношения (3.3.1)–(3.3.4) в единое уравнение, получим:

$$P_{\text{ПРМ}} = P_{\text{ПРД}} \cdot \frac{\eta_1}{4\pi R^2} \cdot \frac{\eta_2}{4\pi R^2} \cdot S_0 S_{\text{ПРМ}} G_{\text{изл}}(\alpha, \beta) G_{\text{ПРМ}}(\alpha, \beta)$$

или, полагая $\eta_1 = \eta_2 = \eta$, $G_{\text{изл}}(\alpha, \beta) = G_{\text{ПРМ}}(\alpha, \beta) = G(\alpha, \beta)$ (такое допустимо, если для излучения и приема используется одна и та же приемо-передающая антенна), придем к выражению

$$P_{\text{ПРМ}} = P_{\text{ПРД}} \cdot \frac{\eta^2 S_0 S_{\text{ПРМ}}}{(4\pi)^2 R^4} \cdot G^2(\alpha, \beta),$$

откуда дальность действия радиодальномера R отыщется в виде:

$$R(\alpha, \beta) = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{ПРД}} \eta^2 S_0 S_{\text{ПРМ}} G^2(\alpha, \beta)}{(4\pi)^2 P_{\text{ПРМ}}}}. \quad (3.3.5)$$

Зависимость дальности действия R от угловых координат α и β связана, как видно из данного алгоритма, с наличием пространственно-ориентированной диаграммы $G(\alpha, \beta)$ направленности антенны.

Окончательно — максимальная дальность $R_{\text{max}}(\alpha, \beta)$ действия радиодальномера может быть найдена из соотношения (3.3.5), если вместо величины $P_{\text{ПРМ}}$ подставить значение чувствительности приемного устройства, т. е. величину $P_{\text{ПРМ min}}$; тогда получим:

$$R_{\text{max}}(\alpha, \beta) = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{ПРД}} \eta^2 S_0 S_{\text{ПРМ}} G^2(\alpha, \beta)}{(4\pi)^2 P_{\text{ПРМ min}}}}. \quad (3.3.6)$$

Поскольку величина $R_{\max}$ зависит от α и β , то на практике пользуются значением $R_{\max \max}$, соответствующей дальности $R_{\max}$, измеряемой в направлении максимума главного лепестка диаграммы направленности $G(\alpha, \beta)$; в таком случае в алгоритм (3.3.6) подставляется не $G(\alpha, \beta)$, а $G_{\max}$.

Напомним еще раз, что алгоритм (3.3.6) позволяет вычислить максимальную дальность $R_{\max}$ действия радиодальномера лишь при условии наличия идеализированного (в котором не происходит потерь электромагнитной энергии при ее, например, рассеянии на пылевых частицах, гидрометеорах и т. д.) пространства распространения электромагнитных волн.

Рассмотрим функционирование импульсного радиодальномера. Отметим, что в отличие от радиодальномера, структурная схема которого представлена на рис. 3.2.14 и который использует в своей работе так называемые простые (с неизменной во времени частотой заполнения) радиоимпульсы, данный радиодальномер, структурная схема которого приведена на рис. 3.3.2, формирует и излучает в пространство уже не простые, а сложные (в частности, с линейно изменяющейся во времени частотой заполнения) радиоимпульсы.

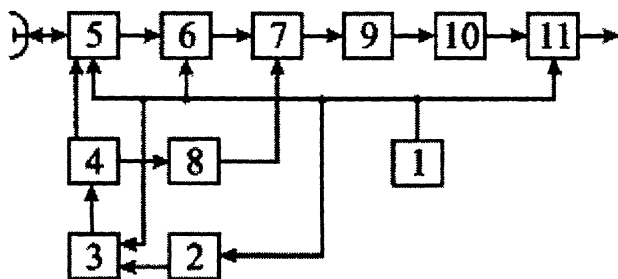


Рис. 3.3.2. Структурная схема радиодальномера, использующего ЛЧМ радиоимпульсы:

1 — синхронизатор; 2 — формирователь ЛЧМ радиоимпульса; 3 — импульсный модулятор; 4 — радиопередающее устройство; 5 — антенный переключатель; 6 — устройство защиты; 7 — радиоприемное устройство; 8 — импульсное устройство ФАП; 9 — фильтр сжатия; 10 — амплитудный детектор; 11 — измеритель дальности

Поясним, что в отличие от простых радиоимпульсов, для которых произведение $\tau_{\text{и}} \Delta f_{\text{СП}} \cong 1$ ($\tau_{\text{и}}$ — длительность радиоимпульса; $\Delta f_{\text{СП}}$ — ширина центрального лепестка его спектра), сложными и называются такие радиоимпульсы, у которых аналогичное произведение много больше 1 (например 30...80). Другое название сложных радиоимпульсов — *энергоемкие*. Одним из сложных радиоимпульсов, наиболее часто используемых на практике, являются линейно-частотно-модулированные (ЛЧМ) радиоимпульсы.

Функционирование импульсного радиодальномера, структура которого показана на рис. 3.3.2, заключается в следующем.

Запускающий импульс синхронизатора 1 поступает на вход формирователя 2, и на его выходе вырабатывается линейно-частотно-модулированный (ЛЧМ) радиоимпульс.

Внешний вид ЛЧМ радиоимпульса приведен на рис. 3.3.3,а, а закон изменения частоты заполнения данного радиоимпульса изображен на рис. 3.3.3,б, где $\Delta f_{\text{ЛЧМ}}$ — девиация указанной частоты.

Далее сформированный ЛЧМ радиоимпульс попадает сначала на импульсный модулятор 3, а затем — на радиопередающее устройство 4, после чего через

антенный переключатель 5 и антенну параболического типа излучаются в пространство.

Отметим, что в радиодальномере, помимо антенного переключателя 5, закрывающего вход радиоприемного устройства 7 на время излучения ЛЧМ радиоимпульса (во избежание повреждения первых приемных каскадов мощным радиоимпульсом), дополнительно используется еще и устройство защиты 6.

Отраженный от объекта ЛЧМ радиоимпульс поступает на антенну, выполняющую функции излучения и приема, а затем, после прохождения открытым синхронизатором 1 антенного переключателя 5 и устройства защиты 6, подается на один из входов радиоприемного устройства 7.

На второй вход радиоприемного устройства 7 вводится (для обеспечения когерентной работы радиопередающего 4 и радиоприемного 7 устройств) радионапряжение с выхода импульсного устройства фазовой автоподстройки (ФАП) 8. После усиления ЛЧМ радиоимпульс поступает на вход так называемого фильтра сжатия 9.

Название «фильтр сжатия» является в известной степени жаргонным. По сути дела, структура данного фильтра, имея однозначное соответствие (согласованность) со структурой сформированного в радиодальномере ЛЧМ радиоимпульса, является оптимальной с позиции обеспечения максимальной величины выходного (для фильтра сжатия) радиосигнала. При этом длительность $\tau_{\text{вых}}$ указанного выходного радиосигнала оказывается существенно (в несколько десятков раз) меньше, чем длительность $\tau_{\text{лчм}}$ ЛЧМ радиоимпульса.

Одновременное наличие данных факторов (увеличение амплитуды выходного радиосигнала и уменьшение длительности того же радиосигнала) дали основание для присвоения рассматриваемому устройству названия «фильтр сжатия».

Структура фильтра сжатия 9 и эпюры радионапряжений в различных точках этого фильтра приведены на рис. 3.3.4.

Основным элементом фильтра сжатия 9 является ультразвуковая линия задержки (ЛЗ) с неравномерно подключенными отводами. Отмеченная неравномерность подсоединения отводов приводит к тому, что ЛЧМ радиоимпульсы, снимаемые с этих отводов, оказываются сдвинутыми (во времени) на неравные друг относительно друга промежутки. В итоге, суммирование данных неравно-отстоящих друг от друга ЛЧМ радиоимпульсов обеспечивает мощный и короткий выходной радиоимпульс.

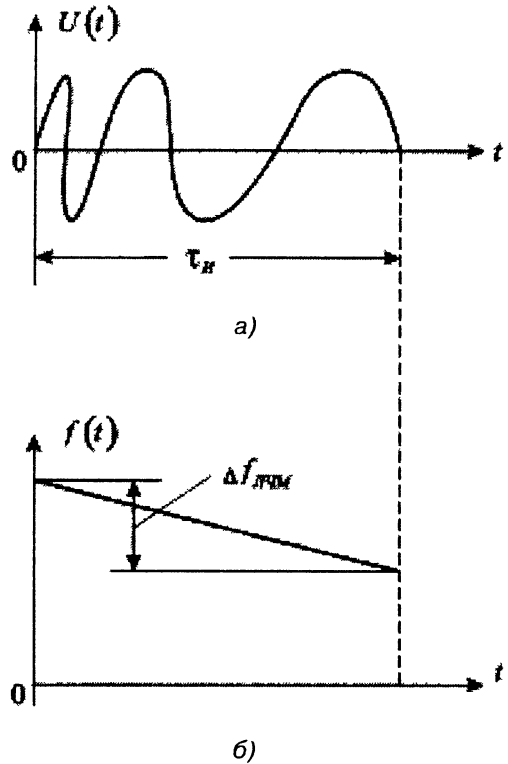


Рис. 3.3.3. Линейно-частотно-модулированный радиоимпульс:

а — внешний вид; б — закон изменения частоты заполнения

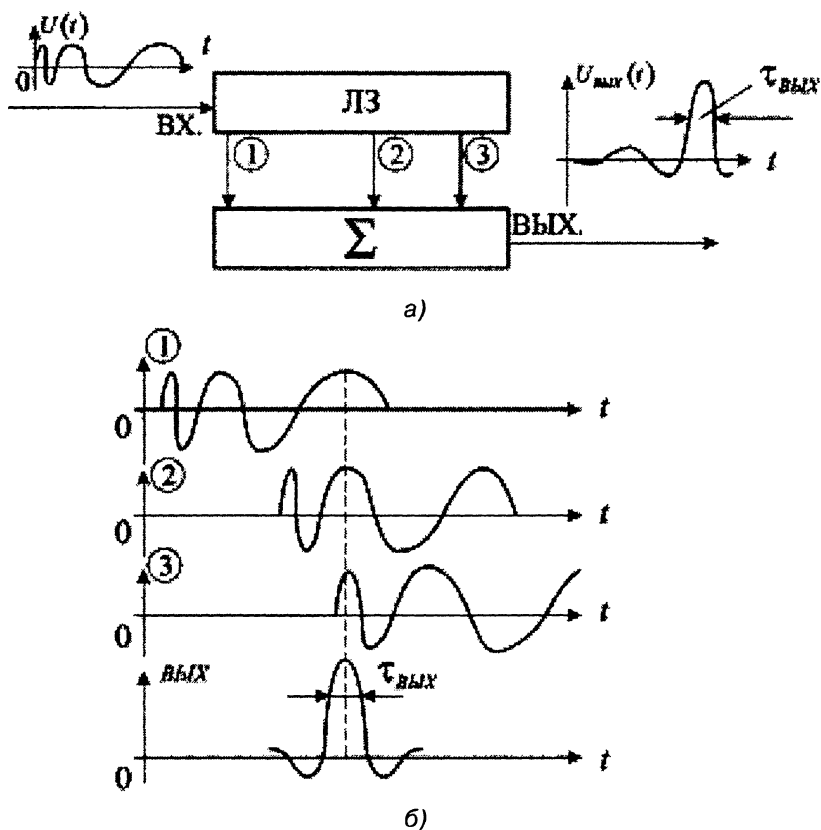


Рис. 3.3.4. Сжатие ЛЧМ радиоимпульса:

а — структура фильтра сжатия; б — эпюры напряжений

Поясним эффект сжатия на конкретном примере. Пусть ЛЧМ радиоимпульс имеет длительность $\tau_{\text{и}} = 1$ мкс и девиацию частоты $\Delta f = 50$ МГц. Тогда длительность радиоимпульса $\tau_{\text{вых}}$ на выходе фильтра сжатия (отсчитываемая по уровню приблизительно половины мощности, т. е. на высоте $\frac{2}{\pi} \cong 0,64$ от максимума) будет вычисляться по формуле

$$\tau_{\text{вых}} = \frac{1}{\Delta f} \quad (3.3.7)$$

и окажется равной 0,02 мкс. Это означает, что разрешающая способность δR по дальности, найденная по соотношению

$$\delta R = \frac{C \tau_{\text{вых}}}{2}, \quad (3.3.8)$$

аналогичному (3.2.21) для ЛЧМ радиоимпульса составит 3 м, в то время как для простого радиоимпульса той же длительности (1 мкс) она равнялась 150 м.

Иными словами, ЛЧМ радиоимпульс обладает более высокой разрешающей способностью δR по дальности, нежели простой (с постоянной частотой заполнения) радиоимпульс. Положительный вывод о предпочтительности ЛЧМ радиоимпульса по сравнению с простым радиоимпульсом делается так же с точки зрения

амплитудных соотношений. Так, в частности, если оба (простой и ЛЧМ) радиоимпульса имеют на входах согласованных с ними фильтров одинаковые амплитуды ($U_{вх} = 1$ В), то выходные амплитуды $U_{вых}$ будут сильно отличаться: для простого радиоимпульса она составит 1 В, а для ЛЧМ радиоимпульса, будучи рассчитанной по формуле

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \sqrt{\tau_{и} \Delta f}, \quad (3.3.9)$$

получится равной 7 В. Из этого сравнения следует еще один вывод о выгоде использования ЛЧМ радиоимпульсов: при прочих равных (мощность передатчика, антенна, дальность и эффективная площадь рассеяния объекта и т. д.) условиях ЛЧМ радиоимпульс способен, по сравнению с простым радиоимпульсом, обеспечить повышение дальности действия радиодальномера. Оба указанных преимущества (улучшение δR и повышение R_{max}) привели к тому, что в большинстве современных радиодальномеров используются сложные (в частности ЛЧМ) радиоимпульсы.

Продолжим рассмотрение функционирования импульсного радиодальномера. После фильтра сжатия 9 и амплитудного детектирования в блоке 10 происходит измерение дальности до объекта в узле 11. Указанное измерение дальности в современных импульсных радиодальномерах осуществляется в цифровой форме (с тем, чтобы ввести получившийся код дальности в бортовую ЭЦВМ — в электронную цифровую вычислительную машину). Принцип цифрового измерения дальности и структурная схема устройства, реализующего этот принцип, приведены на рис. 3.3.5. Поскольку данный измеритель 11 дальности является узлом, включенным в импульсный радиодальномер (его структура изображена на рис. 3.3.2), то нумерация блоков измерителя 11 на рис. 3.3.5,а продолжает нумерацию рис. 3.3.2.

Работа рассматриваемого измерителя дальности происходит следующим образом. Генератор 12 синхронизирующих импульсов, которые следуют друг за другом с малым (порядка десятых или сотых долей микросекунды) периодом повторения $T_{си}$, работает в так называемом автоколебательном режиме, вырабатывая непрерывную последовательность указанных импульсов. Эти импульсы подаются как на делитель частоты 13, так и на первый вход схемы включения 14. Импульсы с выхода делителя 13 задают период повторения $T_{п}$ для радиодальномера (с периодом $T_{п}$ в пространство излучаются ЛЧМ радиоимпульсы), который, как правило, составляет величину несколько миллисекунд.

Каждый импульс с выхода делителя 13, поступивший на первый вход устройства переключения 15 (в качестве которого в простейшем случае может использоваться триггер), приводит к тому, что устройство 15 открывает (по второму входу) схему включения 14 (в простейшем случае она представляет собой схему совпадения или схему И), и синхронизирующие импульсы начинают сквозь схему 14 поступать на суммирующий вход счетчика 16 (перед очередным импульсом с выхода делителя 13 этот счетчик был установлен в нулевое состояние), отчего цифровой код в счетчике 16, начиная с нуля, возрастает.

Увеличение цифрового кода в счетчике 16 происходит до тех пор, пока на выходе амплитудного детектора 10 не появится импульс, соответствующий во времени заднему фронту принятого ЛЧМ радиоимпульса (см. рис. 3.3.4). Этот отсчетный импульс поступает на второй вход устройства переключения 15, которое закрывает схему включения 14, в результате чего доступ синхронизирующих импульсов в счетчике 16 прекращается.

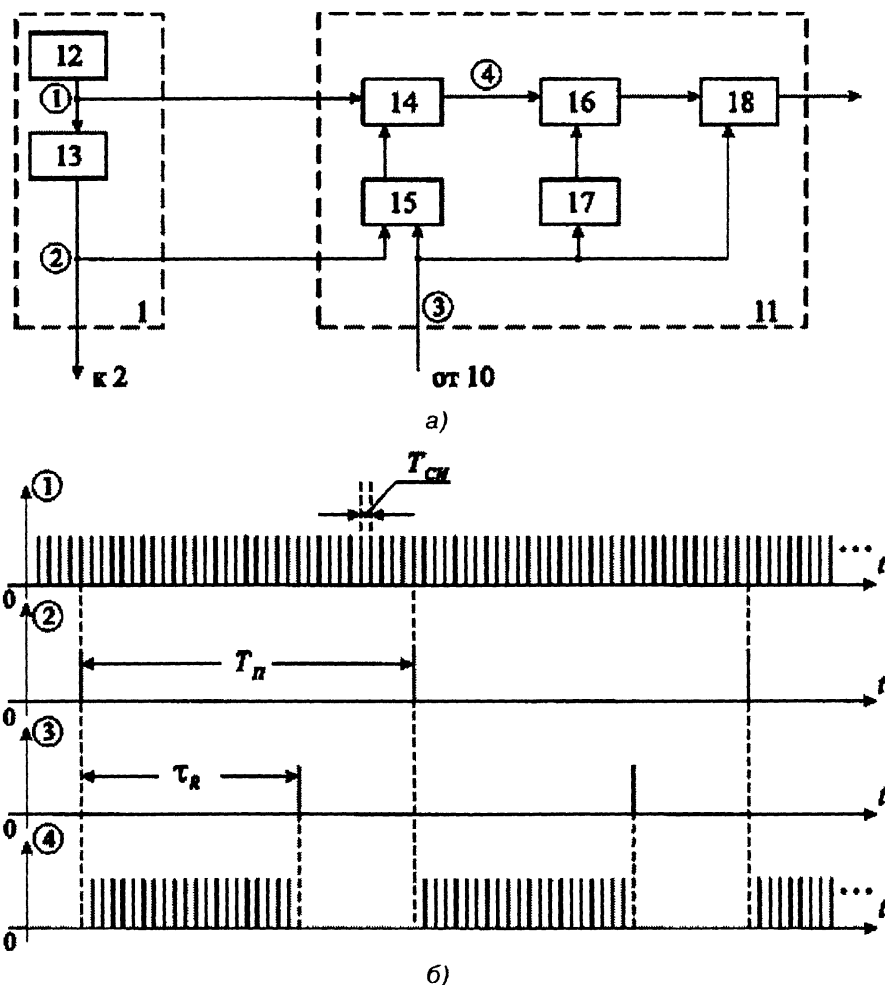


Рис. 3.3.5. Структурная схема (а) и эпюры (б) работы измерителя дальности (для случая объекта удаляющегося):

1 — синхронизатор; 11 — измеритель дальности; 12 — генератор синхронизирующих импульсов; 13 — делитель частоты; 14 — схема включения; 15 — устройство переключения; 16 — счетчик; 17 — элемент задержки; 18 — схема передачи числа

Цифровой код, оказавшийся в данный момент в счетчике 16, характеризует время запаздывания τ_R принятого ЛЧМ радиоимпульса относительно излученного радиоимпульса, а следовательно, и дальность R до объекта. В самом деле, пусть количество синхронизирующих импульсов, оказавшихся между выходными импульсами делителя 13 и амплитудного детектора 10, оказалось равным величине N_R . Тогда время запаздывания τ_R может быть вычислено как

$$\tau_R = N_R T_{си},$$

а дальность R объекта определена по формуле

$$R = \frac{C \tau_R}{2} = \frac{C N_R T_{си}}{2}. \quad (3.3.10)$$

Если величину N_R представить в двоичной системе счисления, то соответствующее значение $[N_R]$ будет называться цифровым кодом дальности R . Если, например, $N_R = 37$, то $[N_R] = 100101$. Именно цифровой код $[N_R]$ дальности R и передается с выхода счетчика 16 через схему 18 передачи числа (с выхода измерителя дальности 11) в бортовую ЭЦВМ для выполнения с этим кодом различных операций (например, для прогнозирования траектории объекта).

Помимо прекращения доступа синхронизирующих импульсов в счетчик 16, импульс с выхода амплитудного детектора еще выполняет роль импульса, пересылающего код $[N_R]$ и счетчика 10 в бортовую ЭЦВМ (для этой цели схема 18 открывается на время действия указанного импульса) и импульса, устанавливающего счетчик 16 в нулевое состояние. Для предотвращения возможных сбоев при передаче кода $[N_R]$ из счетчика 16 в бортовую ЭЦВМ через схему 18 в измеритель дальности 11 введен элемент задержки во времени 17, благодаря которому обнуление счетчика 16 происходит после пересылки кода $[N_R]$.

Так осуществляется измерение дальности R до пассивного объекта с помощью бортового импульсного радиодальномера.

Рассмотренный радиодальномер нередко используется для определения высоты полета самолета. В таком случае роль пассивного объекта выполняет земная поверхность, а импульсный радиодальномер называется *радиовысотомером больших* (свыше 0,5 км) *высот*.

Приведем в качестве примера основные технические характеристики одного из радиовысотомеров больших высот.

Диапазон измеряемых высот, м	500...30000
Точность измерения высоты	25 м $\pm$ 0,15% от высоты
Импульсная мощность передатчика, кВт	2
Несущая (центральная внутриимпульсная) частота, МГц ...	845 $\pm$ 3
Длительность излучаемого импульса, мкс	1 $\pm$ 0,5
Частота повторения импульсов, Гц	1000 $\pm$ 200
Потребляемая мощность:	
от сети ~115 В, 400 Гц	120 В·А
от сети + 27 В	50 Вт
Объем (без антенн и кабелей), дм ³	15

Отметим, что помимо радиовысотомеров больших высот в авиации используются также и радиовысотомеры малых высот (которые будут рассмотрены далее, в разделе «Радиосистемы навигационно-посадочного комплекса»).

Второй случай. Объект дальнометрии — активен.

Данный случай характерен для радионавигации, когда бортовая радиоаппаратура самолета осуществляет определение местоположения своего собственного летательного аппарата, используя для этого радиосигналы, излучаемые либо наземными, либо бортовыми (самолетными, спутниковыми) радиомаяками. При этом координаты указанных радиомаяков известны на борту. Иными словами, означенные радиомаяки являются своего рода опорными пунктами, относительно которых экипаж (или сопряженное с бортовой ЭЦВМ радиоэлектронное оборудование) самолета вычисляет свое местонахождение. Изложенную ситуацию поясняет рис. 3.3.6.

На этом рисунке расстояние между самолетом (летательным аппаратом ЛА) и объектом (радиомаяком) измеряется радиодальномером, установленным на борту летательного аппарата. Происходит это путем измерения времени запаздывания $\tau_{\text{зап}}$ между излученным (с борта ЛА) и принятым (на борту ЛА) радиосигналами.

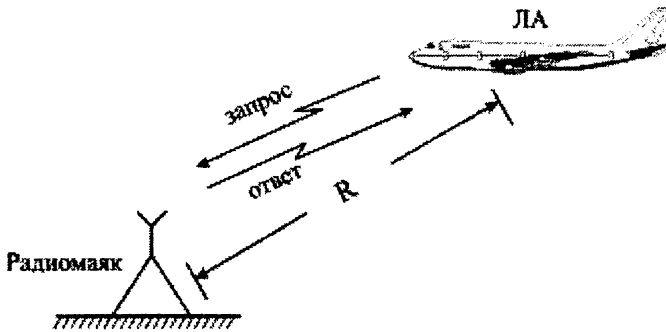


Рис. 3.3.6. Принцип радиодальнометрии в запросно-ответном режиме (объект — активен)

Указанное время запаздывания $\tau_{\text{ЗАП}}$ складывается из трех компонент:

$$\tau_{\text{ЗАП}} = \tau_{\text{R ЗАПР}} + \tau_{\text{ЗАД}} + \tau_{\text{R ОТВ}}, \quad (3.3.11)$$

где $\tau_{\text{R ЗАПР}}$ — время распространения запросного радиосигнала (от момента излучения бортовым радиодальномером до момента приема наземным радиомаяком); $\tau_{\text{ЗАД}}$ — длительность задержки радиосигнала в узлах радиомаяка (т. е. интервал времени от момента приема радиомаяком запросного сигнала до момента излучения радиомаяком ответного сигнала); $\tau_{\text{R ОТВ}}$ — время распространения ответного радиосигнала (от момента излучения наземным радиомаяком до момента приема бортовым радиодальномером).

На практике величины компонент в соотношении (3.3.11) оказываются достаточно малыми, так что изменение расстояния R между радиодальномером (самолетом) и радиомаяком оказывается незначительным, и времена $\tau_{\text{R ЗАПР}}$ и $\tau_{\text{R ОТВ}}$ полагаются равными:

$$\tau_{\text{R ЗАПР}} = \tau_{\text{R ОТВ}} = \frac{R}{C}. \quad (3.3.12)$$

Тогда из алгоритма (3.3.11), с учетом выражения (3.3.12), окончательно получим соотношение:

$$R = \frac{C(\tau_{\text{ЗАП}} - \tau_{\text{ЗАД}})}{2}, \quad (3.3.13)$$

где $\tau_{\text{ЗАД}}$ — величина, известная заранее и введенная в измерительное устройство радиодальномера.

Рассмотрим вопрос о вычисления максимальной дальности R_{max} действия радиодальномера в запросно-ответном режиме (случай активного объекта).

Если передатчик бортового радиодальномера вырабатывает мощность $P_{\text{ПРД1}}$, а коэффициент полезного действия волноводно-фидерных каналов, соединяющих передатчик с антенной, равен η_1 , то с учетом диаграммы направленности излучения $G_{\text{ИЗЛ1}}(\alpha, \beta)$ получим, используя рассуждения, аналогичные тем, что употреблялись при выводе соотношения (3.3.1), что плотность излученной мощности $\Pi_{\text{ИЗЛ1}}$, оказавшаяся в непосредственной близости от приемной антенны радиомаяка, т. е. на расстоянии R_1 от радиодальномера, будет вычисляться по формуле:

$$\Pi_{\text{ИЗЛ1}} = \frac{P_{\text{ПРД1}} \eta_1}{4\pi R_1^2} \cdot G_{\text{ИЗЛ1}}(\alpha', \beta'), \quad (3.3.14)$$

где α' и β' — углы в горизонтальной и вертикальной плоскостях, под которыми радиомаяк расположен относительно радиодальномера.

Тогда мощность $P_{\text{ПРМ}1}$, поступившая на вход приемного устройства радиомаяка, может быть найдена из соотношения:

$$P_{\text{ПРМ}1} = \Pi_{\text{ИЗЛ}1} S_{\text{ПРМ}1} \eta_2, \quad (3.3.15)$$

где $S_{\text{ПРМ}1}$ — эффективная площадь приемной антенны радиомаяка; η_2 — коэффициент полезного действия волноводно-фидерного канала, соединяющего приемную антенну радиомаяка с его приемным устройством.

Структурная схема радиомаяка приведена на рис. 3.3.7. Если мощность $P_{\text{ПРМ}1}$, поступившая на вход приемника, оказывается равной или больше чувствительности ($P_{\text{ПРМ}1 \text{ min}}$) приемника этого радиомаяка, то радиоприемное устройство 1 вырабатывает импульс, запускающий формирователь ответных импульсов 2 (ответные импульсы обычно образуют кодовую последовательность — чаще всего эта последовательность состоит из двух импульсов, временной интервал между которыми жестко фиксирован для каждого самолета), которые далее подаются на радиопередающее устройство 3, после чего происходит их излучение (в качестве ответного сигнала) в окружающее пространство.

Используя ту же схему вывода, что употреблялась при получении соотношения (3.3.1), запишем выражение для нахождения плотности $\Pi_{\text{ИЗЛ}2}$ потока мощности, существующей вблизи антенны радиодальномера и обязанной своим происхождением излучению радиомаяка:

$$\Pi_{\text{ИЗЛ}2} = \frac{P_{\text{ПРД}2} \eta_3}{4\pi R_2^2} \cdot G_{\text{ИЗЛ}2}(\alpha'', \beta''), \quad (3.3.16)$$

где η_3 — коэффициент полезного действия волноводно-фидерного канала, соединяющего передатчик радиомаяка с его излучающей антенной; $P_{\text{ПРД}2}$ — мощность, создаваемая передатчиком радиомаяка; $G_{\text{ИЗЛ}2}(\alpha'', \beta'')$ — диаграмма направленности излучения в функции от угловых координат α'' и β'' (начало данной системы координат совмещено с местом расположения радиомаяка) в горизонтальной и вертикальной плоскостях; R_2 — расстояние от радиомаяка до радиодальномера.

Тогда мощность $P_{\text{ПРМ}2}$ радиои импульса, поступившего на вход приемного устройства радиодальномера, будет вычисляться по формуле:

$$P_{\text{ПРМ}2} = \Pi_{\text{ИЗЛ}2} S_{\text{ПРМ}2} \eta_4, \quad (3.3.17)$$

где $S_{\text{ПРМ}2}$ — эффективная площадь приемной антенны радиодальномера; η_4 — коэффициент полезного действия волноводно-фидерного канала, соединяющего антенну радиодальномера с его приемным устройством.

В том случае, когда величина $P_{\text{ПРМ}2}$ окажется равной или больше, чем чувствительность ($P_{\text{ПРМ}2 \text{ min}}$) приемного устройства, радиодальномер будет работать в нормальном режиме измерения дальности.

Совокупность выражений (3.3.14)–(3.3.17) задает алгоритмическую связь между техническими характеристиками радиодальномера и радиомаяка в общем случае.

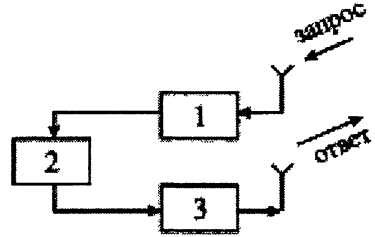


Рис. 3.3.7. Структурная схема радиомаяка:

- 1 — радиоприемное устройство; 2 — формирователь ответных импульсов; 3 — радиопередающее устройство

На практике обычно используют ряд упрощений. А именно, полагают, что в-первых, $R_1 = R_2 = R$ (т. е. за интервал сигнала $\tau_{\text{ЗД}}$ в радиомаяке дальность остается практически неизменной), во вторых, $\eta_1 = \eta_2 = \eta_3 = \eta_4 = \eta$ (т. е. в радиодально-мере и в радиомаяке используются сходные волноводно-фидерные каналы), в-третьих, $G_{\text{изл}1}(\alpha', \beta') = G_{\text{изл}1}$ и $G_{\text{изл}2}(\alpha'', \beta'') = G_{\text{изл}2}$ (т. е. радиодальномер и ра-диомаяк используют антенны с достаточно широкими диаграммами направленно-сти). Учитывая это обстоятельство, запишем соотношения для вычисления мак-симальных дальностей R_{max} действия радиодальномера в случае, когда объект яв-ляется активным, в виде:

для линии «радиодальномер—радиомаяк»:

$$R_{\text{max}} = \sqrt{\frac{P_{\text{ПРД}1} \eta^2 S_{\text{ПРМ}1} G_{\text{изл}1}}{4\pi P_{\text{ПРМ}1 \min}}}, \quad (3.3.18)$$

для линии «радиомаяк—радиодальномер»:

$$R_{\text{max}} = \sqrt{\frac{P_{\text{ПРД}2} \eta^2 S_{\text{ПРМ}2} G_{\text{изл}2}}{4\pi P_{\text{ПРМ}2 \min}}}. \quad (3.3.19)$$

Оба этих выражения являются исходными для проектирования соответству-ющей линии. Очевидно, что наиболее целесообразным вариантом окажется слу-чай равенства R_{max} в алгоритмах (3.3.18) и (3.3.19).

Если использовать дополнительное условие, что $S_{\text{ПРМ}1} G_{\text{изл}1} = S_{\text{ПРМ}2} G_{\text{изл}2}$ (как в радиодальномере, так и в радиомаяке используются приемо-передающие ан-тенны, работающие на одной и той же частоте), то, как следует из приравнивания формул (3.3.18) и (3.3.19), наиболее экономный энергетический режим будет осуществляться при соблюдении равенства:

$$P_{\text{ПРД}1} P_{\text{ПРМ}2 \min} = P_{\text{ПРД}2} P_{\text{ПРМ}1 \min}. \quad (3.3.20)$$

Если же данное равенство не выполняется, то максимальная дальность дей-ствия R_{max} принимается как меньшая из величин, рассчитанных по формулам (3.3.18) и (3.3.19).

Теперь обратимся к рассмотрению *функционирования радиодальномера*, оп-ределяющего расстояние до активного объекта. Его упрощенная структурная схе-ма приведена на рис. 3.3.8.

Запросный сигнал данного радиодальномера состоит из двух радиоимпуль-сов, смещенных друг относительно друга на небольшую величину задержки во времени и имеющих заранее заданную частоту заполнения f_0 .

Во время полета частота f_0 может изменяться. При этом ее изменение может происходить как с помощью ручного, так и с помощью автоматического (от бор-товой ЭЦВМ) управления. Формирование базовой частоты, из которой в дальней-шем будет образована частота f_0 , происходит с помощью пульта управления 1, двух генераторов (2 и 3) и смесителя 4.

Первый генератор 2, частота которого является высокостабильной (за счет ис-пользования в его схеме кварца), способен вырабатывать напряжение одной час-тоты из набора возможных частот, которые отделены друг от друга заранее за-данным шагом. Этот шаг предполагается единичным и составляет, например 1 МГц. Второй генератор 2, также имеющий в своем составе кварц, создает напряжение определенной частоты из набора возможных частот, каждая из которых отстоит от соседней на шаг, в несколько (например 10) раз превышающий единичный шаг (в частности, величина данного шага может быть равна 10 МГц). Напряжение

обеих частот подаются на входы смесителя 4, осуществляющего суммирование указанных частот, и далее, после селекторного усилителя 5, напряжение суммарной частоты поступает на умножитель частоты 6, формирующий напряжение частоты f_0 . Совокупность узлов 1–6 называется синтезатором частоты.

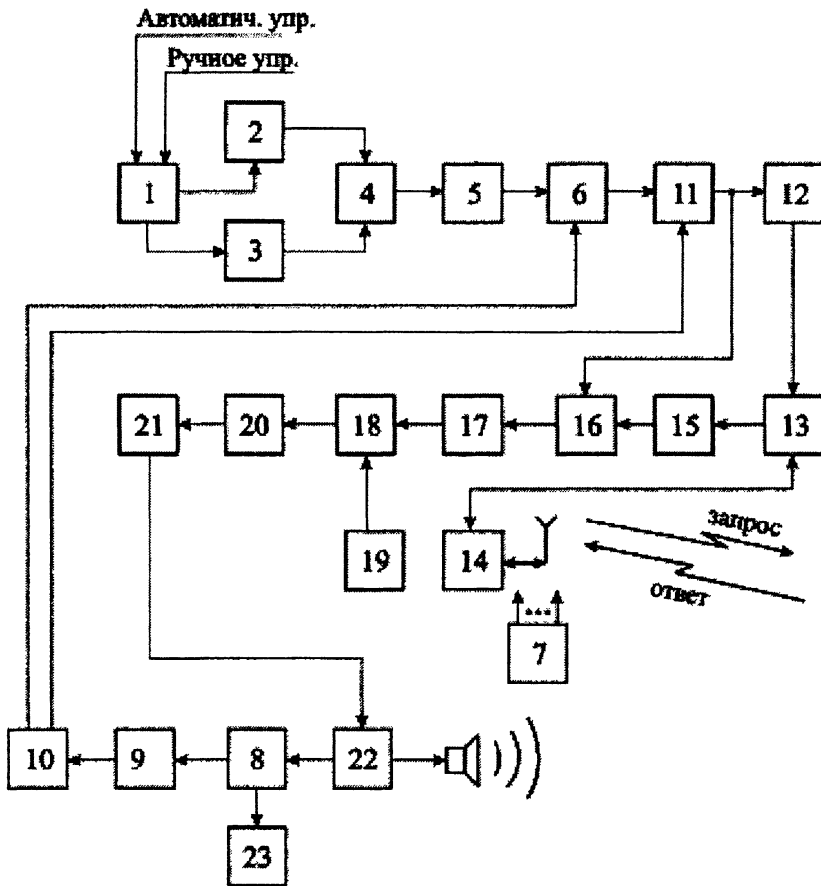


Рис. 3.3.8. Структурная схема радиодальномера, работающего в запросно-ответном режиме:

1 — пульт управления; 2 — первый генератор; 3 — второй генератор; 4 — смеситель; 5 — селекторный усилитель; 6 — умножитель частоты; 7 — синхронизатор; 8 — измеритель дальности; 9 — шифратор; 10 — модулятор; 11 — предварительный усилитель; 12 — усилитель мощности; 13 — антенный переключатель; 14 — волноводно-фидерный канал; 15 — усилитель высокой частоты; 16 — первый смеситель приемника; 17 — усилитель первой промежуточной частоты; 18 — второй смеситель приемника; 19 — местный гетеродин; 20 — усилитель второй промежуточной частоты; 21 — амплитудный детектор и видеоусилитель; 22 — дешифратор; 23 — индикатор дальности

Рассмотрим работу радиодальномера в режиме *излучения запросного сигнала*.

Запускающий импульс с выхода синхронизатора 7 подается на измеритель дальности 8, задавая начало отсчета, и одновременно на шифратор 9, который формирует запросный сигнал (два видеоимпульса с кодовым расстоянием между ними). Этот запросный сигнал поступает на модулятор 10, осуществляющий модулирование как умножителя частоты 6, так предварительного усилителя 11, в результате чего на вход усилителя мощности 12 вводится предназначенный для из-

лучения (обладающий частотой заполнения f_0) запросный сигнал. Данный запросный сигнал, пройдя через антенный переключатель 13 (кольцевой волноводный мост) и волноводно-фидерный канал 14, излучается через антенну (четверть-волновый вертикальный вибратор, конструктивно выполненный в виде штыря, запрессованного в плоскость с фланцем, который крепится к обшивке фюзеляжа в средней части самолета; диаграмма направленности данной антенны — практически круговая в горизонтальной плоскости; масса антенны — 0,3 кг) в пространство.

Рассмотрим работу радиодальномера в режиме *приема ответного* (сформированного и излученного радиомаяком) сигнала.

Ответный сигнал представляет собой последовательность двух радиоимпульсов (разнесенных, как правило, на интервал 12 или 36 мкс), частота заполнения f_1 которых отличается от частоты f_0 . Указанное отличие объясняется тем фактом, что электромагнитные радиосигналы, излучаемые наземным радиомаяком, отражаются от окружающих радиомаяк объектов, и если бы частота данных радиосигналов равнялась f_0 , то возникла бы возможность ложных срабатываний радиомаяка.

Принятый антенной радиодальномера ответный сигнал проходит через волноводно-фидерный канал 14 и антенный переключатель 13 на вход усилителя 15 высокой частоты, подвергаясь далее стандартным для радиоприемного устройства с двойным гетеродинированием операциям, а именно — переносу частоты заполнения ответного сигнала с высокой сначала на первую промежуточную (путем вычитания в первом смесителе приемника 16 указанной высокой частоты и гетеродинной частоты, поданной на этот смеситель с выхода предварительного усилителя 11) частоту с последующим усилением в усилителе первой промежуточной частоты 17, а затем и на вторую промежуточную частоту (при помощи вычитания первой промежуточной и новой гетеродинной частот во втором смесителе приемника 18, причем новую гетеродинную частоту вырабатывает местный гетеродин 19) с дальнейшим усилением в усилителе второй промежуточной частоты 20, и наконец, амплитудного детектирования и усиления полученных видеоимпульсов в блоке 21. Выполнение этих традиционных для радиоприемника с двойным гетеродинированием операций завершается поступлением двух видеоимпульсов ответного сигнала на дешифратор 22, который вырабатывает отсчетный импульс.

В момент появления отсчетного импульса происходит измерение дальности R от самолета до радиомаяка. Это осуществляется путем подачи отсчетного импульса на вход измерителя дальности 8.

Поскольку в подавляющем большинстве современных бортовых радиодальномеров измерение дальности осуществляется в цифровой форме, то структурная схема и принцип функционирования рассматриваемого измерителя дальности (когда объект — активен) полностью совпадают со структурной схемой и принципом функционирования ранее рассмотренного (см. рис. 3.3.5) измерителя дальности (для случая пассивного объекта). Сформированный код дальности передается от измерителя дальности 8 на индикатор дальности 23.

Одновременно с подачей отсчетного импульса на измеритель дальности 8 дешифратор 22 включает также и динамик, звуковой сигнал которого оповещает экипаж о наличии радиомаяка в пределах зоны действия радиодальномера.

Так завершается один цикл работы бортового импульсного радиодальномера в случае, когда объект (радиомаяк) — активен. Отметим, что выходные импульсы синхронизатора 7 поступают на целый ряд блоков данного радиодальномера, однако соединительные шины на рис. 3.3.8 не показаны.

Приведем некоторые основные характеристики одного из вариантов рассмотренного радиодальномера.

Частотный диапазон, МГц:	
передатчика (f_0)	1025...1150
приемника (f_1)	962...1213
Число частотных каналов	252
Диапазон измеряемых дальностей, км	0,5...750
Среднеквадратичная ошибка измерения дальности, м:	
в диапазоне дальностей 0,5...20 км	100
в диапазоне дальностей 20...560 км	200
Потребляемая мощность (от сети 115 В, 400 Гц), В·А	190
Масса, кг:	
запросчика (без амортизационной рамы)	10
всего комплекта	16
Объем, дм ³ :	
запросчика (без амортизационной рамы)	9,8
пульта управления	2,2

Фазовые радиодальномеры. Напомним некоторые основные положения. Первое — фазовый радиодальномер работает в режиме непрерывного излучения. Второе — измерение дальности до объекта основано на измерении разности фаз между не излученным и принятым высокочастотными колебаниями, а соответствующими низкочастотными гармониками, которые задают закон амплитудной модуляции указанных высокочастотных колебаний (см. рис. 3.2.22).

Принцип функционирования фазового радиодальномера пояснялся ранее структурной схемой, представленной на рис. 3.2.23. Что касается практических реализаций, используемых в авиационной практике, то целесообразно рассмотреть два случая.

Случай первый. Объект дальнометрии — пассивен.

Внешняя ситуация изображена на рис. 3.3.1. Вычисление дальности при неподвижном объекте производится в данном случае по формуле (3.2.27):

$$R = \frac{C}{2\Omega} \varphi_R = \frac{C}{4\pi F} \varphi_R,$$

где $F(\Omega)$ — циклическая (круговая) частота гармоники, которая выполняет амплитудную модуляцию излучаемого высокочастотного колебания; φ_R — измеренная разность фаз между амплитудно-модулирующими гармониками излученного и принятого высокочастотных колебаний.

Если же происходит взаимное перемещение пассивного объекта и самолета (носителя фазового радиодальномера), то приходится учитывать эффект Доплера. Это означает, что если прежде (при неподвижном объекте, находящемся на расстоянии R) текущая (мгновенная) фаза огибающей принятого сигнала записывалась как

$$\Omega \left(t - \frac{2R}{C} \right) = \Omega t - \Omega \cdot \frac{2R}{C},$$

то при взаимном перемещении пассивного объекта (с результирующей радиальной скоростью V_R — см. рис. 3.2.33) и носителя фазового радиодальномера та же текущая (мгновенная) фаза будет записываться как

$$(\Omega + \Omega_D) \left(t - \frac{2R}{C} \right) = (\Omega + \Omega_D) t - (\Omega + \Omega_D) \cdot \frac{2R}{C}, \quad (3.3.21)$$

где $\Omega_D = 2\pi F_D = \frac{4\pi V_R}{C} F$ — круговая частота Доплера, выраженная через циклическую частоту Доплера F_D .

Для нахождения полной частоты модуляции Ω_V принятого сигнала продифференцируем выражение (3.3.21) по времени t ; в результате получим формулу

$$\Omega_V = (\Omega + \Omega_D) - (\Omega + \Omega_D) \cdot \frac{2V_R}{C}. \quad (3.3.22)$$

Таким образом, можно сделать вывод о том, что при наличии радиальной скорости V_R измеренная разность фаз φ_R будет иметь вид:

$$\varphi_R = \frac{2\Omega}{C} \cdot R + \frac{2\Omega_D}{C} \cdot R = \frac{4\pi F}{C} \cdot R + \frac{4\pi F_D}{C} \cdot R. \quad (3.3.23)$$

Уравнение (3.3.23) содержит два неизвестных (R и Ω_D или, что то же, R и F_D) и, следовательно, имеет бесконечное множество решений. Чтобы устранить данную неопределенность, следует ввести еще одно соотношение с теми же неизвестными. Таким соотношением может стать, в частности, уравнение аналогичное (3.3.23), но с другими величинами частоты модуляции (например, со значением Ω_1) и, соответственно, измеренной разности фаз (φ_{R1}).

На практике это означает, что высокочастотное колебание, излучаемое фазовым радиодальномером, следует промодулировать не одной, как прежде, частотой Ω , а двумя — Ω и Ω_1 , причем обе эти частоты должны быть достаточно близки, т. е. $\Omega_1 - \Omega \ll \Omega_1, \Omega$. Упрощенная структурная схема фазового радиодальномера для этого случая приведена на рис. 3.3.9.

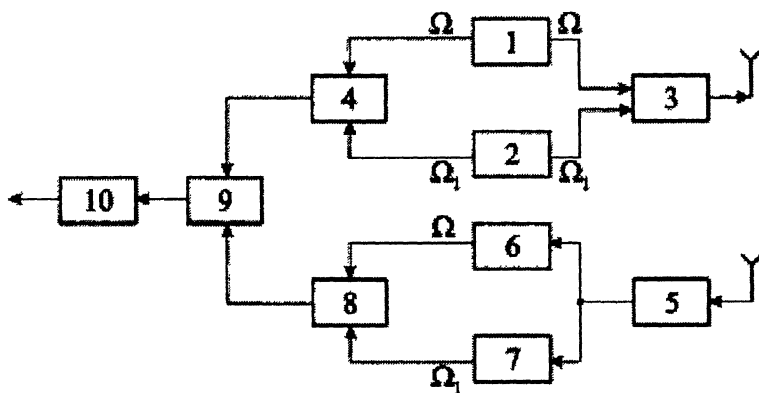


Рис. 3.3.9. Упрощенная структурная схема фазового радиодальномера (объект — пассивен):

1 — генератор синусоидального напряжения частоты Ω ; 2 — генератор синусоидального напряжения частоты Ω_1 ; 3 — радиопередающее устройство; 4 — первый смеситель; 5 — радиоприемное устройство; 6 — фильтр, настроенный на частоту Ω ; 7 — фильтр, настроенный на частоту Ω_1 ; 8 — второй смеситель; 9 — фазометр; 10 — индикатор дальности

Работа этой схемы происходит следующим образом.

Генератор 1 вырабатывает синусоидальное колебание частоты Ω , а генератор 2 — синусоидальное колебание частоты Ω_1 . Оба эти колебания подаются на вход радиопередающего устройства 3 для амплитудной модуляции высокочастотного напряжения, вырабатываемого в данном радиопередающем устройстве. Сформированный таким образом сигнал излучается передающей антенной в пространство. Одновременно с подачей на вход радиопередающего устройства указанные колебания частот Ω и Ω_1 поступают на вход первого смесителя 4.

Сигнал, отраженный от пассивного объекта, поступает на приемную антенну и далее на вход радиоприемного устройства 5. В радиоприемном устройстве данный сигнал усиливается, переносится на промежуточную частоту, детектируется, после чего подается на входы двух фильтров — настроенного на частоту Ω (фильтр 6) и настроенного на частоту Ω_1 (фильтр 7). Напряжения частот Ω и Ω_1 с выходов указанных фильтров поступают на входы второго смесителя 8.

Наконец, напряжения с выходов обоих смесителей 4 и 8 вводятся на входы фазометра 9, а индикатор дальности 10 формирует измеренное значение дальности R .

Случай второй. Объект дальнометрии — активен.

Внешняя ситуация изображена на рис. 3.3.6. Для вычисления дальности R используется алгоритм (3.2.27)

$$R = \frac{C}{2\Omega} \varphi_R = \frac{C}{4\pi F} \varphi_R,$$

где $\Omega(F)$ — круговая (циклическая) частота гармоники, амплитудно-модулирующей излучаемое высокочастотное колебание; φ_R — измеренная разность фаз между гармониками, амплитудно-модулирующими излученное и принятое колебания.

Упрощенная структурная схема фазового радиодальномера приведена на рис. 3.2.23. Принцип работы этого радиодальномера описывался ранее. Единственная особенность, отличающая данный фазовый радиодальномер от прежнего, состоит в том, что запросное радиоклебание излучается на высокой частоте ω_0 , а ответное радиоклебание, поступающее на приемную антенну рассматриваемого фазового радиодальномера, имеет иную несущую частоту ω_1 .

В соответствии с этим, радиомаяк осуществляет прием запросного радиосигнала на частоте ω_0 , а излучение ответного радиосигнала — на несущей частоте ω_1 .

Данный разнос несущих частот обеспечивает хорошую развязку приемной и передающей антенн фазового радиодальномера, а запросно-ответный режим работы — возможность использования низкоэнергетического излучения.

Структурная схема радиомаяка приведена на рис. 3.3.10. Запросный радиосигнал (на несущей частоте ω_0) поступает на приемную антенну и далее на вход радиоприемного устройства 1. После выполнения традиционных (описанных ранее) операций с этим радиосигналом радиоприемное устройство подает его на преобразователь частоты 2, а затем радиопередающее устройство 3 формирует ответный радиосигнал на несущей частоте ω_1 , который через передающую антенну излучается в пространство и спустя некоторое время поступает на приемную антенну фазового радиодальномера.

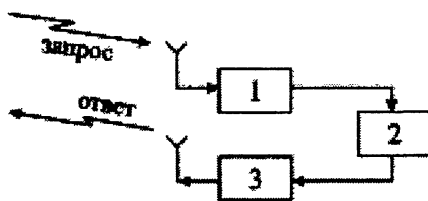


Рис. 3.3.10. Структурная схема радиомаяка при запросно-ответной фазовой радиодальнометрии:

1 — радиоприемное устройство; 2 — преобразователь частоты; 3 — радиопередающее устройство

Наземные радиодальномеры

Наземные радиодальномеры обычно входят в состав радиолокационных систем, устанавливаемых на аэродромах. Данные системы выполняют радиолокационный обзор воздушного пространства, и радиодальнометрия является одной из основных выполняемых ими функций. При этом в подавляющем большинстве

случаев определение дальности самолетов и вертолетов, находящихся в указанном воздушном пространстве, осуществляется с помощью импульсного метода.

Существует классификация отмеченных радиолокационных систем *по дальности их действия*. Если диапазон измеряемых дальностей составляет 40...150 км, то радиолокационные системы, осуществляющие определение расстояния до самолетов и вертолетов, называются аэродромными; если диапазон измеряемых дальностей лежит в пределах 150...500 км, такие радиолокационные системы носят название трассовых. Необходимо отметить, что указанные пределы диапазонов в достаточной степени условны. Существуют, например, как аэродромные, так и трассовые радиолокационные системы с дальностью действия 250 км; поэтому приведенные границы диапазонов даны лишь для ориентировки.

Подобно бортовым радиодальномерам наземные радиодальномеры могут быть разделены на две группы: когда объект дальнометрии является пассивным, и когда аналогичный объект является активным. Рассмотрим каждый из этих вариантов.

Первый случай. Объект дальнометрии — пассивен.

Для просмотра воздушного пространства вокруг наземного радиодальномера зачастую используются две диаграммы направленности — нижняя $G_1(\alpha, \beta)$ и верхняя $G_2(\alpha, \beta)$. Обе диаграммы направленности являются узкими (ширина $\Delta\alpha$ составляет 1,2...2,5°) в горизонтальной плоскости и достаточно широкими (ширина $\Delta\beta$ равняется 40...50°) в вертикальной плоскости. Вид этих диаграмм направленности в вертикальной плоскости показан на рис. 3.3.11.

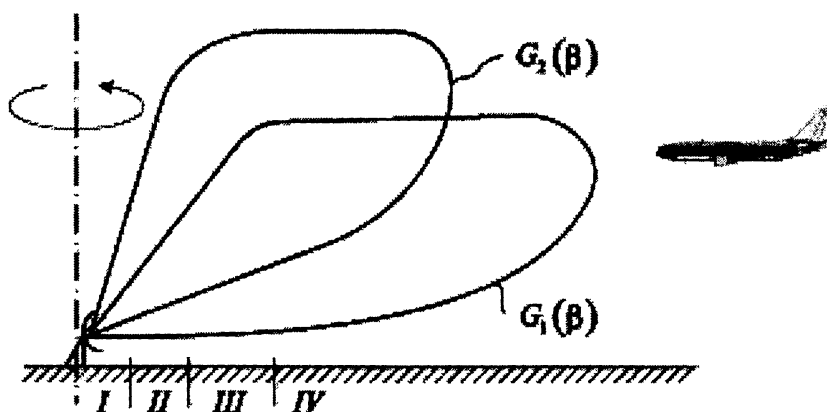


Рис. 3.3.11. Диаграммы направленности антенны наземного радиодальномера в вертикальной плоскости (объект — пассивен)

Необходимость двух диаграмм направленности объясняется следующим обстоятельством. Чтобы измерять дальность R до низколетящих объектов, следует «прижимать» диаграмму направленности к земной поверхности, что приводит к поступлению на вход антенны импульсов, отраженных от различных участков земной поверхности. Чтобы эти мешающие импульсы не попадали в радиоприемное устройство, применяются два способа борьбы с этими импульсами, а именно — постановка так называемого устройства селекции движущихся целей (СДЦ) и формирование двух диаграмм направленности. Рассмотрим оба этих способа.

Структура простейшего устройства СДЦ и эпюры видеоимпульсов на его входе и выходе приведены на рис. 3.3.12.

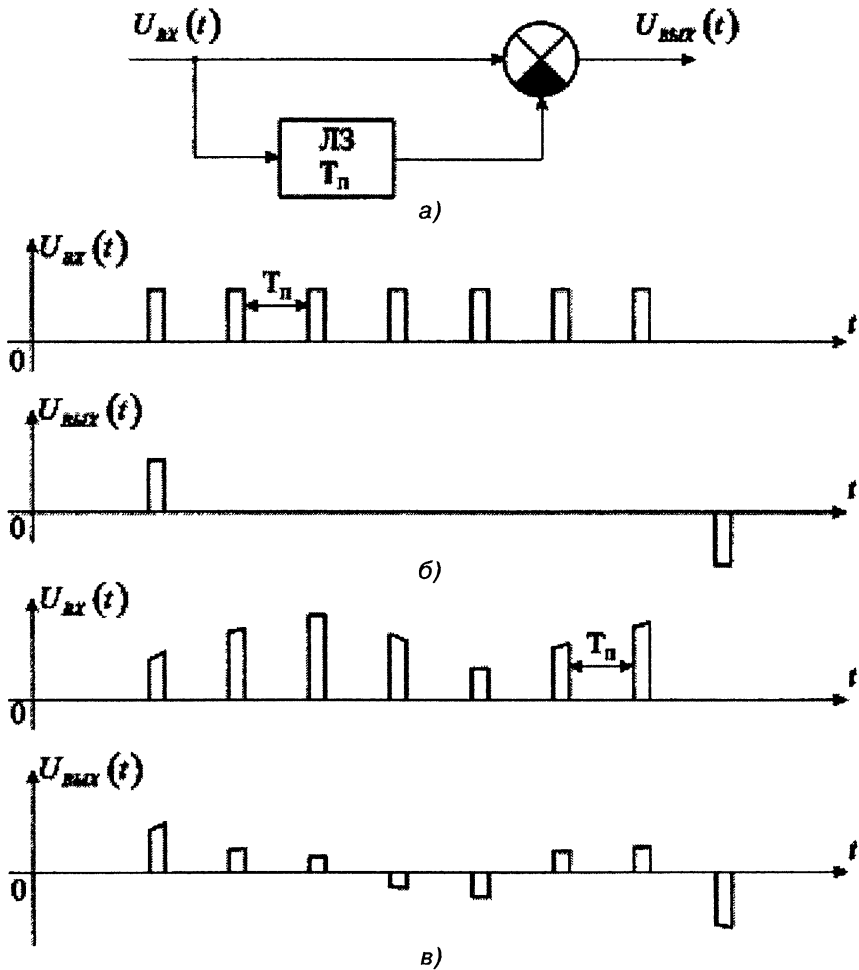


Рис. 3.3.12. Структурная схема устройства селекции движущихся целей (СДЦ) (а) и эпюры напряжений на входе и выходе этого устройства для случаев неподвижного (б) и движущегося (в) объектов

Работа устройства СДЦ происходит следующим образом. Любой видеоимпульс, поступивший на его вход, далее проходит к выходу двумя путями: напрямую (через сумматор) и через период повторения T_n (задержавшись в линии задержки). При этом видеоимпульс, идущий напрямую, не меняет своей полярности, а задержанный видеоимпульс (будучи поданным на вычитающий вход выходного сумматора) оказывается иной полярности по отношению к входному видеоимпульсу. Такой алгоритм работы устройства СДЦ позволяет выяснить, принадлежит входной видеоимпульс движущемуся объекту или нет.

В самом деле, если объект неподвижен (например, земная поверхность относительно наземной радиолокационной системы), то частоты заполнения излученного и принятого радиоимпульсов оказываются одинаковыми, что после обработки в радиоприемном устройстве приводит к отсутствию амплитудной модуляции у видеоимпульсов, поступивших на вход устройства СДЦ. Следовательно, на выходе устройства СДЦ выходные сигналы будут отсутствовать (кроме первого и последнего видеоимпульсов для поступившей последовательности) — см. рис. 3.3.12, б.

Наоборот, если принятые радиопulses являются отраженными от движущегося объекта, то их частота заполнения будет отличаться (на величину частоты Доплера) от частоты заполнения излученных радиопulses. Поэтому после обработки в радиоприемном устройстве последовательность видеоимпульсов, поданных на вход устройства СДЦ, будет иметь амплитудную модуляцию. Следовательно, на выходе устройства СДЦ появится видеоимпульсная последовательность, обязанная своим происхождением неполному вычитанию двух смежных входных видеоимпульсов в выходном сумматоре — см. рис. 3.3.12, в.

Таким образом, если принимать решение о наличии или отсутствии движущегося объекта, руководствуясь выходным напряжением $U_{\text{ВЫХ}}(t)$, которое принадлежит (во времени) центральной области входной последовательности, то отсутствие $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ в этой области говорит об отсутствии движущегося объекта, а наличие остатков неполного вычитания в той же области $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ во времени — о наличии движущегося объекта.

Отметим, в качестве дополнения, что исключение первого и последнего видеоимпульсов входной последовательности оказывается тем менее значимым, чем протяженнее входная последовательность. Количество видеоимпульсов $N_{\text{ВХ}}$ входной последовательности для случая точечного объекта и равномерного (с угловой скоростью $\Omega_{\text{ВР}}$) кругового вращения антенны может быть рассчитано по формуле:

$$N_{\text{ВХ}} = \frac{\Delta\alpha}{\Omega_{\text{ВР}}} \cdot \frac{1}{T_{\text{П}}}, \quad (3.3.24)$$

где $\Delta\alpha$ — ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости. Обычно значение $N_{\text{ВХ}}$ составляет величину от нескольких десятков до нескольких сотен. Поэтому зона принятия решения о наличии или отсутствии движущегося объекта оказывается достаточно широкой.

Продолжим рассмотрение функционирования наземного радиодальномера. Его упрощенная структурная схема представлена на рис. 3.3.13.

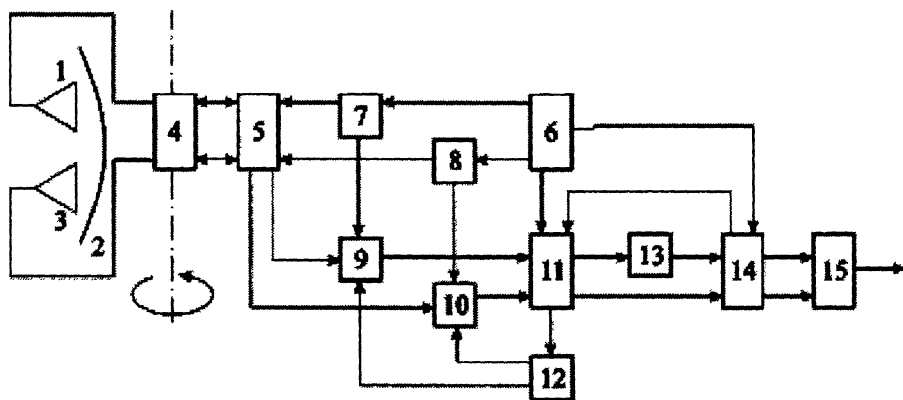


Рис. 3.3.13. Упрощенная структурная схема наземного радиодальномера (объект — пассивен):

1 — рупорная антенна, создающая нижнюю диаграмму направленности (ДН); 2 — отражатель; 3 — рупорная антенна, создающая верхнюю диаграмму направленности; 4 — волноводно-фидерные каналы; 5 — блок антенных переключателей; 6 — синхронизатор; 7 — радиопередатчик для верхней ДН; 8 — радиопередатчик для нижней ДН; 9 — радиоприемное устройство для верхней ДН; 10 — радиоприемное устройство для нижней ДН; 11 — коммутатор; 12 — блок автоматической регулировки усиления; 13 — устройство селекции движущихся целей (СДЦ); 14 — измеритель дальности; 15 — индикатор дальности

Рупорная антенна 1 совместно с отражателем 2 создают в пространстве нижнюю диаграмму направленности (ДН) $G_1(\beta)$. Соответственно, рупорная антенна 3 вместе с отражателем 2 формируют в пространстве верхнюю диаграмму направленности $G_2(\beta)$. Антенны 1 и 3 соединены набором волноводно-фидерных каналов 4 с блоком антенных переключателей 5. В состав набора 4 входят так называемые вращающиеся сочленения, которые обеспечивают продвижение электромагнитной энергии между антеннами 1 и 3, работающими в приеме-передающем режиме, и блоком антенных переключателей 5.

Синхронизатор 6 запускает радиопередающее устройство 7, связанное с рупорной антенной 3, которая создает верхнюю ДН $G_2(\beta)$, и радиопередающее устройство 8, которой посредством рупорной антенны 1 организует нижнюю ДН $G_1(\beta)$, причем оба радиопередающих устройства создают радиоимпульсы с различными частотами заполнения. Далее эти радиоимпульсы, пройдя через узлы 4 и 5, с помощью антенной системы излучаются в пространство.

Принятые из пространства радиоимпульсы, пройдя через узлы 4 и 5, поступают на входы двух радиоприемных устройств 9 (для верхней ДН) и 10 (для нижней ДН). На вторые входы данных радиоприемных устройств подаются радиочастотные напряжения от соответствующих радиопередающих устройств (введение этих колебаний позволяет создать амплитудную модуляцию у последовательности видеоимпульсов, далее вводимых в устройство СДЦ). Выходы указанных радиоприемных устройств соединены с входами коммутатора 11.

Наличие коммутатора 11 связано с особенностями работы наземного радиодальномера. Это относится, в частности, к обработке радиоимпульсов, поступивших от различных зон (I, II, III и IV — см. рис 3.3.11) дальности.

Зона I, имеющая протяженность 30...40 км, формирует отражения от местных предметов и для ослабления этих отражений использует блок автоматической регулировки усиления 12 радиоприемных устройств. Кроме того, для зоны I выполняется обработка радиоимпульсов, поступивших с верхней ДН и прошедших через устройство СДЦ 12.

Для зоны II характерен прием радиоимпульсов, также отраженных от местных предметов, но уже поступивших с нижней ДН (эти радиоимпульсы пропускаются через устройство СДЦ). Обработке подвергаются радиоимпульсы, принятые как верхней, так нижней ДН. При этом автоматической регулировке усиления подвергается, в основном, радиоприемное устройство 10, нежели радиоприемное устройство 9 (поскольку уровень радиосигналов от нижней ДН на 10...15 дБ больше, чем от верхней ДН).

В зоне III (зоне промежуточных дальностей) происходит работа лишь с радиоимпульсами от верхней ДН, а устройство СДЦ отключается.

Наконец, зона IV, перекрывающая максимальные дальности, связана с приемом радиоимпульсов только по нижней ДН; устройство СДЦ в этом случае не используется.

Отметим, что для нормальной работы коммутатора 11 используются значения дальностей, сформированные в измерителе дальности 14. Данный измеритель функционирует аналогично представленному на рис. 3.3.5. Измеренная дальность фиксируется на индикаторе дальности 15.

Приведем некоторые примеры наземного радиодальномера.

Первый случай. Объект — пассивен.

Максимальная дальность действия $R_{\max}$, км, при различных высотах самолета:

6 км	250
10 км	340
20 км	450

Частота повторения радиоимпульса, Гц	330
Длительность радиоимпульса, мкс	3,3
Импульсная мощность, МВт	3,6
Размеры антенного отражателя (параболического типа), м	15×10,5
Форма диаграммы направленности в вертикальной плоскости	$\operatorname{cosec}^2\beta$
Ширина $\Delta\alpha$ диаграммы направленности в горизонтальной плоскости, °	1
Потребляемая мощность (от сети 220 В, 50 Гц), кВт	150

Второй случай. Объект дальнометрии — активен.

Этот случай характерен для систем управления воздушным движением. Наземный радиодальномер излучает в пространство кодированные радиоимпульсы. Эти импульсы принимаются бортовым радиоустройством, перекодируются (в них на борту осуществляется «закладка» дополнительной информации — номера рейса, высоты полета, остатка топлива и т. д.), после чего переформированные радиоимпульсы излучаются бортовым радиоустройством самолета. Наземный радиодальномер принимает эти переформированные радиоимпульсы и по ним определяет дальность самолета.

Таков общий метод измерения дальности наземным радиодальномером в случае активного объекта. Рассмотрим процесс указанной радиодальнометрии более подробно.

Упрощенная структурная схема радиодальномера, работающего с активным объектом, представлена на рис. 3.3.14. Он состоит из запросного (а) и ответного (б) устройств, далее сокращенно называемых запросчиком и ответчиком.

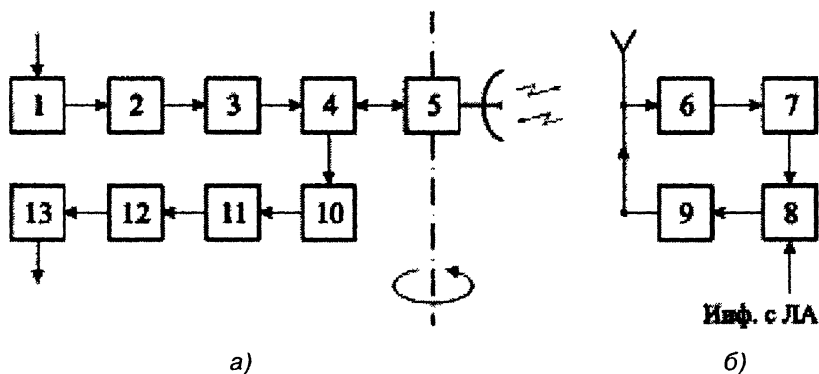


Рис. 3.3.14. Упрощенная структурная схема радиодальномера (объект — активен), состоящего из запросного (а) и ответного (б) устройств:

1 — устройство управления и синхронизации; 2 — шифратор запросчика; 3 — радиопередающее устройство запросчика; 4 — антенный переключатель; 5 — волноводно-фидерный канал; 6 — радиоприемное устройство ответчика; 7 — дешифратор ответчика; 8 — шифратор ответчика; 9 — радиопередающее устройство ответчика; 10 — радиоприемное устройство запросчика; 11 — дешифратор запросчика; 12 — устройство вычисления дальности; 13 — индикатор дальности

Устройство управления и синхронизации 1 обычно срабатывает по сигналу, соответствующему моменту прихода отраженного от объекта радиоимпульса. Дело в том, что объект (самолет, летательный аппарат ЛА), влетевший в зону действия наземного радиодальномера, поначалу обычно полагается пассивным, и для определения расстояния до него используется наземный радиодальномер, функционирование которого описывалось в предыдущем разделе. После уверенного определения дальности ($R_{\max} = 250 \dots 400$ км) до указанного объекта как до пассивного объекта сигнал, подаваемый на вход устройства 1, фактически оз-

начает, что рассматриваемый наземный радиодальномер переходит к режиму работы с этим объектом как с активным объектом (максимальная дальность $R_{\max} = 100...370$ км). Учитывая это обстоятельство, процесс измерения координат и параметров движения объекта называется первичной обработкой информации, если объект рассматривается как пассивный, и вторичной обработкой информации, если объект проявляет свойства активного объекта. В большинстве случаев аппаратная реализация процессов первичной и вторичной обработки информации осуществляется в одной и той же наземной радиосистеме.

По сигналу запуска с выхода устройства 1 происходит срабатывание шифратора запросчика 2. Данный шифратор 2 формирует запросную кодовую последовательность видеоимпульсов. Если, в частности данная последовательность создана по нормам, установленным Международной организацией гражданской авиации ИКАО (ICAO — International Civil Aviation Organization), то она включает в себя два видеоимпульса, разделенные временным интервалом $\tau_{\text{запр. кода}}$ (рис. 3.3.15,а), причем величина $\tau_{\text{запр. кода}}$ должна равняться (в зависимости от характера запроса — бортовой номер ЛА, высота полета ЛА и т. д.) одному из четырех значений: 8, 17, 21 или 25 мкс.

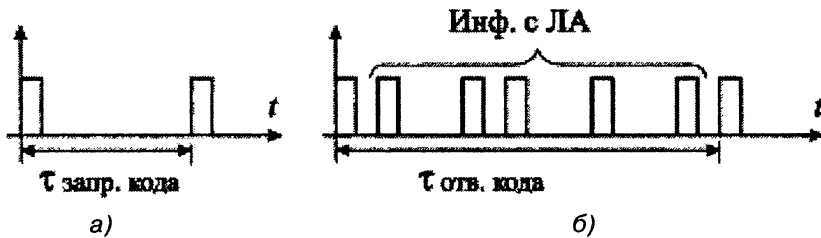


Рис. 3.3.15. Структуры запросного (а) и ответного (б) кодов

Запросная кодовая последовательность видеоимпульсов далее поступает на радиопередающее устройство запросчика 3, где происходит ее усиление и заполнение указанных видеоимпульсов высокочастотным (1030 МГц, по нормам ИКАО) колебанием, после чего запросная кодовая последовательность радиоимпульсов, пройдя через антенный переключатель 4 и волноводно-фидерный канал 5 излучается в пространство ($P_{\text{изл}} = 20...30$ кВт; $\tau_{\text{и}} = 0,8$ мкс; $F_{\text{п}} = 100...450$ Гц; по нормам ИКАО).

Антенна запросчика, выполненная в виде параболического отражателя (длинной 3...9 м) и помещенных в его фокус рупорных излучателей, формирует в пространстве диаграмму направленности, которая, имея значительную ($40...50^\circ$) ширину $\Delta\beta$ в вертикальной плоскости, обладает малой ($1...3^\circ$) шириной $\Delta\alpha$ в горизонтальной плоскости. Поскольку обычно выполняется круговое вращение антенны запросчика, то волноводно-фидерный канал 5, имеет в своем составе вращающиеся волноводные сочленения. Отметим, что в тех наземных радиосистемах, где выполняется как первичная, так и вторичная обработки информации, соответствующие антенны конструктивно объединены в один узел и осуществляют синхронное вращение с частотой 3...15 об/мин.

Запросная кодовая последовательность радиоимпульсов, достигнув объекта (самолета, летательного аппарата), поступает на антенну ответчика, имеющую круговую (в горизонтальной плоскости) диаграмму направленности, и далее — на вход радиоприемного устройства ответчика 6. После усиления и детектирования запросная кодовая последовательность видеоимпульсов подается на дешифратор ответчика 7.

Если запросная кодовая последовательность не будет расшифрована дешифратором 7, то ответное устройство не сработает (возникнет радиопауза, которая может быть истолкована оператором наземного радиодальномера как «нахождение в зоне действия чужого объекта»). Если дешифратор 7 «откликнется» на указанную кодовую последовательность, то импульс с выхода данного дешифратора поступит на шифратор ответчика 8, который сформирует ответную кодовую последовательность видеоимпульсов.

Структура ответной кодовой последовательности видеоимпульсов может быть различной; в частности, если придерживаться нормативов ИКАО, то временной интервал $t_{\text{отв. кода}}$ между первым и последним (всегда существующими) видеоимпульсами должен составлять 20,3 мкс. В пределах этого интервала располагаются 13 равноудаленных (на величину 1,45 мкс) друг от друга позиций, на которых размещаются (или не размещаются) видеоимпульсы, характеризующие информацию (номер рейса, высота полета и т. д.), передаваемую с борта ЛА наземной радиосистеме. Данная информация вводится в шифратор ответчика 8.

Сформированная ответная кодовая последовательность видеоимпульсов далее подается в радиопередающее устройство ответчика 9, где каждый видеоимпульс ($t_{\text{и. отв}} = 0,8$ мкс; по нормам ИКАО) усиливается, заполняется высокочастотным (1090 МГц; по нормам ИКАО) колебанием, после чего излучается антенной (имеющую, напомним, круговую в горизонтальной плоскости диаграмму направленности) ответчика в пространство.

Излученная антенной ответчика ответная кодовая последовательность радиоимпульсов поступает на антенну наземного радиодальномера, затем через волноводно-фидерный канал 5 и антенный переключатель 4 — на вход радиоприемного устройства запросчика 10. В этом радиоприемном устройстве каждый радиоимпульс ответной кодовой последовательности усиливается, детектируется, и ответная кодовая последовательность видеоимпульсов с выхода приемного устройства 10 подается на вход дешифратора запросчика 11, где происходит идентификация полученных последовательностей видеоимпульсов (принадлежащих, возможно, другим объектам, находящимся в зоне действия наземного радиодальномера, либо имеющих помеховое происхождение) с той, которая была излучена антенной ответчика того объекта, с которым был установлен контакт.

При этом, если дешифратор запросчика 11 не подтверждает идентичности поступившей на него последовательности видеоимпульсов с ожидаемой, то определение дальности не производится. Если же дешифратор 11 срабатывает, то включается устройство вычисления дальности 12. Дешифратор 11 извлекает информацию, содержащуюся в поступившей кодовой последовательности, и передает данные, необходимые для вычисления дальности объекта, устройству 12. Найденное расстояние до объекта поступает на индикатор дальности 13.

Отметим, что поскольку реализация процессов первичной и вторичной обработки информации происходит, как правило, в одной и той же наземной радиосистеме, то питание как той, так и другой радиоаппаратуры происходит от одной и той же электрической сети (50 Гц, 220 В). Надежность радиоаппаратуры составляет не менее 2500 ч на отказ.

3.4. РАДИОСИСТЕМЫ ДАЛЬНЕЙ НАВИГАЦИИ

Как отмечалось ранее, определение местоположения самолета при помощи находящихся на его борту радиосредств является одной из наиболее важных задач обеспечения полета. В таком случае упомянутые радиосредства относятся к радионавигационным устройствам.

Радионавигационная система включает в себя наземные радиомаяки (далее, согласно установившейся терминологии, будем называть их опорными станциями) и бортовые радионавигационные устройства. При этом опорные станции излучают радиосигналы, а бортовые радионавигационные устройства принимают эти радиосигналы и извлекают заложенную в них информацию. Иными словами, основным узлом опорных станций является радиопередающее устройство, а основным узлом бортового радионавигационного устройства — радиоприемное устройство.

Полет самолета может выполняться, в принципе, над любым участком поверхности земного шара — в том числе и над местностями, достаточно удаленными от точек расположения опорных станций. В гражданской авиации, например, этот случай соответствует полету над малонаселенными территориями, а в военной — выведению самолета на некий наземный объект, расположенный глубоко в тылу противника. При этом расстояние от опорных станций до самолета может составлять тысячи километров. Радиообеспечение полета (определение координат самолета радиотехническими методами) в такой ситуации возлагается на радиосистемы дальней (1...9 тыс. км) навигации (РСДН).

Требование на самолете надежного приема радиосигналов, излучаемых наземными опорными станциями (их координаты известны на самолете), диктует выбор частотного диапазона радиоволн, в котором поглощение указанных радиоволн в атмосфере оказывалось бы небольшим. Для РСДН таким диапазоном является интервал 10...100 кГц. При этом распространение таких радиоволн в приземной атмосфере происходит различными путями (рис. 3.4.1) — как поверхностным, так и пространственным лучами. В качестве луча основного приема обычно используется поверхностный луч.

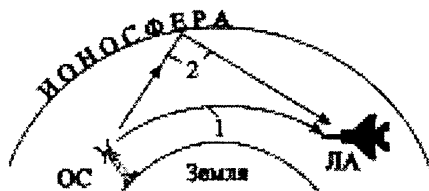


Рис. 3.4.1. Варианты радиоконтакта опорной станции (ОС) и радиоприемного устройства летательного аппарата (ЛА) в РСДН:

1 — поверхностный луч; 2 — пространственный луч

Возможен и иной вариант построения РСДН — когда опорные станции устанавливаются на подвижных объектах, координаты которых могут быть вычислены заранее. Таким подвижными объектами являются искусственные спутники Земли, движущиеся по предварительно рассчитанным траекториям. Иными словами, определение местоположения самолетов осуществляется по радиосигналам, излучаемым со спутников. В этом случае РСДН называется спутниковой и работает в дециметровом или сантиметровом диапазоне радиоволн, для которого поглощение электромагнитной энергии в ионосфере мало.

Общей особенностью опорных станций (наземных и спутниковых) в РСДН является наличие в радиопередающих устройствах эталонов времени и частоты, обладающих высокой (10^{-13} ... 10^{-15}) долговременной стабильностью и синхронизированных со шкалой Всемирного координированного времени.

Фазовая дальномерная РСДН

Принцип определения местоположения самолета на плоскости с помощью дальномерной РСДН показан на рис. 3.4.2.

Первая (ОС-1) и вторая (ОС-2) опорные станции излучают радиосигналы. Самолетная радиоприемная аппаратура принимает эти радиосигналы и по ним определяет дальности R_1 и R_2 до каждой из опорных станций. Поскольку местопо-

жение ОС-1 и ОС-2 известно на борту, достаточно построить отрезки двух окружностей ($R_1 = \text{const}$ и $R_2 = \text{const}$) с центрами в точках расположения ОС-1 и ОС-2, чтобы вычислить координаты самолета, которые соответствуют координатам точки пересечения этих отрезков.

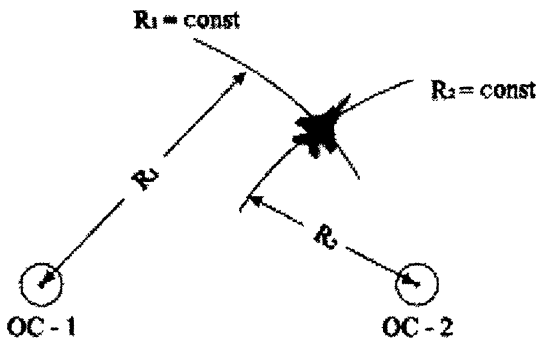


Рис. 3.4.2. Определение местоположения самолета на плоскости с помощью дальномерной РСДН:

ОС-1 — первая опорная станция; ОС-2 — вторая опорная станция

В реальных условиях, когда самолет летит в пространстве, необходимо иметь не две опорные станции, а три. Тогда координаты точки пересечения трех сфер (уравнения которых: $R_1 = \text{const}$, $R_2 = \text{const}$, $R_3 = \text{const}$; значения R_1 , R_2 , R_3 измеряются бортовой аппаратурой) окажутся координатами местоположения самолета.

Данная дальномерная РСДН будет называться фазовой, если дальности (R_1 , R_2 , R_3) до соответствующих опорных станций будут измеряться фазовым методом.

Суть фазового метода дальнометрии сводиться к следующему.

Пусть любая из опорных станций излучает гармонический радиосигнал частоты f_0 :

$$U_{\text{ОП}}(t) = U_{\text{м1}} \sin(2\pi f_0 t + \varphi_1), \quad (3.4.1)$$

а один из бортовых генераторов (синхронизированных с генератором опорной станции) вырабатывает радиосигнал той же частоты f_0 с той же начальной фазой φ_1 :

$$U_{\text{БОРТ}}(t) = U_{\text{м2}} \sin(2\pi f_0 t + \varphi_1). \quad (3.4.2)$$

Тогда в момент прихода на самолетную радиоаппаратуру излученный опорной станцией радиосигнал (3.4.1) будет иметь вид:

$$U_{\text{ПРИН}}(t) = U_{\text{ОП}}\left(t - \frac{R}{C}\right) = U_{\text{м2}} \sin\left[2\pi f_0 \left(t - \frac{R}{C}\right) + \varphi_1\right], \quad (3.4.3)$$

где R — расстояние «опорная станция—самолет»; в этом случае бортовой измеритель разности фаз φ_R вычислит, сравнивая колебания (3.4.2) и (3.4.3), величину

$$\varphi_R = 2\pi f_0 \cdot \frac{R}{C}, \quad (3.4.4)$$

откуда величина дальности R будет получена в виде:

$$R = \frac{C}{2\pi f_0} \cdot \varphi_R = \frac{\lambda_0}{2\pi} \cdot \varphi_R, \quad (3.4.5)$$

где λ_0 — длина волны колебаний (3.4.1)–(3.4.3).

Недостатком фазового метода является его возможная неоднозначность, а именно — если разность фаз φ_R колебаний, поступивших на вход измерителя разности фаз, будет включать в себя целое число величин 2π (т. е. $\varphi_R = 2\pi n + \varphi_0$, где $n = 1, 2, 3, \dots$), то данный измеритель определит лишь значение φ_0 . Иными словами, условием правильной работы РСДН является требование

$$0 < \varphi_R < 2\pi, \quad (3.4.6)$$

что соответствует соотношению

$$0 < R < \lambda_0. \quad (3.4.7)$$

Если дальность R и длина волны λ_0 колебания, излучаемого опорной станцией, не удовлетворяет неравенству (3.4.7), то следует использовать колебания с большей длиной волны (с меньшей частотой).

Традиционным для работы фазовых дальномеров РСДН является частотный диапазон 10...14 кГц. Излучение наземных опорных станций осуществляется именно в этом диапазоне (рис. 3.4.3). При этом интервал однозначно измеряемых дальностей для самой низкой частоты (10,2 кГц) составляет величину около 29,5 км. Разумеется, для самолетов, находящихся на расстоянии, скажем, 1000 км от опорной станции выполнить однозначную дальнометрию оказывается невозможным.

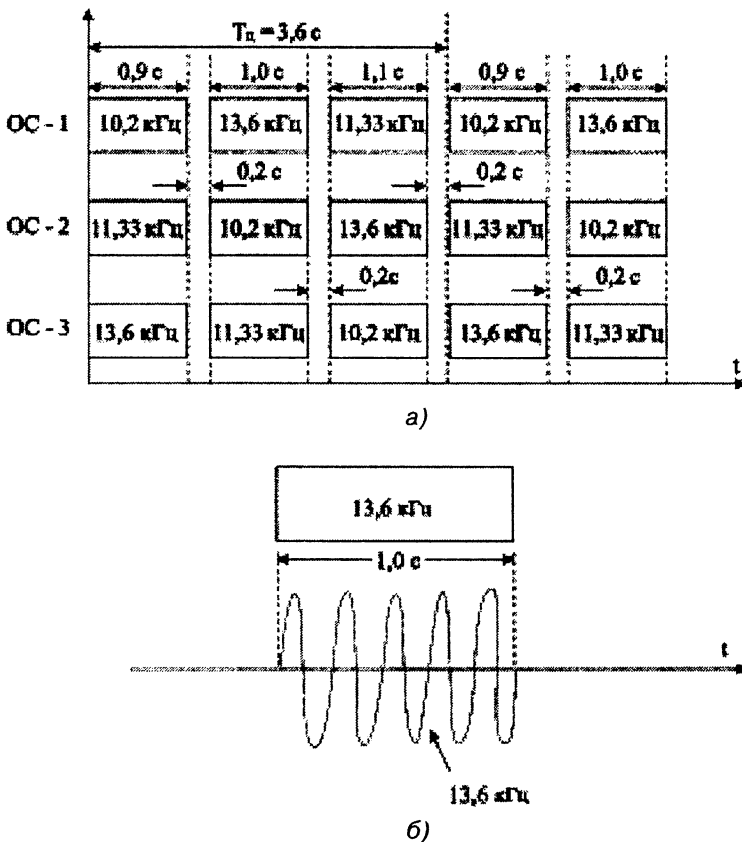


Рис. 3.4.3. Формат (а) радиосигналов, излучаемых тремя (ОС-1, ОС-2 и ОС-3) опорными станциями для фазовой дальномерной РСДН, и внешний вид (б) радиокосебания, соответствующего одному из фрагментов (13,6 кГц)

Одним из путей, ведущих к однозначному измерению дальностей, является понижение частоты излучаемого радиосигнала. Однако этот путь является неприемлемым. Дело в том, что антенны наземных опорных станций, излучающие колебания в диапазоне 10...14 ГГц, представляют собой вертикальные мачты высотой в несколько сот метров, и дальнейшее снижение частоты излучаемого радиосигнала может привести только к увеличению их размеров. Поэтому используют иное техническое решение — перевод частоты на более низкую, что и выполняется в бортовой аппаратуре.

Рассмотрим рис. 3.4.3,а.

Каждая из трех (для однозначного определения местоположения самолета в пространстве дальномерным способом) наземных опорных станций ОС-1, ОС-2 и ОС-3, расположенных на значительном (сотни и тысячи километров) удалении друг от друга, излучает в пространство радиоимпульсы длительности порядка одной секунды. Работа ОС-1, ОС-2 и ОС-3 жестко (с помощью высокостабильных эталонов времени) синхронизирована между собой. Каждая из опорных станций излучает в данный момент радиоимпульс только с одной частотой заполнения, не совпадающей с частотами излучения других опорных станций — это необходимо для предотвращения интерференции колебаний в точке приема, т. е. в конечном итоге, для устранения искажений измеряемых фаз. Последовательность излучаемых частот определена заранее в пределах длительности T_{Π} одного цикла и не изменяется в процессе работы фазовой дальномерной РСДН.

Когда самолет входит в зону действия всех трех наземных опорных станций, начинается режим собственно дальней навигации указанного летательного аппарата. Однако в указанный момент входа синхронизация работы бортового устройства с радиосигналами опорных станций отсутствует. Чтобы ее установить, в бортовой аппаратуре используется специальный сигнал — последовательность видеоимпульсов, являющаяся временной копией излучаемого опорными станциями радиосигнала. Взаимное расположение двух последовательностей (принятой на борту и продетектированной, а также сформированной в бортовой аппаратуре) видеоимпульсов в момент начала синхронизации показано на рис. 3.4.4. По интервалу τ_R смещения этих последовательностей можно судить о дальности $R = \frac{C\tau_R}{2}$ до той или иной наземной опорной станции. В дальнейшем бортовая аппаратура устраняет (путем перемещения опорной последовательности видеоимпульсов) интервал τ_R , и определение местоположения движущегося самолета проходит в штатном режиме работы РСДН.

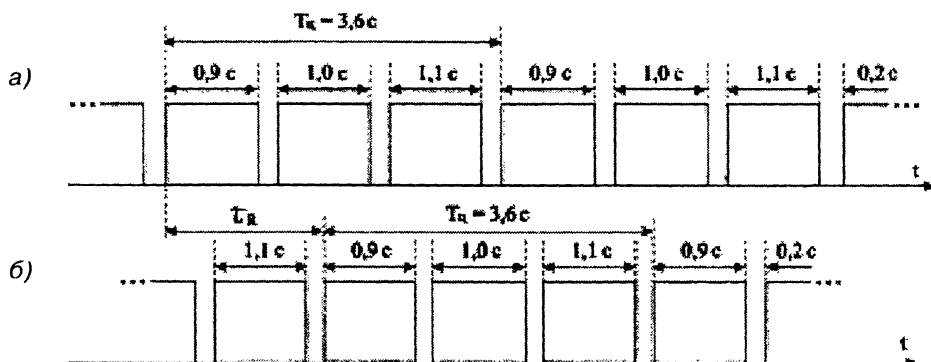


Рис. 3.4.4. Видеоимпульсные последовательности в фазовой дальномерной РСДН:

а — принятая; б — опорная

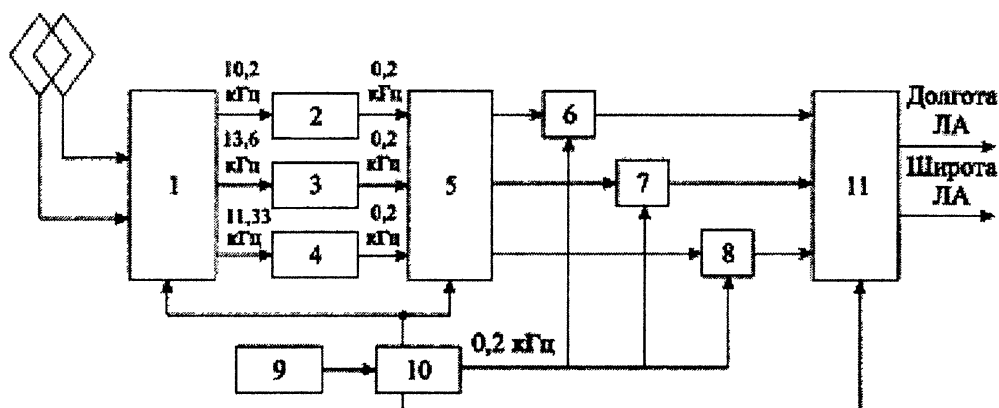


Рис. 3.4.5. Упрощенная структурная схема бортовой аппаратуры фазовой дальномерной РСДН:

1 — антенный коммутатор; 2 — первое радиоприемное устройство; 3 — второе радиоприемное устройство; 4 — третье радиоприемное устройство; 5 — коммутатор выходов радиоприемных устройств; 6 — первый измеритель разности фаз; 7 — второй измеритель разности фаз; 8 — третий измеритель разности фаз; 9 — эталонный генератор; 10 — блок деления частоты и синхронизации; 11 — бортовая электронная цифровая вычислительная машина

Упрощенная структурная схема бортовой аппаратуры фазовой дальномерной РСДН приведена на рис. 3.4.5.

Электромагнитные радиосигналы трех частот (10,2 кГц; 11,33 кГц; 13,6 кГц;), излученные тремя наземными опорными станциями, принимаются на борту самолета с помощью двух рамочных антенн. Далее эти радиосигналы с помощью антенного коммутатора 1 направляются на входы трех (по числу опорных станций) радиоприемных устройств 2, 3, 4, каждое из которых настроено на одну из трех частот указанных радиосигналов. Переключения, выполняемые данным коммутатором, осуществляется в такт с радиоимпульсами, заполненными той или иной частотой. Типовые значения массо-габаритных показателей антенного коммутатора: масса — 17 кг, площадь — 290×165 мм², высота — 30 мм.

Каждое из трех радиоприемных устройств реализовано по схеме двойного преобразования частоты, в результате которого фазовые сдвиги всех принятых радиосигналов переводятся на общую для всех трех устройств частоту — равную, например, 200 Гц (длина волны 1500 км). На выходе радиоприемных устройств установлен коммутатор 5, переключающий выходы данных устройств (аналогично коммутатору 1).

Радионапряжения частот 200 Гц с различными фазами подаются от коммутатора 5 на первые входы соответствующих измерителей разностей фаз 6, 7, 8. На вторые входы тех же измерителей поступает радионапряжение частоты 200 Гц, полученное путем деления частоты эталонного (построенного на основе рубидиевого стандарта частоты) генератора 9 в блоке 10, который, помимо функции деления частоты, выполняет еще и синхронизацию работы узлов бортовой аппаратуры фазовой дальномерной РСДН.

Выходные сигналы измерителей разности фаз в виде цифровых кодов вводятся в бортовую ЭЦВМ 11, где производится расчет местоположения (чаще всего — долгота и широта) самолета.

Рассмотрим более подробно работу измерителя разности фаз. Его структурная схема и эпюры изображены на рис. 3.4.6.

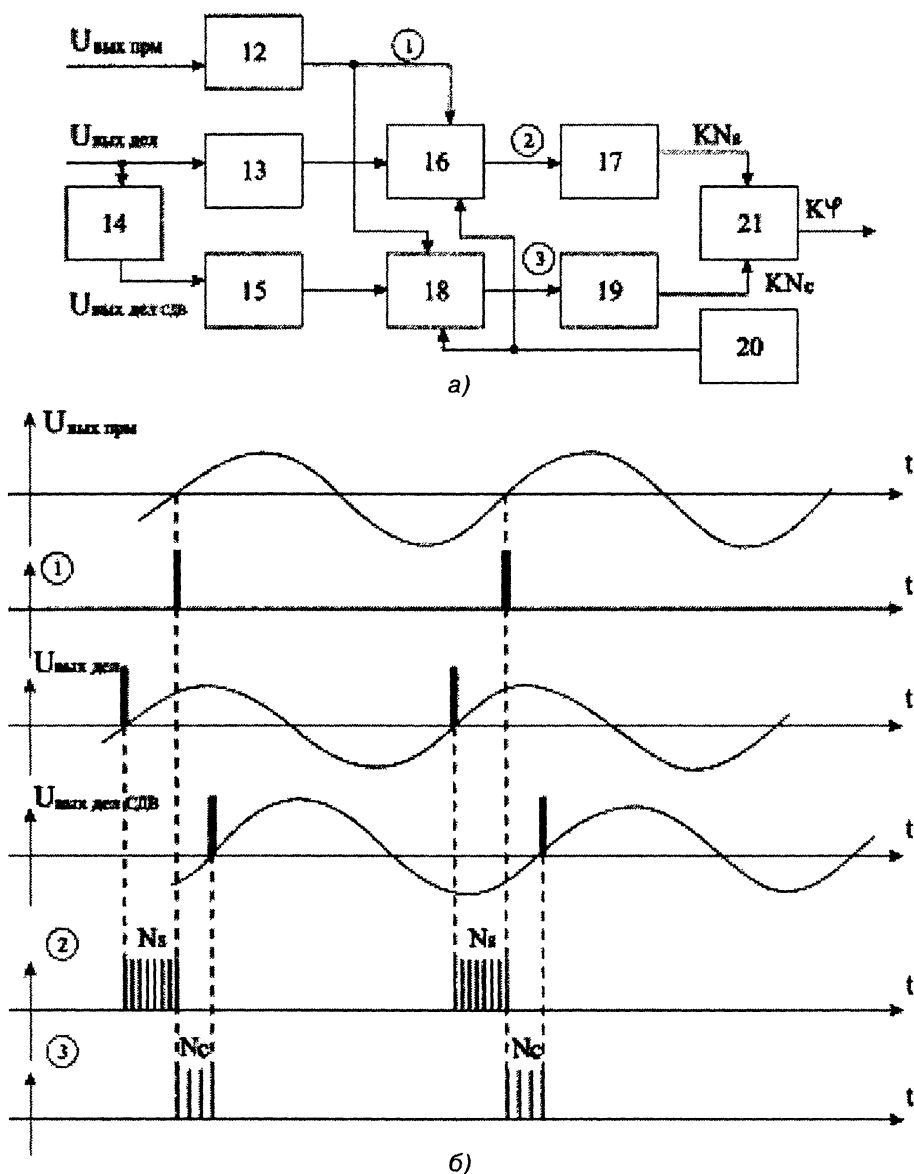


Рис. 3.4.6. Структурная схема (а) измерителя разности фаз и эпоры (б), поясняющие его работу:

12 — первый формирователь отсчетных импульсов; 13 — второй формирователь отсчетных импульсов; 14 — фазосдвигающее (на 90°) устройство; 15 — третий формирователь отсчетных импульсов; 16 — первый формирователь временного интервала; 17 — первый счетчик; 18 — второй формирователь временного интервала; 19 — второй счетчик; 20 — генератор счетных импульсов; 21 — вычислительный блок

Напряжение $U_{\text{вых. прм}}$ с выхода коммутатора 5 подается на вход первого формирователя отсчетных импульсов 12. Данные отсчетные импульсы вырабатываются этим формирователем в те моменты времени, когда напряжение $U_{\text{вых. прм}}$ пересекает нулевой уровень снизу вверх (при смене знака полярности с отрицательного на положительный).

На другой вход рассматриваемого измерителя поступает напряжение $U_{\text{ВЫХ ДЕЛ}}$, полученное на выходе блока деления частоты 10. Данное напряжение вводится как на вход второго формирователя отсчетных импульсов 13, так и через фазосдвигающее (на 90°) устройство (это напряжение обозначено как $U_{\text{ВЫХ ДЕЛ СДВ}}$) на вход третьего формирователя отсчетных импульсов 15. Отсчетные импульсы на выходах формирователей 13 и 15 вырабатываются аналогично созданию отсчетных импульсов на выходе формирователя 12 — в моменты времени, когда входное напряжение пересекает нулевой уровень снизу вверх.

Наличие двух напряжений ($U_{\text{ВЫХ ДЕЛ}}$ и $U_{\text{ВЫХ ДЕЛ СДВ}}$) объясняется тем обстоятельством, что разность фаз φ между напряжениями с выходов радиоприемного устройства и делителя может быть как положительной, так и отрицательной. В обоих случаях она должна быть вычислена, и соответствующий алгоритм имеет вид:

$$\varphi = \arctg \frac{U_{\text{ВЫХ ПРМ COS}}}{U_{\text{ВЫХ ПРМ SIN}}}, \quad (3.4.8)$$

где $U_{\text{ВЫХ ПРМ COS}}$ и $U_{\text{ВЫХ ПРМ SIN}}$ — величины ортогональных (сдвинутых на 90° по фазе) составляющих напряжения $U_{\text{ВЫХ ПРМ}}$ в системе прямоугольных (декартовых) координат, образованных опорными напряжениями $U_{\text{ВЫХ ДЕЛ}}$ и $U_{\text{ВЫХ ДЕЛ СДВ}}$.

Разложение напряжения $U_{\text{ВЫХ ПРМ}}$ на косинусную $U_{\text{ВЫХ ПРМ COS}}$ и синусную $U_{\text{ВЫХ ПРМ SIN}}$ составляющие выполняется (в цифровом варианте) в первом 16 и втором 18 формирователях временных интервалов, а значения величин, $U_{\text{ВЫХ ПРМ COS}}$ и $U_{\text{ВЫХ ПРМ SIN}}$ в цифровой форме (в виде двоичных кодов) образуются в первом 17 и втором 19 двоичных счетчиках. Эти операции организованы с учетом счетных импульсов, следующих с высокой (порядка 2,5 МГц) частотой повторения, которые вырабатывает генератор счетных импульсов 20. Данные счетные импульсы заполняют (в формирователях 16 и 18) временные интервалы между отсчетными импульсами, соответствующим моментам пересечения нулевого уровня снизу вверх напряжений $U_{\text{ВЫХ ДЕЛ}}$ и $U_{\text{ВЫХ ПРМ}}$ (количество указанных счетных импульсов равно N_C) и напряжений $U_{\text{ВЫХ ПРМ}}$ и $U_{\text{ВЫХ ДЕЛ СДВ}}$ (в этом случае количество счетных импульсов равно N_S). Тогда на выходах двоичных счетчиков 17 и 19 будут выработаны двоичные коды KN_C и KN_S величин N_C и N_S . Если, например, величина $N = 37$, то $KN = 100101$.

Окончательное выражение для вычисления разности фаз φ в цифровом виде (т. е. величины $K\varphi$), аналогичное алгоритму (3.4.8)

$$K\varphi = K \arctg \frac{KN_C}{KN_S}, \quad (3.4.9)$$

где $K \arctg X$ есть двоичный код величины $\arctg X$. Расчет значения $K\varphi$ согласно соотношению (3.4.9) выполняет вычислительный блок 21.

Таково краткое описание работы измерителя разности фаз.

Приведем некоторые тактико-технические характеристики фазовой дальнометрической РСДН.

Дальность действия, тыс. км	до 10
при восьми наземных опорных станциях	глобальная
Расстояние между соседними опорными станциями, тыс. км	до 15
Излучаемая мощность на частоте 10,2 кГц (при мощности передатчика 150 кВт), кВт	10
Чувствительность радиоприемного устройства, мкВ	5
Время поиска, мин	0,3...2,0
Потребляемая мощность (от сети 115 В, 400 Гц), В·А	66
Объем приемо-вычислительного блока, дм ³	18,4
Масса комплекта, кг	15,73
Средняя наработка до отказа, ч	5800

Разностно-дальномерные РСДН

Помимо дальномерных РСДН для определения местоположения самолета используются также разностно-дальномерные РСДН.

Принцип действия разностно-дальномерных РСДН основан на вычислении разности расстояний от самолета до той или иной наземной опорной станции. При этом определение местоположения самолета выполняется с помощью бортовой радиоаппаратуры, которая работает в режиме приема радиосигналов. Достоинством разностно-дальномерных РСДН (в отличие от дальномерных РСДН) является то, что возможное расхождение между шкалами времени наземной и бортовой радиоаппаратуры не оказывает влияния на точность местоопределения самолета. В дальномерной РСДН требуется, как отмечалось выше, точная синхронизация указанных шкал времени. Недостаток разностно-дальномерных РСДН (по сравнению с дальномерными РСДН) — увеличенное количество опорных станций.

Как известно, если имеются две несовпадающие между собой точки ОС-1 и ОС-2, то геометрическим местом прочих точек той же плоскости, разность расстояний которых до ОС-1 и ОС-2 является постоянной величиной, оказываются кривые, называемые гиперболами (рис. 3.4.7).

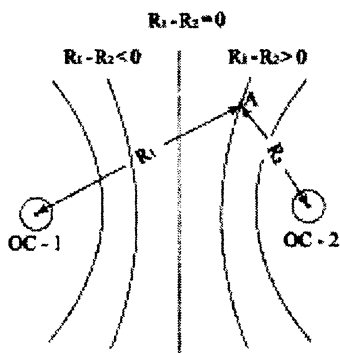


Рис. 3.4.7. Семейство гипербол для опорных станций ОС-1 и ОС-2

Иными словами, если некая точка А будет перемещаться по соответствующей гиперболе, то любое ее местоположение будет характеризоваться соотношением $R_1 - R_2 = \text{const}$. Точки ОС-1 и ОС-2 называются фокусами этой гиперболы.

Поскольку выражение $R_1 - R_2 = \text{const}$ справедливо для всех точек данной гиперболы, то для однозначного определения местоположения самолета на плоскости с помощью разностно-дальномерной РСДН необходимо иметь по крайней мере две гиперболы (рис. 3.4.8), описываемых, соответственно, двумя уравнениями: $R_1 - R_2 = \text{const}_1$ и $R_3 - R_1 = \text{const}_2$. Это означает, что требуется еще одна фокальная точка — ОС-3.

В связи с тем, что разностно-дальномерные РСДН используют в своей практике гиперболические зависимости, их еще называют гиперболическими РСДН.

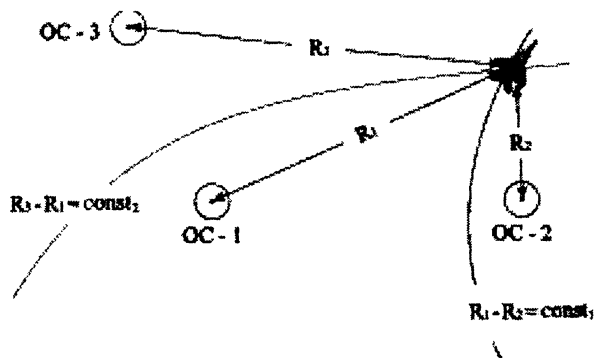


Рис. 3.4.8. Определение местоположения самолета на плоскости с помощью разностно-дальномерной (гиперболической) РСДН:

ОС-1 — первая опорная станция; ОС-2 — вторая опорная станция; ОС-3 — третья опорная станция

Фазовая разностно-дальномерная РСДН. В данной РСДН местоположение самолета определяется координатами точки пересечения гипербол, обязанных своим происхождением вычислению разности расстояний между самолетом и той или иной наземной опорной станцией. При этом указанная разность расстояний вычисляется в бортовой аппаратуре фазовым методом, т. е. при помощи использования разности фаз между принятыми радиосигналами и напряжением бортового эталонного генератора.

Обычно в фазовой разностно-дальномерной РСДН используются 3–5 опорных станций, одна из которых является ведущей (задает синхронизацию остальных, ведомых, опорных станций). Однако в целях упрощения рассмотрим формирование разности R_p расстояний R_1 и R_2 (т. е. величины $R_p = R_1 - R_2$) только для двух опорных станций ОС-1 (ведущей) и ОС-2 (ведомой). Упрощенная структурная схема, поясняющая принцип действия фазовой разностно-дальномерной РСБН для этого случая, представлена на рис. 3.4.9.

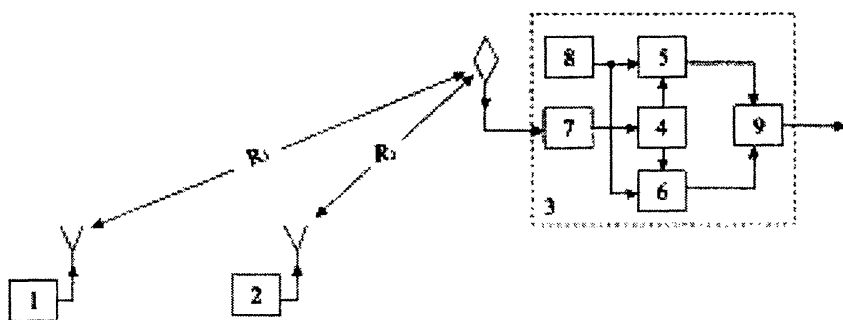


Рис. 3.4.9. Упрощенная структурная схема, поясняющая принцип действия фазовой разностно-дальномерной РСБН:

1 — первая опорная станция (ОС-1); 2 — вторая опорная станция (ОС-2); 3 — один из каналов бортового оборудования; 4 — коммутатор; 5 — первый измеритель разности фаз; 6 — второй измеритель разности фаз; 7 — радиоприемное устройство; 8 — эталонный генератор; 9 — измеритель разности R_p расстояний R_1 и R_2 ($R_p = R_1 - R_2$)

Работа данной РСБН происходит следующим образом.

Первая (ведущая) опорная станция 1 излучает радиосигнал частоты f_0 (10,2 кГц), который принимается антенной бортового оборудования. Поскольку самолет располагается на расстоянии R_1 от опорной станции 1, то принятый радиосигнал может быть записан в виде:

$$U_{1 \text{ ПРМ}}(t) = U_{m1} \cos[2\pi f_0(t - \tau_{R1})], \quad (3.4.10)$$

где $\tau_{R1} = \frac{R_1}{C}$.

Отметим, что излученный опорной станцией 1 радиосигнал одновременно является синхронизирующим для второй (ведомой) опорной станции 2 (канал синхронизации на рис. 3.4.9 не показан). Поэтому опорная станция 2 излучает радиосигнал, когерентный с радиосигналом, ранее излученным опорной станцией 1. Это означает, что радиосигнал, принятый антенной бортового оборудования того же самолета (находящегося на расстоянии R_2 от опорной станции 2), может быть записан как

$$U_{2 \text{ ПРМ}}(t) = U_{m2} \cos[2\pi f_0(t - \tau_{R2})], \quad (3.4.11)$$

где $\tau_{R2} = \frac{R_2}{C}$.

Радиосигналы (3.4.10) и (3.4.11) приходят, вообще говоря, в разные моменты времени, поскольку опорные станции 1 и 2 излучают попеременно — в интервале от t_1 до t_2 работает первая опорная станция, а вторая опорная станция функционирует в интервале от t_3 до t_4 ; интервал между t_2 и t_3 соответствует паузе.

Поскольку моменты t_1 , t_2 , t_3 и t_4 известны, то в эти моменты бортовой коммутатор 4 переключает бортовые измерители разности фаз — первый измеритель 5 (работает между моментами t_1 и t_2) и второй измеритель 6 (работает между моментами t_3 и t_4).

На первые входы этих измерителей поступают (через коммутатор 4) с выхода радиоприемного устройства 7 принятые антенной радиосигналы (3.4.10) и (3.4.11).

На вторые входы измерителей 5 и 6 разности фаз подается с выхода эталонного генератора 8 напряжение вида

$$U_{\text{ЭГ}}(t) = U_{\text{мЭГ}} \cos(2\pi f_0 t + \varphi_{0\text{ЭГ}}), \quad (3.4.12)$$

где $\varphi_{0\text{ЭГ}}$ — начальная фаза колебания, которая (в силу ослабленных требований к синхронизации генератора 8) является неизвестной.

В этом случае измеритель 5 должен будет вычислить разность фаз φ_1 колебаний (3.4.10) и (3.4.12)

$$\varphi_1 = 2\pi f_0 \tau_{R_1} + \varphi_{0\text{ЭГ}}, \quad (3.4.13)$$

а измеритель 6 — определить разность фаз φ_2 колебаний (3.4.11) и (3.4.12)

$$\varphi_2 = 2\pi f_0 \tau_{R_2} + \varphi_{0\text{ЭГ}}. \quad (3.4.14)$$

Построение измерителей разности фаз 5 и 6 полностью аналогично структуре, приведенной на рис. 3.4.6. Поэтому нахождение φ_1 и φ_2 осуществляется в цифровой форме, т. е. на выходах 5 и 6 формируются цифровые коды $K\varphi_1$ и $K\varphi_2$. Эти коды поступают на входы измерителя 9 разности R_p расстояний R_1 и R_2 .

Так как цифровые значения φ_1 и φ_2 формируются в измерителях 5 и 6 в разные моменты времени, то первой операцией, выполняемой в измерителе 9, является запоминание значения φ_1 (в цифровой реализации эта операция выполняется достаточно просто). Второй операцией, производимой в измерителе 9, становится нахождение разности $\Delta\varphi$

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = 2\pi f_0 (\tau_{R_1} - \tau_{R_2}) = \frac{2\pi f_0}{C} (R_1 - R_2) = \frac{2\pi}{\lambda_0} (R_1 - R_2) = \frac{2\pi}{\lambda_0} R_p, \quad (3.4.14)$$

где λ_0 — длина волны радиосигнала частоты f_0 .

Как видно из (3.4.14), данная операция вычитания устраняет зависимость от неизвестной начальной фазы $\varphi_{0\text{ЭГ}}$ эталонного генератора 8. Существует лишь единственное требование — фаза $\varphi_{0\text{ЭГ}}$ должна быть постоянной на интервале измерения. Наконец, в качестве третьей операции осуществляется пересчет по уравнению (3.4.15) разности R_p расстояний через измеренную разность $\Delta\varphi$

$$R_p = R_1 - R_2 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot \Delta\varphi \quad (3.4.15)$$

в цифровой форме, т. е. на выходе измерителя 9 вырабатывается цифровой код KR_p разности R_p расстояний R_1 и R_2 .

Далее величина KR_p , соответствующая параметру одной гиперболы, поступает в бортовую ЭЦВМ, где сравнивается с аналогичной величиной, полученной для первой и третьей опорных станций (см. рис. 3.4.8) и являющейся параметром другой гиперболы, на основании чего указанная бортовая ЭЦВМ вычисляет координаты местонахождения самолета, чаще всего — его долготу и широту.

Импульсно-фазовая разностно-дальномерная РСДН. Требования к РСДН сочетать большую дальность действия с высокой точностью местоопределения самолета сталкивается с проблемой неоднозначности измерения. Дело в том, что наивысшую точность определения местоположения самолета обеспечивают (из возможных) только фазовые методы, причем указанная точность повышается с увеличением частоты излучаемого колебания. Однако увеличение данной частоты ведет к неоднозначности измерения местоположения самолета и тем большей, чем эта частота выше.

С другой стороны, определение местоположения достаточно удаленного самолета обычно выполняется поверхностным лучом с учетом кривизны земли, а это обстоятельство накладывает ограничения на верхнюю границу частот излучаемого радиосигнала, что в свою очередь ведет к ограничению измерительной точности РСДН.

Компромиссным выходом из данной ситуации является использование импульсно-фазовой разностно-дальномерной РСДН. Данная РСДН представляет собой сочетание импульсной радиосистемы (обладающей большой дальностью действия, но сравнительно невысокой точностью, поскольку измерение дальности ведется по времени запаздывания τ_R) и фазовой радиосистемы (имеющей высокую точность измерения, но характеризующейся небольшой дальностью действия и обладающей неоднозначностью отсчетов), объединенных в единую измерительную радиосистему.

Итогом явилась РСДН, работающая на частоте 100 кГц (длина волны 3 км), обладающая значительной (порядка 2000 км) дальностью действия и имеющая сравнительно малую (60...90 м) среднеквадратичную ошибку измерения.

Принцип работы рассматриваемой РСДН заключается в следующем.

Наземные опорные станции (одна ведущая ОС-1 и две-четыре ведомых ОС-2, ОС-3,...) излучают специально сформированную последовательность радиоимпульсов (частота заполнения каждого из них равна 100 кГц). Пример структурного построения такой последовательности для случая двух ведомых опорных станций показан на рис. 3.4.10.

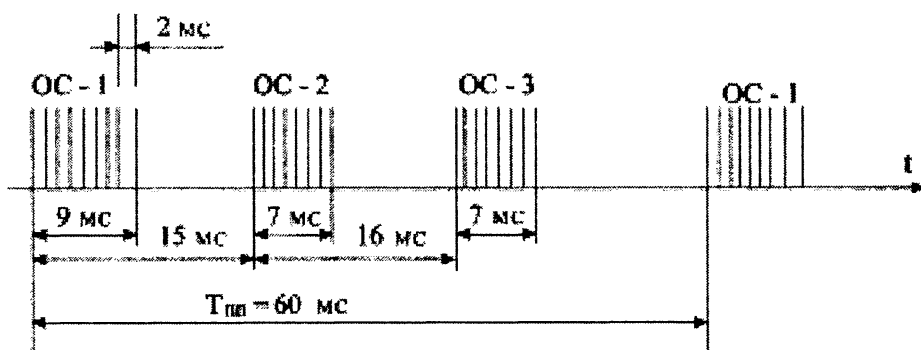


Рис. 3.4.10. Пример временной структуры радиоимпульсной последовательности, излучаемой наземными опорными станциями (ОС-1 — ведущая, ОС-2 и ОС-3 — ведомые) импульсно-фазовой разностно-дальномерной РСДН

Ведущая опорная станция ОС-1 задает необходимую синхронизацию работе ведомых станций ОС-2, ОС-3, формируя последовательность излучений с периодом повторения последовательности $T_{пл}$. При этом ведомые опорные станции практически являются ретрансляторами радиосигналов ведущей станции.

Когерентность излучаемых колебаний достигается применением в опорных станциях цезиевых стандартов частоты, обеспечивающих частотную стабильность не хуже $10^{-12} \dots 10^{-13}$.

Поскольку импульсно-фазовая разностно-дальномерная РСДН является одной из наиболее распространенных навигационных радиосистем, то совокупности (так называемые цепочки) ее опорных станций (ведущей и ведомых) находятся в различных районах земного шара, обслуживая основные трансокеанические маршруты, а также прибрежные районы стран Европы, Азии и Северной Америки. Это означает, что самолет, совершающий дальний рейс, может попадать в зоны действия различных цепочек опорных станций.

Опознавание той или иной цепочки выполняется той или иной аппаратурой по значению периода $T_{\text{пп}}$ (для рассматриваемой цепочки $T_{\text{пп}} = 60$ мс). Величины задержек (15 мс и 16 мс — на рис. 3.4.10) тоже могут быть различными — они выбираются так, чтобы в зоне действия каждой цепочки отсутствовали области, в которых прием радиоимпульсов от разных опорных станции осуществлялся бы одновременно.

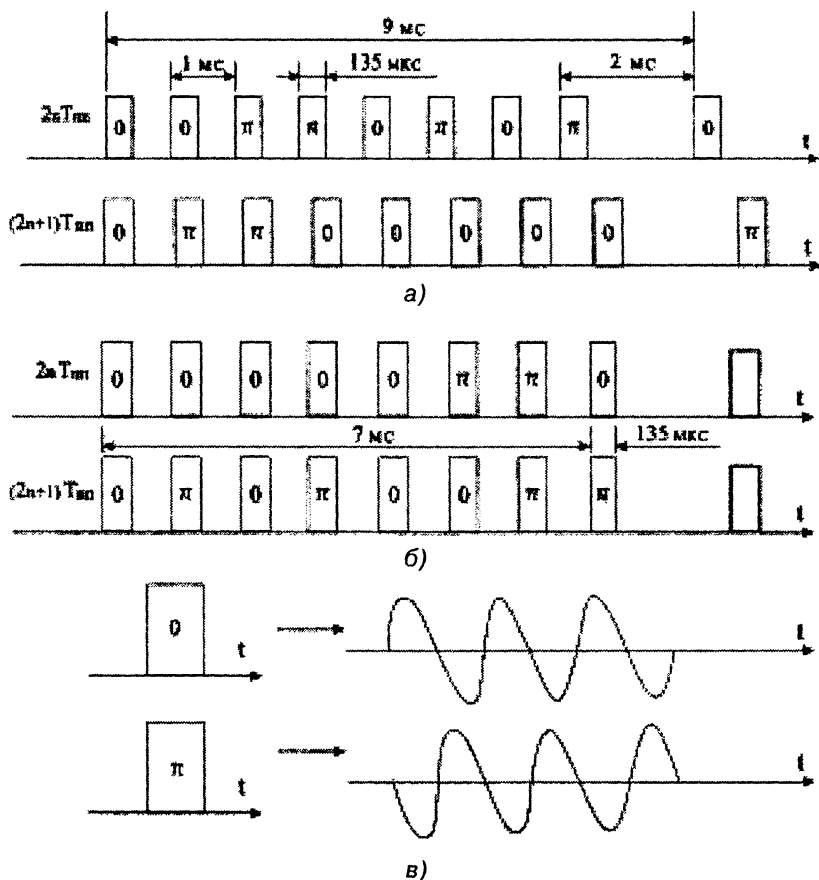


Рис. 3.4.11. Примеры временных структур последовательностей радиоимпульсов, излучаемых ведущей (а) и ведомой (б) наземными опорными станциями (верхняя структура — для четных $T_{\text{пп}}$, нижняя — для нечетных $T_{\text{пп}}$), и соответствие (в) реальных радиоимпульсов (правые эпюры) их символическим обозначениям (левые графики) — для импульсно-фазовой разностно-дальномерной РСДН

Что касается радиоимпульсной последовательности, излучаемой каждой опорной станцией, то здесь также имеются свои особенности. Для выявления характера (ведущая или ведомая) опорной станции последовательность, излучаемая ею, имеет определенное количество импульсов: девять для ведущей и восемь для ведомой. Также фиксированным является порядок излучения опорных станций — сначала ведущая (ОС-1), затем ведомые (ОС-2, ОС-3).

Наконец, в излучаемом радиосигнале учитывается требование повышенной помехозащищенности приема в условиях, когда на бортовую антенну попадает, помимо поверхностного луча (который и обеспечивает радиокontakt), еще и отраженный от ионосферы пространственный луч (см. рис. 3.4.1). Для снижения влияния пространственного луча используют фазовое кодирование радиоимпульсов излучаемой последовательности (рис. 3.4.11), причем законы фазового кодирования различны в четном и нечетном периодах T_{III} . Дополнительно это фазовое кодирование служит задаче облегчения распознавания радиоимпульсов ведущей и ведомых опорных станций.

Излучающие антенны наземных опорных станций для импульсно-фазовой разностно-дальномерной РСДН представляют собой высокие (190...412 м) вертикальные мачты с проволочным разветвлением на верхнем конце; последнее время антенны ведущих опорных станций выполняются в виде башен высотой 213 м. Излучаемые мощности (в импульсе) находятся в пределах 165...1800 кВт.

Обратимся к рассмотрению работы бортовой аппаратуры.

Как отмечалось ранее, особенностью приема радиосигналов, поступающих на вход бортовой антенны, является принадлежность этих сигналов как поверхностному, так и пространственному лучам. Поскольку частоты этих радиосигналов одинаковы, возможна интерференция (наложение) радиоволн и, как следствие, амплитудные флуктуации принимаемого сигнала.

Это означает, что принимаемый сигнал может случайным образом увеличивать свою интенсивность или, наоборот, замирать (что, разумеется, является нежелательным эффектом).

В целях борьбы с замираниями и поддержания стабильности измерительного процесса используют так называемые измерительные импульсы. При этом учитывается то обстоятельство, что радиоимпульс, пришедший поверхностным лучом, всегда (за счет более короткого пути распространения) оказывается на входе бортовой антенны раньше, чем тот же радиоимпульс, пришедший пространственным лучом. Данное запаздывание на частоте 100 кГц обычно бывает больше 40 мкс. Поэтому измерительный импульс формируется в бортовой аппаратуре по окончании третьего периода колебаний частоты 100 кГц в момент времени, соответствующий положению точки А на переднем фронте огибающей радиоимпульса, принимаемого от наземной опорной станции (рис. 3.4.12).

При этом крутизна огибающей данного радиоимпульса в момент (ему соответствует точка А огибающей) окончания указанного третьего периода является максимальной (именно так формируется излучаемый импульс в опорной станции). В бортовой аппаратуре происходит вычисление сначала первой, а затем второй производных огибающих.

Измерительный импульс формируется в момент перехода второй производной через нулевой уровень. Это относится к радиоимпульсам как ведущей, так и ведомых опорных станций. Иначе говоря, временные структуры последовательностей излученных радиоимпульсов (см. рис. 3.4.10) и измерительных импульсов совпадают. Это обстоятельство используется в бортовой аппаратуре для синхронизации ее работы с радиоимпульсами, излучаемыми той цепочкой опорных станций, в зону действия которой входит самолет.

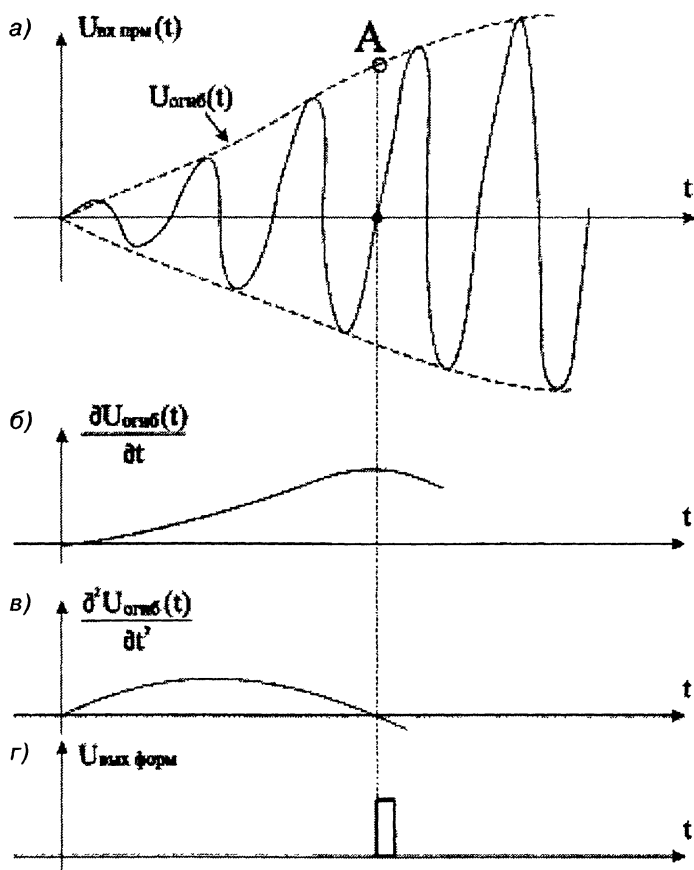


Рис. 3.4.12. Процесс формирования измерительного импульса:

а — принятый на борту радиоимпульс (А — отсчетная точка на его огибающей, соответствующая окончанию третьего периода заполнения); б — первая производная огибающей принятого радиоимпульса; в — вторая производная огибающей принятого радиоимпульса; г — измерительный импульс

Упрощенная структурная схема бортовой аппаратуры представлена на рис. 3.4.13.

Выбор приемной антенны зависит от класса самолета. На низкоскоростных (до 500 км/ч) самолетах применяют штыревые антенны высотой до 160 мм, которые имеют в верхней части плоский отогнутый по направлению полета стержень длиной 360 мм; на высокоскоростных — две невыступающие антенны, расположенные в верхней и нижней частях фюзеляжа.

Радиоприемное устройство 1 обладает амплитудно-частотной характеристикой $K(f)$, имеющей центральную частоту $f_0 = 100$ кГц и полосу пропускания Δf , равную 40 кГц.

Процесс определения дальностей до ведущей и ведомых станций складывается из двух составляющих — грубого измерения дальности (по времени запаздывания) и уточнения дальности (по разности фаз). Функционирование каждой из составляющих отражает та или иная совокупность узлов.

Величина грубой дальности является результатом выполнения поиска, который состоит из трех этапов.

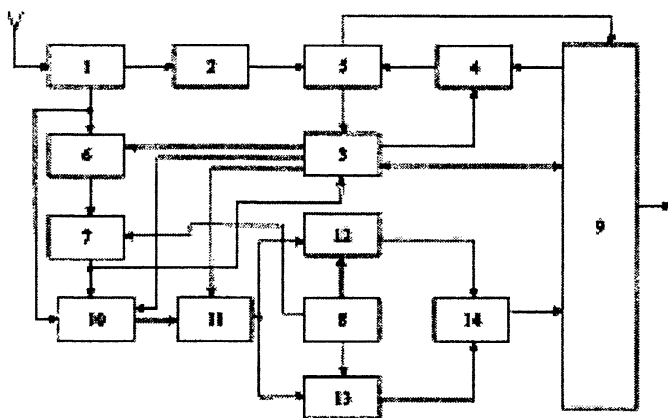


Рис. 3.4.13. Упрощенная структурная схема бортового устройства импульсно-фазовой разностно-дальномерной РСДН:

1 — радиоприемное устройство; 2 — формирователь измерительных импульсов; 3 — устройство синхронизации и управления; 4 — схема формирования селекторных импульсов; 5 — селектор по дальности (по времени запаздывания); 6 — первый блок включения; 7 — устройство опознавания; 8 — эталонный генератор; 9 — бортовая ЭЦВМ; 10 — второй блок включения; 11 — коммутатор; 12 — первый измеритель разности фаз; 13 — второй измеритель разности фаз; 14 — вычислитель разностей дальностей R_p

На первом этапе происходит определение цепочки опорных станций, в зоне действия которых оказался самолет — по значению периода повторения последовательностей $T_{пп}$. Работа на этом этапе осуществляется по измерительным импульсам (вырабатываемым устройством 2), длительность которых на данном этапе расширяется до 70 мкс. Устройство синхронизации и управления 3 задает различные значения $T_{пп}$ с помощью коротких тактовых импульсов (интервал изменения $T_{пп}$ в процессе поиска составляет 1 мкс), каждый из которых запускает схему формирования селекторных импульсов 4. В свою очередь, селекторные импульсы поступают на вход селектора по дальности 5, в котором в течение $10T_{пп}$ проверяется факт совпадения (или несовпадения) селекторных и измерительных импульсов. При несовпадении поиск продолжается, а в случае совпадения цепочка опорных станций считается идентифицированной, и устройство 3 вырабатывает сигнал перехода ко второму этапу. Общая длительность первого этапа обычно составляет не более 10 с.

На втором этапе выявляется последовательность радиоимпульсов, принадлежащих ведущей опорной станции. Поиск первого импульса последовательности выполняется способом, аналогичным использовавшемуся на первом этапе (единственное отличие — данный поиск начинается на 2 мс раньше предыдущего), с добавлением операции опознавания. Для этого устройство синхронизации и управления 3 открывает первый блок включения 6, через который радиоимпульсы от приемного устройства 1 подаются на первый вход устройства опознавания 7. На второй вход устройства опознавания 7 поступает радионапряжение от эталонного генератора 8. В устройстве опознавания осуществляется идентификация серии радиоимпульсов (по первому и последнему девятому, импульсам), полученных от ведущей опорной станции. Сигналы идентификации (и неидентификации) вводятся в устройство синхронизации и управления 3, после чего данное устройство либо возобновляет поиск, либо через селектор 5 пересылает значение грубой дальности (до ведущей станции) в бортовую ЭЦВМ 9; в последнем случае бортовое устройство переходит к третьему этапу.

На третьем этапе выявляется последовательность радиоимпульсов, принадлежащих каждой из ведомых станций. Третий этап аналогичен второму с той лишь разницей, что после его завершения в бортовую ЭЦВМ 9 пересылается грубая дальность, измеренная до той или иной ведомой станции.

По окончании этапа определения грубых дальностей устройство синхронизации и управления 3 открывает для радиоимпульсов второй блок включения 10. Эти радиоимпульсы поступают на коммутатор 11, который попеременно пересылает радиоимпульсы, принятые от ведущей и той или иной ведомой опорных станций на первый 12, либо второй 13 измерители разницы фаз. На другой вход данных измерителей подается колебание с эталонного генератора 8. Каждый из измерителей разности фаз функционирует аналогично устройству, структурная схема которого приведена на рис. 3.4.6. То есть на выходе измерителей 12 и 13 вырабатываются цифровые коды $K\phi$ разности фаз ϕ между колебаниями, полученными от эталонного генератора 8, и от радиоимпульсов, поступивших от ведущей (для измерителя 12) или определенной ведомой (для измерителя 13) опорных станций. Поскольку коды $K\phi$ соответствуют кодам уточненных дальностей до этих опорных станций, то разность данных кодов будет соответствовать коду KR_p разности R_p указанных дальностей.

Операцию определения величины KR_p (т. е. нахождения параметра одной из навигационных гипербол) осуществляет вычислитель разности дальностей 14. Значение KR_p поступает далее в бортовую ЭЦВМ 9.

Таким образом, в бортовой ЭЦВМ формируются разности грубых и уточненных дальностей для ведущей и одной из ведомых опорных станций, определяя соответствующую навигационную гиперболу. Вторая гипербола (радиотехнические устройства для ее выявления на рис. 3.4.13 не показаны), характеризующая разность дальностей до ведущей и другой ведомой из совокупности опорных станций, определяется аналогичным образом. По данным, полученным для двух (как минимум) гипербол, бортовая ЭЦВМ 9 находит местоположение (чаще всего долготу и широту) самолета.

Приведем некоторые тактико-технические характеристики импульсно-фазовых разностно-дальномерных РСДН:

Дальность действия, тыс. км:	
днем	2,2...2,6
ночью	1,8...1,9
Погрешность определения местоположения, км	0,46
Чувствительность радиоприемного устройства, мкВ ...	20
Среднее время определения R_p , мин	4
Мощность, потребляемая бортовым устройством	
от сети 27 В постоянного тока, Вт	60
Масса бортового оборудования (без кабелей), кг	9

Спутниковая РСДН

Спутниковые РСДН относятся к классу глобальных радиосистем, позволяющих определить местоположение самолета практически в любой точке земного шара. К преимуществам спутниковых РСДН относятся также высокая (погрешность определения местоположения самолета составляет 17,8...100 м) точность измерения и малое (6...8 с) время определения местоположения самолета.

Наиболее часто в авиационной практике используется пассивная спутниковая РСДН. Принцип ее функционирования представлен на рис. 3.4.14.

Искусственный спутник Земли (ИСЗ) осуществляет радиоконтакт как с самолетом, местоположение которого определяется с помощью данной спутниковой

РСДН, так и с наземным командно-измерительным пунктом (КИП). При этом радиосвязь ИСЗ с КИП является двунаправленной, а с самолетом — однонаправленной (от ИСЗ к самолету). При таком (пассивном) варианте реализации спутниковой РСДН сложность, масса и объем радиоаппаратуры, установленной на ИСЗ, оказывается минимальными (в отличие, скажем, от активной спутниковой РСДН, когда радиоконтакт между ИСЗ и самолетом является двунаправленным).

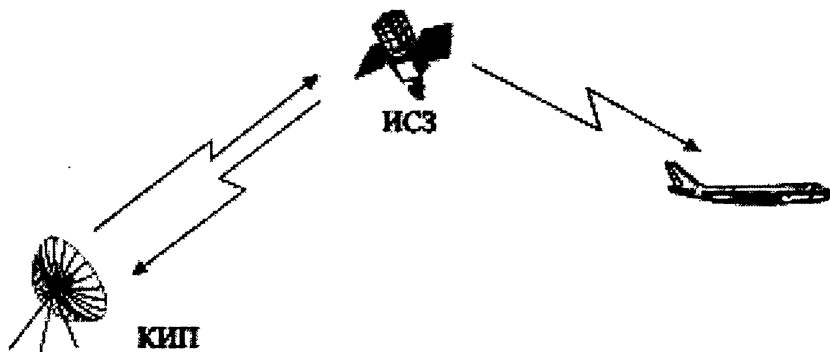


Рис. 3.4.14. Принцип функционирования пассивной спутниковой РСДН:

ИСЗ — искусственный спутник Земли; КИП — командно-измерительный пункт

В наземном КИП решается ряд задач, основными из которых являются следующие:

- ⇒ слежение за ИСЗ (с помощью радиосигналов, получаемых от ИСЗ, происходит определение орбит движения ИСЗ, измерение расхождений шкал времени ИСЗ и КИП);
- ⇒ вычисление эфемерид (координат, рассчитанных для определенного момента времени) ИСЗ и предсказание их на будущие моменты времени (равно как и прогнозирование уходов времени на ИСЗ);
- ⇒ трансляция на ИСЗ сигналов коррекции для эталонных генераторов ИСЗ, ввода поправок времени и параметров орбиты ИСЗ, а также различного рода служебной информации.

В свою очередь, ИСЗ передает на КИП свои текущие эфемериды, а также радиосигналы, необходимые для определения местоположения самолета, и служебную информацию.

Наконец, ИСЗ пересылает на самолет радиосигналы, предназначенные для определения местоположения самолета, основными из которых являются следующие:

- ⇒ кодовые радиосигналы идентификации данного (среди прочих) ИСЗ;
- ⇒ навигационные (например, фазо-манипулированные) радиосигналы, по которым осуществляется измерение координат самолета;
- ⇒ радиосигналы эфемерид данного ИСЗ, погрешностей его (ИСЗ) эталона времени, а также так называемого альманаха (содержащего эфемериды всех прочих ИСЗ, входящих в состав используемой спутниковой РСДН), употребляемого при выборе того или иного ИСЗ;
- ⇒ радиосигналы дополнительных сведений (поправка на ионосферную рефракцию, сведения о «возрасте» той или иной информации, служебная информация и т. д.).

Что касается приемно-измерительной аппаратуры, установленной на борту самолета, то основными задачами ее функционирования являются:

- ⇒ осуществление радиоконтакта с тем или иным ИСЗ (поскольку количество ИСЗ, находящихся в зоне видимости, обычно составляет 3–5 штук, то для обеспечения непрерывности процесса местоопределения самолета используется бортовая самолетная ФАР, каждый из лучей которой осуществляет слежение за соответствующим ИСЗ);
- ⇒ определение местоположения самолета при помощи обработки принятых от ИСЗ радиосигналов;
- ⇒ учет временных поправок, обусловленный расхождением шкал времени;
- ⇒ выполнение поиска того или иного ИСЗ;
- ⇒ обработка служебной информации.

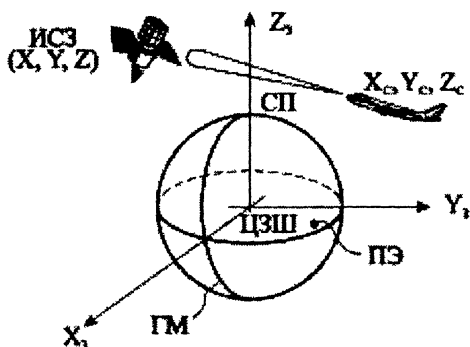


Рис. 3.4.15. Геоцентрическая система координат:

ЦЗШ — центр земного шара; ПЭ — плоскость экватора; ГМ — гринвичский меридиан; СП — северный полюс; X, Y, Z — координаты ИСЗ; X_c, Y_c, Z_c — координаты самолета

Отметим, что обычно местоположения самолета (координаты X_c, Y_c, Z_c) и ИСЗ (X, Y, Z) определяются в геоцентрической системе координат, начало которой находится в центре земного шара (ЦЗШ) (рис. 3.4.15), ось X_3 направлена к точке пересечения плоскости экватора (ПЭ) с Гринвичским меридианом (ГМ), а ось Z_3 — к северному полюсу (СП). Однако, самолетная бортовая радиоаппаратура получает от ИСЗ его координаты в виде эфемерид; поэтому эфемеридные данные ИСЗ пересчитываются на борту самолета в геоцентрическую систему координат.

В большинстве спутниковых РСДН употребляется дальномерный метод местоопределения самолета — в отличие, например, от разностно-дальномерного метода, используемого

значительно реже (из-за сложности формирования пространственных гиперболоидов). Основным уравнением дальномерного метода, вычисляющим расстояние R между самолетом и данным ИСЗ, является соотношение (рис. 3.4.15):

$$R = \sqrt{(X - X_c)^2 + (Y - Y_c)^2 + (Z - Z_c)^2} + C \Delta t_3, \quad (3.4.16)$$

где $C \Delta t_3$ — ошибка измерения дальности, обусловленная расхождением эталонов времени Δt_3 на самолете и ИСЗ. Для снижения этой погрешности необходимо использовать высокостабильные генераторы радиосигналов. Если, например, указанная ошибка не должна превышать 3 м, то расхождение эталонов времени Δt_3 должно составлять величину, меньшую 0,01 мкс. Следовательно, если осуществлять синхронизацию такого эталонного генератора, то данный генератор обязан обладать стабильностью не хуже, чем 10^{-14} . Такой, достаточно высокой, стабильностью обладают, например, цезиевый и водородный эталоны.

Для того чтобы однозначно определить местоположение самолета дальномерным методом, спутниковая РСДН должна включать в себя не один, а по меньшей мере, три ИСЗ. На практике, однако, в целях повышения надежности местоопределения, в зоне видимости располагаются не менее четырех ИСЗ.

Чтобы обеспечить указанное количество (четыре) ИСЗ для самолета, который может находиться над любой точкой земного шара, спутниковая РСДН должна обладать так называемым созвездием ИСЗ. В частности, одно из созвездий состоит из 18 ИСЗ — по 3 ИСЗ на 6 круговых орбитах, смещенных друг относительно друга на 60° по долготе. Высота орбит составляет величину порядка 20 тыс. км, а период обращения ИСЗ — около 12 ч.

Радиосигналы, излучаемые аппаратурой ИСЗ, имеют несущие частоты, примерно равные 1,2 и 1,6 ГГц и одинаковые для всех ИСЗ. Указанные частоты соответствуют дециметровым длинам волн и выбраны из условия наилучшего распространения электромагнитных колебаний в атмосфере.

Таким образом, ИСЗ, входящие в состав спутниковой РСДН, являются подвижными опорными станциями, координаты которых в любой момент времени известны на самолете и относительно которых бортовая аппаратура самолета выполняет расчет своего собственного местонахождения. Информация о координатах ИСЗ содержится в радиосигнале, излучаемом ИСЗ.

Рассмотрим *структуру радиосигнала*, излучаемого ИСЗ.

Поскольку находящаяся на ИСЗ аппаратура имеет энергетические ограничения, а дальности, на которых работает спутниковая РСДН, весьма значительны, радиоизлучение с ИСЗ происходит в непрерывном режиме при небольшой (порядка сотен ватт) мощности радиопередающего устройства. При этом излучаемый радиосигнал служит для определения как дальности, так и скорости движения самолета. В любой момент времени на входе приемной антенны бортового оборудования самолета присутствует одновременно несколько радиосигналов, излучаемых различными ИСЗ на одной и той же частоте. При этом радиосигнал каждого из ИСЗ является фазо-манипулированным, причем изменение фазы от одного дискрета к другому подчиняется строго определенному для каждого из ИСЗ закону — в таком случае бортовая аппаратура самолета сможет выделить радиосигнал, принадлежащий определенному ИСЗ.

Отметим, что фазовая манипуляция несущей от дискрета к дискрету может быть различной — например, значения фаз 0° и 180° обычно используются в радиосигнале, по которому измеряется грубая дальность, а величины 90° и 270° употребляются для определения уточненной дальности. Такая традиционная для дальнометрии проблема как однозначность измерения решается путем увеличения длительности интервала $T_{\text{ФМ}}$ соответствующей фазовой манипуляции (например, при $T_{\text{ФМ}} = 5$ мс величина однозначно измеряемой дальности составляет 1,5 тыс. км), а повышение точности дальнометрии осуществляется при помощи уменьшения длительности дискрета $\tau_{\text{д}}$ (в частности, при $\tau_{\text{д}} = 0,5$ мкс получающаяся точность измерения составит 150 м).

Перейдем к вопросу *функционирования бортовой аппаратуры* самолета.

Данная аппаратура выполняет целый ряд функций, основными из которых являются:

- ⇒ выбор ИСЗ;
- ⇒ поиск радиосигнала выбранного ИСЗ;
- ⇒ измерение дальности до выбранного ИСЗ;
- ⇒ измерение скорости взаимного сближения (или расхождения) самолета и выбранного ИСЗ.

Выбор того или иного ИСЗ производится на основании альманаха, хранящегося в памяти бортовой ЭЦВМ, а также данных, поступающих от других (нерадиотехнического типа) навигационных систем (например, от системы счисления пути). Данный выбор осуществляется при помощи пространственного перемещения диаграммы направленности бортовой антенны до установления радиоконтак-

та с выбранным ИСЗ. Отметим, что использование современных ФАР (фазированных антенных решеток) позволяет сформировать четыре (по одному на каждый ИСЗ) приемных луча одновременно.

Поиск радиосигнала, выбранного ИСЗ, происходит путем сравнения копий (вырабатываются в бортовой аппаратуре самолета по информации о кодах ИСЗ, находящейся в памяти бортовой ЭЦВМ) радиосигналов, излучаемых данным ИСЗ, с реальным принятым радиосигналом. При этом собственно поиск выполняется путем регулярного смещения во времени радиосигнала-копии относительно принятого радиосигнала до их подискретного совпадения (в этом случае выходной импульс устройства поиска будет иметь максимально возможную величину), либо до окончания заданного (90 с) времени поиска.

Измерение дальности до выбранного ИСЗ осуществляется путем определения времени запаздывания τ_R между излученным с ИСЗ радиосигналом (таковым является участок непрерывного во времени радиок колебания длительностью $T_{ФМ}$, обладающий заданной фазовой структурой) и максимальным значением так называемой корреляционной функции $U_{КОРР \max}(t)$, которая вырабатывается в бортовой аппаратуре самолета. При этом момент излучения фазо-манипулированного радиосигнала с ИСЗ известен на самолете (за счет синхронизации работы стабилизированных опорных генераторов на ИСЗ и самолете).

Этот принцип измерения дальности реализуется с помощью части узлов бортовой самолетной аппаратуры (рис. 3.4.16), образующих канал измерения дальности.

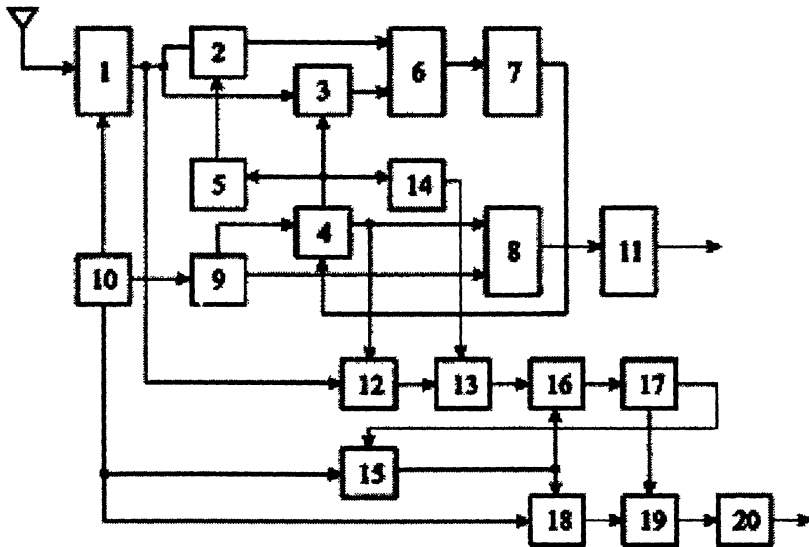


Рис. 3.4.16. Упрощенная структурная схема каналов измерения дальности и скорости для бортовой самолетной аппаратуры спутниковой РСДН:

1 — радиоприемное устройство; 2 — первый коррелятор; 3 — второй коррелятор; 4 — генератор кода; 5 — элемент временной задержки на τ_d ; 6 — блок вычитания; 7 — устройство изменения временной задержки τ ; 8 — измеритель времени запаздывания τ_R ; 9 — синхронизатор; 10 — стабилизированный эталонный генератор; 11 — индикатор дальности; 12 — блок включения; 13 — модулятор; 14 — элемент задержки на $0,5\tau_d$; 15 — управляемый генератор; 16 — первый блок формирования разностной частоты; 17 — фильтр; 18 — второй блок формирования разностной частоты; 19 — измеритель доплеровской частоты F_d ; 20 — индикатор скорости сближения V_R

Фазо-манипулированный радиосигнал от выбранного ИСЗ поступает на антенну и далее на вход радиоприемного устройства 1, после которого блоки 2 и 3 вычисляют функцию корреляции $U_{\text{КОРР}}(\tau)$ указанного радиосигнала.

Поясним процесс нахождения функции корреляции $U_{\text{КОРР}}(\tau)$. Алгоритм ее получения в данном случае (рис. 3.4.17) описывается соотношением

$$U_{\text{КОРР}}(\tau) = \int_0^{T_{\text{ФМ}}} U_{\text{ПРМ}}(t) U_{\text{КОДА}}(t + \tau) dt, \quad (3.4.17)$$

где $U_{\text{ПРМ}}(t)$ — фазо-модулированный радиосигнал на выходе радиоприемного устройства; $U_{\text{КОДА}}(t + \tau)$ — видеонапряжение с выхода генератора кода 4, в котором сохранена структура фазо-манипулированного радиосигнала и которое смещено на величину τ относительно этого радиосигнала.

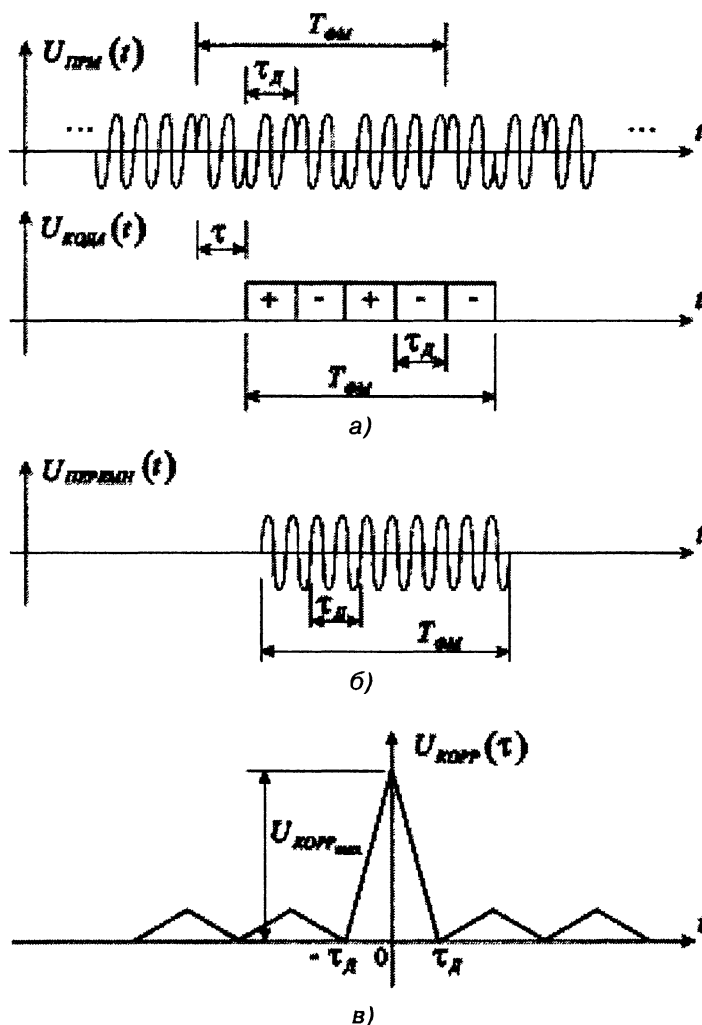


Рис. 3.4.17. Эпюры сигналов (а, б) в различных точках схемы рис. 3.4.16 и вид корреляционной функции (в)

Поскольку закон фазовой манипуляции излученного с ИСЗ радиосигнала известен на самолете, то формула (3.4.17) фактически, предназначена для отыскания степени сходства сигналов $U_{\text{ПРМ}}(t)$ и $U_{\text{КОДА}}(t + \tau)$. Очевидно, что максимальная степень сходства $U_{\text{КОРР max}}(t)$ будет соответствовать нулевому смещению ($\tau = 0$)

между этими сигналами, что достигается в момент времени $t = \tau_R$, где $\tau_R = \frac{R}{C}$.

С технической точки зрения операция перемножения $U_{\text{ПРМ}}(t) U_{\text{КОДА}}(t + \tau)$ сводится либо к изменению фазы радионапряжения в пределах дискрета длительности τ_d на противоположную (при отрицательном дискрете $U_{\text{КОДА}}$, совпадающем во времени с данным дискретом фазо-манипулированного радиосигнала), либо к оставлению этой фазы неизменной (при положительном дискрете $U_{\text{КОДА}}$). На рис. 3.4.17,б представлен результат $U_{\text{ПЕРЕМН}}(t)$ перемножения $U_{\text{ПРМ}}(t) U_{\text{КОДА}}(t + \tau)$ для случая, когда $\tau = 0$, т. е. произошло полное совпадение во времени фазо-манипулированного радиосигнала и его видеоконии.

Следующим этапом нахождения функции корреляции $U_{\text{КОРР}}(\tau)$, согласно соотношению (3.4.17), является интегрирование (суммирование) результата перемножения $U_{\text{ПЕРЕМН}}(t)$ за время (длительность) $T_{\text{ФМ}}$ видеосигнала, выработанного генератором кода 4.

Наконец, последним этапом технической реализации выражения (3.4.17) становится амплитудное детектирование проинтегрированного радиосигнала.

На рис. 3.4.17,в изображен результат амплитудного детектирования (для случая, когда фазо-манипулированный радиосигнал не является непрерывно повторяющимся радионапряжением, а представляет собой одиночный радиоимпульс длительности $T_{\text{ФМ}}$). Как легко видеть, функция $U_{\text{КОРР}}(\tau)$ имеет один большой центральный выброс (по которому и производится отсчет τ_R) амплитуды $U_{\text{КОРР max}}$ и несколько боковых выбросов значительно меньших амплитуд. Такая структура корреляционной функции (с ярко выраженным центральным пиком) характерна, строго говоря, не для любых, а лишь для достаточно ограниченного класса фазо-манипулированных радиосигналов — например, для так называемых М-последовательностей, которые получили широкое распространение в спутниковых РСДН.

Так формируются выходные сигналы первого 2 и второго 3 корреляторов. Поскольку заранее дальность «самолет—выбранный ИСЗ» неизвестна, видеосигналы генератора кода 4 должны осуществлять перемещение (поиск) по дальности — до достижения значения $\tau = 0$. Этот поиск реализуется следующим образом.

Видеосигналы кода подаются на коррелятор 3 непосредственно от генератора кода 4, а на коррелятор 2 — через элемент временной задержки на τ_d 5. Выходные напряжения корреляторов поступают на входы блока вычитания 6. Тогда выходной сигнал этого блока будет равен нулю в случае такой настройки видеосигнала кода на фазо-манипулированный радиосигнал, когда их взаимные смещения (на входах обоих корреляторов) окажутся равными $\pm 0,5\tau_d$. Если же эта настройка будет иметь другую величину, то на выходе блока вычитания 6 возникнет положительное или отрицательное напряжение, которое, воздействуя через устройство измерения временной задержки 7 на генератор кода 4, заставит смещаться момент запуска данного генератора в ту или иную сторону по оси времени. При отсутствии сигнала на выходе устройства 7 генератор кода 4 вырабатывает отсчетный импульс (соответствующий времени запаздывания τ_R), который подается на измеритель времени запаздывания 8.

Измеритель времени запаздывания 8 вычисляет интервал времени между импульсом запуска (его формирует синхронизатор 9, связанный с синхронизированным эталонным генератором 10) и отсчетным импульсом (с выхода генератора кода 4). Далее измеренное время запаздывания τ_R преобразуется в индикаторе

дальности 11 в цифровой код дальности, и этот цифровой код вводится в бортовую ЭЦВМ.

Так осуществляется работа узлов бортовой самолетной аппаратуры, образующих канал измерения дальности.

Рассмотрим работу канала измерения скорости.

Измерение скорости взаимного сближения (или расхождения) самолета V_R и выбранного ИСЗ осуществляется путем определения доплеровской частоты F_D в бортовой аппаратуре самолета. Этот принцип измерения скорости реализуется с помощью части узлов бортовой самолетной аппаратуры (см. рис. 3.4.16), образующих канал измерения скорости.

Измерение скорости V_R происходит после измерения дальности R , т. е. отсчетный импульс с выхода генератора кода 4, помимо измерителя времени запаздывания τ_R 8, поступает также и на блок включения 12, в результате чего радионапряжение, частота которого содержит доплеровскую составляющую F_D , начинает подаваться на один из входов модулятора 13. На второй вход этого модулятора поступает задержанный (в элементе задержки 14) на величину $0,5T_D$ видеоимпульс длительности $T_{ФМ}$. Поэтому на выходе модулятора 13 формируется радиопульс, совпадающий во времени с принятым фазо-манипулированным радиосигналом.

На временном интервале длительности $T_{ФМ}$ происходит сравнение частот — фазо-манипулированного радиосигнала (содержащей F_D) и сформированной в бортовой аппаратуре (с помощью стабилизированного эталонного генератора 10) самолета. При этом управляемый генератор 15, способный вырабатывать радионапряжение с перестраиваемой частотой, является узлом, общим для двух каналов — канала слежения и канала индикации.

В канал слежения, помимо данного генератора, входят первый блок формирования разностной частоты 16 и фильтр 17, выходное напряжение которого изменяет частоту управляемого генератора $f_{УТ}$ 15. Частота $f_{УТ}$ складывается из двух составляющих: $f_{ЭТАЛ}$ — частоты стабилизированного эталонного генератора (равная, в силу периодически проводимой синхронизации, частоте заполнения фазомодулированного радиосигнала — при отсутствии частоты F_D) и F_V — переменной частоты, т. е. $f_{УТ} = f_{ЭТАЛ} + F_V$.

Случай, когда выходное напряжение фильтра 17 окажется равным нулю, означает, что $F_V = F_D$. В этот момент фильтр 17 вырабатывает отсчетный импульс, поступающий на измеритель доплеровской частоты F_D 19.

В канал индикации входят второй блок формирования разностной (между $f_{УТ}$ и частотой заполнения фазо-манипулированного радиосигнала, содержащей F_D) частоты 18, измеритель доплеровской частоты F_D 19 и индикатор скорости сближения V_R 20.

По отсчетному импульсу с выхода фильтра 17 происходит определение величины F_D в измерителе 19 и, после пересчета F_D индикатором 20 в скорость сближения V_R , величина этой скорости в виде цифрового кода передается в бортовую ЭЦВМ.

Так происходит работа узлов бортовой аппаратуры самолета, образующих канал измерения скорости сближения (или расхождения).

Аналогичная обработка фазо-манипулированных радиосигналов, поступивших от другого ИСЗ, выполняется в других сходных по построению узлах бортовой аппаратуры того же самолета — с последующей передачей цифровых кодов дальности (до другого ИСЗ) и скорости сближения (с другим ИСЗ) в единую бортовую ЭЦВМ, которая и выполняет окончательное вычисление местоположения самолета.

Приведем основные тактико-технические характеристики спутниковой РСДН.

Частотные диапазоны, МГц	960...1215 и 1535...1660
Дальность действия	глобальная РСДН
Погрешности определения:	
дальности, м	5,6...30
скорости, м/с	0,2
времени, нс	48
местоположения, м	17,8...100
Полное время передачи альманаха, с	750
Максимальное время поиска кода, с	90
Некоторые составляющие дальномерной погрешности, м:	
прогноз эфемерид	3,5
этalon времени ИСЗ	1,7
ионосферная рефракция	0,5
Некоторые данные бортового оборудования самолета:	
потребляемая мощность от сети 27 В постоянного тока, Вт	50...100
масса комплекта (без кабелей), кг	10...20
объем комплекта, дм ³	15...25
средняя наработка до отказа, тыс. ч	5

3.5. РАДИОСИСТЕМЫ ПРЕДУПРЕЖДЕНИЯ СТОЛКНОВЕНИЙ

Одной из особенностей, присущих современной авиационной ситуации, является достаточно высокая плотность воздушного движения, особенно в районах крупных аэропортов. Эта особенность, относящаяся как к военной, так и к гражданской авиации, приводит нередко к возникновению конфликтной обстановки, которая чаще всего характеризуется возможным пересечением самолетных траекторий. При этом, если указанное пересечение прогнозируется на различных и далеко отстоящих друг от друга по величине высотах полета, то уровень конфликтности имеет здесь весьма малую величину, и необходимость в принятии каких-либо предупредительных мер практически исчезает. Иное дело, если пересечение маршрутов будет, по предположению, происходить при малой разнице высот или в одной плоскости (наихудший случай) — такое возможное событие приобретает высокий уровень конфликтности, поскольку чревато столкновением самолетов, и расценивается как чрезвычайное происшествие, которого необходимо избегать всеми возможными средствами.

Радиосистемы предупреждения столкновений являются одними из основных средств предотвращения губительного развития конфликта, поскольку позволяют заранее прояснить сложившуюся воздушную ситуацию и выработать сигнал аварийного предупреждения. Разумеется, бортовые радиосистемы предупреждения столкновений (РСПС) нередко работают в радиоконтакте с наземными службами (контрольными пунктами, навигационными радиомаяками и т. д.), однако, поскольку контролируемое на земном шаре воздушное пространство составляет величину порядка 25%, далее рассматриваются только бортовые РСПС.

Концепция функционирования РСПС в наиболее общем виде состоит в реализации так называемого « τ -критерия», заключающегося в вычислении (и индикации) текущего значения интервала времени τ и сравнению его с заранее определенными пороговыми величинами τ_1 и τ_2 .

Рассмотрим процесс нахождения τ более подробно. Для этого воспользуемся геометрической картиной, изображенной на рис. 3.5.1.

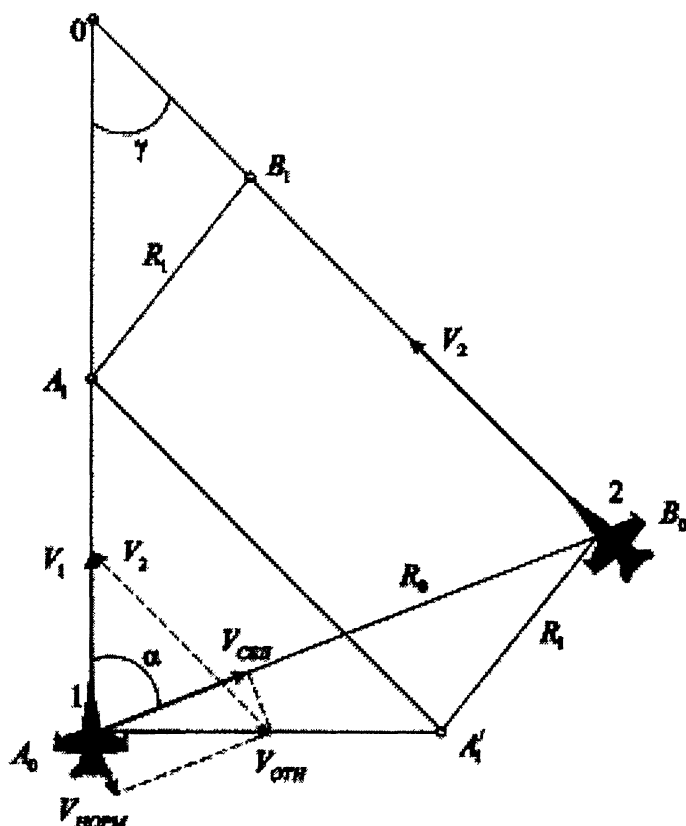


Рис. 3.5.1. Геометрические величины, характеризующие сближение самолетов

Пусть траектории двух самолетов, движущихся в одной плоскости прямолинейно и с постоянными скоростями, пересекаются в точке O под углом γ . При этом в начальный момент времени t_0 самолет 1 находится в точке A_0 , а самолет 2 — в точке B_0 . Расстояние между этими точками обозначим R_0 , а угол, под которым самолет 2 наблюдается из самолета 1 — как α . Тогда в некий следующий момент времени t_1 самолет 1, летящий со скоростью V_1 , окажется в точке A_1 , а самолет 2, перемещающийся со скоростью V_2 — в точке B_1 . В общем случае из-за различных скоростей отрезок R_1 (расстояние между точками A_1 и B_1) не будет параллелен отрезку R_0 . Такова исходная геометрическая ситуация.

Выполним дополнительные построения.

Переместим отрезок R_1 параллельно самому себе так, чтобы точка B_1 совпала с точкой B_0 — тогда новым положением точки A_1 окажется точка A_1' . Соединим точки A_1' и A_0 .

Перенесем вектор V_2 к вектору V_1 ; тогда разностью этих векторов окажется вектор относительной скорости $V_{отн}$, ориентированный вдоль отрезка $A_0 A_1'$. Разложим вектор $V_{отн}$ на две ортогональные составляющие — скорость сближения $V_{сбл}$ (вдоль отрезка $A_0 B_0$) и скорость $V_{норм}$.

Также можно записать следующие тригонометрические соотношения: для скорости сближения

$$V_{сбл} = V_1 \cos \alpha - V_2 \cos(\alpha + \gamma); \quad (3.5.1)$$

для относительной скорости

$$V_{\text{ОТН}}^2 = V_1^2 + V_2^2 - 2V_1V_2 \cos \gamma; \quad (3.5.2)$$

для нормальной (ортогональной) составляющей скорости

$$V_{\text{Н}}^2 = V_{\text{ОТН}}^2 - V_{\text{СБЛ}}^2; \quad (3.5.3)$$

для расстояния R_1 в произвольный момент времени t

$$R_1^2 = R_0^2 + (V_{\text{ОТН}} t)^2 - 2R_0 V_{\text{СБЛ}} t, \quad (3.5.4)$$

где $t = t_1 - t_0$.

Время $t_{\text{СБЛ}}$, отсчитываемое от момента времени t_1 до минимального (в пределах треугольника A_0OB_0) расстояния между самолетами 1 и 2, будет определяться

из уравнения $\frac{dR_1}{dt} = 0$ и запишется в окончательном виде как

$$t_{\text{СБЛ}} = \frac{R_0 V_{\text{СБЛ}}}{V_{\text{ОТН}}^2}. \quad (3.5.5)$$

Если изначально вычисляемую величину τ рассматривать как минимальное время $t_{\text{СБЛ min}}$, то полагая $V_{\text{СБЛ}} = V_{\text{ОТН}}$, получим:

$$\tau = \frac{R_0}{V_{\text{СБЛ}}}. \quad (3.5.6)$$

Формальный анализ этого соотношения говорит о равноправности влияния R_0 и $V_{\text{СБЛ}}$ на τ ; однако, исходя из результатов летной практики, можно сделать вывод, что основным компонентом, влияющим на выбор τ , как интервала времени до наибольшего сближения, является все же величина R_0 . Выражение (3.5.6) можно трактовать и иначе — наиболее опасной является ситуация, когда $V_{\text{НОРМ}} \approx 0$ и, следовательно, $V_{\text{СБЛ}} \approx V_{\text{ОТН}}$. Правда, при малых значениях $V_{\text{СБЛ}}$ алгоритм (3.5.6) обладает весьма небольшой эффективностью, ибо движение самолетов 1 и 2 происходит по почти параллельным траекториям. Тем не менее, величина R_0 является основной при формировании τ -критерия.

Для получения конкретных значений τ_1 и τ_2 (пороговых величин τ) воспользуемся выражениями для вычисления длительностей маневра $\tau_{\text{ВЕРТ}}$ и $\tau_{\text{ГОР}}$ в вертикальной и горизонтальной плоскостях:

$$\tau_{\text{ВЕРТ}} = \sqrt{\frac{h_{\text{БЕЗ}}^2}{V^2} + \frac{2h_{\text{БЕЗ}}}{\alpha_{\text{ВЕРТ}}}} \quad (3.5.7)$$

и

$$\tau_{\text{ГОР}} = \sqrt{\frac{R_{\text{БЕЗ}}(R_{\text{БЕЗ}} + 2R_{\text{ГОР}})}{V^2}}, \quad (3.5.8)$$

где $h_{\text{БЕЗ}}$ — безопасная разность высот самолетов 1 и 2; V — скорость самолета, выполняющего маневр; $\alpha_{\text{ВЕРТ}}$ — нормальное ускорение в вертикальной плоскости; $R_{\text{БЕЗ}}$ — безопасное расстояние в горизонтальной плоскости; $R_{\text{ГОР}}$ — радиус разворота в горизонтальной плоскости.

При этом величина $R_{\text{ГОР}}$ рассчитывается как

$$R_{\text{ГОР}} = \frac{V^2}{\alpha_{\text{ГОР}} \operatorname{tg} \beta}, \quad (3.5.9)$$

где β — угол крена; $\alpha_{\text{ГОР}}$ — нормальное ускорение в горизонтальной плоскости.

Если в соотношения (3.5.7)–(3.5.9) подставить конкретные величины, взятые из традиционной летной практики, то можно найти соответствующие значения для $\tau_{\text{ВЕРТ}}$ и $\tau_{\text{ГОР}}$. В частности, для гражданской авиации ($h_{\text{БЕЗ}} = 150$ м; $R_{\text{БЕЗ}} = 400$ м; $\alpha_{\text{ВЕРТ}} \leq 0,1g$; $\alpha_{\text{ГОР}} \leq 0,1g$) минимальная длительность маневра τ_{min} составляет 20 с, а с учетом реакции пилота и так называемого интервала запаса оно принимается равным 30 с. Поэтому алгоритм работы РСПС согласно τ -критерию формулируется следующим образом: если в процессе измерения величина τ окажется равной значению $\tau_1 = 40$ с, самолетами 1 и 2 должно быть начато формирование взаимно-координированных маневров по уклонению от столкновения, а если — равной $\tau_2 = 30$ с, то маневр должен начать выполняться.

При этом, когда текущее значение τ меньше, чем τ_1 , на индикаторном табло пилота должен загореться сигнал, запрещающий горизонтальные маневры, а в запросный (излучаемый) радиосигнал включается информация о степенях свободы защищаемого (от столкновения) самолета: вверх — свободна верхняя зона пространства, вниз — свободна нижняя полусфера, вверх–вниз — свободны обе области, прямо — обе зоны предупреждения заняты. На указанный запрос сближающийся самолет отвечает радиосигналом, в состав которого включается (соответствующим кодом) рекомендация защищаемому самолету выполнить один из трех маневров — вверх, вниз или прямо. Полученная рекомендация отображается на индикаторе пилота. При $\tau \leq \tau_2$ на индикатор пилота выдается команда на выполнение маневра. В случае, когда сближающиеся самолеты достигают высоты безопасного расхождения, указанные команды не передаются, а в запросных радиосигналах защищаемого самолета перестают передаваться данные о его степенях свободы.

Импульсная запросно-ответная РСПС

Подавляющее большинство бортовых РСПС работает в запросно-ответном режиме. Это означает, что оценка степени опасности складывающейся воздушной обстановки выполняется на защищаемом самолете по информации, содержащейся в радиосигналах, полученном от облучаемого самолета.

Импульсная запросно-ответная РСПС является, пожалуй, наиболее простой из тех, которые используются в современной авиации. Ее упрощенная структурная схема представлена на рис. 3.5.2. При этом запросчик располагается на защищаемом самолете, а ответчик — на облучаемом.

Рассмотрим принцип работы РСПС.

Формирование радиосигнала, излучаемого запросчиком (рис. 3.5.2,а), начинается с первого блока синхронизации 1, к которому нередко добавляется первый шифратор. Синхроимпульс с выхода блока 1 запускает первое радиопередающее устройство 2, вырабатывающее излучаемый радиосигнал. При этом данный радиосигнал заполняется радиоколебанием частоты f_0 , поступающим от когерентного гетеродина 3. После этого радиосигнал, прошедший через первый антенный переключатель 4, излучается направленной антенной в пространство.

Антенна бортового ответчика (рис. 3.5.2,б) принимает поступивший на нее радиосигнал, который далее, пройдя через второй антенный переключатель 5, попадает в первое радиоприемное устройство 6. Затем выходной сигнал этого радиоприемного устройства подается на первый дешифратор 7.

Поясним работу первого дешифратора совместно с устройством сравнения 8.

Если в аппаратуре запросчика установлен первый шифратор, то высота полета защищаемого самолета, полученная либо от системы воздушных сигналов, либо от барометрического высотомера, вводится в блок 1 и кодируется в первом шифраторе. В этом случае первый дешифратор, расположенный в аппаратуре ответ-

чика, выявляет значение высоты полета защищаемого самолета и подает это значение на один из входов устройства сравнения. Поскольку на второй вход данного устройства вводится величина высоты полета облучаемого самолета, то данное устройство вырабатывает разность высот двух указанных самолетов, и эта разность кодируется во втором шифраторе 9.

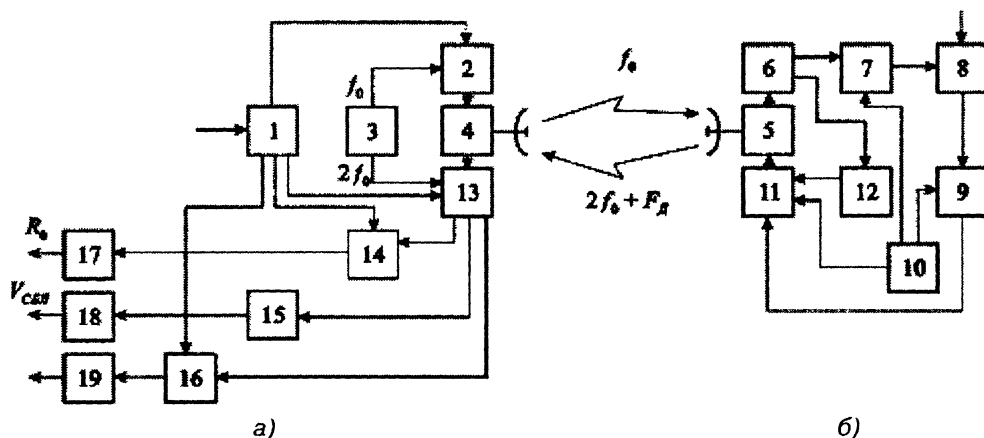


Рис. 3.5.2. Упрощенная структурная схема импульсной запросно-ответной РСПС:

а — структурная схема запросчика; б — структурная схема ответчика; 1 — первый синхронизатор (с первым шифратором); 2 — первое радиопередающее устройство; 3 — когерентный гетеродин; 4 — первый антенный переключатель; 5 — второй антенный переключатель; 6 — первое радиоприемное устройство; 7 — первый дешифратор; 8 — устройство сравнения; 9 — второй шифратор; 10 — второй синхронизатор; 11 — второе радиопередающее устройство; 12 — преобразователь частоты; 13 — второе радиоприемное устройство; 14 — измеритель дальности; 15 — измеритель скорости сближения; 16 — дешифратор высоты (или разности высот); 17 — индикатор дальности; 18 — индикатор скорости сближения; 19 — индикатор разности высот

Принцип работы шифратора, кодирующего разность высот, поясняется на рис. 3.5.3. Импульс с выхода второго синхронизатора 10 (рис. 3.5.2,б) поступает на вход линии задержки 1 (рис. 3.5.3,а). Величина разности высот от устройства сравнения 8 (рис. 3.5.3,а) подается на коммутатор 2 (рис. 3.5.3,а). Тогда на выходе данного коммутатора формируется пара (рис. 3.5.3,г) видеоимпульсов, расположение которых на оси времени зависит от значения разности высот. Иными словами, каждая из возможных комбинаций двух видеоимпульсов на выходе коммутатора соответствует своему информационному значению («выше», «ниже», «высоты одинаковы»).

С выхода второго шифратора 9 (рис. 3.5.2,б) кодовая посылка, состоящая из пары (в простейшем случае) видеоимпульсов, поступает на вход второго радиопередающего устройства 11.

Однако возможен и другой вариант.

Если в аппаратуре запросчика первый шифратор (рис. 3.5.2,а) отсутствует, то первый дешифратор 7 также отсутствует, а выход первого радиоприемного устройства подан на один из входов устройства сравнения — запросный видеосигнал задает момент измерения высоты полета облучаемого самолета. В этом случае высота полета облучаемого самолета, вводимая во второй шифратор, далее в виде кодированной последовательности видеоимпульсов (шифратор в этом случае оказывается аппаратно более сложным, чем представленный на рис. 3.5.3,а) поступает на вход второго радиопередающего устройства.

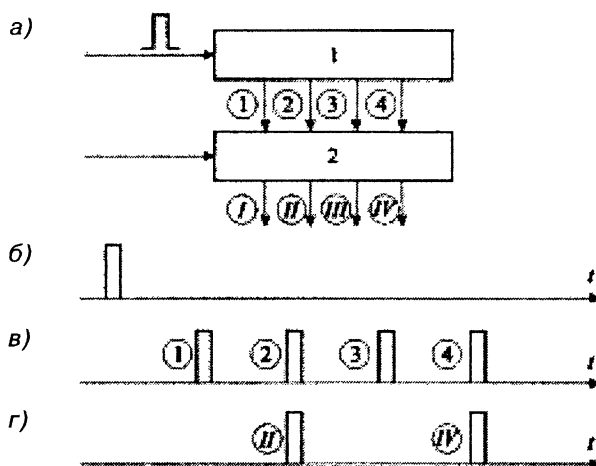


Рис. 3.5.3. Структурная схема шифратора (а) и эпюры (б, в, г) его работы:

а — шифратор; 1 — линия задержки; 2 — коммутатор; б — входной импульс; в — последовательность импульсов на выходах линии задержки; г — кодовая последовательность импульсов на выходах коммутатора

Затем наступает режим излучения сформированного ответчиком радиосигнала. При этом важной особенностью является изменение (удвоение) частоты заполнения излучаемого (ответного) радиосигнала по сравнению с частотой принятого (запросного) радиосигнала. Указанное удвоение частоты выполняется преобразователем частоты 12. Сформированный ответчиком радиосигнал подается через второй антенный переключатель на антенну ответчика и излучается в сторону защищаемого самолета.

Принятый от ответчика радиосигнал (его частота заполнения равна величине $2f_0 + F_{\text{д}}$, где $F_{\text{д}}$ — доплеровская частота) проходит через второе радиоприемное устройство 13 на измерительные блоки:

- ⇒ на измеритель дальности R_0 14 (определение дальности R_0 выполняется обычным импульсным методом, что обусловило использование слова «импульсная» в названии рассматриваемой РСПС);
- ⇒ на измеритель скорости взаимного сближения $V_{\text{сбл}}$ защищаемого и облучаемого самолетов 15 (вычисление скорости $V_{\text{сбл}}$ по выделенной во втором радиоприемном устройстве с участием когерентного гетеродина доплеровской частоте $F_{\text{д}}$);
- ⇒ на дешифратор высоты 16 — если в принятом от ответчика сигнале содержится код высоты полета облучаемого самолета (в этом случае дешифратор 16 вычисляет еще и разность высот обоих самолетов, причем высота полета защищаемого самолета поступает от первого синхронизатора) или разности высот — если в принятом от ответчика сигнале содержится код разности высот.

Далее результаты измерений подаются на соответствующие индикаторы: на индикатор дальности R_0 17, на индикатор скорости сближения $V_{\text{сбл}}$ 18 и на индикатор разности высот 19.

Отметим, что помимо индикаторов 17, 18 и 19 результаты измерений подаются еще и на бортовое устройство управления полетом (на рис. 3.5.2 не показано), в котором по значениям R_0 и $V_{\text{сбл}}$ определяется по формуле (3.5.6) величина τ и сравнивается с пороговыми величинами τ_1 и τ_2 , а разность высот служит указанием для снижения, сохранения или набора высоты полета защищаемого самолета.

Асинхронная запросно-ответная РСРС

Одним из способов обеспечения повышенной точности работы РСРС является использование на борту высокостабильных эталонных генераторов (бортовых «часов»), которые обеспечивают тщательную синхронизацию времязадающих устройств на всех самолетах, входящих в радиовзаимодействие друг с другом. В этом случае используемая РСРС называется синхронной.

Однако синхронной РСРС присущи два существенных недостатка.

Первый из них связан с технической сложностью и дороговизной создания обширной (на всех самолетах) сети первичных эталонов времени, основанной на использовании атомных стандартов, которые обеспечивают высокую (на два-три порядка лучше, чем у генераторов с кварцевой стабилизацией частоты) относительную долговременную стабильность временных интервалов — порядка $10^{-11} \dots 10^{-13}$.

Второй недостаток обусловлен трудностью создания достаточно плотной сети наземных радиосистем, используемых для стабилизации работы самих времязадающих устройств. Во многих случаях этот недостаток преодолевается путем обращения к радиосигналам систем дальней или спутниковой навигации.

Другой разновидностью РСРС, которые нашли широкое применение в авиационной практике, являются асинхронные (в которых отсутствуют высокостабильные эталоны) РСРС. В качестве примера такой РСРС может быть названа отечественная система «Эшелон».

В данной системе используется запросно-ответный принцип. При этом информация о дальности R_0 , скорости $V_{СБЛ}$ и разности высот содержится в радиосигнале ответчика.

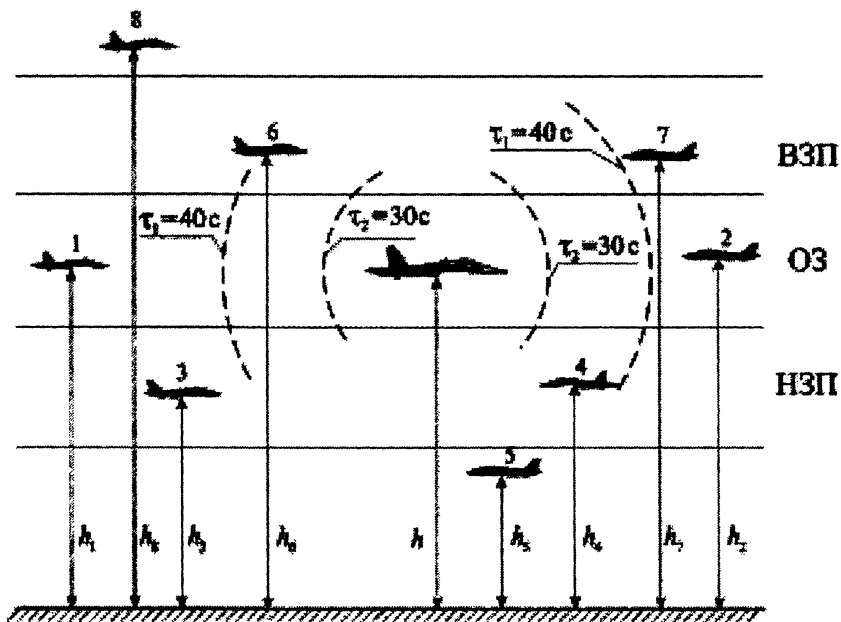


Рис. 3.5.4. Зоны (по высоте полета) предупреждения столкновений:

самолеты 1 и 2 в опасной зоне (ОЗ): $h_1, h_2 = (h - 160 \text{ м}) \dots (h + 160 \text{ м})$; самолеты 3 и 4 в нижней зоне предупреждения (НЗП): $h_3, h_4 = (h - 160 \text{ м}) \dots (h + 660 \text{ м})$; самолеты 6 и 7 в верхней зоне предупреждения (ВЗП): $h_6, h_7 = (h + 160 \text{ м}) \dots (h + 660 \text{ м})$; самолеты 5 и 8 не отвечают на запросы: $h_5 < (h - 660 \text{ м})$, $h_8 > (h + 660 \text{ м})$; h — высота полета защищаемого самолета

Отметим, что пространственный маневр защищаемого (от столкновения) самолета может быть представлен в виде совокупности маневров в горизонтальной и вертикальной плоскостях. Использование τ -критерия, как отмечалось ранее, характерно для случая, когда траектории обоих самолетов лежат в одной (чаще всего в горизонтальной) плоскости. Если же самолетные маршруты выполняются в плоскостях, располагающихся на различных высотах, то применение τ -критерия может привести к созданию ложных сигналов в аппаратуре защищаемого самолета. Поэтому в радиосигнале ответчика должна содержаться информация о разности высот (о зонах местоположения) самолетов.

На рис. 3.5.4 изображены зоны (по высоте) расположения самолетов для РСПС «Эшелон». Опасной для защищаемого самолета считается зона высот полетов других самолетов, верхняя и нижняя границы которой располагаются на расстоянии (по высоте) 160 м от защищаемого самолета. За пределами опасной зоны (ОЗ) располагаются, прилегая к ней, верхняя зона предупреждения (ВЗП) (ее нижняя граница отстоит по высоте на 160 м от защищаемого самолета, верхняя — 660 м) и нижняя зона предупреждения (НЗП) (с верхней границей, размещающейся на 160 м ниже защищаемого самолета, и нижней границей, находящейся на 660 м ниже защищаемого самолета). Если, судя по радиосигналу ответчика, сближение самолетов осуществляется в пределах опасной зоны, то бортовая аппаратура защищаемого самолета работает в соответствии с τ -критерием, вырабатывая сигнал о расхождении самолетов. Если сближающиеся самолеты располагаются, согласно сигналам ответчиков, в верхней или нижней зонах предупреждения, то никакого сигнала о расхождении самолетов не вырабатывается, однако полученная информация принимается к сведению, и радиокontakt продолжается. Наконец, если сближающиеся самолеты находятся за пределами (выше верхней, либо ниже нижней) зон предупреждения, их бортовые ответчики могут не реагировать на поступление запросных (от защищаемого самолета) сигналов.

Упрощенная структурная схема запросчика асинхронной запросно-ответной РСПС, располагающейся на борту защищаемого самолета, представлена на рис. 3.5.5.

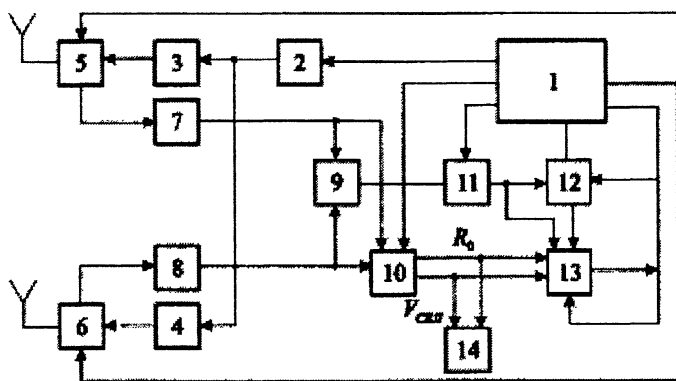


Рис. 3.5.5. Упрощенная структурная схема асинхронной запросно-ответной РСПС:

1 — синхронизатор; 2 — шифратор; 3 — первое радиопередаточное устройство; 4 — второе радиопередаточное устройство; 5 — первый антенный переключатель; 6 — второй антенный переключатель; 7 — первое радиоприемное устройство; 8 — второе радиоприемное устройство; 9 — сумматор; 10 — измерительное устройство; 11 — дешифратор; 12 — устройство сравнения высот; 13 — устройство выработки управляющих команд; 14 — блок индикаторов

Антенная система данного запросчика состоит из двух антенн, одна из которых излучает и принимает радиосигналы с частотой заполнения 1597,5 МГц, а вторая — 1602,5 МГц. При этом, с целью создания всенаправленной суммарной диаграммы направленности, одна из антенн располагается сверху, а другая снизу фюзеляжа защищаемого самолета. Это позволяет не только охватывать диаграммой направленности почти сферическую область обзора (см. рис. 3.5.4), но и суммировать (после обработки в радиоприемных устройствах) принятые сигналы, повышая этим на 2,5...3 дБ чувствительность бортовой аппаратуры.

Под воздействием запускающих импульсов синхронизатора 1 шифратор 2 формирует кодовую последовательность импульсов запроса (рис. 3.5.6). Эта последовательность подается на первое 3 и второе 4 радиопередающие устройства, а далее, через первый 5 и второй 6 антенные переключатели и затем антенны излучается в пространство (излучаемая мощность порядка 40 Вт).

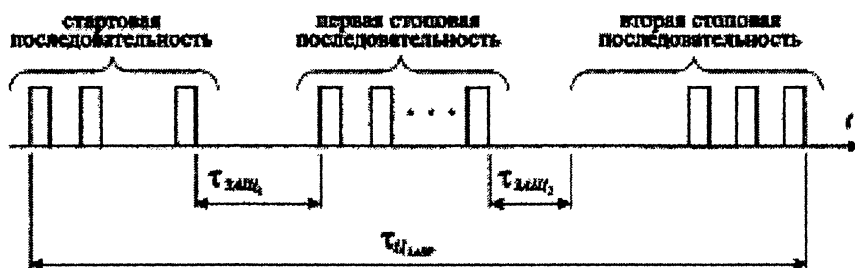


Рис. 3.5.6. Структура запросной импульсной посылки асинхронной запросно-ответной РСРС

Указанная запросная последовательность состоит из трех функционально различных частей, каждая из которых имеет по три кодовых импульса (длительность любого импульса равна 1 мкс). Первая часть (стартовая последовательность) отделена для установления четкой границы между частями от второй части (первая стоповая последовательность) так называемым защитным интервалом $\tau_{\text{защ1}}$. Если стартовая последовательность обозначает для ответчика сближающегося самолета необходимость начать прием конкретного запроса, то первая стоповая последовательность несет в себе командную информацию, причем характер данной информации определяется расположением третьего импульса на той или иной (из шести возможных) временной позиции. После второй части следует новый защитный интервал $\tau_{\text{защ2}}$, отделяющий ее от третьей части (второй стоповой последовательности), в которой путем различного расположения трех импульсов на временных позициях закодирована как высота полета, причем интервал высот между смежными величинами указанной высоты составляет 30 м, так и степень свободы (при выполнении вертикальных маневров) защищаемого самолета. По окончании третьей части вновь следует защитный интервал, после которого передается следующая кодовая запросная последовательность импульсов. При этом, чтобы максимально избежать наложения друг на друга кодовых запросных последовательностей, излученных различными самолетами, интервалы между частями (стартовой и двумя стоповыми) и между запросными последовательностями изменяются (с помощью бортовых синхронизаторов) случайным образом. Их ориентировочные значения таковы: средняя величина интервалов между частями составляет 2 мс, а среднее значение периода между запросными последовательностями равно 1 с.

Продолжим рассмотрение работы бортового запросчика (рис. 3.5.5) защищаемого самолета. Радиосигнал, излученный ответчиком сближающегося самолета, поступает на антенны и далее, через первый 5 и второй 6 антенные переключатели, подается на первое 7 и второе 8 радиоприемные устройства, на выходе которых сумматор 9 осуществляет сложение принятых сигналов.

Определение дальности R_0 и скорости сближения $V_{СБЛ}$ происходит в измерительном устройстве 10 — величина R_0 находится обычным импульсным методом, а значение $V_{СБЛ}$ вычисляется как приращение измеренной дальности за период следования запросной последовательности импульсов. Что касается разности высот самолетов, то она определяется (после формирования в дешифраторе 11 из ответной кодовой последовательности импульсов) в устройстве сравнения высот 12 (на второй вход этого устройства поступает значение высоты полета защищаемого самолета от системы воздушных сигналов или барометрического высотомера).

По результатам, полученным от измерительного устройства, дешифратора и устройства сравнения высот блок 13 вырабатывает управляющие команды для коррекции полета защищаемого самолета. Одновременно измеренные величины подаются на блок индикаторов 14.

Следует отметить, что запросчик защищаемого самолета через специальный бортовой ответчик (на рис. 3.5.5 не показан) связан с наземными управляющими пунктами, который информирует их о конфликтных ситуациях и принимаемых по их устранению мерах. Кроме того, на защищаемом самолете имеется переговорное устройство, посредством которого экипаж оповещается о конфликтной ситуации.

3.6. РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СИСТЕМА ПРОФИЛЬНОГО ПОЛЕТА

Профильным (рис. 3.6.1) называется такой полет летательного аппарата (самолета или вертолета), когда траектория движения этого летательного аппарата повторяет профиль местности, расположенной под летательным аппаратом (ЛА).

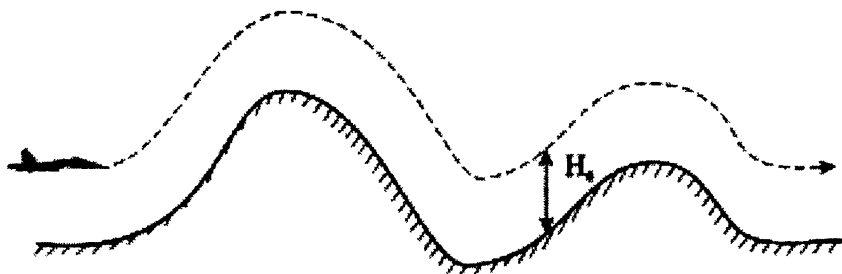


Рис. 3.6.1. Профильный полет ЛА

Необходимость осуществления профильного полета диктуется (в основном, для военной авиации) требованием преодолеть систему противовоздушной обороны (ПВО) противника и скрытно выйти в район заданного объекта. Данное требование может быть выполнено с максимальной эффективностью лишь при полете ЛА на малых высотах, поскольку:

⇒ измерение расстояния до низколетящего ЛА радиосредствами ПВО противника возможно лишь в условиях прямой видимости;

- ⇒ радиосигналы, отраженные от низколетящего ЛА, в значительной степени маскируются другими отраженными (от земной поверхности, от местных объектов) радиосигналами;
- ⇒ низколетящий ЛА может обладать повышенными скрытностью (за счет использования складок земной поверхности или выступающих местных объектов) и внезапностью появления, оставляя средствам ПВО противника малое время на отражение атаки.

Однако режим маловысотного полета ЛА связан с усложнением самолетовождения в условиях близости к земной поверхности или местным объектам. Данное усложнение связано, в первую очередь, с резко ограниченным временным ресурсом (возникающим как из-за малых дальностей, так и высоких скоростей полета ЛА). Психологические нагрузки на летчика (экипаж) при пилотировании ЛА на малых высотах оказываются достаточно значительными, и потому целый ряд функций, связанных с маневрированием ЛА, в настоящее время выполняются автоматическими устройствами. В число этих автоматических устройств входит радиолокационная система профильного полета (РСПП).

Задача РСПП состоит в выработке управляющих сигналов для обеспечения маловысотного профильного полета ЛА, на борту которого располагается данная РСПП. Иными словами, управляющие сигналы РСПП должны в каждый момент реализовывать сохранение уравнения профильного полета

$$H_0 = \text{const}, \quad (3.6.1)$$

где H_0 — высота полета ЛА.

Рассмотрим геометрическую картину формирования уравнения (3.6.1).

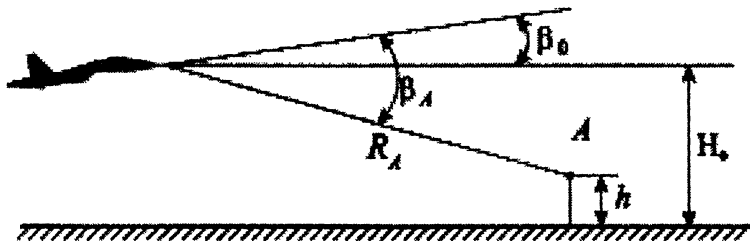


Рис. 3.6.2. Геометрическая картина, поясняющая принцип получения уравнения профильного полета

Очевидно, что движение ЛА диктует обращение РСПП не к точке, находящейся в данный момент непосредственно под ЛА, а к некоей упрежденной точке (А на рис. 3.6.2), расположенной впереди по курсу ЛА. Тогда составим уравнение

$$H_0 - h = R_A \sin(\beta_A - \beta_0), \quad (3.6.2)$$

где h — высота точки А над земной поверхностью; R_A — расстояние от ЛА до точки А; β_A — угол места (относительно оптической оси антенны) точки А; β_0 — угол атаки ЛА, из которого получим:

$$h = H_0 - R_A \sin(\beta_A - \beta_0)$$

или, полагая углы β_A и β_0 малыми

$$h = H_0 - R_A (\beta_A - \beta_0). \quad (3.6.3)$$

Соотношение (3.6.3) справедливо для некоторого момента времени t_1 , когда высота полета ЛА равна величине H_0 . Для момента времени t_2 , когда ЛА окажется непосредственно над точкой А, уравнение (3.6.1) профильного полета примет вид:

$$h + H_0 = 2H_0 - R_A(\beta_A - \beta_0). \quad (3.6.4)$$

Следовательно, бортовая РСПП, измерив расстояние R_A в момент времени t_1 , должна (при фиксированных H_0 , β_A и β_0) выработать сигнал, который через интервал времени $t_2 - t_1$ приведет ЛА к расположению на высоте H_0 над точкой А. Поскольку высота полета, согласно уравнению (3.6.4), определяется (при неподвижном луче) лишь дальностью до упрежденной точки R_A , рассматриваемые РСПП относятся к радиосистемам дальномерного типа. Что касается конкретных значений величины R_A , то они зависят от скорости движения ЛА, его маневренных способностей и рельефа местности. В частности, для современных самолетов при $V \leq 1000$ км/ч значения R_A должны быть меньше 5...20 км, а для вертолетов 0,5...5 км.

Эти значения R_A обуславливают, в свою очередь, при маловысотном (H_0 — несколько десятков метров) полете небольшие (порядка единиц градусов) величины угла $\beta_A - \beta_0$, что влечет за собой требование достаточной (порядка сотых долей градуса) узости диаграммы направленности антенны РСПП и неизбежное увеличение (в сантиметровом диапазоне — до 5...6 м) линейных размеров этой антенны. Поскольку в носовой части фюзеляжа ЛА возможна установка антенн лишь со сравнительно небольшими (40...60 см) линейными размерами, является более целесообразным, чтобы антенна РСПП формировала не один, а два луча. Тогда отсчет углового положения точки А может быть осуществлен методом сравнения (равносигнальным), при котором требуемая точность измерения (доли угловых минут) достигается при реально-обеспечиваемой (порядка 1...3°) ширине луча. Используемая на практике в РСПП моноимпульсная система измерения угла в вертикальной плоскости позволяет, одновременно с измерением указанного угла определять и высоту (на участке $R_{\min} \dots R_{\max}$ — рис. 3.6.3,а) полета ЛА без качания (сканирования) диаграммы направленности.

Структурная схема РСПП и эпюры напряжений в различных точках РСПП приведены на рис. 3.6.3.

Работа РСПП осуществляется следующим образом.

Под воздействием импульса запуска, поступившего от синхронизатора 1, радиопередающее устройство 2 вырабатывает высокочастотный радиоимпульс малой (для необходимой точности измерения дальности) длительности, который через антенный блок 3 и систему из двух антенн, формирующих двухлучевую (в вертикальной плоскости) диаграмму направленности, излучается в пространство.

Отраженный от земной поверхности радиоимпульс принимается двумя антеннами и, пройдя через антенный блок, подается на входы радиоприемных устройств суммарного 4 и разностного 5 сигналов.

Поскольку в данной РСПП реализуется метод сравнения (равносигнальный), то измерение дальности R_A будет осуществлено от ЛА до точки А на земной поверхности — именно эта точка соответствует пересечению равносигнального направления (РСН) с земной поверхностью, и временная задержка $\tau_{RA} = \frac{2R_A}{C}$ отраженного от данной точки радиосигнала (относительно момента излучения) будет

измеряться по моменту нулевого напряжения (рис. 3.6.3,б) на выходе радиоприемного устройства разностного сигнала и следующего за ним фазового детектора 6.

На рис. 3.6.3,б сплошной линией показан вид напряжения на выходе фазового детектора без учета мешающих флуктуаций отдельных отражающих точек земной

поверхности, а пунктирной линией — возможные искажения указанного напряжения, возникающие при наличии флуктуаций. В частности, одним из эффектов, сопровождающих действие этих флуктуаций, являются хаотические спады выходного напряжения до нуля и, соответственно, появление ложных отсчетных импульсов (вырабатываемых формирователем 7) — рис. 3.6.3, в.

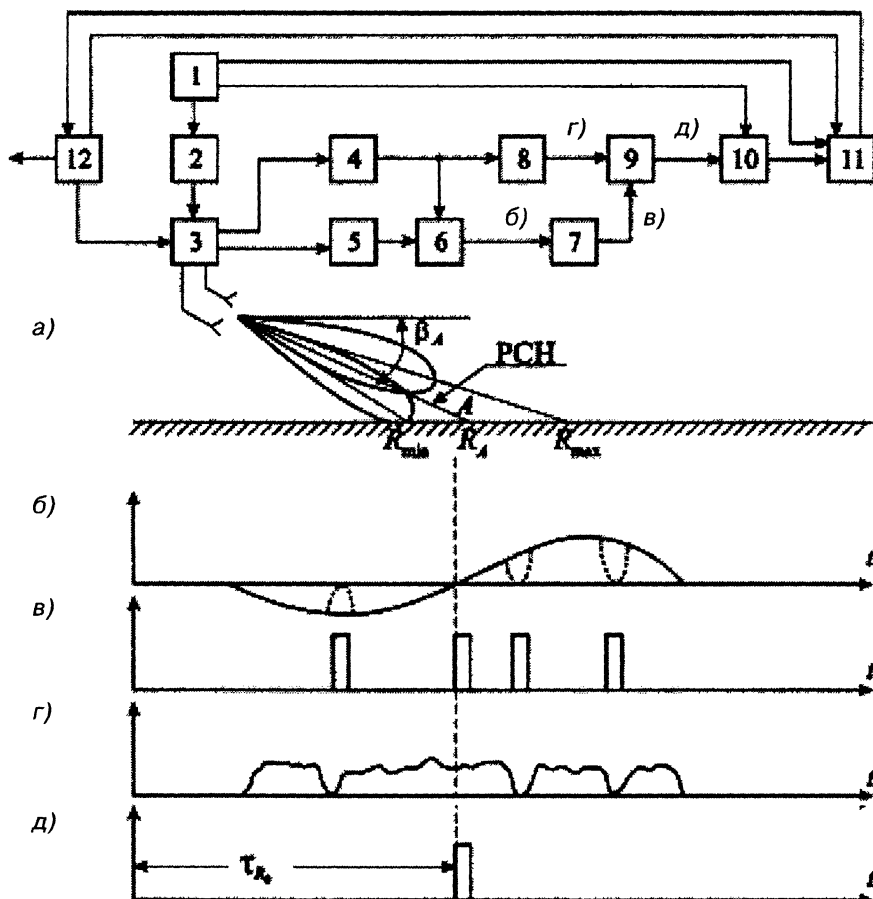


Рис. 3.6.3. Структурная схема (а) РСПС и эюры (б, в, г, д) напряжений:

1 — синхронизатор; 2 — радиопередающее устройство; 3 — антенный блок; 4 — радиоприемное устройство суммарного сигнала; 5 — радиоприемное устройство разностного сигнала; 6 — фазовый детектор; 7 — формирователь отсчетных импульсов; 8 — детектор; 9 — селектор; 10 — измеритель дальности R_A ; 11 — вычислительное устройство; 12 — управляющее устройство

Для устранения ошибочных измерений дальности по ложным отсчетным импульсам используются детектор 8, находящийся на выходе радиоприемного устройства суммарного сигнала, и селектор 9. Видеонапряжение (огibaющая) суммарного сигнала с выхода детектора (рис. 3.6.3, г) подается на один вход селектора, а последовательность отсчетных импульсов — на второй. В итоге, на выходе селектора вырабатывается отсчетный импульс (рис. 3.6.3, д), соответствующий точке А. Данный отсчетный импульс поступает далее на измеритель дальности R_A 10, а сформированный код дальности — из измерителя в вычислительное устрой-

ство 11, которое запоминает полученный код дальности и, с учетом информации, поступающей от управляющего устройства 12, рассчитывает упрежденную высоту полета ЛА над точкой А. Затем результаты расчета пересылаются в управляющее устройство, которое в свою очередь регулирует (при необходимости) положение антенной системы и направляет расчетные данные в систему автоматического управления полетом ЛА согласно профилю земной поверхности (на рис. 3.6.3 не показана).

Отметим, что рассмотренная моноимпульсная РСПП обеспечивает повышенную точность измерения высоты неровностей земной поверхности и местных объектов, поскольку положение нулевой точки весьма стабильно и не зависит от параметров схем и возможных рассогласований в каналах РСПП.

3.7. РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СИСТЕМА ОБЗОРА ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Радиолокационные системы обзора земной поверхности (РОЗ), устанавливаемые на самолетах, позволяют получать радиолокационные изображения земной поверхности и находящихся на ней объектов независимо от метеорологических условий и уровня естественной освещенности местности.

Панорамная РОЗ

Панорамной называется РОЗ, формирующая на индикаторе яркостную картину (панораму) местности, находящейся под самолетом, и расположенных на ней местных объектов, получаемую при помощи кругового вращения (вокруг вертикальной оси) диаграммы направленности антенны (рис. 3.7.1). Измеренными координатами объектов являются дальность R и курсовой угол α (угол в горизонтальной плоскости, отсчитываемый от продольной оси самолета).

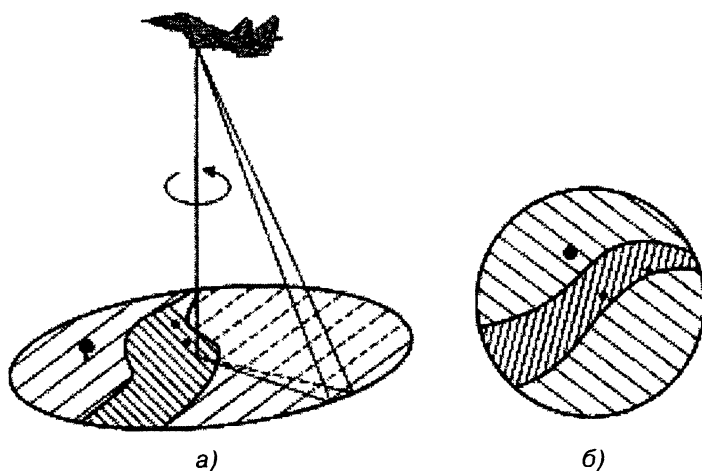


Рис. 3.7.1. Принцип функционирования панорамной РОЗ:

а — реальная ситуация; б — яркостная карта местности на экране индикатора кругового обзора

Панорамная РОЗ устанавливается на средних и тяжелых самолетах как гражданского, так и военного назначения. В связи с этим круг задач, выполняемых панорамными РОЗ, достаточно широк — от задач навигации (местопределения)

самолета — носителя РОЗ (по наземным ориентирам и навигационным радиомаякам) до прицельного бомбометания в отсутствие видимости. При этом панорамные РОЗ являются приборами автономного самолетовождения, выгодно отличающимися от навигационных радиосистем с ответным излучением в том смысле, что панорамные РОЗ не нуждаются в наземном радиооборудовании, устанавливаемом вдоль трассы полета. Иначе говоря, выход из строя наземных радиомаяков не лишает экипаж самолета-носителя панорамной РОЗ средств радионавигации.

Из рис. 3.7.1 видно, что диаграмма направленности антенны, расположенной под фюзеляжем самолета и вращающейся (со скоростью 5...50 об/мин) вокруг вертикальной оси, совершает так называемый круговой обзор. В ряде панорамных РОЗ выполняется секторный обзор, когда диаграмма направленности перемещается в пространстве лишь в определенном диапазоне курсовых углов ($\pm\alpha_{\text{обз}}$). Однако круговой обзор используется значительно более часто.

Для получения подробного изображения земной поверхности панорамная РОЗ должна обладать высокой разрешающей способностью. Разрешающая способность по дальности (в радиальном направлении) обеспечивается за счет использования коротких (0,5...3 мкс) излучаемых радиоимпульсов, а разрешающая способность по курсовому углу — при помощи достаточно узкой (1...3°) в горизонтальной плоскости диаграммы направленности (курсый угол α объекта измеряется методом максимума).

Чтобы охватить излучением как можно большую область земной поверхности, ширина диаграммы направленности в вертикальной плоскости берется достаточно большой (30...60°). При этом форма диаграммы направленности в вертикальной плоскости выбирается из условия, чтобы как близкорасположенные, так и удаленные наземные объекты, обладающие равными эффективными площадями рассеяния, создавали на входе радиоприемного устройства сигналы одинаковой интенсивности (и, соответственно, отметки равной яркости на экране индикатора панорамной РОЗ) — диаграмма направленности, удовлетворяющая данному требованию, имеет так называемую косекансную форму (рис. 3.7.2).

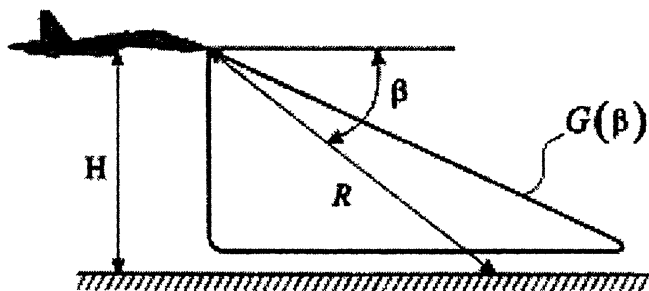


Рис. 3.7.2. Косекансная диаграмма направленности

Косекансная зависимость обусловлена тем фактом, что дальность R при фиксированной высоте H изменяется по закону косеканса: $R(\beta) = H \operatorname{cosec} \beta$. Для сантиметрового диапазона длин излучаемых радиоволн размеры антенны панорамной РОЗ располагаются в интервале 50...150 см.

Отметим, что интенсивность принятого радиосигнала во многом определяется характером отражения электромагнитных волн от различных видов земной поверхности. Отражающие особенности могут быть сгруппированы в три классификационные подразделения.

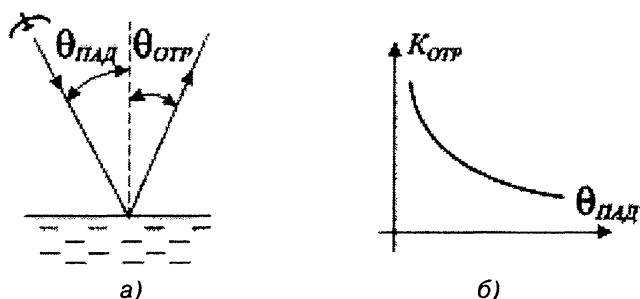


Рис. 3.7.3. Зеркальное отражение радиоволн

Первый тип — зеркальное отражение. Оно характеризуется законом: угол падения $\theta_{\text{пад}}$ электромагнитной волны равен углу ее отражения $\theta_{\text{отр}}$ (рис. 3.7.3,а).

Примерами поверхностей с зеркальным типом отражения могут быть названы: вода (в спокойном состоянии), гладкий лед, металлический лист и т. д. Для реальных случаев коэффициент отражения $K_{\text{отр}}$ (в направлении источника излучения) зависит от угла падения $\theta_{\text{пад}}$ (рис. 3.7.3,б) и для приблизительных оценочных расчетов может быть принят равным приблизительно 10^{-3} . Поэтому поверхность, скажем, спокойно текущей воды имеет на экране яркостного индикатора преимущественно темный фон.

Второй тип — диффузное отражение. Оно характеризуется разнонаправленным и примерно одинаковых интенсивностей отражением (обратным рассеянием) падающего луча (рис. 3.7.4,а).

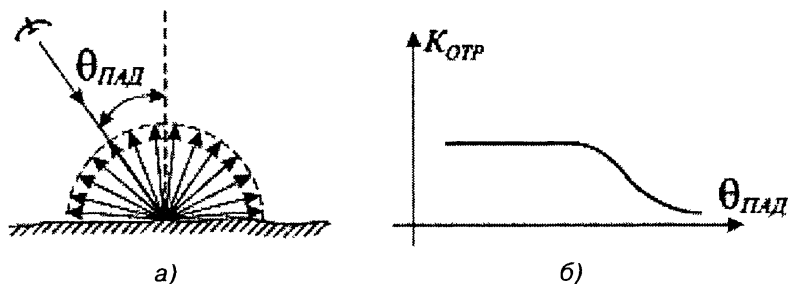


Рис. 3.7.4. Диффузное отражение радиоволн

Примерами поверхностей с диффузным типом отражения могут служить взрыхленная почва, травянистый покров и т. д. Для реальных случаев коэффициент отражения $K_{\text{отр}}$ (в направлении источника излучения) постоянен при сравнительно небольших углах падения $\theta_{\text{пад}}$ и уменьшается с ростом $\theta_{\text{пад}}$ при значительных углах падения (рис. 3.7.4,б).

Для приблизительных оценочных расчетов коэффициент интенсивности отраженного радиосигнала $K_{\text{отр}}$ может быть принят равным какому-то значению из диапазона $10^{-1} \dots 10^{-2}$. Поэтому травяная поверхность, например, имеет на экране яркостного индикатора засветку средней интенсивности.

Отметим, что граница между зеркальным и диффузным отражениями может быть найдена в виде аналитического выражения.

Предположим, что на плоской поверхности имеется выступ высоты h (рис. 3.7.5). Падающий (под углом θ) от источника излучения луч касается этого выступа в точке A , зеркально отражается (в направлении точки B) от нее и одновременно

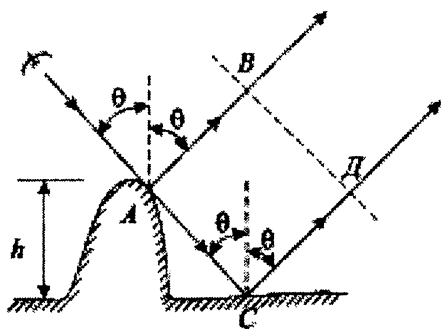


Рис. 3.7.5. Геометрическое построение для определения границы между зеркальным и диффузным отражениями

двигается дальше, к точке C на плоскости. В точке C также происходит зеркальное отражение данного луча в направлении точки D .

Такова исходная геометрическая картина. Теперь проведем рассуждения. Если отраженные от точек A и C лучи придут в точки B и D в одинаковых фазах, то совокупная поверхность «плоскость—выступ» может рассматриваться как создающая зеркальное отражение.

Найдем разность фаз $\Delta\varphi$ лучей, приходящих в точки B и D по путям AB и ACD . Полагая длину волны излучаемого радиок колебания равной величине λ , получим:

$$\begin{aligned}\Delta\varphi &= \frac{2\pi}{\lambda}(AC + CD - AB) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{h}{\cos\theta}(1 + \sin 2\theta) = \\ &= \frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2h \cos\theta = \frac{4\pi}{\lambda} \cdot h \cos\theta.\end{aligned}\quad (3.7.1)$$

При $h = 0$ будем иметь $\Delta\varphi = 0$, и отражение от поверхности «плоскость—выступ» будет зеркальным. Если использовать предположение, что зеркальность существует при $\Delta\varphi \leq \frac{\pi}{4}$, то исходя из соотношения (3.7.1) нетрудно сделать следующий вывод: при размерах h выступов (неровностей), удовлетворяющих неравенству

$$h \leq \frac{\lambda}{16 \cos\theta}, \quad (3.7.2)$$

совокупную поверхность «плоскость—выступ» можно считать условно-зеркальной. В метровом диапазоне длин волн неравенство (3.7.2) обычно выполняется для земной поверхности. Если же размеры h выступов не удовлетворяют неравенству (3.7.2), то такую поверхность расценивают как шероховатую. В сантиметровом диапазоне длин волн земная поверхность всегда рассматривается как шероховатая (обладающая диффузным типом отражения).

Третий тип — резонансное отражение. Оно характеризуется концентрацией отраженной радиоволны в случайном (в общем случае) направлении (рис. 3.7.6).

Примерами поверхностей с резонансным типом отражения могут быть профилированные специальным образом поверхности (крыши домов, сложная поверхность грузового автомобиля, конфигурированная поверхность совокупности металлоизделий и т. д.). Ввиду случайного характера этих поверхностей построить зависимость коэффициента отражения $K_{\text{отр}}$ (в направлении излучения) от угла $\theta_{\text{пад}}$ затруднительно, однако для приближенных оценочных расчетов величина $K_{\text{отр}}$ может быть выбрана из диапазона значений 0,1...0,9. Поэтому профилированные объекты могут давать на экране индикатора локальные засветки.

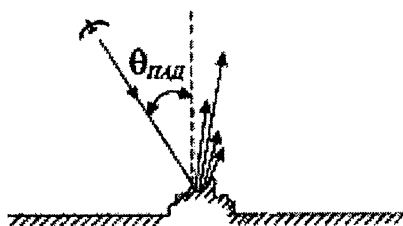


Рис. 3.7.6. Резонансное отражение радиоволн

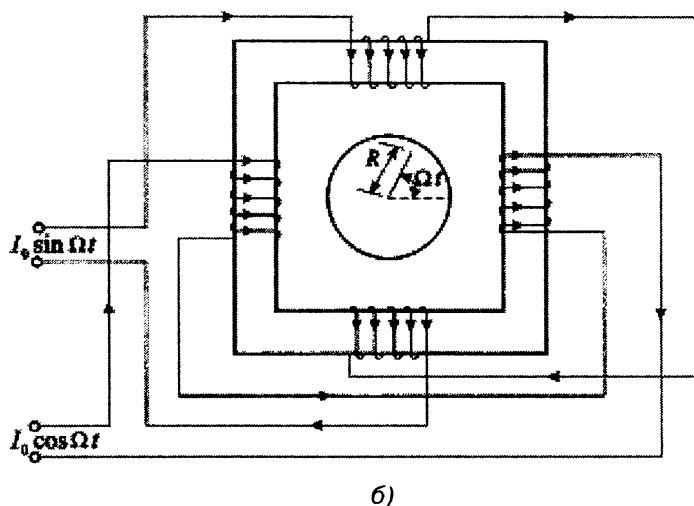
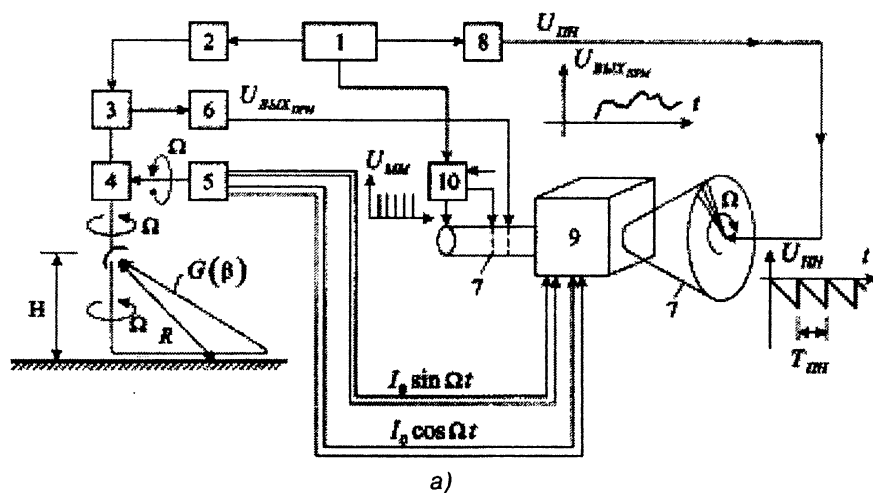


Рис. 3.7.7. Упрощенная структурная схема (а) панорамной РОЗ и схема магнитной отклоняющей системы (б):

1 — синхронизатор; 2 — радиопередающее устройство; 3 — антенный переключатель; 4 — антенно-фидерный тракт; 5 — генератор опорного напряжения совместно с двигателем; 6 — радиоприемное устройство; 7 — электронно-лучевая трубка; 8 — генератор развертки; 9 — магнитная отклоняющая система; 10 — генератор масштабных меток

Упрощенная структурная схема панорамной РОЗ представлена на рис. 3.7.7,а.

Синхронизатор 1 запускает радиопередающее устройство 2, которое вырабатывает радиоимпульс с высокочастотным заполнением. Этот радиоимпульс подается на антенный переключатель 3 и далее на волноводно-фидерный тракт 4, с выхода которого данный радиоимпульс поступает на антенну и излучается в пространство. Антенна представляет собой систему «рупорный облучатель—параболический цилиндр с так называемым козырьком», формирующую косекансную диаграмму направленности. Эта антенна расположена в нижней части фюзеляжа самолета и закрыта радиопрозрачным обтекателем. Импульсная мощность излучения составляет 50...80 кВт.

В процессе работы панорамной РОЗ антенна вращается с угловой частотой Ω . Это вращение задается узлом 5, в который входят генератор опорного напряжения (изменяющегося с частотой Ω) и двигатель. Чтобы электромагнитная энергия поступала в антенну при любом ее положении, в состав волноводно-фидерного тракта включены вращающиеся сочленения.

Радиосигнал, излученный в пространство, распространяется в атмосфере, отражается от земной поверхности и, будучи принят антенной, через волноводно-фидерный тракт и антенный переключатель поступает на радиоприемное устройство 6. Отметим, что длительность радиосигнала, отраженного от земной поверхности, значительно больше, чем длительность излученного радиосигнала. Это объясняется протяженностью отражающего участка земной поверхности в том смысле, что отражение радиосигнала сначала происходит от тех точек данного участка, дальности R которых немногим больше, чем высота H полета, затем от более удаленных точек и, наконец, от точек, расположенных в окрестности максимальной дальности (для панорамных РОЗ максимальные дальности при высоте полета 9000 тыс. м и более составляют: для крупных водоемов — 100 км, для крупных городов — 280 км). Протяженный во времени видеосигнал с выхода радиоприемного устройства подается на так называемый индикатор кругового обзора.

Индикатор кругового обзора состоит из электронно-лучевой трубки 7, генератора развертки 8 и магнитной отклоняющей системы 9. Рассмотрим принцип действия каждого из этих узлов подробнее. Электронно-лучевая трубка, являясь базовым элементом индикатора кругового обзора, предназначена для формирования картины облучаемого участка земной поверхности на экране этой трубки (см. рис. 3.7.1,б). Поскольку данная картина является яркостной, это означает, что яркость любой точки на экране должна быть пропорциональна интенсивности сигнала, принятого от соответствующей точки земной поверхности. Для осуществления указанной однозначности электронный луч, создаваемый внутри электронно-лучевой трубки, следует промодулировать по яркости в соответствии с видеосигналом с выхода радиоприемного устройства. Данная операция осуществляется путем подачи этого видеосигнала на управляющий электрод электронно-лучевой трубки.

Генератор развертки представляет собой генератор пилообразного напряжения $U_{\text{пн}}$. Он предназначен для создания на экране электронно-лучевой трубки так называемой развертки по дальности. Это означает, что светящаяся точка, образуемая на экране электронным лучом, должна равномерно перемещаться в радиальном (от центра экрана к его периферии) направлении, и каждое положение данной точки должно соответствовать дальности R до определенной точки земной поверхности. Иными словами, весь диапазон ($R_{\text{min}} \dots R_{\text{max}}$) измеряемых дальностей обязан укладываться на длине радиуса экрана — в таком случае говорят о наличии на экране развертки по дальности.

Движение светящейся точки по экрану выполняется с помощью пилообразного напряжения $U_{\text{пн}}$, подводимого от генератора развертки к центральному электроду электронно-лучевой трубки. Равномерность смещения светящейся точки по экранному радиусу обусловлена линейностью (чем лучше линейность, тем равномернее движется светящаяся точка) пилообразного напряжения $U_{\text{пн}}$, амплитуда этого напряжения должна быть согласована с максимальной величиной (радиуса экрана) отклонения, а периодичность развертки задается периодом $T_{\text{пн}}$ следования пилообразного напряжения. Величина $T_{\text{пн}}$ вырабатывается синхронизатором 1 и равняется периоду повторения $T_{\text{п}}$ излучаемых радиоимпульсов (типичные значения $T_{\text{п}}$ лежат в пределах 1...5 мс).

Магнитная отклоняющая система (рис. 3.7.7,б) представляет собой совокупность двух пар взаимно перпендикулярных обмоток (катушек индуктивности), находящихся на сердечнике, выполненном из ферромагнитных сплавов. Данная магнитная отклоняющая система неподвижно закреплена на электронно-лучевой трубке и предназначена для создания на экране развертки по курсовому углу. Развертка по курсовому углу означает, что периферийная точка светящегося на экране радиуса (развертка по дальности) должна перемещаться по окружности с той же угловой частотой Ω , с которой происходит вращение антенны, а начальная (находящаяся в центре экрана) точка указанного радиуса должна оставаться неподвижной. При этом линейность радиуса на экране должна сохраняться. Магнитная отклоняющая система выполняет развертку по курсовому углу путем создания вращающегося (с угловой частотой Ω) магнитного потока. Этот поток формируется путем так называемой ортогональной запитки обмоток — на первую пару подается переменный ток $I_0 \sin \Omega t$, а на вторую пару поступает переменный ток $I_0 \cos \Omega t$, ортогональный (сдвинутый по фазе на 90°) по отношению к первому току. Совокупность двух ортогональных (по фазе) токов создает в системе с ортогональными (в пространстве) обмотками вращающийся магнитный поток, который, воздействуя на электронный радиус — луч, заставляет его поворачиваться, формируя развертку по курсовому углу. При этом данная развертка оказывается синхронизированной с вращением антенны (посредством генератора опорного напряжения и двигателя).

В итоге, совокупность трех одновременно действующих на электронный луч факторов (модуляция по яркости, развертка по дальности, развертка по курсовому углу) приводит к тому, что на экране индикатора кругового обзора формируется яркостное изображение облучаемой зоны земной поверхности. При этом определение курсового угла точки, выбранной на облучаемой поверхности, производится по кольцевой шкале, на которой нанесены угловые измерительные метки. Указанная кольцевая шкала располагается на индикаторе, будучи закрепленной вокруг экрана электронно-лучевой трубки. Что касается измерения дальности выбранной точки, то для этой цели используется генератор масштабных меток 10.

Генератор масштабных меток представляет собой устройство, вырабатывающее периодическую последовательность видеоимпульсов малой длительности. Период следования этих видеоимпульсов может переключаться извне — в зависимости от того, какой именно интервал дальностей хочет посмотреть оператор. Указанные видеоимпульсы поступают (на рис. 3.7.7,а показаны два варианта подключения) на электронно-лучевую трубку, в результате чего на экране индикатора кругового обзора появляются яркие концентрические окружности. Поскольку радиальные расстояния между ними известны (они задаются оператором), то радиусы данных окружностей в определенном масштабе характеризуют ту или иную дальность, и поэтому совокупность этих окружностей называется кольцами дальности (рис. 3.7.8). Так работает индикатор кругового обзора панорамной РОЗ.

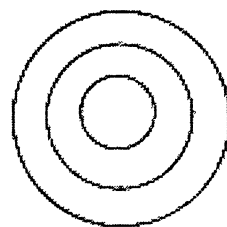


Рис. 3.7.8. Кольца дальности на экране индикатора кругового обзора

Следует отметить, что при продольном и поперечном кренах самолета сечение диаграммы направленности плоскостью земной поверхности перестанет быть круговым, а примет эллиптическую форму. Следовательно, появятся ошибки в измерении курсового угла, поскольку длины дуг данного эллипса, попавших в пределы диаграммы направленности, будут различными при одинаковых значениях курсо-

вых углов. Чтобы избежать искажения карты местности на экране индикатора кругового обзора, выполняют вертикальную стабилизацию оси вращения антенны, и это усложнение оказывается одним из недостатков панорамных РОЗ.

Другим недостатком панорамных РОЗ является необходимость (для осуществления максимального обзора пространства под самолетом) размещения антенны за пределами фюзеляжа (или крыла) самолета, что создает дополнительное аэродинамическое сопротивление при полете.

РОЗ с синтезированием апертуры

Радиолокационная система обзора земной поверхности с синтезированием апертуры (РОЗ СА) предназначена для получения высокоточного изображения местности, располагающейся одновременно ниже и вдоль пути следования самолета. Это означает, что в РОЗ СА обеспечивается весьма малая величина линейной разрешающей способности δl (рис. 3.7.9) как минимального значения вдоль путевого расстояния между наземными объектами A и B , при котором объекты A и B еще воспринимаются радиолокатором раздельно.

Принцип получения малой δl базируется на обязательности наличия поступательного движения самолета и когерентного суммирования принятых от объектов A и B радиоимпульсов. Рассмотрим этот вопрос более подробно.

Пусть самолет движется со скоростью V поступательно вдоль земной поверхности. На борту этого самолета имеется небольшого размера d_A антенна, которая формирует неподвижную (относительно самолета) диаграмму направленности $G(\beta)$, ориентированную вертикально вниз (рис. 3.7.10).

Ширина $\Delta\beta$ данной диаграммы направленности вычисляется согласно соотношению

$$\Delta\beta = \frac{\lambda}{d_A}, \quad (3.7.3)$$

где λ — длина волны излучаемого колебания.

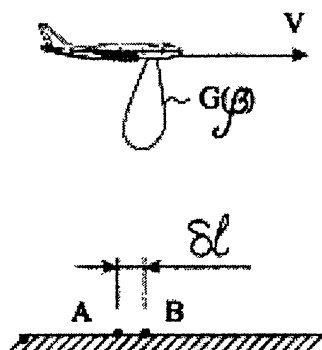


Рис. 3.7.9. Пояснение линейной разрешающей способности вдоль пути следования самолета

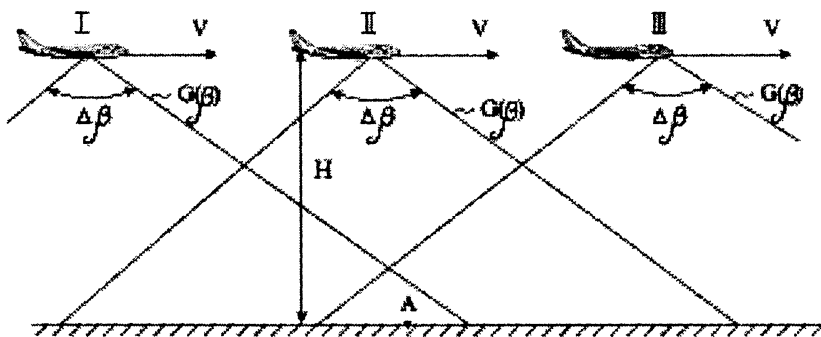


Рис. 3.7.10. Поступательное движение самолета вдоль земной поверхности

Например, при $\lambda = 3$ см и $d_A = 120$ см величина $\Delta\beta$ оказывается равной $1,42^\circ$ и линейная разрешающая способность δl , вычисляемая по формуле

$$\delta l = H \Delta\beta, \quad (3.7.4)$$

где H — высота полета, получается для $H = 10$ тыс. м равной 250 м.

Это означает, что объекты A и B (см. рис. 3.7.9), располагающиеся на расстоянии 240 м друг от друга, будут восприниматься на борту самолета как один объект.

Теперь учтем поступательное (со скоростью V) движение самолета.

Предположим, что радиоимпульсы, излучаемые бортовой антенной с периодом повторения T_{Π} , отражаются от наземной точки A и принимаются на борту.

На рис. 3.7.10 показаны три (I, II, III) произвольных момента расположения самолета и точки A . Из этого следует, что прием отраженных от точки A радиоимпульсов происходит в пространственно разнесенных точках положения самолета. Поэтому можно в известном смысле отождествить указанные пространственно-разнесенные точки приема с элементами некой виртуальной (синтезированной, созданной) приемной антенны.

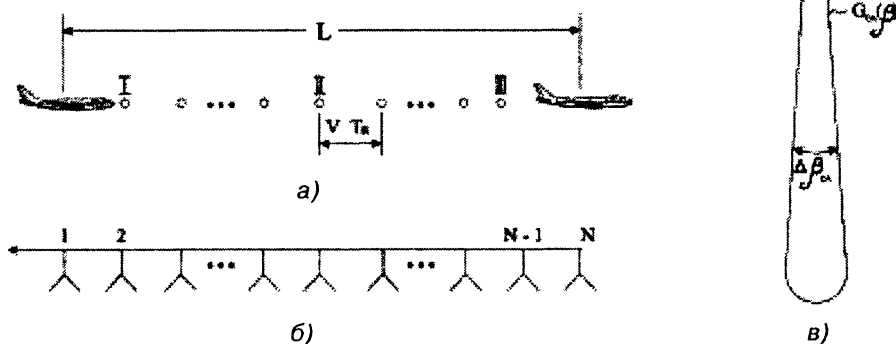


Рис. 3.7.11. Последовательность пространственных точек (положений самолета) приема (а), эквивалентная (синтезированная) данным точкам приема антенна (б), диаграмма направленности эквивалентной (синтезированной) антенны (в)

На рис. 3.7.11,а изображена пространственная последовательность данных точек приема (радиоимпульсов, отраженных от точки A — рис. 3.7.10) с указанием на ней положений I, II и III самолета. Каждая из точек приема отделена (во времени) от другой периодом повторения T_{Π} , а пространственная протяженность всей последовательности обозначена как L ; тогда общее количество N точек приема составит величину

$$N = \frac{L}{VT_{\Pi}} + 1. \quad (3.7.5)$$

В этом случае совокупность N точек приема можно трактовать как N элементов виртуальной (синтезированной) приемной антенны (рис. 3.7.11,б), обладающей протяженностью (размером раскрыва) L . Тогда диаграмма направленности $G_{CA}(\beta)$ этой эквивалентной антенны с синтезированной апертурой будет иметь ширину $\Delta\beta_{CA}$, определяемую равенством

$$\Delta\beta_{CA} = \frac{\lambda}{2L} = \frac{d_A}{2H}. \quad (3.7.6)$$

Окончательно величина линейной разрешающей способности δl_{CA} для РОЗ СА получится аналогично выражению (3.7.4) и будет иметь вид

$$\Delta l_{CA} = H \Delta \beta_{CA} = \frac{d_A}{2}. \quad (3.7.7)$$

Если, в частности, $d_A = 120$ см, то соответствующая δl_{CA} окажется равной 60 см. Иными словами, объекты *A* и *B* (рис. 3.7.9), разделенные на земной поверхности расстоянием в один 1 м, будут на борту восприняты раздельно. Таким образом, как видим, точность РОЗ СА близка к точности обеспечиваемой методом аэрофотосъемки. Однако, если аэрофотосъемка земной поверхности не может вестись ночью или в условиях облачности, то функционирование РОЗ СА происходит независимо от времени суток или погодных метеоусловий. Отметим, что величина δl_{CA} не зависит ни от высоты полета, ни от дальностей до объектов. Это обстоятельство объясняется тем, что длина L синтезированной апертуры увеличивается с ростом H . На практике величина δl_{CA} , рассчитанная по формуле (3.7.7), обычно (из-за неидеальности узлов аппаратуры) не достигается; реальными цифрами являются значения из диапазона 3...15 м.

Рассмотрим упрощенное структурное построение РОЗ СА, приведенное на рис. 3.7.12, а.

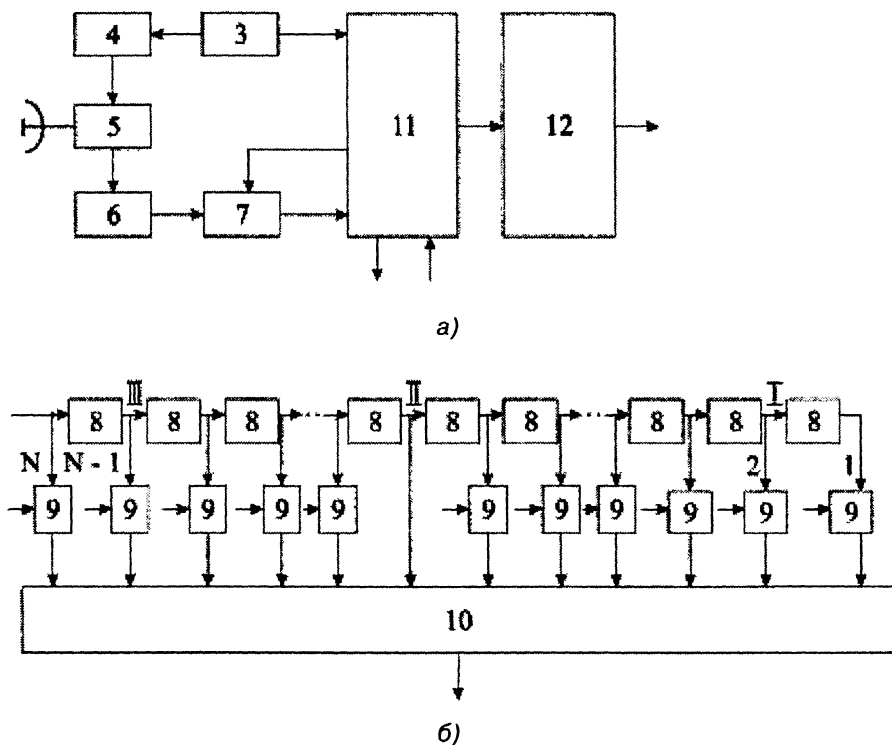


Рис. 3.7.12. Упрощенные структурные схемы РОЗ СА (а) и устройства обработки (б):

1, 2, ..., N-1, N — номера временных позиций, соответствующие изображенным на рис. 3.7.11; 3 — синхронизатор; 4 — радиопередатчик; 5 — антенный переключатель; 6 — радиоприемное устройство; 7 — устройство обработки; 8 — линии задержки на период повторения $T_{\text{п}}$; 9 — фазовращатели; 10 — сумматор (совместно с амплитудным детектором); 11 — бортовая ЭЦВМ; 12 — индикатор карты местности

Синхронизатор 3 вырабатывает запускающий импульс, по которому радиопередающее устройство 4 формирует радиоимпульс. Этот импульс проходит через антенный переключатель 5 и с выхода антенны излучается в пространство.

Отраженный от земли радиоимпульс поступает на вход антенны и далее через антенный переключатель подается на радиоприемное устройство 6. Выход радиоприемного устройства подключен к устройству обработки 7, в котором и происходят операции, благодаря которым осуществляется эффект синтеза апертуры. Упрощенная структурная схема устройства обработки показана на рис. 3.7.12,б.

Радиосигнал, поданный на вход устройства обработки, проходит через цепь из линий задержки 8. Все линии задержки идентичны друг другу, и каждая из них имеет длительность задержки, равную периоду повторения $T_{\text{п}}$ радиоимпульсов. Данная совокупность линий задержки образует память устройства обработки, в которой запоминается N радиоимпульсов. Для наглядности на рис. 3.7.12,б указаны моменты (I, II, III) времени, соответствующие аналогичным пространственным положениям (I, II, III) самолета (рис. 3.7.11,а). Далее радиосигналы с входов и выходов линий задержки поступают (кроме радиоимпульса с центрального отвода последовательности линий задержки, соответствующего центральному положению II самолета) на фазовращатели 9. Наличие этих фазовращателей обусловлено требованием когерентной (с учетом фазы) обработки принятых радиоимпульсов, а настройка каждого фазовращателя обусловлена как величиной сдвига фаз $\Delta\varphi_i$ между радиоимпульсами, вычисляемой согласно алгоритму

$$\Delta\varphi_i = \frac{2\pi}{\lambda}(R_i - H), \quad (3.7.8)$$

где R_i — расстояние от самолета, находящегося в i -й ($i = 1 \dots N$) точке пространства (рис. 3.7.10, 3.7.11), до наземной точки A , так и наличием доплеровского смещения (за счет движения самолета относительно точки A) частоты заполнения радиоимпульса. После доворота фазы каждого радиоимпульса на расчетную величину выполняется синфазное суммирование этих радиоимпульсов и амплитудное детектирование полученной суммы в блоке 10. Выходной видеосигнал устройства обработки подается на бортовую электронно-цифровую вычислительную машину (ЭЦВМ) 11.

Бортовая ЭЦВМ работает под воздействием управляющих импульсов, поступающих от других систем самолета и одновременно вырабатывает различного рода (например, по опознанию отдельных наземных объектов или прокладке пути самолета) командные последовательности. Одна из таких командных последовательностей вводится в фазовращатели устройства обработки, перестраивая значения фаз при изменении, скажем длины волны λ или высоты полета H . Кроме этого, бортовая ЭЦВМ формирует, разумеется, цифровую модель того участка земной поверхности, от которого принимаются радиоимпульсы, после чего передается данную модель на индикатор карты местности 12. Указанный индикатор является яркостным и располагается в кабине пилота.

Использование РОЗ СА является весьма перспективным направлением в современных авиационных радиосистемах, однако широкое применение РОЗ СА сдерживается рядом недостатков, основными из них являются:

- ⇒ постоянство длины волны λ и высоты полета H должны строго выдерживаться.
- ⇒ наилучшее качество карты местности достигается лишь при перпендикулярности оптической оси антенны и линии полета самолета, поэтому РОЗ СА часто называются в литературе радиолокационными системами бокового обзора; при ориентации оптической оси антенны вдоль линии полета самолета эффект синтеза апертуры полностью пропадает.

В ряде случаев влияние указанных недостатков удается снизить за счет использования в бортовой ЭЦВМ программ специальной обработки, но реализация РОЗ СА до сих пор остается достаточно сложной технической задачей.

3.8. МЕТЕОНАВИГАЦИОННЫЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Земная атмосфера представляет собой достаточно подвижный (а зачастую и неустойчивый) объект. Поэтому на отдельных участках самолетного маршрута могут возникать так называемые проблемные зоны (области повышенной турбулентности, образующиеся грозовые фронты и т. д.), заблаговременный прогноз которых весьма затруднен. В связи с этим возникла потребность оперативного (во время полета) и дистанционного (в целях безопасности полета) определения местоположения указанных зон.

Для решения этой задачи используются метеонавигационные радиолокационные системы (МНРС).

Все МНРС могут быть разделены на 4 класса (признаком классификации является максимальная дальность $R_{\max}$ обнаружения гидрометеорообразований):

- ⇒ *первый класс* — $R_{\max} = 550$ км; данные МНРС предназначены для установки на сверхзвуковых, дальних и средних магистральных самолетах;
- ⇒ *второй класс* — $R_{\max} = 350$ км; данные МНРС предназначены для установки на ближних магистральных и тяжелых самолетах местных воздушных линий;
- ⇒ *третий класс* — $R_{\max} = 100$ км; данные МНРС предназначены для установки на легких самолетах местных воздушных линий и вертолетах;
- ⇒ *четвертый класс* — $R_{\max} = 100$ км; данные МНРС (с пониженным относительно МНРС третьего класса энергетическим потенциалом) предназначены для установки на вертолетах.

Следует отметить, что функции определения местоположения гидрометеорообразований весьма часто совмещены в единой бортовой радиосистеме с выполнением задач получения радиолокационной карты местности, обнаружения горных массивов и отдельных горных вершин и определения превышения, достаточного для безопасного полета самолета над ними и т. п. Выбор решения бортовой радиосистемой той или иной проблемы осуществляется путем перевода (летчиком, экипажем) данной радиосистемы в соответствующий (например, «Земля», «Снос») режим работы. При этом задача оценки собственно метеорологической обстановки на трассе полета происходит при помощи функционирования указанной радиосистемы в режимах «Метео» (когда обнаруживается пространственное гидрометеорообразование и определяются его координаты) и «Контур» (в котором оценивается степень опасности гидрометеорообразований, находящихся на расстоянии 40...60 км от самолета). Поэтому в данном разделе рассматривается только метеорологический аспект работы бортовой радиосистемы, т. е. функционирование МНРС.

Так как МНРС (бортовая радиосистема в режимах «Метео» и «Контур») имеет узкую ($2...6^\circ$ в вертикальной и горизонтальной плоскостях) диаграмму направленности, то определение местоположения (в основном дальности и курсового угла) и характера (снег, дождь и т. д.) метеорологического объекта оказывается достаточно точным, поскольку в узкий луч отражения от других объектов, как правило, не попадают.

Основные метеорообъекты могут быть распределены по степени интенсивности отражений от них в следующем порядке:

1) снег; отражения от него обычно невелики, что объясняется, даже при обильных снегопадах, как значительными (по сравнению с длиной волны λ излученного радиосигнала: $\lambda = 1 \dots 10$ см) расстояниями между отдельными снежинками, так и сравнительно низкой диэлектрической проницаемостью (сходной по величине с диэлектрическими проницаемостями облаков пыли или дыма — эти облака также отражают достаточно слабо);

2) облака; если облака состоят из кристалликов льда, то отраженные радиосигналы достаточно слабы; если облака образованы водяными каплями (размерами порядка 0,01 см), то интенсивность отражений сильно зависит от длины волны λ — например, при увеличении λ от 1,0 до 10 см интенсивность отражений падает более чем на порядок; основные отражения происходят не внутри облаков, а на их границах — в связи с достаточно резким скачком коэффициента преломления на этих границах;

3) дождь; данный метеобъект образован сконденсированными частицами воды, и по радиосигналам, отраженным от дождя, оператор может определить его интенсивность (наибольшие отражения возникают при размерах капель, соизмеримых с длиной волны λ); наиболее часто используется диапазон длин волн λ 3...5 см (при $\lambda > 10$ см интенсивность отражений ослабевает); измерение обычно проводится на небольших (20...40 км) дальностях;

4) грозовые образования; отраженные радиосигналы обладают значительной интенсивностью (они даже могут замаскировать радиосигнал, отраженный от летательного аппарата, оказавшегося на фоне грозового образования); дальность обнаружения грозовых образований составляет 190...550 км;

5) молнии и атмосферерики; здесь может возникнуть мощный радиосигнал, созданный электрическим разрядом.

На практике МНРС используются в целях обеспечения безопасности полета (для своевременного получения информации о расположении грозовых фронтов) и для решения научно-исследовательских задач (например, для изучения физики облаков).

Рассмотрим структурное построение (рис. 3.8.1) и работу МНРС.

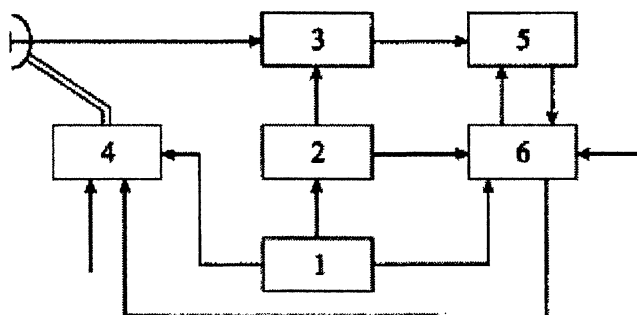


Рис. 3.8.1. Структурная схема МНРС:

1 — синхронизатор; 2 — радиопередающее устройство; 3 — антенный переключатель; 4 — механизм поворота и стабилизации антенны; 5 — радиоприемное устройство; 6 — индикатор

Синхронизатор 1 вырабатывает запускающий импульс, который воздействует на радиопередающее устройство 2. Радиопульс (диапазон длительностей 0,7...5 мкс, частота заполнения порядка 9,3 ГГц), сформированный данным устройством, через антенный переключатель 3 поступает на антенну (отражатель диаметром 0,2...1,2 м выполнен в виде параболоида вращения, в фокусе которо-

го расположен облучатель), после чего излучается в пространство (диапазон импульсных мощностей 4...33 кВт). При этом частота повторения импульсов обычно находится в пределах 100...400 Гц.

Основными параметрами местоположения лоцируемого участка метеообразования являются дальность R и курсовой угол α . При этом дальность указанного участка вычисляется по времени запаздывания τ_R принятого радиоимпульса относительно излученного

$$R = \frac{C\tau_R}{2},$$

а курсовой угол этого участка определяется по углу поворота α узкой (ширина $\Delta\alpha$ составляет 2...6,5°) диаграммы направленности относительно продольной линии фюзеляжа, причем качание диаграммы направленности осуществляется с помощью механизма поворота 4 и стабилизации антенны в пределах сектора (рис. 3.8.2) шириной θ_C (значения θ_C лежат в диапазоне 90...200°). При этом частота качания данной диаграммы лежит в пределах 0,1...2,8 Гц. Кроме того, антенна может также совершать наклоны (значения углов $\pm 10... \pm 26^\circ$) в вертикальной плоскости, определяя тем самым, помимо курсового угла α , еще и угол места β лоцируемого участка гидрометеообразования. Наконец, в целях стабилизации антенны на механизм 4 от бортовых датчиков пространственного положения самолета подаются необходимые сигналы. При этом стабилизация по осям является раздельной.

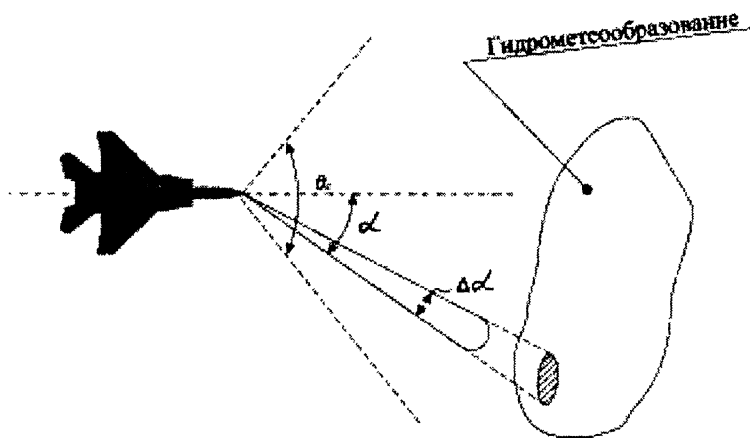


Рис. 3.8.2. Секторное сканирование диаграммы направленности антенны МНРС

Отраженный радиоимпульс, принятый антенной, проходит через антенный переключатель и поступает на вход радиоприемного устройства 5 (чувствительность порядка 100 дБ · мВт), которое вырабатывает видеоимпульс, подаваемый на индикатор 6.

Индикатор обычно выполнен на монохроматической электронно-лучевой трубке с послесвечением и секторной разверткой луча. При этом каждому значению интенсивности принятого сигнала соответствует свой уровень яркости свечения изображения. В режиме «Метео» по данному уровню яркости оператор может судить о степени опасности лоцируемого гидрометеообразования. Обычно опасными считаются те гидрометеообразования, которые обнаруживаются на дальностях свыше 100 км — в таком случае внутри гидрометеообразования присутствует силь-

ная турбулентность как видно из рис. 3.8.1, индикатор может переключаться извне (экипажем), переходя либо в режим «Метео», либо в режим «Контур». В режиме «Контур» на экране индикатора наблюдаются лишь сравнительно слабые сигналы (сильные сигналы радиоприемное устройство в указанном режиме не пропускает), соответствующие контуру (кромке) гидрометеобразования, находящегося на расстоянии 40...60 км от самолета и потому наиболее опасного для полета. При этом степень опасности тем выше, чем более узкой является кромка гидрометеобразования.

Некоторые технические характеристики МНРС таковы:

Масса приемо-передатчика, кг	8...21
Масса комплекта (без кабелей), кг	14...45
Объем приемо-передатчика, дм ³	10,2...16,4
Объем индикатора, дм ³	5,9...12,1
Потребляемая мощность от сети:	
200 В, 400 Гц, В·А	34,5...600
36 В, 400 Гц, В·А	1,4...17
27 В постоянного тока, Вт	80...190

3.9. АВТОМАТИЧЕСКИЙ РАДИОКОМПАС

Определение направления (текущих угловых величин) полета является весьма важной задачей самолетовождения, которое решается с помощью радиосистем навигационно-пилотажного комплекса. Одно из наиболее часто используемых для определения углового направления полета радиосистем является автоматически радиокompас.

Необходимость установки на борту данной радиосистемы связано с тем, что приборы, ориентирующиеся по силовым линиям постоянного магнитного поля Земли, имеют значительные погрешности. Угловые ошибки таких приборов особенно возрастают, когда полет происходит над районами залежей железных руд или местами магнитных аномалий. Использование же радиосистем позволяет измерить угловые координаты с высокой точностью.

Автоматический радиокompас предназначен для определения углового положения α_{PM} радиомаяка (географическое местоположение которого известно экипажу) относительно продольной оси летательного аппарата (самолета, вертолета) — рис. 3.9.1. Курсовой угол α_{PM} индицируется на приборах в кабине экипажа. В качестве радиомаяка могут использоваться не только специализированные наземные излучатели, но и большой класс других наземных излучающих пунктов — например, широкоэmissive радиостанции.

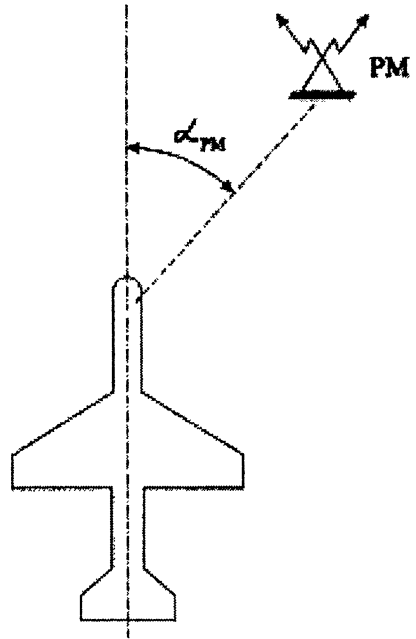


Рис. 3.9.1. Курсовой угол (α_{PM}) радиомаяка (PM), определяемый самолетным автоматическим радиокompасом

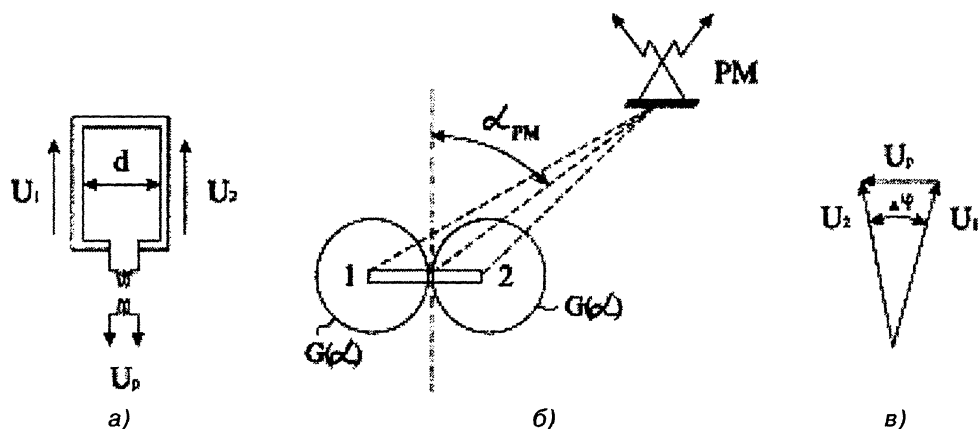


Рис. 3.9.2. Рамка, используемая в автоматическом радиокомпасе:

а — ее вид; б — диаграмма направленности; в — векторная диаграмма напряжений

Специфическим элементом автоматического радиокомпаса является антенный блок, состоящий из рамочной антенны (вместе с гониометром) и ненаправленной антенны. Рассмотрим подробнее работу этого блока.

Начнем с отдельной рамки. Ее внешний вид представлен на рис. 3.9.2,а.

Излученное радиомаяком электромагнитное поле пронизывает плоскость рамки, и в ее боковых сторонах возникают напряжения U_1 и U_2 . Поскольку антенна радиомаяка обычно (для обеспечения круговой в горизонтальной плоскости диаграммы направленности) выполняется в виде вертикального штыря, то рамка, соответственно, рассчитана на прием только вертикально составляющей поля; прием рамкой горизонтальных составляющих, обусловленных, чаще всего, отражениями радиоволн от ионосферы, рассматривается как мешающий, помеховый фактор. На выходе рамки образуется (снимаемое индуктивным образом) напряжение U_p , в котором заключена информация о стороне (относительно перпендикуляра к плоскости рамки) местоположения радиомаяка и о величине отклонения (относительно того же перпендикуляра к плоскости рамки) этого радиомаяка. Поясним физическую сторону формирования данной информации.

На рис. 3.9.2,б показан вид на рамку сверху и расположение радиомаяка.

Радиомаяк излучает в пространство непрерывный гармонический радиосигнал частоты ω_0 . Электромагнитное поле той же частоты достигает рамки и наводит в ее сторонах напряжения U_1 и U_2 той же частоты ω_0 . При этом амплитуды напряжений U_1 и U_2 оказываются практически одинаковыми (поскольку размер d между вертикальными сторонами рамки много меньше, чем расстояние от рамки до радиомаяка). Что же касается фаз напряжений U_1 и U_2 , то они оказываются различными, и разность этих фаз $\Delta\varphi$ может быть вычислена как

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot d \sin \alpha_{PM}, \quad (3.9.1)$$

где $\lambda_0 = 2\pi \cdot \frac{C}{\omega_0}$.

Оба эти напряжения являются компонентами, формирующими (рис. 3.9.2,в) выходное напряжение U_p данной рамки которое может быть записано в виде

$$U_p(t) = U_p \sin \alpha_{PM} \sin \omega_0 t, \quad (3.9.2)$$

где $U_p = U_1 = U_2$.

Иными словами, амплитуда $U_p \sin \alpha_{PM}$ высокочастотного напряжения зависит от величины курсового угла α_{PM} , и поэтому можно сказать, что диаграмма направленности рамки $G(\alpha)$, описываемая соотношением $G(\alpha) = \text{const} \cdot \sin \alpha$, имеет двухлепестковый (в форме «восьмерки») вид. При этом фаза (0° или 180°) каждого лепестка определяется фазой (0° или 180°) выходного напряжения рамки U_p . Таким образом, величина отклонения радиомаяка от перпендикуляра к плоскости рамки пропорциональна амплитуде $U_p \sin \alpha_{PM}$ напряжения U_p , а сторона отклонения определяется по фазе (0° или 180°) напряжения U_p . В частности, если радиомаяк, расположенный на рис. 3.9.2,б справа от перпендикуляра к плоскости рамки, окажется слева от этого перпендикуляра, то напряжения U_1 и U_2 на рис. 3.9.2,в поменяются местами, а вектор U_p изменит свое направление на противоположное.

Перейдем к рассмотрению принципа работы рамочной антенны (вместе с гониометром), устанавливаемой на средних и тяжелых самолетах гражданской авиации.

Данная рамочная антенна состоит из двух взаимно перпендикулярных неподвижных рамок (P_1 и P_2), в плоскости одной (P_1) из которых находится продольная ось самолета, и гониометра, состоящего из двух взаимно перпендикулярных неподвижных статорных обмоток (CT_1 и CT_2), в поле которых располагается подвижный ротор (катушка) соединенный с электродвигателем (рис. 3.9.3). При этом рамки P_1 и P_2 имеют, соответственно, диаграммы направленности $G_1(\alpha)$ и $G_2(\alpha)$, описываемые выражениями: $G_1(\alpha) = \text{const} \cdot \cos \alpha$ и $G_2(\alpha) = \text{const} \cdot \sin \alpha$.

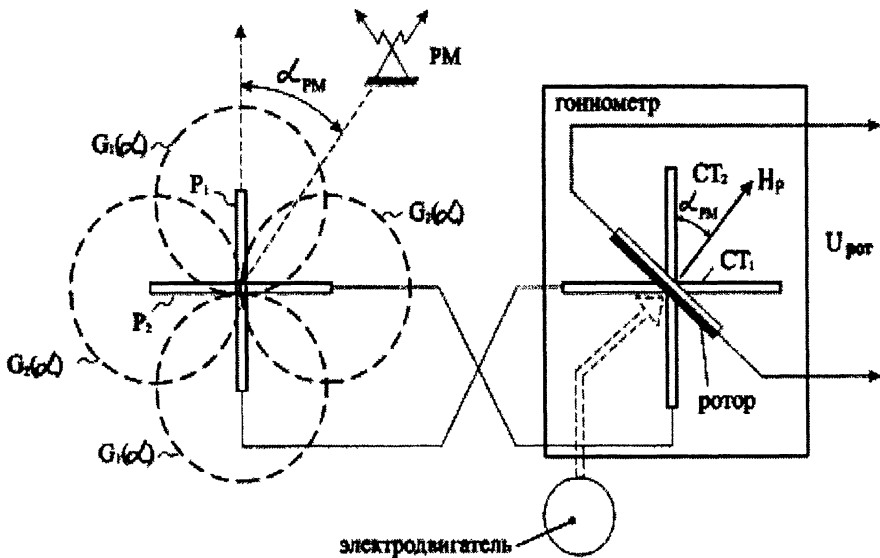


Рис. 3.9.3. Структура рамочной антенны (вместе с гониометром) для автоматического радиокompаса

Электромагнитное излучение радиомаяка PM, достигая рамочной антенны, наводит в рамках P_1 и P_2 выходные напряжения:

$$U_{P_1}(t) = U_p \cos \alpha_{PM} \sin \omega_0 t;$$

$$U_{P_2}(t) = U_p \sin \alpha_{PM} \sin \omega_0 t,$$

с одинаковыми (по причине симметрии рамок) значениями U_p . Далее эти напряжения подаются на статорные (неподвижные) обмотки (CT_1 и CT_2) гониометра.

В результате магнитные поля, создаваемые обмотками CT_1 и CT_2 внутри гониометра, полностью воспроизводят структуру электромагнитного поля, существующую в точке местонахождения рамок P_1 и P_2 , так как амплитуды напряженностей магнитных полей, формируемых обмотками CT_1 и CT_2 , будут равны:

$$H_1 = \text{const} \cdot U_p \sin \alpha_{PM};$$

$$H_2 = \text{const} \cdot U_p \cos \alpha_{PM}.$$

Это означает, что вектор результирующего магнитного поля H_p располагается по отношению к плоскости статора CT_2 под углом α_{PM} .

В поле статоров располагается подвижный ротор (катушка), выходное напряжение $U_{рот}$ которого принимает нулевое значение, когда угол поворота ротора (относительно плоскости статорной обмотки CT_2) оказывается равным α_{PM} . Отметим, что напряжения $U_{рот}$ и U_p (рис. 3.9.2,в) идентичны.

Аппаратура автоматического радиоконпаса строится таким образом, чтобы во время полета угол поворота ротора поддерживался равным α_{PM} — эта операция осуществляется при помощи воздействия на электродвигатель, который осуществляет поворот ротора на нужный угол. Однако, антенный блок автоматического радиоконпаса состоит не только из рамочной антенны (вместе с гониометром). Он еще включает в себя ненаправленную антенну (НА), принимающую от радиомаяка колебания частоты ω_0 (рис. 3.9.4,а):

$$U_{НА}(t) = U_{НА} \sin \omega_0 t.$$

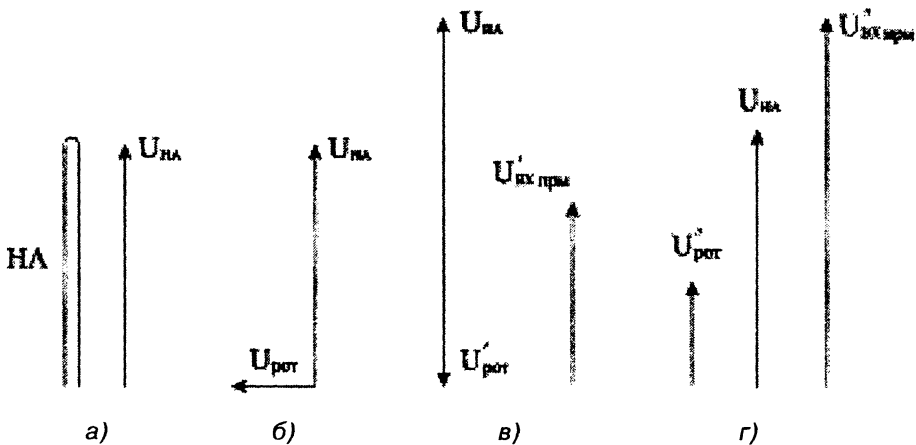


Рис. 3.9.4. Ненаправленная антенна (НА) и векторные диаграммы напряжений

Указанное напряжение является, фактически, базовым, поскольку обеспечивает формирование амплитудно-модулированного колебания $U_{ВХ ПРМ}$ на входе радиоприемного устройства. Дело в том, что электродвигатель, разворачивающий ротор, слабо реагирует на изменение фазы (0° или 180°), зато уверенно воспринимает амплитудную модуляцию.

Принцип формирования амплитудной модуляции состоит в суммировании напряжений $U_{НА}$ и $U_{рот}$. Однако непосредственное суммирование не принесет желаемого эффекта, поскольку напряжение $U_{рот}$ на выходе ротора и напряжение $U_{НА}$ ненаправленной антенны всегда сдвинуты на 90° по фазе (один из вариантов изображен на рис. 3.9.4,б). Поэтому на выходе ротора устанавливается фазовра-

щатель, изменяющий фазу напряжения $U_{\text{РОТ}}$ на 90° . На рис. 3.9.4,в и г приведены два случая — когда напряжения $U'_{\text{РОТ}}$ и $U''_{\text{РОТ}}$ на выходе фазовращателей оказываются либо противофазными (рис. 3.9.4,в), либо синфазными (рис. 3.9.4,г) напряжению $U_{\text{НА}}$. Соответственно, итоги их суммирования обозначены как $U'_{\text{ВХ ПРМ}}$ и $U''_{\text{ВХ ПРМ}}$. Как видим, в зависимости от стороны расположения радиомаяка относительно продольной оси самолета входное напряжение радиоприемного устройства оказывается либо меньшей, либо большей амплитуды. Так возникает амплитудная модуляция, необходимая для управления электродвигателем.

Структурная схема автоматического радиокompаса показана на рис. 3.9.5.

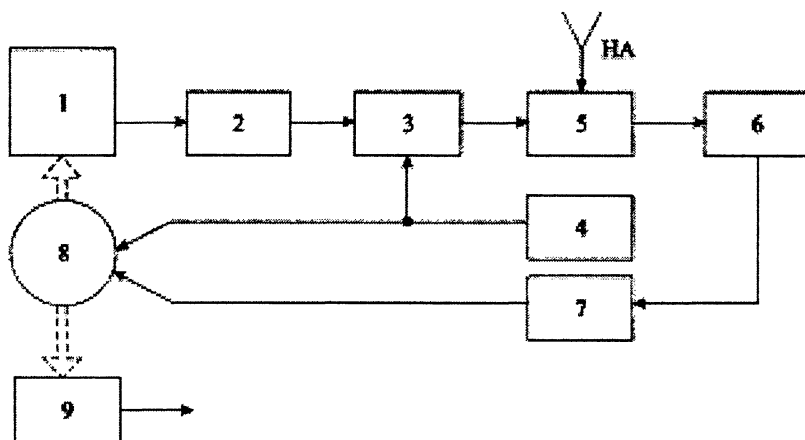


Рис. 3.9.5. Структурная схема автоматического радиокompаса:

1 — рамочная антенна (вместе с гониометром); 2 — первое фазосдвигающее на 90° устройство; 3 — балансный модулятор; 4 — генератор низкочастотного колебания; 5 — блок суммирования; 6 — радиоприемное устройство; 7 — второе фазосдвигающее на 90° устройство; 8 — электродвигатель; 9 — индикатор курсового угла

Электромагнитное колебание частоты ω_0 принимается рамочной антенной 1 (вместе с гониометром), и выработанное этим узлом напряжение $U_{\text{РОТ}}$ поступает на первое фазосдвигающее на 90° устройство 2. После смещения по фазе напряжение $U'_{\text{РОТ}}$ (или $U''_{\text{РОТ}}$) частоты ω_0 подается на балансный модулятор 3, на второй вход которого вводится низкочастотное (20...80 Гц) колебание частоты Ω , формируемое генератором низкочастотного колебания 4. Необходимость постановки балансного модулятора объясняется требованием создать переключение фаз (на 0° или 180°) в напряжении частоты ω_0 .

Дело в том, что поворот ротора является (по сравнению с напряжением частоты ω_0) достаточно инерционным процессом, а судя по векторной диаграмме рис. 3.9.4,б, смена фаз напряжения $U_{\text{РОТ}}$ на противоположную произойдет лишь при переходе радиомаяка на другую сторону относительно продольной оси самолета. Поэтому переключение фаз напряжения $U_{\text{РОТ}}$ (для создания дальнейшей амплитудной модуляции) осуществляется искусственным путем — подачей переключающего колебания частоты Ω на балансный модулятор. Прием с использованием балансного модулятора эквивалентен прямому переключению выхода ротора, но выполняется технически проще.

С выхода балансного модулятора напряжение $U'_{\text{РОТ}}$ (или $U''_{\text{РОТ}}$) частоты ω_0 вводится на один из входов блока суммирования 5. На другой вход этого блока поступает напряжение $U_{\text{НА}}$ частоты ω_0 , подаваемое с выхода ненаправленной антенны.

После сложения этих напряжений результирующее колебание ($U'_{\text{ВХ ПРМ}}$ или $U'_{\text{ВХ ПРМ}}$ — см. векторные диаграммы рис. 3.9.4, в, г) частоты ω_0 оказывается амплитудно-модулированным, причем частота модуляции равна величине Ω . Данное амплитудно-модулированное колебание поступает далее на вход радиоприемного устройства 6, на выходе которого вырабатывается огибающая этого колебания, т. е. напряжение частоты Ω . Отметим, что в случае точной настройки на радиомаяк (курсовой угол $\alpha_{\text{РМ}} = 0$) амплитудная модуляция входного напряжения радиоприемного устройства отсутствует, и выходное напряжение радиоприемного устройства равно 0.

Для дальнейшего управления (поворота) ротором на электродвигатель 8 необходимо подать два низкочастотных (частоты Ω) напряжения. Первое, опорное, поступает на обмотку возбуждения двухфазного асинхронного электродвигателя от генератора низкочастотного колебания. Второе, в котором заключена информация о курсовом угле $\alpha_{\text{РМ}}$, подается на управляющую обмотку того же электродвигателя с выхода второго фазосдвигающего на 90° устройства 7 (которое выполняет смещение фазы напряжения частоты Ω , сформированного на выходе радиоприемного устройства).

В результате совместного действия этих напряжений ротор разворачивается своей плоскостью в направлении на радиомаяк, а величина курсового угла $\alpha_{\text{РМ}}$, определяемая по углу поворота вала электродвигателя, передается на индикатор курсового угла 9.

Отметим, что когда $U_{\text{РОТ}} = 0$, электродвигатель останавливается (поскольку $\alpha_{\text{РМ}} = 0^\circ$). Если же фаза напряжения $U_{\text{РОТ}}$ меняется на 180° , это означает, что продольная ось самолета оказалась правее радиомаяка, и тогда вращение вала электродвигателя происходит в обратном направлении. Если ротор окажется развернутым не на радиомаяк ($\alpha_{\text{РМ}} = 0^\circ$), а от радиомаяка ($\alpha_{\text{РМ}} = 180^\circ$), то такое положение ротора будет неустойчивым, а именно — при небольшом изменении $\alpha_{\text{РМ}}$ (например, вследствие рыскания самолета) или из-за наличия помехового напряжения, электродвигатель начнет отрабатывать это рассогласование, уменьшая его, и стрелка индикатора курсового угла установится на истинное значение $\alpha_{\text{РМ}}$.

Приведем некоторые технические характеристики автоматического радиокомпыаса.

Дальность действия, км	2000...400
Диапазон рабочих частот, кГц	200...1750
Максимальная погрешность измерения курсового угла ($\alpha_{\text{РМ}}$), °	± 3
Амплитуда колебаний стрелки индикатора курсового угла, °	± 2
Средняя скорость отработки курсового угла, град/с	30
Чувствительность приемника, мкВ	50
Масса комплекта (без кабелей), кг	15
Объем блока приемника вместе с амортизационной рамой, дм ³	15,2
Потребляемая мощность от сети:	
36 В, 400 Гц, В · А	36
27 В постоянного тока, Вт	54
Время непрерывной работы, ч	24
Средняя наработка на отказ, ч	1000

3.10. КОРРЕЛЯЦИОННАЯ РАДИОСИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ ПУТЕВОЙ СКОРОСТИ И УГЛА СНОСА

Традиционным (и наиболее часто применяемым в практике авиационных радиосистем) способом измерения путевой скорости летательного аппарата является

использование доплеровской частоты F_D . Вместе с тем, существует еще один радиотехнический метод определения путевой скорости (и угла сноса) — *корреляционный*. Его суть сводится к следующему.

Зависимость высот h различных точек земной поверхности в функции от текущего горизонтального расстояния l во вдольполетном направлении является в принципе, случайной функцией — одна из ее возможных реализаций изображена на рис. 3.10.1, а.

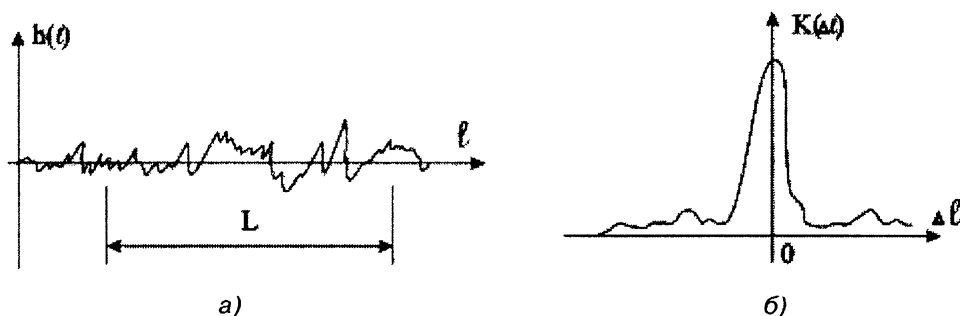


Рис. 3.10.1. Профиль участка земной поверхности (а) и соответствующая корреляционная функция (б)

Корреляционной функцией $K(\Delta l)$ данной реализации $h(l)$ называется соотношение следующего вида:

$$K(\Delta l) = \frac{1}{L} \int_l^{l+L} h(l)h(l - \Delta l) dl, \quad (3.10.1)$$

где L — длина вдольполетного участка земной поверхности, на котором вычисляется данная корреляционная функция, а Δl — величина смещения реализации $h(l)$ относительно самой себя.

Поскольку зависимость $K(\Delta l)$ имеет, как правило, узкий пик при $\Delta l = 0$ и не обладает значительными боковыми выбросами (рис. 3.10.1, б), эти обстоятельства обуславливают использование алгоритма (3.10.1) в задаче нахождения путевой скорости самолета.

Предположим, что самолет, на котором установлены одна излучающая 1 и две приемных 2 и 3 антенны (рис. 3.10.2), летит горизонтально с постоянной скоростью V . Радиосигнал, излучаемый вертикально вниз, принимается двумя (также ориентированными вертикально в сторону земной поверхности) приемными антеннами, которые разнесены на одинаковые расстояния d относительно излучающей антенны. При этом наиболее благоприятный режим измерения путевой скорости V самолета корреляционным методом обеспечивается, когда радиосигнал, отраженный от точки M земной поверхности, сначала поступает на антенну второго приемного канала 3, а спустя интервал времени $\tau_0 = \frac{d}{V}$ — на антенну первого приемного канала 2. Это условие означает, что напряжения $U_{\text{ВЫХ ПРМ}_1}(t)$ и $U_{\text{ВЫХ ПРМ}_2}(t)$ на выходах первого и второго приемных каналов будут (в силу отражения от одной и той же точки M) иметь практически одинаковую структуру:

$$U_{\text{ВЫХ ПРМ}_2}(t) = \text{const} \cdot U_{\text{ВЫХ ПРМ}_1}(t - \tau_0). \quad (3.10.2)$$

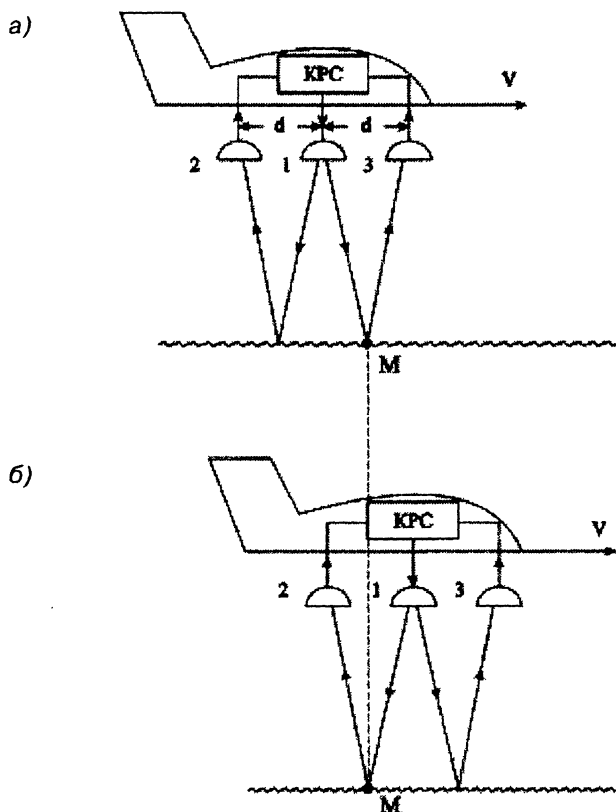


Рис. 3.10.2. Геометрические соотношения для корреляционной радиосистемы (KPC)

в начальный (а) и конечный (б) моменты интервала длительности $\tau_0 = \frac{d}{V}$:

1 — излучающая антенна; 2 — антенна первого приемного канала; 3 — антенна второго приемного канала

Поскольку между смещением Δl по земной поверхности во вдольполетном направлении и смещением τ во времени существует линейная зависимость

$$\Delta l = V \tau,$$

то максимуму корреляционной функции $K(\Delta l)$ будет соответствовать максимум корреляционной функции $R(\Delta \tau) = R(\tau - \tau_0)$, которая, с учетом (3.10.2), может быть записана в виде

$$R(\Delta \tau) = \frac{1}{T} \int_0^{t+T} U_{\text{ВЫХ ПРМ}_2}(t) U_{\text{ВЫХ ПРМ}_1}(t - \tau) dt, \quad (3.10.3)$$

где $T = \frac{L}{V}$. Очевидно, что максимум функции $R(\Delta \tau)$ будет достигаться, когда $U_{\text{ВЫХ ПРМ}_2}(t - \tau_0) = U_{\text{ВЫХ ПРМ}_1}(t - \tau)$ или, что то же, $U_{\text{ВЫХ ПРМ}_2}(t - \tau) = U_{\text{ВЫХ ПРМ}_1}(t - \tau_0)$. Последнее равенство указывает на операцию, которую надо произвести над $U_{\text{ВЫХ ПРМ}_2}(t)$, чтобы обеспечить достижение функцией $R(\Delta \tau)$ ее максимального значения, а именно — осуществить временную задержку $U_{\text{ВЫХ ПРМ}_2}(t)$ на величину τ_0 .

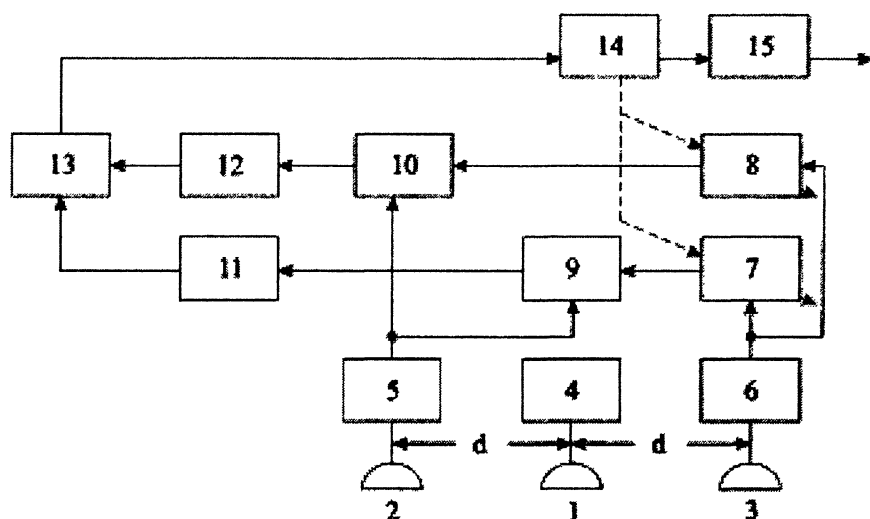


Рис. 3.10.3. Структурная схема корреляционной радиосистемы измерения путевой скорости:

1 — излучающая антенна; 2 — антенна первого приемного канала; 3 — антенна второго приемного канала; 4 — радиопередаточное устройство; 5 — радиоприемное устройство первого канала; 6 — радиоприемное устройство второго канала; 7 — первая перестраиваемая линия задержки (на интервал τ_1); 8 — вторая перестраиваемая линия задержки (на интервал τ_2); 9 — первый перемножитель; 10 — второй перемножитель; 11 — первый интегратор; 12 — второй интегратор; 13 — блок вычитания; 14 — устройство регулирования задержек; 15 — индикатор путевой скорости самолета

Структурная схема корреляционной радиосистемы измерения путевой скорости V самолета представлена на рис. 3.10.3 (номера 1, 2, 3 бортовых антенн соответствуют обозначениям рис. 3.10.2).

Излучаемый радиосигнал формируется радиопередаточным устройством 4 и через антенну 1 направляется к земной поверхности. Отраженные от земной поверхности радиосигналы принимаются антеннами 2 и 3 и через первое 5 и второе 6 радиоприемные устройства подаются на совокупность узлов, вычисляющих корреляционные функции $R_1(\Delta\tau)$ и $R_2(\Delta\tau)$:

$$R_1(\Delta\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T U_{\text{ВЫХ ПРМ}_2}(t - \tau_1) U_{\text{ВЫХ ПРМ}_1}(t - \tau_0) dt;$$

$$R_2(\Delta\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T U_{\text{ВЫХ ПРМ}_2}(t - \tau_2) U_{\text{ВЫХ ПРМ}_1}(t - \tau_0) dt,$$

где τ_1 и τ_2 — времена задержки в первой 7 и во второй 8 перестраиваемых линиях задержки. Эти длительности почти одинаковы, т. е. $\tau_1 \approx \tau_2$. Узлы 9 и 10 выполняют функции перемножения, а блоки 11 и 12 осуществляют интегрирование результатов перемножения — иными словами, совокупность узлов 7, 9 и 11 формирует значение корреляционной функции $R_1(\Delta\tau)$, а последовательность узлов 8, 10 и 12 — корреляционной функции $R_2(\Delta\tau)$. В блоке 13 происходит вычисление разности корреляционных функций $R_1(\Delta\tau)$ и $R_2(\Delta\tau)$, а результат вычитания подается на устройство регулирования задержек 14.

Обе линии задержки перестраиваются синхронно. При этом, поскольку заранее не известно, нужно ли увеличивать τ_1 и τ_2 (чтобы добиться максимума корреляционной функции) или уменьшать их, то наличие двух каналов и блока вычитания позволяет сформировать сигнал рассогласования, воздействующий (посредством устройства регулирования) на τ_1 и τ_2 в ту или другую сторону. Регулирование прекращается, когда $\tau_0 = \frac{\tau_1 + \tau_2}{2}$, т. е. значения τ_1 и τ_2 расположены симметрично относительно τ_0 . В этот момент индикатор 15 путевой скорости V самолета вырабатывает, используя соотношение $V = \frac{d}{\tau_0}$, значение указанной скорости.

Рассмотрим принцип измерения угла сноса α_c в данной корреляционной радиосистеме.

Для решения этой задачи антенна второго приемного сигнала 3 «расщепляется» на две (3', 3'' — см. рис. 3.10.4), смещенные в обе стороны по отношению к оси антенной системы на одинаковые расстояния, и изложенным выше (корреляционным) способом вычисляются составляющие V' (проекция V на линию 2-3') и V'' (проекция V на линию 2-3'') путевой скорости V ; здесь:

$$\begin{aligned} V' &= V \cos(\alpha_0 - \alpha_c); \\ V'' &= V \cos(\alpha_0 + \alpha_c). \end{aligned} \quad (3.10.4)$$

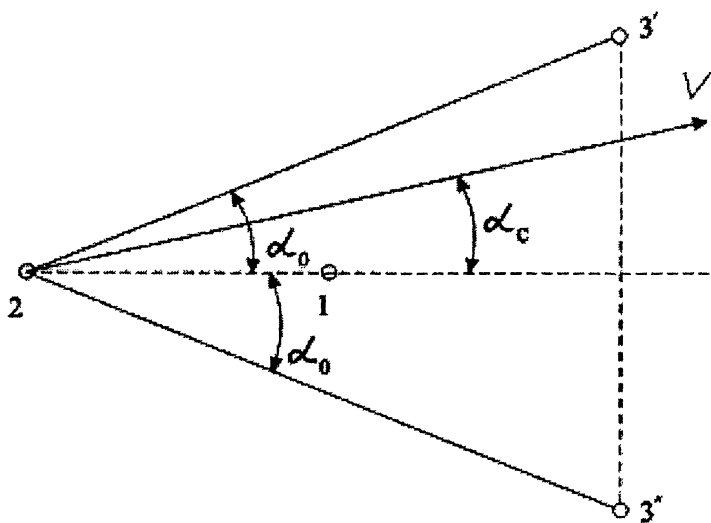


Рис. 3.10.4. Конфигурация антенной системы корреляционной радиосистемы в режиме измерения угла сноса α_c :

1 — точка расположения излучающей антенны; 2, 3', 3'' — точки расположения приемных антенн

После вычисления указанных составляющих антенная система разворачивается до достижения равенства $V' = V''$ (в этом случае угол сноса α_c будет равен 0). Данный угол разворота оси антенной системы относительно продольной оси самолета будет являться углом сноса α_c , а величина V определится из соотношения

$$V = \frac{V'}{\cos \alpha_0}. \quad (3.10.5)$$

Если на самолете имеется бортовой вычислитель, то механический поворот антенной системы может быть заменен алгоритмическим расчетом значений V и α_c .

Следует отметить, что техническая реализация корреляционных радиосистем достаточно сложна. Кроме того, при использовании этих радиосистем возникает дополнительная проблема компенсации влияния кренов самолета на точность измерений. Поэтому корреляционные радиосистемы применяются сравнительно редко и лишь в ограниченном числе случаев — например, когда измерение путевой скорости доплеровским методом затруднено (полет, скажем, выполняется с вертикально-ориентированной диаграммой направленности; в такой ситуации доплеровская частота либо близка к нулю, либо, что значительно чаще, вовсе отсутствует).

3.11. РАДИОСИСТЕМА НАВИГАЦИИ ПО КАРТАМ МЕСТНОСТИ

Радиосистема навигации по картам местности (РНКМ) относится к числу наиболее современных навигационных радиосистем, входящих в состав навигационно-пилотажного комплекса. Полномасштабное (на всем этапе активного полета) использование РНКМ обусловлено мощным развитием как электронно-вычислительной техники, способной оперировать с гигантскими объемами цифровых данных, так и микроэлектронных технологий, обеспечивающих малые массо-габаритные показатели различных узлов бортовой аппаратуры.

Принцип навигации по картам местности известен практически со времен зарождения авиации. Экипаж, отправляющийся в полет, брал с собой географическую карту тех районов местности, над которым предстояло лететь; во время полета экипаж наблюдал расположение наземных ориентиров (излучин рек, лесных построек, особенностей дорог и т. п.) и сравнивал их с указанными позициями на карте и, таким образом, выяснял местонахождение самолета. Та же процедура определения местоположения самолета лежит в основе функционирования РНКМ: предполетная закладка в память бортовой ЭЦВМ эталонной карты местности (над которой самолету предстоит совершать полет); формирование (с помощью радиосредств) во время полета текущей карты местности; автоматическое (в бортовой ЭЦВМ) сравнение эталонной и текущей карт местности с последующей выдачей результатов сравнения для вычисления местонахождения самолета.

Рассмотрим некоторые узловые моменты, относящиеся к функционированию РНКМ.

Формирование карты местности в электронном (цифровом) виде означает следующее. Каждому элементарному участку площади местности $\Delta x_i \Delta y_j$ ставится в соответствие (как показано на рис. 3.11.1) двоичное число a_{ij} , отражающее высоту объекта h_{ij} , расположенного на элементарном участке $\Delta x_i \Delta y_j$. Например, если $a_{ij} = 101$ (двоичное число «101» равняется десятичному числу «5»), это означает, что на данном участке находится объект, высота h_{ij} которого равна 5 условным единицам (скажем, 5 м). Тогда совокупность $m \cdot n$ значений a_{ij} (здесь: $i = 1 \dots m$; $j = 1 \dots n$), занесенных в соответствующем порядке в матрицу памяти бортовой ЭЦВМ, будет называться *цифровой картой местности*. Если речь идет об эталонной карте местности, то совокупность a_{ij} вводится в матрицу памяти до полета; если же имеется в виду текущая карта местности, то совокупность a_{ij} формируется по отраженным от земной поверхности радиосигналам в процессе полета самолета с последующей рассылкой двоичных чисел a_{ij} в соответствующие (ij) ячейки матрицы памяти бортовой ЭЦВМ.

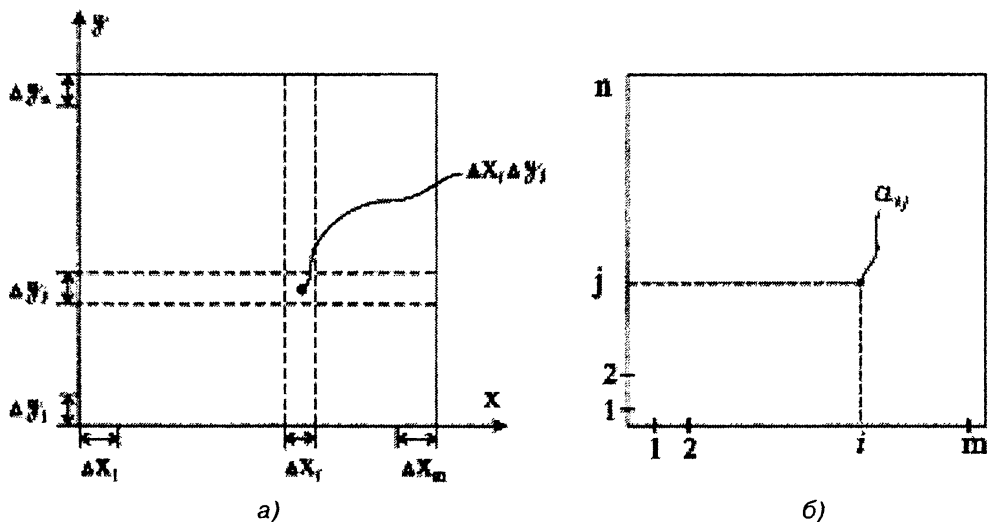


Рис. 3.11.1. Площадь участка местности (а) и матрица памяти бортовой ЭЦВМ (б)

Процесс получения значений a_{ij} требует выполнения так называемой операции **квантования** (разбиения на определенное количество уровней) величины h . Так, в частности, на рис. 3.11.2 приведена развертка (вдоль оси X) профиля местности, принадлежащему полосе Δy_j .

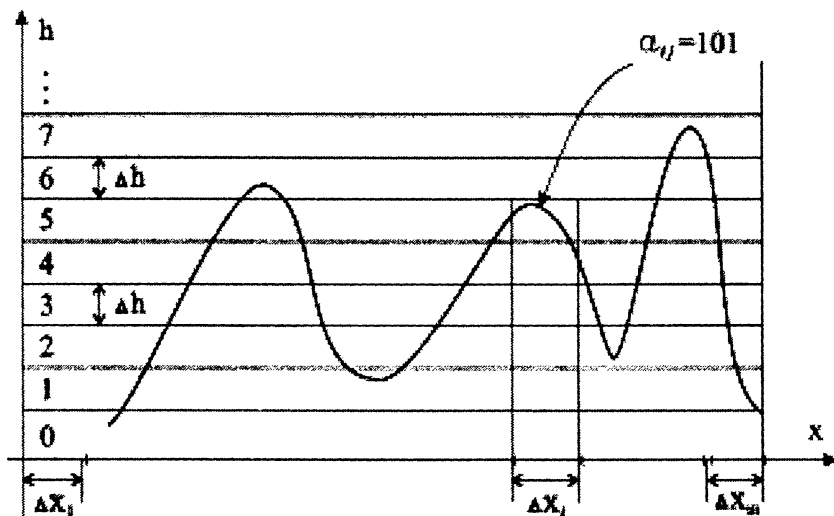


Рис. 3.11.2. К пояснению принципа квантования высоты h

При этом осуществляется разбиение (квантование) зависимости $h(x)$ уровнями квантования, интервал между любыми двумя соседними из которых равен величине Δh (за нулевой обычно принимается уровень мирового океана). Из рисунка видно, что значения зависимости $h(x)$, принадлежащие элементу Δx_i , располагаются в пределах $5\Delta h \dots 6\Delta h$. Поэтому значению $h(x)$ на интервале Δx_i присваивается величина a_{ij} , равная 101.

Следует отметить особенность составления карты местности — она строится в системе координат XU (т. е. в плоскости земли), в то время как бортовые радиосистемы измеряют дальность до какого-то объекта на земной поверхности в местной сферической системе координат. Поэтому, чтобы согласовать указанные координатные системы, РНКМ должна еще дополнительно определять высоту H полета.

Одним из способов нахождения H полета является использование на борту барометрического высотомера; однако при полете над равнинной местностью в условиях турбулентности или на больших высотах в РНКМ применяются радиовысотомеры больших высот, работающие в импульсном режиме.

Расположение диаграмм направленности антенной системы показано на рис. 3.11.3.

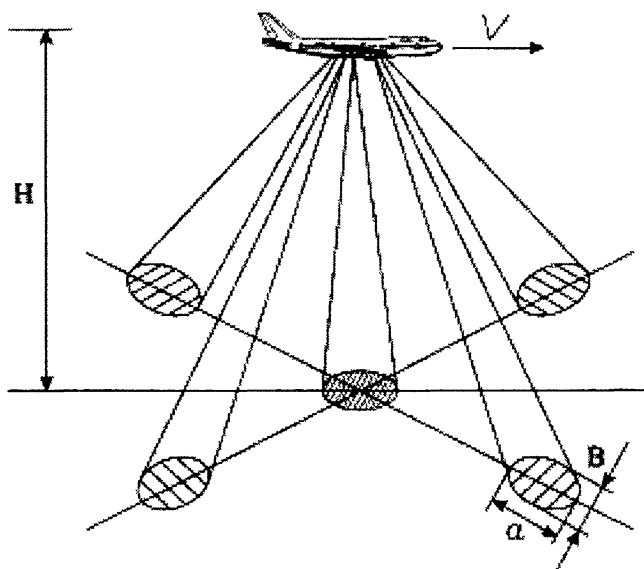


Рис. 3.11.3. Расположение диаграмм направленности антенной системы РНКМ

Центральный луч, направленный вертикально вниз, необходим для измерения высоты H полета; остальные четыре луча предназначены для получения карты местности. При этом ширина B наземного отражающего участка выбирается с учетом возможного максимального поперечного смещения $\Delta_{\text{см max}}$ самолета относительно линии полета, происходящего из-за погрешности системы счисления пути, а именно: $B = 5 \Delta_{\text{см max}}$. В свою очередь, величина B определяет ширину $\Delta\alpha$ диаграммы направленности в азимутальной плоскости; обычно $\Delta\alpha = 10 \dots 20^\circ$. Продольный размер a отражающего участка земной поверхности обусловлен требуемой детальностью изображения карты местности. Из рассмотрения рис. 3.11.4 можно видеть, что указанная детальность определяется количеством m ячеек в j -й строке матрицы памяти бортовой ЭЦВМ и величиной расстояния Δx , соответствующего интервалу между соседними ячейками, т. е. в итоге можно записать

$$a = m\Delta x = m \frac{c\tau_{\text{и}}}{2},$$

где $\tau_{\text{и}}$ — длительность излученного радиоимпульса.

Тогда при $\tau_{\text{и}} = 0,1$ мкс и $m = 250$ получим: $a = 3,75$ км.

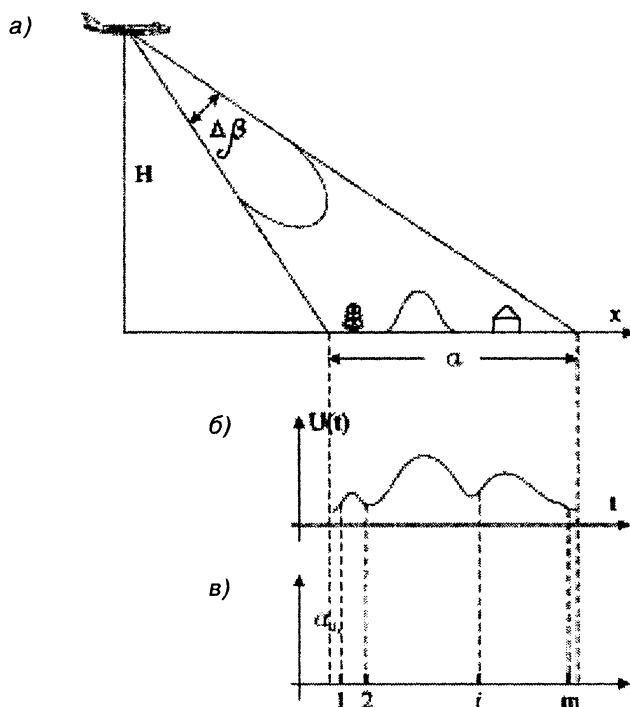


Рис. 3.11.4. Принцип формирования текущей карты местности в РНКМ:

а — сечение диаграммы направленности угломерной плоскостью и объекты на облучаемом участке земной поверхности; *б* — видеонапряжение на выходе бортового радиоприемного устройства, соответствующее указанным объектам; *в* — набор двоичных чисел a_{ij} , помещаемых в j -ю строку матрицы памяти бортовой ЭЦВМ

Структурная схема РНКМ изображена на рис. 3.11.5.

Устройство управления и синхронизации 1 запускает радиопередающее устройство 2, которое формирует радиоимпульс короткой длительности, излучаемый далее антенной системой 3 в сторону земной поверхности.

Отраженные от земной поверхности радиоимпульсы, пройдя через антенную систему 3, поступают на входы первого 4, второго 5, третьего 6, четвертого 7 и пятого 8 радиоприемных устройств. При этом третье радиоприемное устройство 6 соединено с выходом антенного устройства, формирующего вертикальный (по отношению к земной поверхности) луч. Видеоимпульс с выхода третьего радиоприемного устройства подается на измеритель 9 высоты полета H , показания которого далее высвечиваются на индикаторе высоты полета 10. Одновременно значение высоты полета H вводится в преобразователь-распределитель 11 и в устройство сравнения 12.

Что касается выходов оставшихся четырех радиоприемных устройств, то каждый из этих выходов соединен с соответствующим (первым 13, вторым 14, третьим 15 и четвертым 16) квантователем, в результате чего отраженные от земной поверхности и принятые по наклонным лучам сигналы преобразуются в цифровую форму — совокупность двоичных чисел a_{ij} . Все эти числа вводятся в преобразователь-распределитель 11. Задачами преобразователя-распределителя являются как пересчет дальности R от самолета до наземного объекта во вдольполетное расстояние X этого объекта по земной поверхности, так и рассортировка чисел a_{ij}

На другой вход устройства сравнения 12 поступает эталонная карта местности, ранее находившаяся в блоке памяти 18. Устройство сравнения сопоставляет между собой указанные карты местности при помощи корреляционного алгоритма, выявляя степень их сходства. Если степень (значение функции корреляции) сходства окажется ниже наперед заданного значения, устройство сравнения посылает в устройство управления и синхронизации соответствующий импульс. Если же заданная величина степени сходства достигнута (или превзойдена), устройство сравнения оповещает об этом устройство определения местоположения самолета 19, и его пространственные координаты высвечиваются на индикаторе местонахождения самолета 20.

Так осуществляется навигация самолета с помощью РНКМ.

Следует отметить, что корреляционный алгоритм сравнения текущей и эталонной карт местности достаточно чувствителен как к геометрическим (появление дополнительных наземных объектов, изменение ракурса антенн и т. д.), так и к амплитудным (наличие снежного покрова, весенние паводки и т. п.) искажениям текущей (относительно эталонной) карты местности. Поэтому в целях обеспечения большей достоверности процедуры сравнения используются усложненные алгоритмы.

Что касается самой РНКМ, то ее основным недостатком является плохое картографирование (получение текущей карты местности) при маловысотном полете. Дело в том, что отдельные складки местности могут создавать в таком случае достаточно протяженные радиотени, которые маскируют собой более мелкие детали рельефа. Поэтому в случае полета на небольших высотах в качестве основного поставщика информации о земной поверхности используется вертикальный луч.

Глава 4

РАДИОСИСТЕМЫ ОБЗОРНО-ПРИЦЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА

4.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Круг тактических задач, выполняемых военной авиацией, достаточно разнообразен — патрулирование определенного участка пространства, отражение атаки летательных аппаратов противника, обеспечение господства в воздухе, поражение наземных средств противодействующей стороны и т. д. Что касается радиосистем обзорно-прицельного комплекса, то они, будучи «встроены» в ту или иную ситуацию, осуществляют регулярный просмотр окружающего пространства, обнаруживают самолеты противника, определяют их координаты, вырабатывают управляющие команды для вывода носителя оружия в заданную точку, формируют сигналы наведения оружия на цель.

В основном, аппаратура радиосистем обзорно-прицельного комплекса расположена на борту самолета. При этом перечень выполняемых ею функций может быть как достаточно традиционен — скажем, измерение координат летательного аппарата противника, так и весьма специфичен — например, обнаружение низколетящих самолетов противника на фоне мощных отражений от земной поверхности. Однако часть указанной аппаратуры находится и на земле — прежде всего, это касается командно-измерительных пунктов, передающих на дежурящие самолеты сообщения о координатах вторгшегося в охраняемое воздушное пространство неопознанного летательного аппарата, приказ о применении бортового оружия и т. п.

Несмотря на то, что радиосистемы обзорно-прицельного комплекса ориентированы на применение в военной авиации, часть их функций может быть выполнена и радиосистемами двойного (гражданского и военного) применения — в частности, для обзора земной поверхности нередко используется рассмотренная ранее панорамная РОЗ.

4.2. РАДИОСИСТЕМЫ ОПОЗНАВАНИЯ

При выполнении обзора пространства с помощью бортовой или наземной радиосистемы одной из проблем является выяснение факта государственной

принадлежности (в простейшем случае — получение ответа на вопрос «свой или чужой?») обнаруженного летательного аппарата. Эту функцию выполняет радиосистема опознавания (РСО).

Данная РСО состоит из двух пространственно разнесенных узлов — запросчика (устанавливается либо на земле — рис. 4.2.1,а, либо на борту выполняющего дежурство самолета — рис. 4.2.1,б) и ответчика (находящегося на борту осуществляющего плановый рейс самолета).

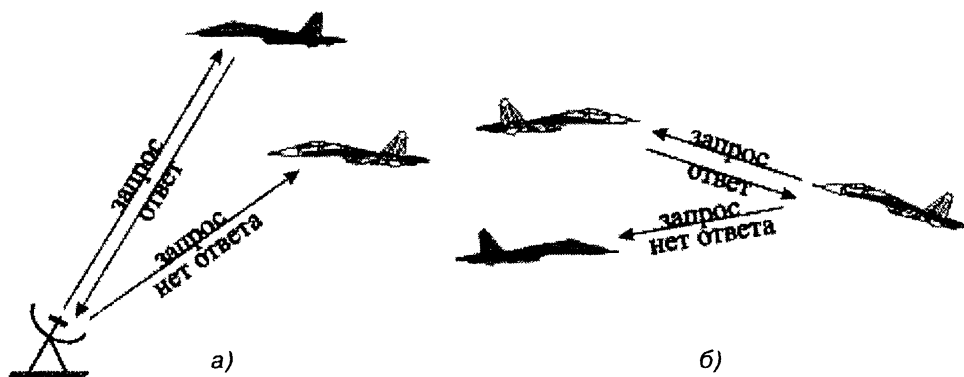


Рис. 4.2.1. Принцип функционирования наземной (а) и самолетной (б) радиосистем опознавания

Как запросчик, так и ответчик функционируют в приеме-передающем режиме. Особенностью работы РСО является то, что применяемый в ней радиосигнал отличается от радиосигналов, характерных для обзорной радиосистемы — он представляет собой кодовую последовательность (одну — для запросчика, другую — для ответчика) радиоимпульсов. Вместе с тем, в силу сходства выполняемых радиотехнических функций (запросчик излучает запросный и принимает ответный радиосигнал, а ответчик принимает запросный и излучает ответный радиосигнал), структурные построения запросчика и ответчика весьма близки.

Рассмотрим поэтому только функционирование ответчика.

Структурная схема самолетного ответчика приведена на рис. 4.2.2.

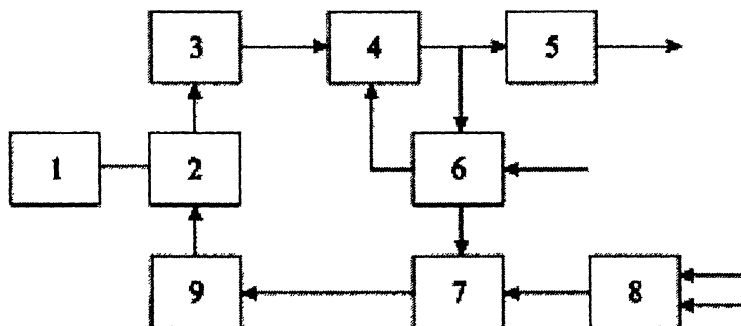


Рис. 4.2.2. Структурная схема самолетного ответчика:

1 — приемно-передающая антенна; 2 — антенный переключатель; 3 — радиоприемное устройство; 4 — дешифратор; 5 — индикатор запроса; 6 — пульт управления; 7 — шифратор; 8 — блок кодирования информации; 9 — радиопередающее устройство

Кодированный радиосигнал, излученный бортовым или наземным запросчиком, поступает на приемо-передающую антенну 1 самолетного ответчика. Эта антенна представляет собой вертикальный четвертьволновый несимметричный вибратор, обладающий всенаправленной (в горизонтальной плоскости) диаграммой направленности и устанавливаемый в середине нижней части фюзеляжа самолета.

Принятый антенной запросный радиосигнал (его частота заполнения составляет 1030 МГц) проходит через антенный переключатель 2 и радиоприемное устройство 3 на дешифратор 4, в котором происходит декодирование запроса. Результат декодирования высвечивается на индикаторе запроса 5 и одновременно поступает на пульт управления 6. Помимо сигнального, данный пульт имеет еще и управляющий вход, позволяющий экипажу перестраивать режим работы ответчика (например, вводить контрольный код при проверке работоспособности ответчика). Одним из выходов пульта управления является выход, на котором формируется видеоимпульс, предназначенный для запирания дешифратора. Необходимость запирания обусловлена требованием избежать как приема повторных (отраженных от ближних объектов) запросных сигналов, так и возможных перегрузок при поступлении запросных сигналов от большого числа запросчиков.

С другого выхода пульта управления сигнал поступает на вход шифратора 7, в котором происходит кодирование всех поступивших на него информационных сигналов. Дело в том, что запрашивающему пункту нередко требуются более подробные сведения о самолете, оказавшемся в зоне обзора, нежели обычный ответный отклик, а именно — номер летательного аппарата, высота его полета и т. д. Указанная информация (в частности, от бортовых датчиков, от системы воздушных сигналов и т. п.) подается в шифратор через блок кодирования 8 (в нем осуществляется приведение информации, выраженной различными физическими величинами, к единому унифицированному виду). Наконец, сформированный шифратором ответный сигнал (рис. 4.2.3) направляется в радиопередающее устройство 9, где вырабатывается импульсный (длительность импульса — 0,45 мкс; импульсная мощность — 300...800 Вт) высокочастотный (1090 МГц) радиосигнал, который через антенный переключатель и антенну излучается в пространство.

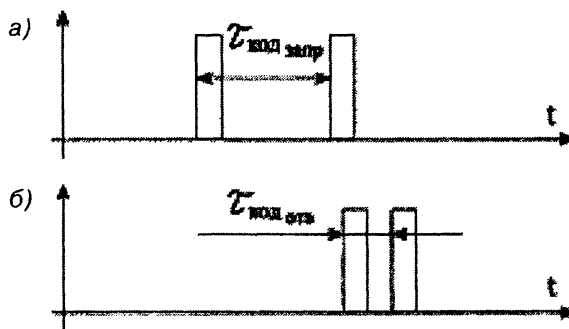


Рис. 4.2.3. Примеры наиболее простых кодов запроса (а) и ответа (б)

Следует отметить, что если обнаруженный в зоне обзора самолет не отвечает (рис. 4.2.1) на запросный сигнал (в радиотехнической интерпретации — отраженный сигнал, имеющийся на индикаторе запросчика, не сопровождается ответным), то оператор запросного пункта принимает решение о наличии в зоне обзора чужого самолета.

С другой стороны, если появившийся в зоне обзора и опознанный как свой самолет выполняет полет военного характера, то экипаж после факта опознания в целях маскировки полета обычно отключает (с пульта управления) ответчик.

Наконец, если, начиная с какой-то точки пространства, должен (согласно полетному заданию) происходить групповой полет ранее разобщенных самолетов, то ведущий будущего звена включает свой ответчик, радиосигналы которого, принимаемые запросчиками других самолетов, обеспечивают доведение информации о сборе в данной точке до экипажей ведомых самолетов. Кроме того, во всех РСО предусматривается подача сигнала «Бедствие», после приема которого наземные и самолетные радиосистемы начинают работать в режиме особого внимания.

4.3. РАДИОСИСТЕМЫ ПЕРЕХВАТА И ПРИЦЕЛИВАНИЯ

Радиосистемы перехвата и прицеливания (РСПП) устанавливаются на самолетах истребительной авиации и предназначены для обнаружения летательных аппаратов противника, постоянного определения их текущих координат и выработки управляющих (для бортового оружия) команд с целью нейтрализации либо уничтожения указанных летательных аппаратов (чаще всего — самолетов и вертолетов). При этом управление истребителем, несущим РСПП, может осуществляться двояким образом: либо по внешним радиокомандам (внешнее наведение), либо с помощью бортовых средств (автономное наведение).

Рассмотрим оба варианта.

Внешнее наведение

В этом случае, помимо собственно РСПП, участвуют еще радиолокационная система дальнего обнаружения и радиосредства пункта наведения. Задачей внешнего наведения является осуществление процесса сближения истребителя с целью до момента захвата цели бортовой РСПП.

Радиолокационная система дальнего обнаружения может располагаться либо на земле, либо на летательном аппарате (на патрульном самолете, дирижабле и т. д.). Дальность действия этой системы (которая для уменьшения влияния метеоусловий работает в метровом и дециметровом диапазонах радиоволн) составляет 400...600 км при точностях определения местоположения 2...3 км по дальности и 0,5...1,0° по азимуту.

Когда в зоне действия данной системы оказывается неопознанный (не отвечающий на запросные сигналы) летательный аппарат, указанная система передает координаты этого объекта на пункт наведения.

Пункт наведения обычно располагается на земле. Его радиосредствами являются наземные радиолокационные станции, работающие в сантиметровом или дециметровом диапазонах радиоволн и предназначенные для обнаружения как посторонних летательных аппаратов (в частности объектов противника), так и своих истребителей (если в данный момент времени координаты дежурного истребителя неизвестны). Диапазон измеряемых ими дальностей составляет 250...350 км, а точности — 200...500 м (по дальности) и 0,1...0,5° (по азимуту).

Оператор пункта наведения принимает информацию от радиолокационной системы дальнего обнаружения и на экране индикатора выделяет одну или несколько целей, подлежащих перехвату. Далее координаты цели и координаты истребителя вводятся в вычислительное устройство, которое на основе прогнозирования

траектории движения цели и текущего местоположения истребителя вырабатывает команды наведения (по высоте, курсу, скорости полета и т. д.). По этим командам истребитель выводится в район местонахождения цели, после чего включается бортовая РСПП, а работа пункта наведения завершается.

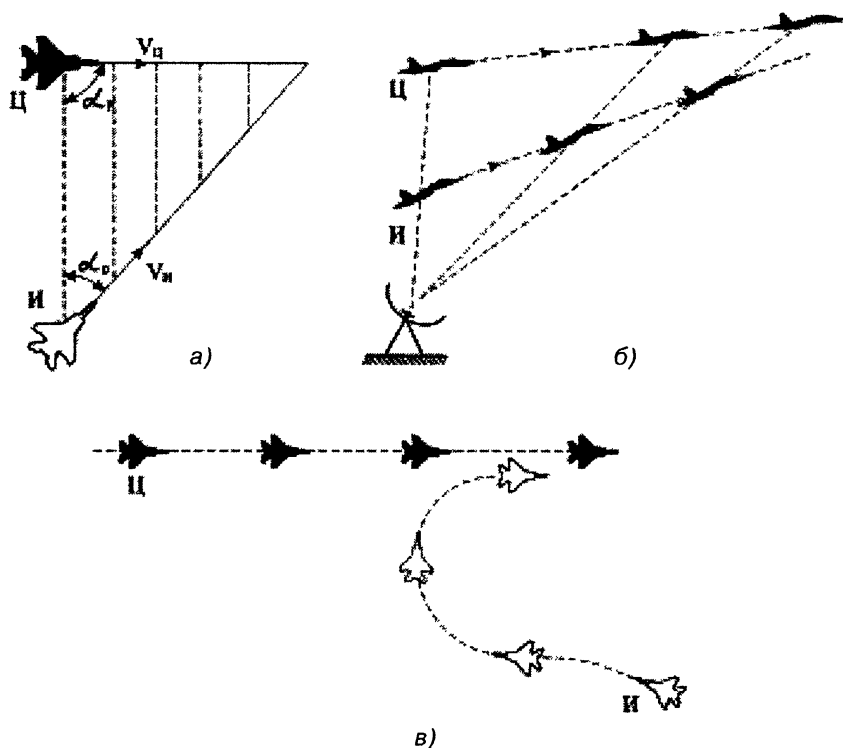


Рис. 4.3.1. Основные методы внешнего наведения истребителей *И* на цель *Ц*:

а — метод параллельного сближения; *б* — метод совмещения (метод трех точек); *в* — курсовой метод (метод маневра)

Основные методы наведения истребителя на цель, осуществляемые пунктом наведения, показаны на рис. 4.3.1. Перечислим эти методы:

- ⇒ **метод параллельного сближения** (истребитель, выполняющий команды наведения, смещается в сторону цели таким образом, что линия визирования, соединяющая истребитель с целью, все время остается параллельной самой себе, т. е. $\alpha_0 = \text{const}$);
- ⇒ **метод совмещения**, или метод трех точек (истребитель, выполняющий, как правило, набор высоты, всегда располагается на прямой, соединяющей пункт наведения с целью);
- ⇒ **курсовой метод**, или метод маневра (используется при произвольных первоначальных ракурсах истребителя и цели; завершается, когда цель окажется в зоне действия РСПП — обычно в передней полусфере истребителя).

Автономное наведение

В этом случае участвует РСПП. Данный этап начинается с момента захвата цели и завершается применением (стрельбой из пушки или пуском ракеты) бортового оружия.

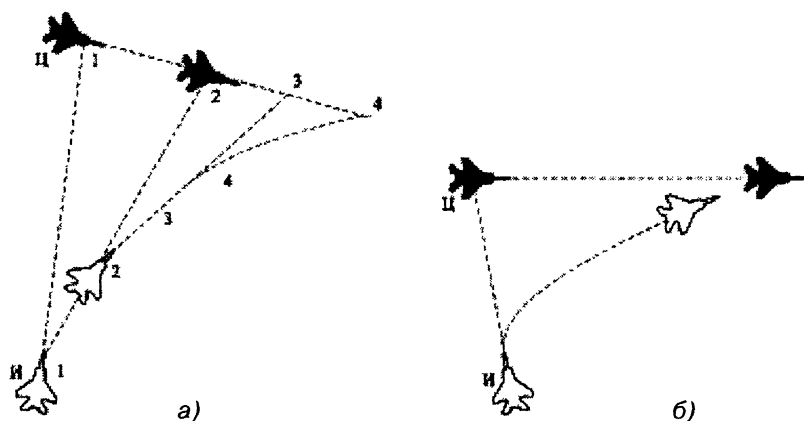


Рис. 4.3.2. Основные методы автономного наведения истребителя И на цель Ц:

а — метод сближения по кривой погони; б — метод сближения по кривой атаки

Основными являются следующие методы наведения:

- ⇒ метод параллельного сближения (см. рис. 4.3.1,а);
- ⇒ метод сближения по кривой погони (истребитель в каждый момент времени движется в точку мгновенного местоположения цели — рис. 4.3.2,а);
- ⇒ метод сближения по кривой атаки (истребитель в каждый момент времени движется в некую упрежденную точку траектории цели — рис. 4.3.2,б).

Что касается основных тактико-технических характеристик РСПП, то они определяются условиями функционирования данной радиосистемы.

Так, например, максимальная дальность действия РСПП $R_{\max}$ обычно вычисляется по формуле

$$R_{\max} = V_{\text{СБЛ}}(\tau_{\text{ОПОЗН}} + \tau_{\text{ИЗМ}} + \tau_{\text{СБЛ}} + \tau_{\text{ПРИЦ}}) + R_{\text{СТР}\max}, \quad (4.3.1)$$

где $V_{\text{СБЛ}}$ — средняя скорость сближения истребителя с целью; $\tau_{\text{ОПОЗН}}$ — интервал времени, требующийся для опознания цели; $\tau_{\text{ИЗМ}}$ — интервал времени, необходимый для измерения координат цели относительно истребителя; $\tau_{\text{СБЛ}}$ — интервал времени, затрачиваемый на выполнение маневра для сближения с целью; величина $\tau_{\text{СБЛ}}$ обычно оказывается наибольшей из прочих значений временных интервалов и во многом зависит от точности вывода (осуществляемого пунктом наведения) истребителя в район местонахождения цели; $\tau_{\text{ПРИЦ}}$ — интервал времени, требующийся для прицеливания; $R_{\text{СТР}\max}$ — максимальная дальность прицельной стрельбы истребителя.

Исходя из скоростей и характера вооружения современных боевых самолетов (истребителей, бомбардировщиков) максимальные дальности действия $R_{\max}$ составляют: 20...30 км при атаках из задней полусферы и 50...100 км при атаках на встречно-пересекающихся курсах.

Для определения ширины сектора обзора по курсовому углу $\alpha_{\text{СЕКТ}}$ (в горизонтальной плоскости) используется информация о методе и точности наведения истребителя. В частности, для метода параллельного сближения (см. рис. 4.3.1,а) указанная величина $\alpha_{\text{СЕКТ}}$ может быть найдена из соотношения:

$$\alpha_{\text{СЕКТ}} = \pm \left[\arcsin \left(\frac{V_{\text{Ц}}}{V_{\text{И}}} \cdot \sin \alpha_{\text{П}} \right) + \sigma_{\alpha_{\text{КУРС}}} \right], \quad (4.3.2)$$

где $V_{Ц}$ — скорость цели; $V_{И}$ — скорость истребителя; α_p — ракурс цели; α_0 — угол визирования цели: $\alpha_0 = \arcsin\left(\frac{V_{Ц}}{V_{И}} \cdot \sin \alpha_p\right)$; $\sigma_{\alpha_{\text{кврс}}}$ — среднеквадратическое значение общей курсовой ошибки наведения, складывающейся из курсовой ошибки наведения и ошибки пилотирования (зависящей от разрешающей способности индикатора, характеристик системы управления самолетом и т. д.).

Задавая конкретные значения входящих в выражение (4.3.2) величин, а именно $V_{И} \approx (1,1 \dots 1,25)V_{Ц}$, $\alpha_p = 90^\circ$ и $\sigma_{\alpha_{\text{кврс}}} = 15^\circ$, получим: $\alpha_{\text{сект}} = \pm 68^\circ$ (относительно продольной оси истребителя).

Если значение $\alpha_{\text{сект}}$ оказалось чрезмерно большим, то использование РСПП с меньшей величиной $\alpha_{\text{сект}}$ возможно лишь при условии получения от пункта наведения дополнительных команд, уточняющих местонахождение цели относительно истребителя.

Чтобы получить другую угловую тактико-техническую характеристику РСПП, а именно, *ширину сектора обзора по углу места* $\beta_{\text{сект}}$ (в вертикальной плоскости), следует использовать информацию об особенностях функционирования бортового вооружения. Исходя из ситуации, представленной на рис. 4.3.3, можно определить величину $\beta_{\text{сект}}$:

$$\beta_{\text{сект}} = 2 \arcsin \frac{h + \Delta h}{R_{\min}}, \quad (4.3.3)$$

где h — разница в высотах истребителя и цели, при которой возможно поражение цели бортовым оружием истребителя; Δh — ошибка измерения высоты цели; $R_{\min}$ — минимальное расстояние, на котором возможен перехват цели.

Располагая, например, значениями $h = 110$ м, $\Delta h = 15$ м и $R_{\min} = 500$ м, получим $\beta_{\text{сект}} = 29^\circ$.

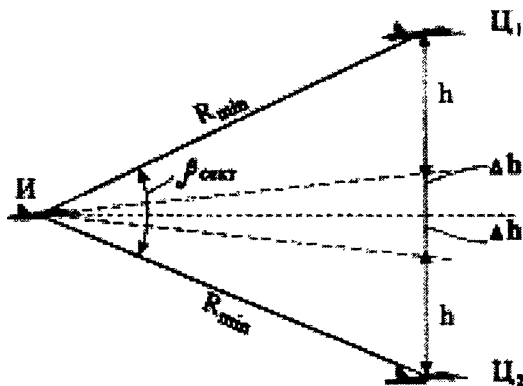


Рис. 4.3.3. Геометрические построения для определения ширины сектора обзора РСПП по углу места $\beta_{\text{сект}}$, исходя из расположения первой ($Ц_1$) и второй ($Ц_2$) целей, предельно-достижимых для поражения бортовым оружием истребителя ($И$)

Еще одна тактико-техническая характеристика РСПП, а именно, *точность определения координат цели*, также во многом зависит от типа и особенностей используемого истребителем бортового оружия. Так, в частности, применение стрелково-пушечного вооружения требует более высокой (в пределах 25...30 м) точности измерения, чем использование, скажем, управляемых ракет — это связано с тем, что при стрельбе из пушки разброс попаданий снарядов не должен превышать раз-

По сигналам синхронизатора 1, частота повторения которых равняется 1500...3000 Гц, радиопередающее устройство 2 формирует радиоимпульсы, имеющие высокочастотное заполнение в диапазоне 2...5 см длин волн и обладающие длительностью из интервала 0,3...1,0 мкс. Эти радиоимпульсы (мощностью 100...500 кВт) через антенный переключатель 3, представляющий собой совокупность кольцевых волноводных мостов, подаются в антенну 4 и далее излучаются в пространство.

Отраженный от цели радиоимпульс поступает в антенну 4, проходит через антенный переключатель, в котором осуществляются операции как суммирования и вычитания на высокой частоте, так и разложение этого радиоимпульса на курсовую и угломестную составляющие.

Радиоприемное устройство 5 выполнено трехканальным (на рис. 4.3.4 факт трехканальности для упрощения структурной схемы не отражен).

В канале измерения дальности по суммарному радиоимпульсу формируется видеоимпульс, подающийся на измеритель дальности 6.

В угломестном и курсовом каналах по разностным компонентам радиоимпульса вырабатываются соответствующие радиоимпульсы, поступающие на измеритель угловых координат цели 7.

Все указанные видеоимпульсы вводят в индикатор 8, на экране (рис. 4.3.5) которого в координатах «курсовой угол — угол места» отражается сложившаяся воздушная ситуация.

Курсовой угол (угол в горизонтальной плоскости) отсчитывается вправо (положительные значения курсового угла) и влево (отрицательные значения курсового угла) от центральной точки экрана. Горизонтальная линия 1 в центре экрана называется линией горизонта и представляет собой нулевой уровень угла места (отсчитываемого в вертикальной плоскости). Область экрана, расположенная выше линии горизонта, характеризуется положительными значениями угла места, расположенная ниже — отрицательными. Допустимая ошибка пилотирования, возникающая при выполнении команд наведения, характеризуется так называемым кругом прицеливания 2, который указывает летчику величину отклонений от заданных значений курса и высоты. Кроме того, на экране присутствует метка пространственного положения истребителя 3.

Как отмечалось ранее, РСПП включается после расположения (выведения) истребителя в районе местонахождения цели. В этом случае включается режим слежения за целью. Осуществление этого режима необходимо, так как в результате маневрирования истребителя и цели возможны значительные отклонения цели от равнотензорного направления РСПП. Для выполнения указанного режима выходные сигналы измерителя угловых координат 7 (рис. 4.3.4) подаются на блок управления антенной 9, который осуществляет необходимый для прицеливания доворот антенны на нужные углы. Кроме того, в блок управления антенной вводятся сигналы системы гиросtabilизации истребителя и команды коррекции углового положения антенны от бортовой электронной цифровой вычислительной машины 10.

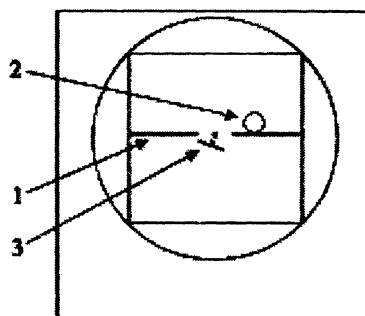


Рис. 4.3.5. Экран индикатора РСПП:
1 — линия горизонта; 2 — круг прицеливания; 3 — метка пространственного положения истребителя

Данная бортовая ЭЦВМ, работающая под воздействием импульсов синхронизатора, выполняет различные управляющие функции:

- ⇒ воздействуя на блок управления антенной, она перемещает диаграмму направленности в соответствии с законом поиска цели при переходе от режима наведения к режиму прицеливания, либо при резком маневре цели;
- ⇒ включает блок селекции по дальности 11, открывая его на интервал времени τ , соответствующего диапазону дальностей $R_1...R_2$ — таким образом на измеритель дальности проходят сигналы только с данного диапазона дальностей; в результате мешающие сигналы от других объектов или от земной поверхности в измеритель дальности не попадают;
- ⇒ корректирует (по сигналам от внешних датчиков) положение линии горизонта на экране индикатора и формирует круг прицеливания на том же экране.

Таким образом с помощью РСПП летчик управляет истребителем даже при отсутствии оптической видимости — чтобы центральная точка экрана располагалась в пределах круга прицеливания (смещение этого круга вдоль горизонтальной оси характеризует отклонение от расчетного значения курса). При этом метка пространственного положения истребителя (угол поворота этой метки пропорционален поперечному крену, а ее положение по вертикали относительно линии горизонта соответствует тангажу) также должна находиться внутри круга прицеливания.

Вместе с тем в режиме прицеливания летчик использует, как правило, не панельный индикатор, а индикатор, выполненный на полупрозрачном стекле, установленном на фоне лобового стекла кабины истребителя — в этом случае с помощью оптической системы необходимые для прицеливания и перехвата данные высвечиваются прямо перед глазами летчика (рис. 4.3.6), и ему нет необходимости переводить взгляд на приборную доску. В итоге летчик видит цель, считывает параметры ее движения и прицельные данные, пилотирует истребитель и выполняет стрельбу, одновременно следя (визуально) за складывающейся воздушной ситуацией.

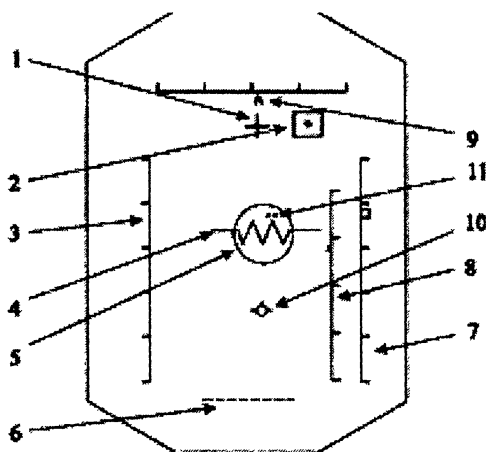


Рис. 4.3.6. Основные элементы изображения на экране индикатора РСПП, расположенного на фоне лобового стекла кабины истребителя:

1 — перекрестье стрелкового прицела; 2 — отметка цели; 3 — шкала приборной скорости; 4 — авиагоризонт; 5 — прицельное кольцо для пуска управляемой ракеты; 6 — шкала тангажа; 7 — шкала барометрической высоты; 8 — шкала дальности до цели и скорость сближения; 9 — магнитный курс; 10 — командная отметка (вектор скорости истребителя); 11 — символ ожидаемого появления цели

Выполнив необходимый маневр (например, зайдя на цель со стороны ее задней полусферы) и заняв исходное положение (сообразуясь с командными метками и символами на экране индикатора) для применения бортового оружия, летчик совмещает сначала командную метку с символом цели, а затем отметку цели с перекрестием прицела. Выбор того или иного вида оружия осуществляется путем нажатия кнопки на секторе газа.

Если в качестве оружия использована ракета с полуактивным (на борту имеется только радиоприемное устройство и вычислитель) самонаведением, выполняющая полет к цели по радиосигналам, излучаемым РСПП, то сопровождение указанной ракеты должно вестись до ее попадания в цель. Поскольку бортовое оружие истребителя применяется по целям, располагающимся в его передней полусфере, то при прямолинейном продолжении полета истребитель может столкнуться с фрагментами пораженной цели. Чтобы этого не случилось, по показаниям измерителя дальности (см. рис. 4.3.4) бортовая ЭЦВМ определяет опасное расстояние при сближении с целью и вырабатывает сигнал на маневр истребителя для выхода из атаки.

Когерентная РСПП

РСПП рассматриваемого типа используются в ситуациях, когда истребитель выведен в район местонахождения цели, летящей на малой высоте, причем данная цель располагается ниже истребителя. Это означает, что на вход бортовой РСПП будут приходить радиосигналы, отраженные не только от цели, но и от земной поверхности. Специфика данной ситуации заключается в том, что мощность отражений от земной поверхности оказывается существенно (на 20...80 дБ) большей, чем мощность радиосигналов, отраженных от цели, и возникает проблема подавления отражений от земной поверхности с одновременным выделением отраженных от цели радиосигналов. Поскольку энергетические соотношения между указанными мощностями не позволяют использовать амплитудные методы подавления, то для решения этой задачи применяются спектральные методы.

Дело в том, что во время полета истребителя существует разница в радиальных скоростях цели и земной поверхности (относительно бортовой РСПП), а следовательно, и разница в доплеровских частотах данных объектов. Поэтому, если в бортовой РСПП установить совокупность фильтров, амплитудно-частотные характеристики которых осуществляют одновременно выделение спектральных составляющих отраженных от цели радиоимпульсов и подавление спектральных составляющих отражений от земной поверхности, то проблема селекций атакуемых целей будет решена, и летчик истребителя получит возможность ясно видеть на экране индикатора требуемую отметку цели, которая летит ниже истребителя, на малой высоте от земли. Именно обращение к частотно-фазовой структуре обрабатываемого радиосигнала и объясняет принадлежность данных РСПП к классу когерентных радиосистем.

Рассмотрим *спектральные соотношения* подробнее.

На рис. 4.3.7 представлен случай формирования спектра отражений от земной поверхности. РСПП, находящаяся на борту горизонтально летящего истребителя, периодически (с частотой повторения F_{Π}) излучает радиоимпульсы (с частотой заполнения f_0) в сторону земной поверхности. При этом диаграмма направленности антенны РСПП имеет, помимо главного лепестка 1, в котором сосредоточена основная излучаемая мощность, еще и совокупность практически неизбежных (за счет дополнительных фазовых соотношений в реальной антенне) боковых (2, 3, 4) лепестков, ориентированных, в общем случае, в различные стороны (рис. 4.3.7,а). Поэтому прием последовательности радиоимпульсов, отраженных от земной по-

верхности, осуществляется всеми (центральными и боковыми) лепестками диаграммы направленности. Разумеется, основная мощность отражений принимается по главному лепестку (это превышение, по сравнению с мощностями отражений, принимаемых по боковым лепесткам, составляет 30...40 дБ), но боковые лепестки, тем не менее, вносят свой мешающий вклад, который выражается в создании частотной зоны, занятой спектром отражений от земной поверхности (рис. 4.3.7, б).

При этом пик 7 указанной зоны, соответствующий отражениям от земной поверхности, приходящим на антенну РСПП по главному лепестку, смещен относительно спектральных составляющих последовательности излученных радиоимпульсов на величину

$$F_{\text{Д1}} = \frac{2V_{\text{И}} \cos \beta_0}{C} \cdot f_0, \quad (4.3.4)$$

где β_0 — угол места главного лепестка относительно скорости истребителя $V_{\text{И}}$ (направленной горизонтально); этот пик имеет ширину (по оси частот), пропорциональную ширине главного лепестка (ширине диаграммы направленности) в вертикальной (угломестной) плоскости.

Отметим, что одна из спектральных составляющих, принадлежащих частотной зоне отражений от земной поверхности, имеет нулевую доплеровскую частоту. Эта составляющая принимается (среди прочих составляющих) тем нижним боковым лепестком, который ориентирован вертикально вниз.

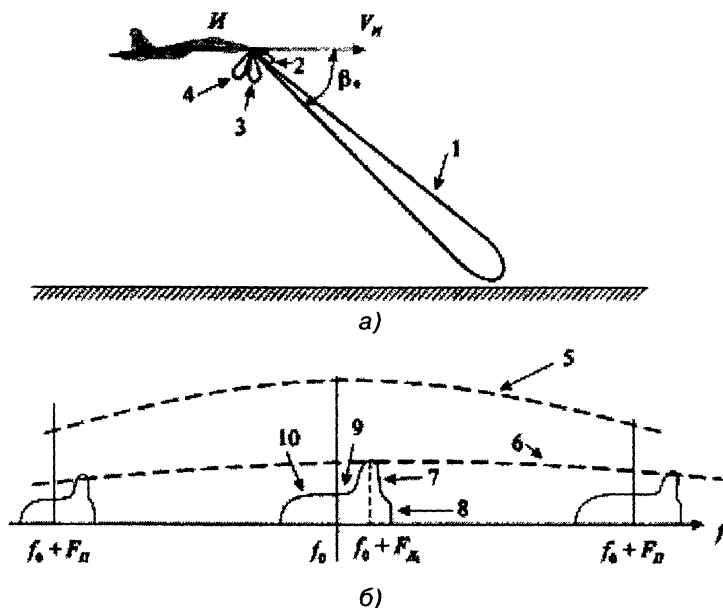


Рис. 4.3.7. Облучение земной поверхности РСПП истребителя (И) (а) и центральные части спектров излученной и принятой последовательности радиоимпульсов (б):

1 — главный лепесток (основной луч) диаграммы направленности антенны РСПП; 2 — верхний боковой лепесток диаграммы направленности; 3 — нижний впередсмотрящий боковой лепесток диаграммы направленности; 4 — нижний смотрящий назад боковой лепесток диаграммы направленности; 5 — огибающая центральной части спектра последовательности излученных радиоимпульсов; 6 — огибающая центральной части спектра последовательности отраженных радиоимпульсов; 7 — часть спектра, соответствующая лепестку 1; 8 — часть спектра, соответствующая лепестку 2; 9 — часть спектра, соответствующая лепестку 3; 10 — часть спектра, соответствующая лепестку 4

Сопоставление рис. 4.3.7,а и 4.3.7,б дает представление о формировании спектра принятой на РСПП последовательности радиоимпульсов, отраженных от земной поверхности.

В случае, когда в главный лепесток диаграммы направленности антенны РСПП попадает низколетящая цель, спектральная картина усложняется.

На рис. 4.3.8,а изображена воздушная ситуация, когда в главном лепестке оказались две цели, причем первая ($Ц_1$) из них движется на встречном курсе по отношению к истребителю ($И$), а вторая ($Ц_2$) — на так называемом догонном курсе (при этом предполагается, что скорость истребителя $V_{И}$ больше, чем скорость второй цели $V_{Ц_2}$, и все три скорости $V_{И}$, $V_{Ц_1}$ и $V_{Ц_2}$ направлены параллельно земной поверхности).

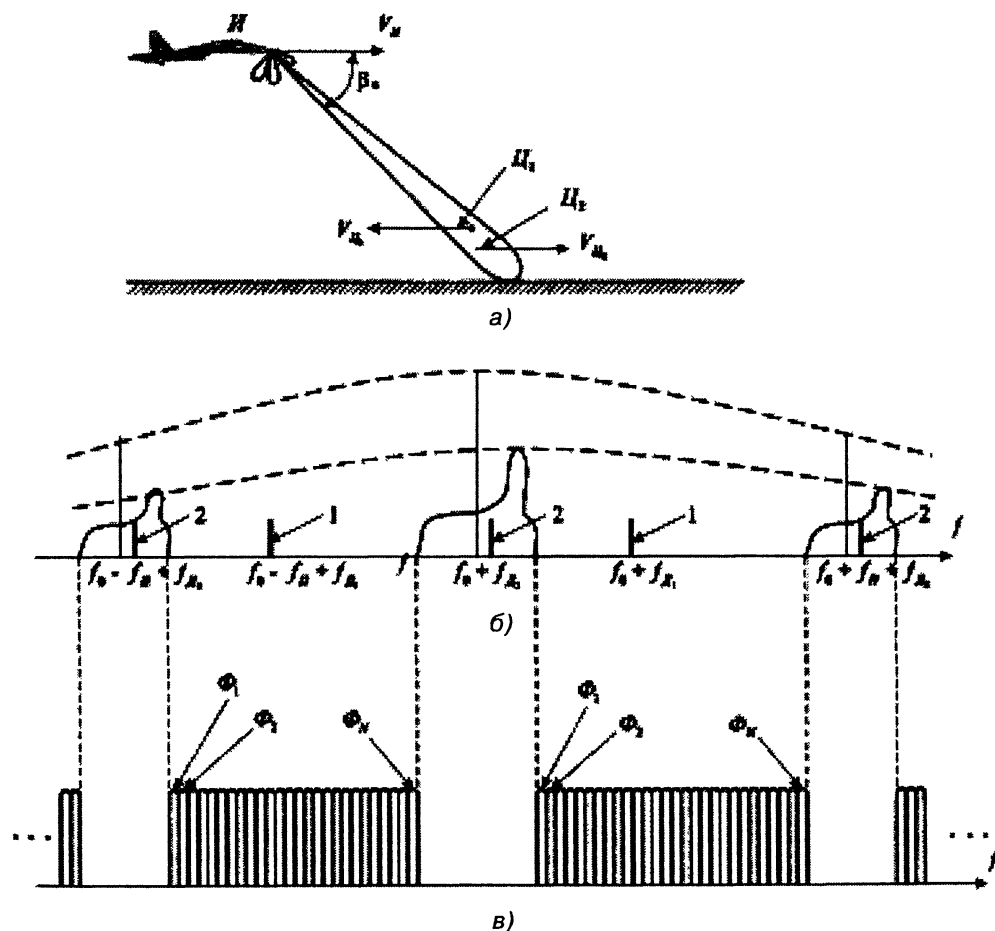


Рис. 4.3.8. Принцип подавления отражений от земной поверхности с одновременным выделением сигнала, отраженного от первой цели ($Ц_1$):

а — воздушная ситуация; б — центральная часть спектров последовательностей радиоимпульсов, отраженных от первой (1) цели ($Ц_1$) и от второй (2) цели ($Ц_2$), с обозначениями величин их частотных составляющих (указанные спектры наложены на спектры, представленные на рис. 4.3.7,б); в — амплитудно-частотные характеристики фильтров $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_N$, осуществляющих подавление отражений от земной поверхности и одновременное выделение отраженного от цели (в данном случае — от первой цели) сигнала

Соответствующая спектральная картина показана на рис. 4.3.8,б — центральная область спектров последовательностей радиоимпульсов, отраженных от первой и второй целей совмещена с центральной областью спектров отражений (рис. 4.3.7,б) от земной поверхности. На частотной оси указаны значения этих спектральных составляющих, где доплеровские частоты радиосигналов, принятых РСПП от первой и второй целей соответственно:

$$F_{Д1} = \frac{2(V_{И} + V_{Ц1})\cos\beta}{C} \cdot f_0 \quad (4.3.5)$$

и

$$F_{Д2} = \frac{2(V_{И} - V_{Ц2})\cos\beta}{C} \cdot f_0. \quad (4.3.6)$$

Рассмотрение рис. 4.3.8,б показывает, что спектральные составляющие отражений от первой цели располагаются на свободном участке и, следовательно, оказались отделенными от частотной зоны, принадлежащей отражениям от земной поверхности. Что же касается спектральных составляющих отражений от второй цели, то они попали внутрь частотной зоны, занятой отражениями от земной поверхности, и условия для выделения спектральных составляющих отражений от второй цели являются неблагоприятными.

На рис. 4.3.8,в представлены амплитудно-частотные характеристики набора узкополосных фильтров $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_N$, расположенные таким образом, чтобы осуществить выделение тех спектральных составляющих (в данном случае это относится к спектральным составляющим отражений от первой цели), которые совпадают по частоте с полосой пропускания амплитудно-частотной характеристики любого из набора указанных фильтров. Иными словами, информация о доплеровской частоте низколетящей (в нашем рассмотрении — первой) цели заключена в номере i (здесь $i = 1, 2, \dots, N$) сработавшего фильтра Φ_i . С другой стороны, данное расположение рассматриваемых амплитудно-частотных характеристик одновременно приводит и к подавлению (непропусканию) спектральных составляющих отражений от земной поверхности.

Таким образом, проблема выделения отражений от низколетящей цели на фоне мощных отражений от земной поверхности оказывается (для первой цели) решенной. При этом точность измерения доплеровской частоты оказывается тем выше, чем уже полоса пропускания каждого из фильтров $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_N$. В литературе эти фильтры иногда (из-за внешнего вида амплитудно-частотных характеристик) называют гребенчатыми.

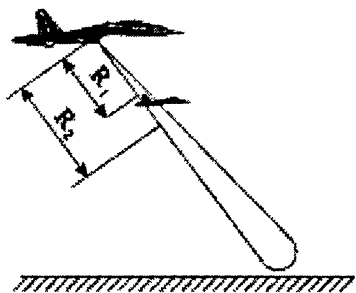


Рис. 4.3.9. Принцип селекции по дальности отраженных от цели радиоимпульсов

Отметим, что если цель располагается на значительном удалении (рис. 4.3.9) от земной поверхности, то применение гребенчатых фильтров не требуется. Достаточно использовать селектор дальности, выделяющий для обработки радиосигналы от участка расстояний $(R_1 \dots R_2)$, не включающего в себя земную поверхность, и отражения от земной поверхности не попадут в устройство обработки.

На практике, поскольку разность высот полета истребителя и низколетящей цели может быть различной, обычно в РСПП применяют совместное выполнение операций фильтрации (с помощью гребенчатых фильтров) и селекции по дальности (рис. 4.3.10).

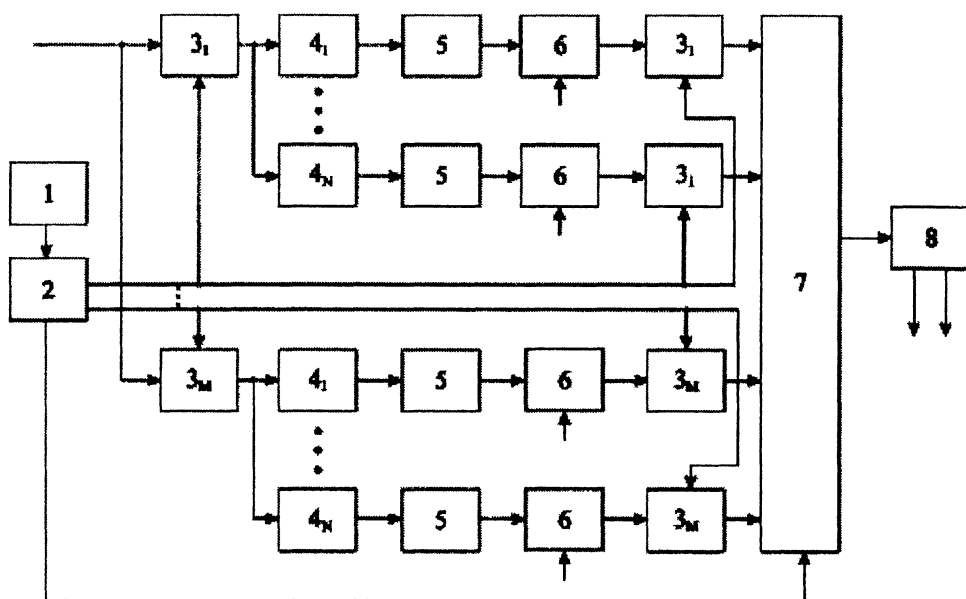


Рис. 4.3.10. Структурная схема устройства совместной фильтрации по частоте и селекции по дальности радиосигналов, отраженных от низколетящей цели на фоне отражений от земной поверхности в РСПП:

1 — синхронизатор; 2 — генератор импульсов дальности; $3_1...3_M$ — селекторы дальности; $4_1...4_M$ — гребенчатые фильтры; 5 — амплитудный детектор с интегратором; 6 — пороговое устройство; 7 — коммутатор; 8 — индикатор скорости и дальности

По сигналам синхронизатора 1 генератор импульсов дальности 2 вырабатывает последовательность импульсов, поочередно поступающих на первые входы селекторов дальности $3_1...3_M$. На вторые входы этих селекторов (расположенных в левой части схемы) подается радионапряжение с выхода приемника. Указанное напряжение вводится в набор $4_1...4_M$ гребенчатых фильтров. Таким образом, весь диапазон дальностей поочередно проверяется на наличие радионапряжения той или иной доплеровской частоты в каждом элементе (отселектированном участке) дальности. Затем отселектированное и отфильтрованное радионапряжение подвергается амплитудному детектированию и интегрированию в соответствующем узле 5, после чего полученное видеонапряжение сравнивается в пороговом устройстве 6 (установленном для отсеивания случайных шумовых всплесков) с пороговым значением напряжения и, в случае его превышения поступает через селекторы дальности (расположенные в правой части схемы) на коммутатор 7. Информация о номерах элемента дальности и сработавшего фильтра высвечивается на табло блока индикации дальности цели и ее скорости 8.

Особенностью работы рассматриваемых РСПП является функционирование в режимах с различными (низкой, средней и высокой) частотами повторения F_{Π} импульсов. Дадим краткие характеристики этих режимов.

Режим с низкой (до 5...6 кГц) частотой повторения F_{Π} . Для $\lambda = 3$ см (частота заполнения f_0 равна 10^{10} Гц) и $F_{\Pi} = 4$ кГц получим:

- ⇒ ширина свободного участка на частотной оси меньше 4 кГц; это означает, что однозначно могут быть измерены скорости целей меньше 60 м/с;
- ⇒ период повторения импульсов T_{Π} составляет 0,25 мс, что соответствует максимальной однозначно-измеряемой дальности $R_{\max}$ равной 37,5 км.

Режим со средней (от 5...6 кГц до 50 кГц) частотой повторения F_{Π} . Для $\lambda = 3$ см и $F_{\Pi} = 40$ кГц, будем иметь:

⇒ ширина свободного участка в спектре отражений на земной поверхности меньше 40 кГц; величины однозначно-измеряемых скоростей целей — меньше 600 м/с;

⇒ период повторения импульсов T_{Π} равен 25 мкс; это означает, что однозначно будут измеряться дальности R целей меньше чем 2,25 км.

Режим с высокой (50...350 кГц) частотой повторения F_{Π} излучаемых импульсов. Для $\lambda = 3$ см и $F_{\Pi} = 300$ кГц получим:

⇒ ширина свободного участка не менее 300 кГц; значения однозначно-измеряемых скоростей целей — менее, чем 4,5 км/с;

⇒ период повторения импульсов T_{Π} равен 3,3 мкс; максимальная однозначно-измеряемая дальность целей $R_{\max}$ составляет 500 м.

Таким образом, режимы с низкой и высокой частотами F_{Π} обладают взаимно-противоположными свойствами, и ни один из них не удовлетворяет требованию одновременного получения больших значений однозначно измеряемых скоростей целей и их дальностей. На практике чаще всего применяется режим со средней частотой повторения импульсов F_{Π} .

Однако перехватываемая цель может располагаться на такой дальности от истребителя, что условие однозначного измерения дальности при используемой средней F_{Π} не выполняется. В таком случае используют несколько средних частот повторения. Эта ситуация изображена на рис. 4.3.11.

Две цели (A и B) расположены в различных элементах дальности. Бортовая РСПП работает в режиме излучения радиоимпульсов со средними ($F_{\Pi 1}$, $F_{\Pi 2}$, $F_{\Pi 3}$) частотами повторения.

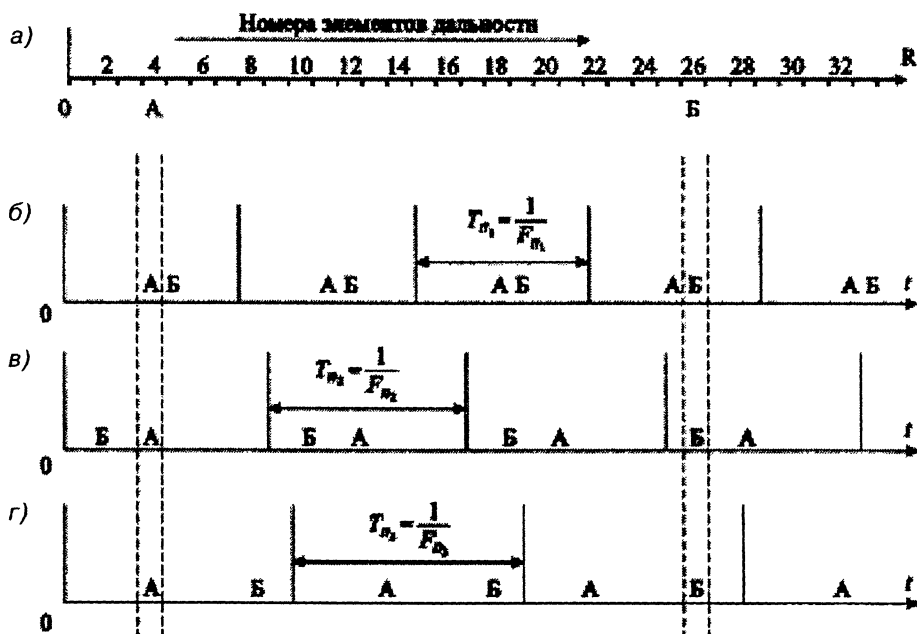


Рис. 4.3.11. Принцип измерения в РСПП дальностей (а) до двух (A , B) целей с использованием различных (б, в, г) средних частот повторения ($F_{\Pi 1}$, $F_{\Pi 2}$, $F_{\Pi 3}$) излучаемых радиоимпульсов

Из приведенных эпюр (дальности R и соответствующих моментов времени t) видно, что расстояние до цели A измеряется однозначно при любой из частот повторения, а расстояние до цели B — неоднозначно (также при любой частоте повторения).

Чтобы устранить указанную неоднозначность для цели B , в бортовой ЭЦВМ производится сравнение времен запаздываний отраженных от этой цели радиоимпульсов для нескольких (в данном случае — для трех) средних частот повторения; в результате отсчет времени запаздывания (дальности) до отраженного от цели B радиоимпульса происходит в тот момент, когда все три значения времени запаздывания (рассматриваемые относительно начального момента 0) оказываются одинаковыми — этот факт отмечен вертикальными пунктирными линиями, расположенными справа на рис. 4.3.11,б,в,г).

Отметим, что аналогичный факт совпадения фиксируется и для цели A , находящейся на однозначно-измеряемой дальности (вертикальные пунктирные линии, расположенные слева на рис. 4.3.11,б,в,г).

Так устраняется неоднозначность измерения дальности до цели в режиме работы РСПП со средней частотой повторения радиоимпульсов.

Структурная схема когерентной РСПП аналогична структурной схеме некогерентной РСПП, изображенной на рис. 4.3.4, с той разницей, что в составе радиоприемного устройства 5 (рис. 4.3.4) находится часть узлов устройства совместной фильтрации по частоте и селекции по дальности, структурная схема которого показана на рис. 4.3.10.

Другая часть узлов этого устройства распределена по блокам измерителя дальности 6, индикатора 8 и бортовой ЭЦВМ 10 (рис. 4.3.4). Включение той или иной конфигурации РСПП осуществляется пилотом путем переключения режима работы РСПП.

4.4. РАДИОСИСТЕМЫ НАВЕДЕНИЯ

Этап наведения начинается после пуска ракеты с истребителя в сторону цели. В общем случае, по причине одновременного перемещения в пространстве ракеты и цели, траектория движения ракеты не является прямой линией. Более того, при резком маневре цели ракета может совершить промах. Чтобы избежать подобной ситуации, используются дополнительные средства, осуществляющие поддержание движения ракеты в направлении на цель, а именно — радиосистемы наведения.

Радиосистемы наведения в луче

Наведение в луче представляет собой способ удержать летящую ракету на направлении «к цели», при котором цель облучается диаграммой направленности антенны бортовой радиоаппаратуры истребителя, а ракета совершает свой полет, не покидая пределов этой диаграммы направленности. Иными словами, траектория полета ракеты задается радиоаппаратурой истребителя. Это достигается тем, что указанная диаграмма направленности в процессе наведения ракеты в луче не остается неподвижной, а выполняет вращение вокруг некой, не совпадающей с направлением максимума диаграммы направленности оси, в результате чего на этой оси образуется равносигнальное направление, устремленное на цель. При этом максимум диаграммы направленности при вращении описывает окружность в плоскости, перпендикулярной равносигнальному направлению (рис. 4.15).

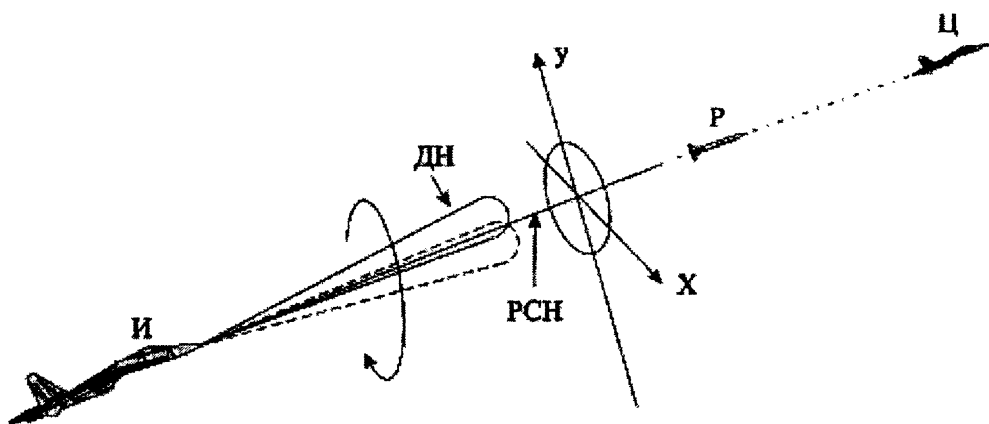


Рис. 4.4.1. Принцип радионаведения в луче:

И — истребитель; ДН — диаграмма направленности; РСН — равносигнальное направление (ось вращения диаграммы направленности); Р — ракета; Ц — цель

Радиосистема, осуществляющая наведение в луче, состоит из двух частей — радиоприемопередающей, находящейся на борту истребителя, и радиоприемной, расположенной на борту ракеты.

Рассмотрим работу бортовой радиоаппаратуры истребителя (структурная схема представлена на рис. 4.4.2).

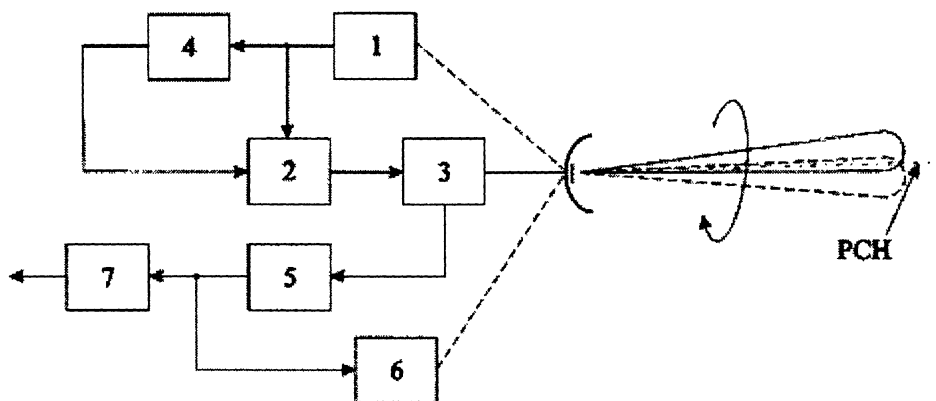


Рис. 4.4.2. Структурная схема бортовой радиоаппаратуры истребителя:

1 — блок синхронизации; 2 — радиопередающее устройство; 3 — антенный переключатель; 4 — генератор опорных импульсов; 5 — радиоприемное устройство; 6 — блок управления антенной; 7 — индикатор; РСН — равносигнальное направление

По сигналам блока синхронизации 1, регулярно (с периодом повторения T_{Π}) поступающим на радиопередающее устройство 2, формируются радиоимпульсы, которые через антенный переключатель 3 и антенну излучаются в пространство (в сторону ракеты и цели).

Одновременно блок синхронизации осуществляет вращение излучателя антенны, что приводит к вращению диаграммы направленности антенны вокруг РСН (равносигнального направления).

Наконец, по сигналам блока синхронизации генератор опорных импульсов 4 четыре раза за один оборот диаграммы направленности вырабатывает пары опорных импульсов, который отстают друг от друга (рис. 4.4.3):

- ⇒ на временной интервал τ_1 , когда диаграмма направленности занимает самое верхнее положение;
- ⇒ на временной интервал τ_2 , когда диаграмма направленности оказывается в самом правом положении;
- ⇒ на временной интервал τ_3 , когда диаграмма направленности проходит самое нижнее положение;
- ⇒ на временной интервал τ_4 , когда диаграмма направленности располагается в самом левом положении.

В результате момент излучения той или иной пары опорных импульсов оказывается жестко связанным с пространственным положением диаграммы направленности в данный момент.

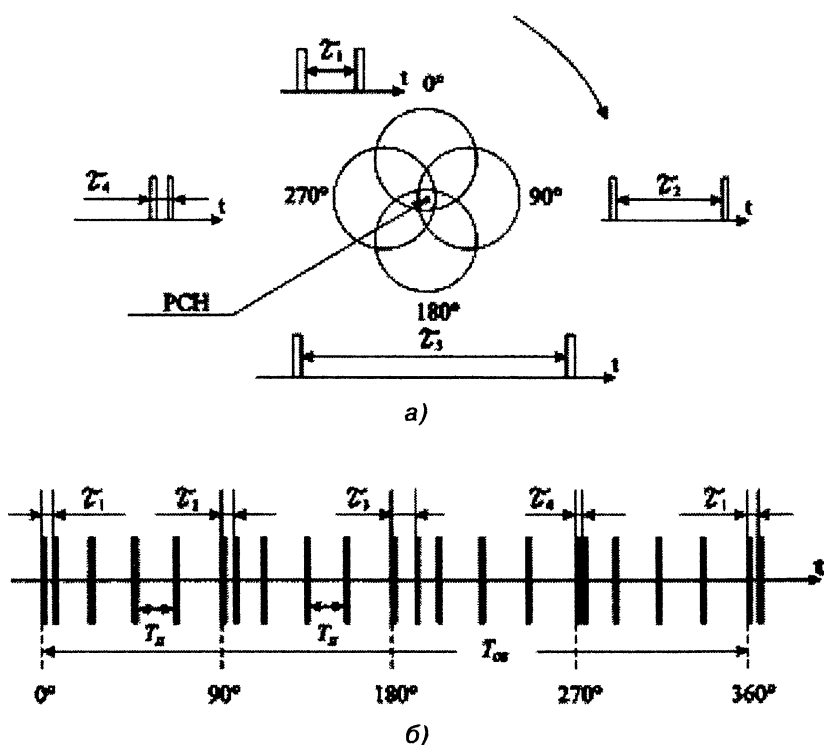


Рис. 4.4.3. Опорные импульсы (а) и их расположение в последовательности излучаемых радиопульсов (б):

$T_{об}$ — период одного оборота вращающейся диаграммы направленности

Отраженные (от цели и от ракеты) радиопульсы, поступившие на вход антенны, проходят через антенный переключатель и далее подаются на вход радиоприемного устройства 5. Если последовательность импульсов на выходе радиоприемного устройства имеет одинаковую амплитуду, это означает, что цель находится на равносигнальном направлении, и наведение осуществляется нормально. Если же данная последовательность имеет амплитудную (гармоническую, с частотой, равной частоте вращения диаграммы направленности) модуляцию, то это

модулирующее напряжение подается на блок управления антенной 6, который разворачивает антенну до тех пор, пока не исчезнет данное модулирующее напряжение, т. е. пока цель не окажется на равносигнальном направлении. Факт местонахождения цели и расположения равносигнального направления контролируется по экрану индикатора 7.

Обратимся к рассмотрению функционирования другой части радиосистемы наведения в луче, а именно, радиоаппаратуры, находящейся на борту ракеты (структурная схема этой аппаратуры приведена на рис. 4.4.4). Отметим, что работа этой радиоаппаратуры начинается не с момента пуска ракеты, а несколько позже — после того, как выпущенная истребителем ракета входит в луч антенны истребителя.

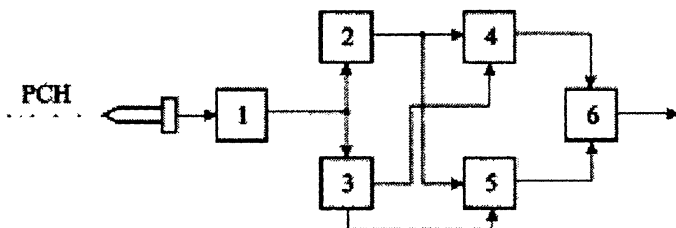


Рис. 4.4.4. Структурная схема бортовой радиоаппаратуры ракеты:

1 — радиоприемное устройство; 2 — фильтр; 3 — формирователь опорных напряжений; 4 — первый (по курсовому углу) фазовый детектор; 5 — второй (по углу места) фазовый детектор; 6 — формирователь команд; РНС — равносигнальное направление

Радиоимпульсы, излучаемые антенной истребителя, поступают на антенну (расположенную в хвостовой части ракеты) бортовой радиоаппаратуры ракеты и далее на вход радиоприемного устройства 1. Видеоимпульсы с выхода радиоприемного устройства подаются на фильтр 2 и формирователь опорных напряжений 3.

Фильтр настроен на частоту вращения антенны истребителя и формирует гармоническое колебание этой частоты, причем амплитуда данного колебания пропорциональна величине отклонения ракеты от равносигнального направления, а фаза — стороне указанного направления.

Что касается формирователя опорных напряжений, то его работа синхронизируется опорными импульсами, выработанными генератором опорных импульсов в радиоаппаратуре истребителя. Структурная схема формирователя опорных напряжений и эпюры, поясняющие его функционирование, представлены на рис. 4.4.5.

На вход этого формирователя поступают видеоимпульсы с выхода радиоприемного устройства. При этом узлы данного формирователя реагируют только на пары опорных импульсов, а именно:

- ⇒ поскольку первая линия задержки 1 имеет время задержки равное τ_1 , то импульс на выходе первой схемы совпадения 2 появится лишь тогда, когда на выходе радиоприемного устройства возникнет пара опорных импульсов, соответствующая самому верхнему положению (0°) вращающейся диаграммы направленности, созданной антенной радиоаппаратуры истребителя;
- ⇒ аналогично предыдущей ситуации: импульс на выходе совокупности «вторая линия задержки 3 (на интервал времени τ_3) — вторая схема совпадения 4» возникнет лишь в случае, когда на входе этой совокупности узлов появится пара опорных импульсов, соответствующая самому нижнему положению (180°) вращающейся диаграммы направленности;

- ⇒ далее: третья линия задержки 5 (на τ_2) и третья схема совпадения 6 обеспечат прохождение лишь той пары опорных импульсов, которая соответствует самому правому положению (90°) диаграммы направленности;
- ⇒ наконец: четвертая линия задержки 7 (на τ_4) и четвертая схема совпадения 8 среагирует лишь на пару опорных импульсов, соответствующую самому левому положению (270°) диаграммы направленности.

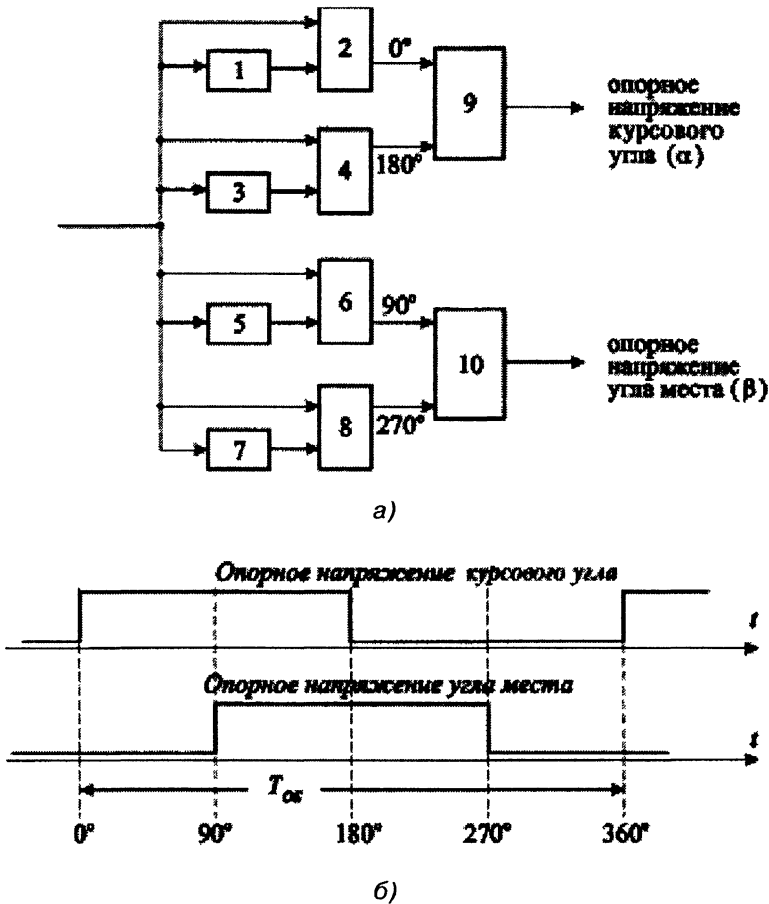


Рис. 4.4.5. Структурная схема формирователя опорных напряжений (а) и эпюры работы этого формирователя (б):

1 — первая линия задержки (на τ_1); 2 — первая схема совпадения; 3 — вторая линия задержки (на τ_3); 4 — вторая схема совпадения; 5 — третья линия задержки (на τ_2); 6 — третья схема совпадения; 7 — четвертая линия задержки (на τ_4); 8 — четвертая схема совпадения; 9 — первый триггер; 10 — второй триггер; $T_{ос}$ — период одного оборота вращающейся диаграммы направленности

В результате бортовая аппаратура ракеты будет обладать координатной информацией о том, в каком именно квадранте плоскости $xу$ (см. рис. 4.4.1) располагается в данный момент вращающаяся диаграмма направленности. При этом возможны два варианта.

Вариант первый. Если ракета находится на равносигнальном направлении, то корректировать ее полет нет необходимости, и нужда в наличии указанной координатной информации отпадает.

Вариант второй. Если ракета отклонилась от равносигнального направления, ее бортовая аппаратура должна выработать управляющие команды, которые, действуя на автопилот, рули и другие узлы ракеты, заставят ракету вернуться на равносигнальное направление. В этом случае возникает настоятельная необходимость в «выяснении» (с помощью бортовой радиоаппаратуры ракеты) направления возвращения, поскольку, оказавшись вне равносигнального направления, ракета может находиться в любом из квадрантов плоскости xu (рис. 4.4.1). Эту задачу формирования вполне определенных управляющих команд, соответствующих конкретному квадранту плоскости xu , бортовая аппаратура ракеты решает с помощью создания так называемых опорных напряжений.

Для выработки опорных напряжений по курсовому углу (фактически, по величине проекции на ось x полного отклонения ракеты) и углу места (по проекции отклонения ракеты на ось y) используются первый 9 и второй 10 триггеры.

Триггером называется (в данном случае) электронная схема, напряжение на выходе которой может иметь только два (достаточно отличающихся друг от друга) значения. При этом мгновенный переход выходного напряжения из одного значения в другое происходит при подаче на входы триггера коротких видеоимпульсов.

На входы первого триггера поданы видеоимпульсы, соответствующие самому верхнему (0°) и самому нижнему (180°) положениям вращающейся диаграммы направленности, следовательно, той или иной полуплоскости (располагающейся справа или слева от вертикальной оси y , или, что то же, курсовому углу α) будет соответствовать то или иное значение выходного напряжения первого триггера.

Аналогично — верхняя и нижняя (относительно оси x , т. е. по углу места β) полуплоскости имеют свое однозначное отображение в значении выходного напряжения второго триггера. Таким образом, совокупность значений выходных напряжений первого и второго триггеров однозначно задает тот или иной квадрант плоскости xu . Например ($180...270^\circ$) квадрант задается сочетанием «низкое выходное напряжение первого триггера — высокое выходное напряжение второго триггера».

Вернемся к рассмотрению функционирования структурной схемы (рис. 4.4.4) бортовой аппаратуры ракеты. Из изложенного ясно, что напряжение на выходе фильтра 2 характеризует реальную сторону и величину отклонения ракеты от равносигнального направления, а опорные напряжения на выходах формирователя 3 задают комбинаторную «окраску» каждого квадранта плоскости xu . Поэтому сравнение указанных напряжений на первом 4 (по курсовому углу) и втором 5 (по углу места) фазовых детекторах приведет к тому, что на выходах этих фазовых детекторов будут выработаны соответствующие (по курсовому углу и углу места) управляющие напряжения, которые, будучи преобразованы в формирователе команд 6 в управляющие (для автопилота ракеты, ее рулей и т. д.) команды отклонения ракеты от равносигнального направления, вернут (в случае отклонения) ракету на равносигнальное направление.

Описанный процесс происходит непрерывно от момента входа ракеты (после пуска) в луч радиоаппаратуры истребителя до момента поражения цели.

Радиосистема самонаведения

Самонаведением называется процесс, при котором коррекция полета ракеты по направлению к цели осуществляется бортовыми средствами самой ракеты. В большинстве случаев таким бортовым средством является радиосистема, располагающаяся на борту этой ракеты. При этом команды, определяющие траек-

торию движения ракеты, формируются ее бортовой радиоаппаратурой на основании принятых от цели радиосигналов. В зависимости от происхождения этих радиосигналов различают три типа радиосистем самонаведения (РССН):

- ⇒ *пассивные РССН*; в этом случае радиосигналы излучает сама цель (например, на ее борту установлены радиолокационная система обзора земной поверхности, либо радиосистема излучения помех), а бортовое оборудование ракеты выполняет лишь радиоприемные функции;
- ⇒ *полуактивные РССН*; в данном случае принимаемые от цели радиосигналы обусловлены внешним радиоизлучающим источником (в частности, такими источниками могут быть наземные радиолокационные системы, осуществляющие «радиоподсвет» цели, или бортовая радиолокационная система истребителя, облучающая цель), а бортовое радиооборудование ракеты ориентировано на режим радиоприема;
- ⇒ *активные РССН*; здесь бортовое радиооборудование ракеты является передателем, т. е. как излучающим радиосигналы, так и формирующим команды самонаведения ракеты по этим отраженным от цели радиосигналам. Структурная схема активной РССН изображена на рис. 4.4.6.

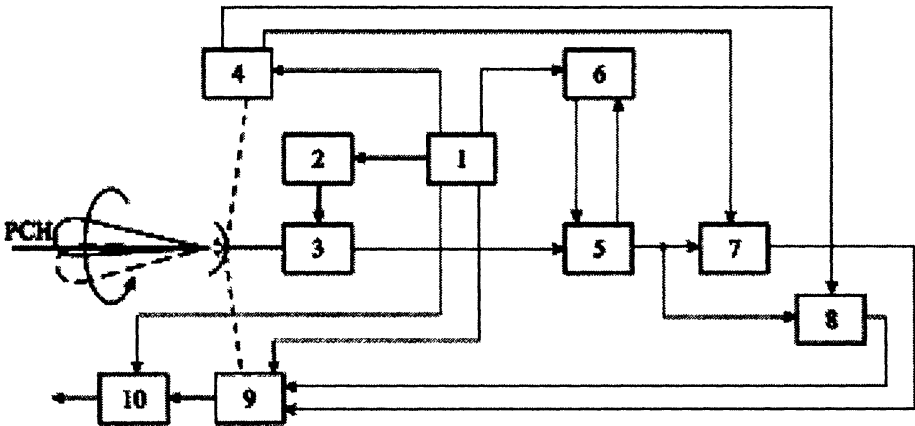


Рис. 4.4.6. Структурная схема бортовой активной радиосистемы самонаведения:

1 — синхронизатор; 2 — радиопередающее устройство; 3 — антенный переключатель; 4 — двигатель; 5 — радиоприемное устройство; 6 — блок селекции; 7 — первый фазовый детектор; 8 — второй фазовый детектор; 9 — блок управления антенной; 10 — формирователь команд

Под воздействием запускающих импульсов синхронизатора 1 радиопередающее устройство 2 вырабатывает радиоимпульс, который через антенный переключатель 3 поступает на антенну и далее излучается в пространство.

Двигатель 4 осуществляет вращение (со скоростью 20...40 об/мин) излучателя антенны, что приводит к вращению (вокруг равносигнального направления) в пространстве диаграммы направленности антенны.

Отраженные от цели радиоимпульсы поступают на антенну, проходят через антенный переключатель и подаются на радиоприемное устройство 5. С радиоприемным устройством связан блок селекции 6 отраженных от выбранной цели радиосигналов.

Необходимость наличия блока селекции обусловлена тем обстоятельством, что самонаведение ракеты может осуществляться только на одну цель. Поэтому блок селекции выполняет выбор наиболее опасной (с тактической точки зрения)

цели. Этот выбор происходит по критериям либо минимальной дальности до цели, либо максимальной скорости сближения с целью. Возможны, однако, варианты как двумерной (по дальности и скорости) селекции, так и целеуказания по внешним командам (например, от наземной радиолокационной системы, осуществляющей наведение истребителя до пуска ракеты).

Если цель находится на равносигнальном направлении, то амплитудная модуляция принятых радиоимпульсов отсутствует. Если же цель располагается в стороне от равносигнального направления, то принятые РССН радиоимпульсы оказываются промодулированными по амплитуде гармоническим колебанием, частота которого равна частоте вращения диаграммы направленности. При этом указанная амплитудная модуляция оказывается тем глубже, чем дальше расположена цель от равносигнального направления, а фаза модулирующего колебания определяется местонахождением цели в том или ином квадранте плоскости, перпендикулярной равносигнальному направлению. Указанное гармоническое (модулирующее) колебание поступает с выхода радиоприемного устройства на первые входы первого 7 и второго 8 фазовых детекторов.

На вторые входы первого и второго фазовых детекторов подаются гармонические колебания от обмоток двигателя. Частота этих колебаний равна частоте вращения диаграммы направленности, а фазы (сдвинутые на 90° одного колебания относительно другого) жестко привязаны к мгновенному пространственному положению вращающейся диаграммы направленности. Эти два колебания являются опорными при выполнении фазового детектирования.

Оба фазовых детектора осуществляют сравнение опорных колебаний с выходным колебанием радиоприемного устройства. В результате вырабатываются два управляющих (одно — по курсовому углу, другое — по углу места) напряжения, которые подаются на блок управления антенной 9. Под воздействием этих управляющих напряжений блок управления антенной разворачивает параболический отражатель антенны таким образом, чтобы равносигнальное направление оказалось устремленным на цель. Отметим, что углы поворота параболического отражателя сравнительно невелики (до 30°) и связаны с ограниченными маневренными способностями ракеты.

В том случае, когда равносигнальное направление совпадает с продольной осью ракеты, режим самонаведения (так называемое сближение с целью по кривой погони) считается проходящим нормально. Если же ориентации равносигнального направления и продольной оси ракеты оказываются различными, то блок управления антенной выдает соответствующие сигналы на формирователь команд 10, и данный формирователь воздействует на автопилот ракеты таким образом, чтобы продольная ось ракеты развернулась до совпадения с равносигнальным (устремленным на цель) направлением.

Отметим, что поскольку дальности активных РССН сравнительно невелики (несколько десятков километров), то данные РССН устанавливают на ракетах малых и средних дальностей.

4.5. КОМПЛЕКС РАДИОЛОКАЦИОННОГО ДОЗОРА И НАВЕДЕНИЯ

Интенсивное развитие современной военной техники (воздушных, наземных и надводных подвижных объектов), выразившееся в повышении мобильности и оперативности ее действий, привело к необходимости создания дистанционных средств раннего оповещения о складывающейся обстановке. Одним из таких средств стал комплекс радиолокационного дозора и наведения (РЛДН).

Задачи, выполняемые комплексом РЛДН, масштабны и многофункциональны. К их числу относятся:

- ⇒ обнаружение самолетов противника, находящихся на больших (300...650 км) дальностях, и измерение их координат и параметров движения;
- ⇒ осуществление слежения за большим (250...600) количеством объектов одновременно;
- ⇒ обеспечение защиты и поддержки истребителей или ударных самолетов в обстановке воздушного боя;
- ⇒ выполнение обзора земной и водной поверхностей с одновременным выделением наземных и надводных подвижных объектов;
- ⇒ координация боевых действий, реализация функции связи, приема и передачи информации.

Очевидно, что выполнение столь многоаспектных задач не под силу одной радиосистеме. Эффективное решение этих проблем способна осуществить только совокупность радиосистем, объединенных в единый комплекс.

Комплекс РЛДН состоит из следующих основных радиосистем:

- ⇒ радиолокационная система обзора земной поверхности;
- ⇒ радиосистема опознавания (государственной принадлежности);
- ⇒ радиосистема перехвата и прицеливания;
- ⇒ радиосистема навигации и управления;
- ⇒ радиосистема связи (приема и передачи информации).

Кроме этих радиосистем, в комплекс РЛДН входит аппаратура обработки информации и отображения (индикации) складывающейся обстановки.

Размещение указанного радиооборудования осуществляется на самолете с большим фюзеляжем (и, следовательно, с ограниченной маневренностью и небольшой скоростью полета) и возможностью длительного (6...11 ч) пребывания над заданным географическим районом земного шара, что исключает маловысотность полета и приводит к высотам 8,5...12 км при крейсерских скоростях 550...700 км/ч. Удаление от базы для самолетов-носителей комплекса РЛДН, обычно составляет 300...2000 км, а количество членов экипажа может меняться от 5 до 17 человек. В качестве примеров самолетов, имеющих на борту комплекс РЛДН, могут быть названы самолеты Боинг Е-3 «Сентри», Грумман Е-2С «Хоукэй» и «Нимрод» АEW. Размещение некоторых узлов комплекса РЛДН на самолете показано на рис. 4.5.1.

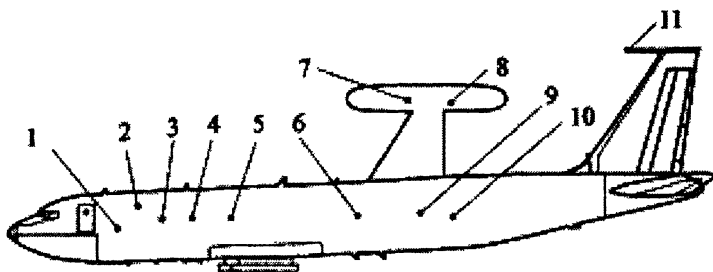


Рис. 4.5.1. Размещение отдельных узлов комплекса радиолокационного дозора и наведения на самолете:

1 — аппаратура радиосистемы связи; 2 — радиоэлектронная система управления полетом; 3 — аппаратура обработки данных; 4 — пульт оператора бортовой ЭЦВМ; 5 — многофункциональные пульта отображения данных и управления; 6 — радиоприемное устройство и бортовой вычислитель; 7 — антенна (ФАР) радиолокационной системы; 8 — антенны радиосистемы опознавания и радиосистемы связи; 9 — аппаратура радиосистем опознавания, навигации и управления; 10 — радиопередающее устройство; 11 — КВ антенна радиосистемы связи

Антенна радиолокационной системы конструктивно представляет собой плоскую щелевую (каждая щель является элементом, излучающим и принимающим электромагнитные волны) фазированную антенную решетку (ФАР), вращающуюся по курсовому углу (в горизонтальной плоскости) с невысокой скоростью (около 6 об/мин). Ширина диаграммы направленности $\Delta\alpha$ в плоскости курсовых углов достаточно узкая — примерно 1° . При этом, если сектор обзора по курсовому углу (механическое перемещение луча) составляет 360° , то по углу места (используется электронное сканирование) $\pm 30^\circ$.

Диапазон излучаемых радиоволн — сантиметровый; разрешающие способности: по дальности — несколько сотен метров, по курсовому углу — полтора градуса.

Поскольку диапазон просматриваемых дальностей достаточно велик, радио-передающее устройство формирует радиоимпульсы различной (для разных режимов) длительности и большой (1 МВт) мощности.

Радиоприемное устройство содержит несколько (для разных режимов) каналов, выполняющих прием различных (простых и сложных) излучаемых радиосигналов.

Устройство обработки данных, сопряженное с бортовыми вычислителем и ЭЦВМ, осуществляет извлечение информации из принятых сигналов.

Основным режимом работы, реализуемым в комплексе РЛДН, является режим обнаружения низколетящих воздушных целей, отраженные от которых радиосигналы принимаются на фоне мощных радиоимпульсов, отраженных либо от земной, либо от водной поверхностей. Для обеспечения этого режима (применяемого, как рассматривалось ранее, в когерентных радиосистемах перехвата и прицеливания) используется излучение достаточно длинных радиоимпульсов, следующих с высокой частотой повторения. Возникающая при этом неоднозначность измерения дальности устраняется при помощи последовательного использования нескольких значений высоких частот повторения излучаемых радиоимпульсов; отметим, что поскольку длительность облучения цели (при $\Delta\alpha = 1^\circ$ и скорости 6 об/мин) составляет величину порядка 30 мс, то указанная неоднозначность измерения дальности должна быть устранена именно за этот интервал времени. При этом данный режим характеризуется следующими особенностями: высота полета целей не измеряется, в качестве излучаемых применяются линейно-частотно-модулированные и фазо-манипулированные радиоимпульсы.

При втором режиме работы комплекса РЛДН, когда радиоимпульсы излучаются с высокой частотой повторения, а диаграмма направленности ФАР сканирует по углу места β , происходит обнаружение воздушных целей, расположенных в нижней полусфере, и измерение высоты их полета. Для осуществления однозначности измерений используется несколько последовательно переключаемых высоких частот повторения радиоимпульсов. На практике второй режим работы нередко совмещается с третьим, при котором употребляется излучение радиоимпульсов с низкой частотой повторения, и за счет сканирования диаграммы направленности ФАР по углу места β обнаруживаются (при отсутствии отражений от земли или воды) цели, находящиеся выше линии горизонта (т. е. в верхней полусфере). Совмещение этих режимов происходит путем их чередования.

Кроме того, в активе комплекса РЛДН имеется пассивный режим, когда функционирование радиопередающего устройства прекращается, а аппаратура данного комплекса работает только на прием. Это позволяет получить (совместно с другими самолетами-носителями комплекса РЛДН) пространственную картину расположения источников радиоизлучений.

Наконец, упомянем еще один режим работы комплекса РЛДН, при котором происходит слежение за надводными целями. Поскольку в этом режиме применя-

ются очень короткие радиоимпульсы, то скорость движения здесь не измеряется, а для слежения рассчитывается приращение дальностей за один период измерения.

Таковы, в общих чертах, особенности режимов работы комплекса РЛДН.

Обработка (фильтрация) принятых радиосигналов и извлечение из них информации о координатах и параметрах движения целей происходят с помощью высокопроизводительных бортового вычислителя и бортовой ЭЦВМ. Большое (до 600) количество целей, учет динамики их пространственных перемещений, а также требование постоянного контроля над меняющейся ситуацией приводят к необходимости повышения быстродействия различных узлов (в частности, устройств оперативной памяти) и совершенствованию программного обеспечения. Все это очень удорожает стоимость комплекса РЛДН; однако поскольку функционирование данного комплекса позволяет существенно улучшить управление боевыми действиями, эти комплексы получают в различных странах все большее распространение.

Глава 5

СИСТЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ

5.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

В современных условиях получение той или иной информации о вооруженных силах противника и используемых им технических средствах во многих случаях осуществляется при помощи различных радиосистем. С другой стороны, противник, стремясь сохранить указанные сведения в тайне, предпринимает меры по дезорганизации работы этих радиосистем, в частности, путем создания средств радиопротиводействия. Столкновение данных тенденций приводит к появлению радиоэлектронной борьбы.

Под радиоэлектронной борьбой понимается совокупность различного рода мероприятий и действий, направленных как на выявление и подавление радиоэлектронных средств, систем и комплексов противника, так и на радиоэлектронную защиту собственных радиоэлектронных средств, систем и комплексов.

При этом весь комплекс мероприятий и действий, осуществляемых в рамках радиоэлектронной борьбы, может быть представлен в виде четырех функционально различных направлений:

- ⇒ радиоэлектронная разведка;
- ⇒ радиоэлектронное противодействие;
- ⇒ радиоэлектронная маскировка;
- ⇒ радиоэлектронная защита.

Рассмотрим каждое из этих направлений радиоэлектронной борьбы отдельно.

5.2. СИСТЕМА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ РАЗВЕДКИ

Радиоэлектронная разведка представляет собой достаточно сложный комплекс мероприятий и действий и по особенностям решаемых задач может быть разделена на две классификационные группы:

- ⇒ радиоразведка;
- ⇒ радиотехническая разведка.

При этом радиоразведка ориентирована на определение местоположения (в основном, углового) радиосистем противника путем использования излучений этих радиосистем, а задачей радиотехнической разведки является анализ параметров радиосигналов, формируемых указанными радиосистемами противника.

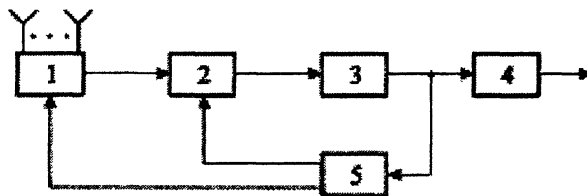


Рис. 5.2.1. Структурная схема системы радио- и радиотехнической разведок:

1 — антенный блок; 2 — радиоприемное устройство; 3 — анализатор; 4 — блок индикации; 5 — блок управления

Вместе с тем, на практике оба вида радиоэлектронной разведки обычно реализуются в одной и той же радиосистеме, которая называется системой радио- и радиотехнической разведок (РПТР). Структура РПТР изображена на рис. 5.2.1.

Функционирование РПТР происходит следующим образом.

Поскольку одна из функций РПТР сводится к определению углового местоположения радиосистемы противника, то по причине изначальной неизвестности этого местоположения диаграмма направленности РПТР должна быть либо ненаправленной в горизонтальной плоскости (чтобы иметь возможность принять радиоизлучение системы противника с любого направления), либо (будучи узкой в горизонтальной плоскости) перемещаться в пространстве, выполняя поиск излучающей радиосистемы противника. Кроме того, поскольку конкретная частота излучения радиосистемы противника заранее не известна, совокупность антенн РПТР должна перекрывать весь возможный частотный радиодиапазон. Все эти функции реализуются в антенном блоке 1.

Работа радиоприемного устройства 2 в составе РПТР обладает соответствующей спецификой. Наиболее важной технической характеристикой этого устройства является диапазон $f_{0\min} \dots f_{0\max}$ разведываемых частот радиосистем противника. Желательно, чтобы указанный диапазон был достаточно широким.

При этом возможны три варианта построения радиоприемного устройства РПТР.

Первый вариант — широкополосное неперестраиваемое радиоприемное устройство. Структурное построение такого устройства достаточно традиционно и не нуждается в специальных пояснениях. Применяется в таких РПТР, где важен сам факт работы радиосистемы противника — например, в самолетных радиосистемах предупреждения об облучении.

Второй вариант — сканирующее (перестраиваемое по частоте) радиоприемное устройство. Структурная схема перестраиваемой части радиоприемного устройства приведена на рис. 5.2.2. Гармоническое колебание частоты f_0 , излучаемое радиосистемой противника, поступает на первый вход смесителя 1, на второй вход которого подается гармоническое колебание частоты f_T , вырабатываемое перестраиваемым гетеродином 2 (синтезатором частот). В смесителе образуется совокупность комбинационных частот, из которой фильтр 3 (усилитель промежуточной частоты), обладающий достаточно узкой полосой пропускания Δf , выделяет только разностную частоту $f_T - f_0$. Если окажется, что частота f_0 отстоит от частоты f_T настолько далеко, что разностная частота $f_T - f_0$ окажется вне полосы Δf пропускания фильтра, то сигнал на выходе фильтра будет отсутствовать, и настройка частоты РПТР f_T на частоту радиосистемы противника f_0 будет отсутствовать. Поэтому перестраивая (от блока управления 5 — рис. 5.2.1) частоту гетеродина f_T до того момента, когда разностная частота $f_T - f_0$ попадает в полосу пропускания фильтра Δf , добиваются появления гармонического колебания на выходе этого фильтра.

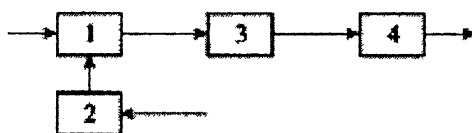


Рис. 5.2.2. Структурная схема перестраиваемой части радиоприемного устройства РПТР: 1 — смеситель; 2 — перестраиваемый гетеродин; 3 — фильтр разностной частоты; 4 — амплитудный детектор

Далее указанное гармоническое колебание поступает на амплитудный детектор 4, выходное видеонапряжение которого, подаваемое на анализатор 3 (рис. 5.2.1) и блок управления, сигнализирует об обнаружении (по частоте) радиосистемы противника. Приближенная (с точностью до Δf) оценка частоты f_0 может быть получена (от анализатора) на индикаторе 4 (рис. 5.2.1).

В связи с изложенным, в данном случае к числу технических характеристик радиоприемного устройства, помимо диапазона $f_{0 \min} \dots f_{0 \max}$, добавляются еще значение полосы пропускания фильтра Δf и длительность перестройки гетеродина τ . В современных РПТР перестройка осуществляется со скоростью $(20 \dots 30)\Delta f$ в секунду; при этом значения Δf могут изменяться от $50 \dots 500$ Гц до $50 \dots 1000$ кГц.

Третий вариант — многоканальное (по частоте) неперестраиваемое радиоприемное устройство. Структурная схема многоканальной (фильтровой) части радиоприемного устройства и амплитудно-частотные характеристики $K(f)$ фильтров показаны на рис. 5.2.3.

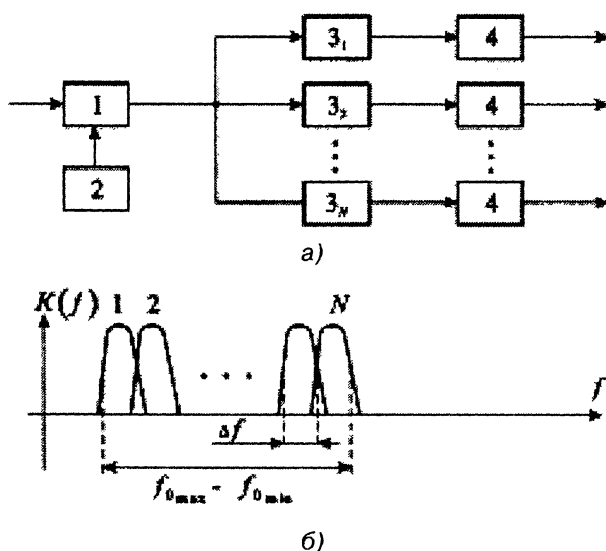


Рис. 5.2.3. Структурная схема многоканальной части радиоприемного устройства (а) и амплитудно-частотные характеристики последовательности фильтров (б):

1 — смеситель; 2 — гетеродин; $3_1, 3_2, \dots, 3_N$ — фильтры; 4 — амплитудный детектор

Радиосигнал неизвестной заранее частоты f_0 , излученный радиосистемой противника, поступает на первый вход смесителя 1. На второй вход этого смесителя подается радиосигнал частоты f_T от гетеродина 2. При этом, поскольку разностная частота $f_T - f_0$ также является неизвестной, то весь возможный диапазон $f_T - f_{0 \max} \dots f_T - f_{0 \min}$ (где $f_{0 \min}$ и $f_{0 \max}$ — ожидаемые минимальная и макси-

мальная частоты колебаний, излучаемых радиосистемой противника) перекрывается амплитудно-частотными характеристиками N фильтров $3_1, 3_2, \dots, 3_N$, имеющих одинаковые полосы пропускания Δf ; тогда величина N рассчитывается по формуле

$$N = \frac{f_{0 \max} - f_{0 \min}}{\Delta f}. \quad (5.2.1)$$

Выходное колебание сработавшего фильтра подвергается амплитудному детектированию, и видеонапряжение с выхода соответствующего амплитудного детектора 4 поступает на анализатор (рис. 5.2.1), в котором по номеру данного канала (фильтр плюс амплитудный детектор) вычисляется (при известной f_T) значение частоты f_0 .

Таковы три возможных варианта построения радиоприемного устройства РРТР.

Продолжим рассмотрение функционирования РРТР, структурная схема которого приведена на рис. 5.2.1.

С выхода радиоприемного устройства 2 сигналы поступают на вход анализатора 3, предназначенного для обнаружения сигналов радиосистемы противника и измерения их параметров, которые дают известное представление о типе работающей радиосистемы противника. Иными словами, анализатор является узлом РРТР, выполняющим радиотехническую разведку.

Рассмотрим процесс обнаружения сигнала.

Обнаружением сигнала называется последовательность радиотехнических операций, выполняемых над входным напряжением, в результате которой формируется решение — имеется сигнал во входном напряжении или нет. Это означает, что окончательным каскадом обнаружителя должно являться пороговое устройство (рис. 5.2.4), формирующее на своем выходе значения 1 или 0.

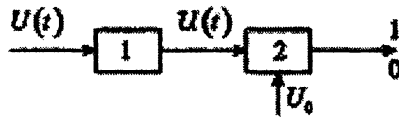


Рис. 5.2.4. Обобщенная структурная схема обнаружителя радиосигнала:

1 — радиоприемное устройство (включающее в себя согласованный с радиосигналом фильтр и амплитудный детектор); 2 — пороговое устройство (U_0 — порог обнаружения), вырабатывающее решения «сигнал есть» (1) или «сигнала нет» (0)

Обычно под входным напряжением $U(t)$ понимается либо аддитивная смесь сигнала $S(t)$ и шума $n(t)$:

$$U(t) = S(t) + n(t), \quad (5.2.2)$$

либо только шум:

$$U(t) = n(t). \quad (5.2.3)$$

Иными словами, задача обнаружителя состоит в различении, какое именно напряжение $U(t)$ присутствует в данный момент — описываемое соотношением (5.2.2) или подчиняющееся уравнению (5.2.3).

Отметим, что шумовая составляющая $n(t)$ присутствует в напряжении $U(t)$ всегда, поскольку она обязана своим происхождением таким неустраняемым факторам как тепловое движение электронов, наличие галактических радиоизлучений, флуктуации электронных потоков в радиоприборах и т. д. Вследствие этого шумовое напряжение $U(t)$ является случайным и его поведение описывается плотностью распределения вероятностей $W_{\text{ш}}(U)$. Однако указанная плотность $W_{\text{ш}}(U)$, суще-

ствующая на входе радиоприемного устройства 1 (рис. 5.2.4), должна быть пересчитана в соответствующую плотность $W_{\text{ш}}(U)$ для выхода радиоприемного устройства, которая, в частности, для шума, прошедшего через согласованный с сигналом фильтр и амплитудный детектор, задается выражением

$$W_{\text{ш}}(U) = \frac{U}{\sigma_{\text{ш}}^2} \cdot \exp\left(-\frac{U^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}\right), \quad (5.2.4)$$

где $\sigma_{\text{ш}}^2$ — мощность шума на выходе порогового устройства (дисперсия случайного процесса $U(t)$).

Из-за наличия шумовой составляющей в выражении (5.2.2) случайным является также и соответствующее напряжение $U(t)$; плотность распределения вероятностей $W_{\text{сг+ш}}(U)$ напряжения, прошедшего согласованный с сигналом фильтр и амплитудный детектор, на выходе радиоприемного устройства в этом случае записывается как

$$W_{\text{сг+ш}}(U) = \frac{U}{\sigma_{\text{ш}}^2} \cdot \exp\left(-\frac{U^2 + E^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}\right) I_0\left(\frac{UE}{\sigma_{\text{ш}}^2}\right), \quad (5.2.5)$$

где $E = \int_0^T S^2(t) dt$ — энергия сигнала; T — длительность обработки в согласованном с сигналом фильтре; $I_0(\dots)$ — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

Плотности $W_{\text{ш}}(U)$ и $W_{\text{сг+ш}}(U)$ распределения вероятностей выходного напряжения $U(t)$ радиоприемного устройства показаны на рис. 5.2.5.

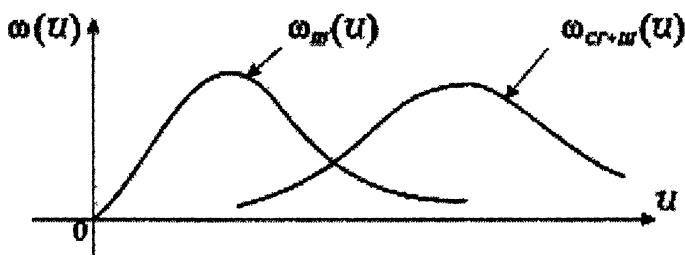


Рис. 5.2.5. Плотности $W_{\text{ш}}(U)$ и $W_{\text{сг+ш}}(U)$ распределения напряжения $U(t)$ на входе порогового устройства

Поскольку во входном напряжении $U(t)$ радиоприемного устройства присутствует случайный компонент $n(t)$, то выходные сигналы (0 и 1) порогового устройства также будут иметь вероятностную природу, причем вероятности возникновения этих (0 и 1) сигналов будут зависеть от того, какой именно плотности $W_{\text{ш}}(U)$ или $W_{\text{сг+ш}}(U)$ распределения вероятностей будет подчиняться случайный процесс $U(t)$ на входе порогового устройства в данный момент. Возможны четыре следующих ситуации (рис. 5.2.6):

1. Смесь сигнала с шумом превышает порог U_0 ; вероятность этого события называется вероятностью правильного обнаружения $\mathcal{D}$ и вычисляется как

$$\mathcal{D} = \int_{U_0}^{\infty} \omega_{\text{сг+ш}}(U) dU. \quad (5.2.6)$$

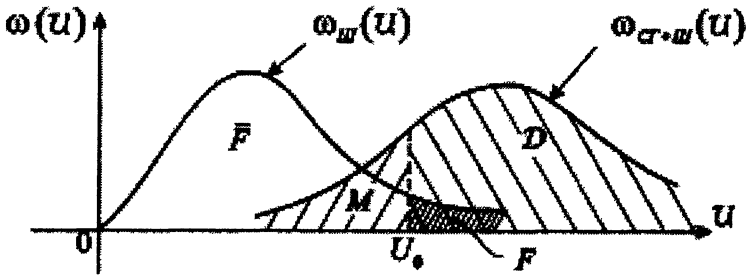


Рис. 5.2.6. Вероятности значений 0 и 1 на выходе порогового устройства для двух вариантов входных ситуаций

2. Смесь сигнала с шумом не превышает порог U_0 ; вероятность этого события называется вероятностью пропуска M и вычисляется как

$$M = 1 - \mathcal{D} \quad (5.2.7)$$

3. Шумовое напряжение превышает порог U_0 ; вероятность этого события называется вероятностью ложной тревоги F и вычисляется как

$$F = \int_{U_0}^{\infty} \omega_{\text{ш}}(U) dU. \quad (5.2.8)$$

4. Шумовое напряжение не превышает порог U_0 ; вероятность этого события называется вероятностью правильного необнаружения $\bar{F}$ и вычисляется как

$$\bar{F} = 1 - F. \quad (5.2.9)$$

Вероятности $\mathcal{D}$ и $\bar{F}$ являются вероятностями правильных решений; вероятности F и M — вероятностями ошибочных решений. Качество обнаружения тем выше, чем больше $\mathcal{D}$ (обычно $\mathcal{D} = 0,8 \dots 0,99$) и чем меньше F (традиционные значения $F = 10^{-5} \dots 10^{-8}$). Сочетание этих величин с отношением (сг/ш) мощности сигнала к мощности шума дается так называемыми характеристиками (зависимостью $\mathcal{D}$ от сг/ш при параметре F кривой) обнаружения, представленными на рис. 5.2.7. Данные характеристики используются для сравнительной оценки эффективности различных обнаружителей.

Процесс обнаружения опережает процессы измерения параметров, которые начинают выполняться сразу после формирования решения «сигнал есть» (1 на выходе порогового устройства).

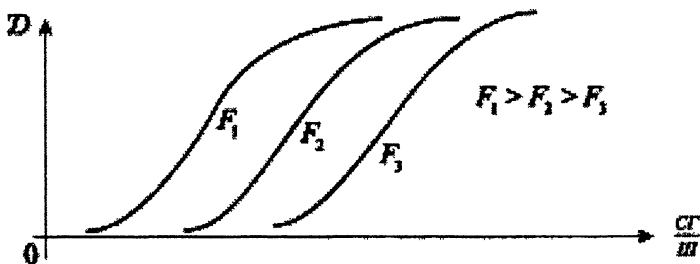


Рис. 5.2.7. Характеристики обнаружения

Пожалуй, наиболее важным (с разведывательной точки зрения) параметром является частота f_0 заполнения принятого сигнала.

Рассмотренные ранее способы (рис. 5.2.2, 5.2.3) осуществляли поиск данной, полагавшейся неизвестной, частоты с точностью до половины $(0,5\Delta f)$ ширины полосы пропускания фильтра. При этом в ряде случаев требуется не только более точное измерение этой частоты, но и ее запоминание.

Одним из устройств, выполняющих точное измерение частоты, является цифровой измеритель, структурная схема которого изображена на рис. 5.2.8, а. Эпюры, поясняющие работу данного измерителя, приведены на рис. 5.2.8, б.

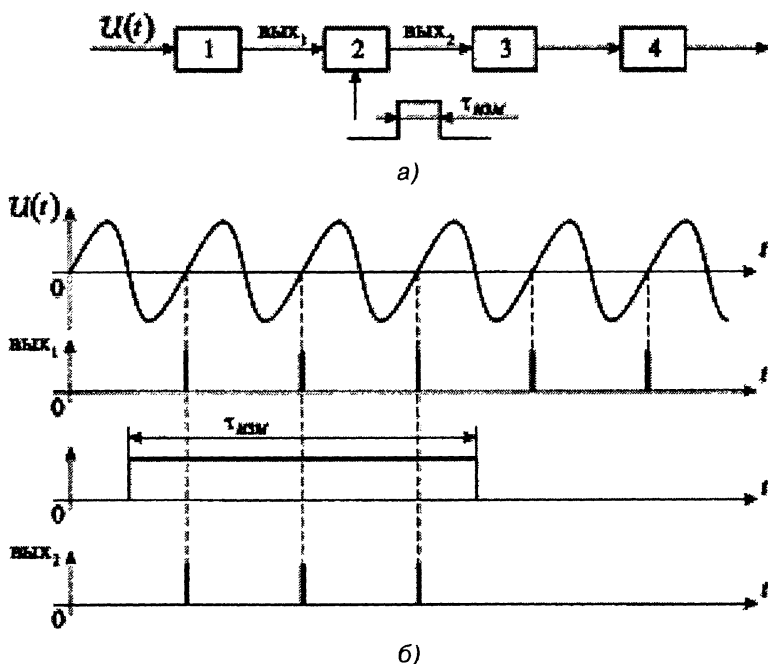


Рис. 5.2.8. Структурная схема цифрового измерителя частоты (а) и эпюры напряжений (б):

1 — формирователь импульсов; 2 — блок селекции; 3 — преобразователь; 4 — индикатор

Гармоническое колебание $U(t)$ с выхода предшествующего фильтра поступает на вход формирователя импульсов 1. Этот формирователь вырабатывает короткие импульсы в моменты пересечений снизу-вверх напряжением $U(t)$ нулевого уровня. Последовательность данных импульсов вводится на первый вход блока селекции 2. На второй вход этого блока подается открывающий (селектирующий) импульс заранее обусловленной длительности $\tau_{изм}$. Те из коротких импульсов, которые оказались в пределах импульса длительности $\tau_{изм}$, поступают на преобразователь 3 «количество импульсов — частота», алгоритм работы которого записывается следующим образом:

$$F_{изм} = \frac{n}{\tau_{изм}}, \quad (5.2.10)$$

где n — количество коротких импульсов, уложившихся на интервале $\tau_{изм}$. При этом, поскольку передний фронт импульса длительности $\tau_{изм}$ никак не синхронизиро-

ван с вырабатываемыми формирователем короткими импульсами, то возможна ошибка измерения $\Delta F_{\text{изм}}$, соответствующая одному короткому импульсу:

$$\Delta F_{\text{изм}} = \frac{1}{\tau_{\text{изм}}}. \quad (5.2.11)$$

Например, при $\tau_{\text{изм}} = 1$ с ошибка измерения частоты $\Delta F_{\text{изм}}$ составит 1 Гц.

Если обратиться к проблеме запоминания частоты (такое запоминание необходимо, скажем, для оперативной настройки генератора ответной помехи), то одним из устройств, обеспечивающих запоминание частоты с точностью до фазы (т. е. когерентным образом) является устройство с обратной связью, структурная схема которого представлена на рис. 5.2.9.

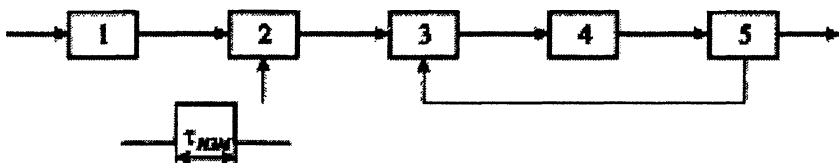


Рис. 5.2.9. Структурная схема устройства запоминания частоты:

1 — фильтр; 2 — блок селекции; 3 — импульсно-фазовый детектор; 4 — управляющий элемент; 5 — перестраиваемый генератор

Выходное гармоническое колебание (частота этого колебания подлежит запоминанию) фильтра 1 поступает на первый вход блока селекции 2. На второй вход этого блока подается сравнительно протяженный импульс длительности $\tau_{\text{изм}}$, в течение которого гармоническое колебание с выхода фильтра через блок селекции вводится на первый вход импульсно-фазового детектора 3. За время $\tau_{\text{изм}}$ данный детектор должен сравнить фазу указанного гармонического колебания с фазой другого (поступающего на второй вход импульсно-фазового детектора) гармонического колебания и выработать напряжение, пропорциональное разности фаз этих колебаний. Это напряжение подается далее на управляющий элемент 4, который соответствующим образом (до совпадения фаз) изменяет частоту работы перестраиваемого генератора 5. Данная подстройка происходит во время интервала $\tau_{\text{изм}}$, а по окончании его частота выходных колебаний перестраиваемого генератора остается постоянной в течение достаточно долгого времени. Эта продолжительная неизменность частоты трактуется как запоминание данной частоты.

Отметим, что если высокая точность (как в рассмотренном устройстве) запоминания частоты по условиям тактической задачи не требуется, то для означенного запоминания может использоваться, в частности, номер сработавшего фильтра (см. рис. 5.2.3).

Так осуществляются процессы обнаружения сигналов радиосистемы противника и измерение частоты (основного параметра сигналов радиосистемы противника — с позиции радиотехнической разведки) заполнения указанных сигналов.

Вернемся к рассмотрению функционирования РРТР, структурная схема которого приведена на рис. 5.2.1.

Факт обнаружения сигнала радиосистемы противника и значения основных параметров этого сигнала фиксируются на блоке индикации 4. Кроме того, указанные величины поступают также и на блок управления 5, который, будучи связан не только с радиоприемным устройством 2, но и с антенным блоком 1, выполняет различного рода подстроечные и поисковые функции. В частности, блок

управления вырабатывает команды на разворот антенного блока для определения углового положения α (в горизонтальной плоскости) излучающей радиосистемы противника. Отметим, что определение местоположения радиосистемы противника в практике радиоразведки зачастую сводится к нахождению именно угла α (в таком случае две или более РПТР смогут вычислить расположение радиосистемы противника) и, следовательно, блок управления осуществляет функции радиоразведки.

Для измерения углового положения α (в горизонтальной плоскости) радиосистемы противника в практике радиоразведки используются (рассматривавшиеся ранее) амплитудный и фазовый методы углометрии. Здесь мы рассмотрим еще один метод измерения α — с помощью доплеровского эффекта.

Структурная схема доплеровского измерителя угловой координаты α приведена (в упрощенном виде) на рис. 5.2.10, а.

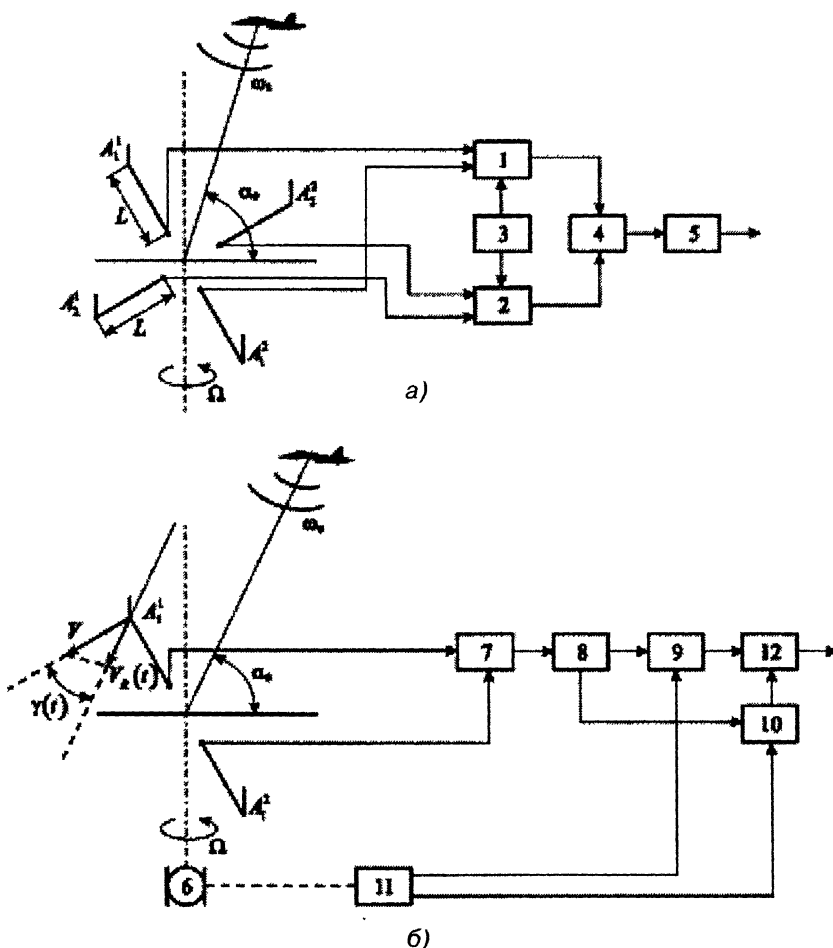


Рис. 5.2.10. Упрощенная структурная схема доплеровского измерителя

угловой координаты α_0 (а) и функциональная схема одного канала этого измерителя (б):

1 — первое радиоприемное устройство; 2 — второе радиоприемное устройство; 3 — гетеродин; 4 — устройство измерения; 5 — индикатор; 6 — двигатель; 7 — блок перемножения; 8 — фильтр; 9 — первый фазовый детектор; 10 — второй фазовый детектор; 11 — генератор опорного напряжения; 12 — вычислитель

Четыре приемные антенны ($A_1^1, A_1^2, A_2^1, A_2^2$), расположенные симметрично (на расстоянии L) относительно общего центра, вращаются вокруг этого центра с угловой скоростью Ω , описывая цилиндрическую поверхность диаметром $2L$. Все четыре антенны являются ненаправленными в горизонтальной плоскости и представляют собой вертикальные металлические штыри, осуществляющие прием радиоволн в диапазонах КВ и УКВ.

Радиосигнал частоты ω_0 поступает на данные антенны и далее (попарно с диаметрально противоположных антенн) на первые и вторые входы первого 1 и второго 2 радиоприемных устройств, на третьи входы которых подано гармоническое колебание от общего (для исключения дополнительных фазовых сдвигов) гетеродина 3.

Выходные напряжения радиоприемных устройств вводятся в устройство 4 измерения, после чего индикатор 5 фиксирует величину α_0 углового положения радиосистемы противника относительно отсчетного направления (например, продольной оси фюзеляжа самолета) антенной системы рассматриваемой РПТР.

Отметим, что наличие четырех идентичных антенн в данной РПТР связано с возможным маневрированием самолета-носителя РПТР и выявлением его углов (крена, тангажа) относительно самолета-носителя радиосистемы противника. Если принять для простоты, что полет самолета-носителя РПТР совершается горизонтально, то достаточно рассмотреть алгоритмы вычисления угловой величины α_0 только для двух антенн (например, A_1^1 и A_1^2). Функциональная схема работы одного (для данного случая) канала РПТР показана на рис. 5.2.10,б.

Поскольку совокупность антенн A_1^1 и A_1^2 вращается (это вращение осуществляет двигатель 6) с угловой частотой Ω (или, что то же, с постоянной линейной скоростью V), то частота радиосигналов, применяемых этими антеннами, будет изменяться во времени (в соответствии с изменяющейся во времени доплеровской частотой). Иными словами, колебание, принятое в данный момент антенной A_1^1 , будет иметь вид

$$S_1(t) = a \cos \left\{ \omega_0 \left[1 - \frac{V_R(t)}{c} \right] t \right\}, \quad (5.2.12)$$

а колебание, принятое антенной A_1^2 , — вид

$$S_2(t) = a \cos \left\{ \omega_0 \left[1 + \frac{V_R(t)}{c} \right] t \right\}, \quad (5.2.13)$$

где $V_R(t)$ — мгновенная проекция вектора линейной скорости V на направление, параллельное линии «РПТР—радиосистема противника»; здесь

$$V_R(t) = V \cos \gamma(t) = \Omega L \cos \gamma(t) = \Omega L \cos(\Omega t + \alpha_0), \quad (5.2.14)$$

где $\gamma(t)$ — мгновенный угол между вектором линейной скорости V и линией «РПТР—радиосистема противника».

Оба колебания $S_1(t)$ и $S_2(t)$ умножаются друг на друга в перемножителе 7, а результат перемножения, в котором компонент частоты $2\omega_0$ усредняется в фильтре 8, записывается в виде

$$S(t) = \frac{a}{2} \sin \left[2\omega_0 \cdot \frac{V_R(t)}{c} \cdot t \right]. \quad (5.2.15)$$

Представляя напряжение (5.2.15) как

$$S(t) = \frac{a}{2} \sin \left[\frac{2\omega_0}{c} \cdot \Omega L \sin(\Omega t + \alpha_0) \right],$$

разложим его в ряд

$$S(t) = \frac{a}{2} \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1} \left(\frac{2\omega_0}{c} \cdot \Omega L \right) \sin [(2k+1)(\Omega t + \alpha_0)]$$

по функциям $J_{2k+1}(l)$ Бесселя $(2k+1)$ -го порядка от аргумента $l = \frac{2\omega_0}{c} \cdot \Omega L = 2\pi\Omega \cdot \frac{2L}{\lambda_0}$.

Поскольку фильтр имеет сравнительно узкую полосу, то он выделяет первую гармонику данного разложения, а именно

$$S^{(1)}(t) = \frac{a}{2} J_1 \left(\frac{2\omega_0}{c} \cdot \Omega L \right) \sin [(2k+1)(\Omega t + \alpha_0)], \quad (5.2.16)$$

которая и поступает на первые входы первого 9 и второго 10 фазовых детекторов. На вторые входы указанных фазовых детекторов подаются сдвинутые на 90° друг относительно друга гармонические колебания частоты Ω , выработанные генератором опорного напряжения 11, который синхронизирован с работой двигателя 6. Тогда напряжения на выходах фазовых детекторов будут записываться как $S^{(1)}(t)\sin\Omega t$ и $S^{(1)}(t)\cos\Omega t$, а напряжение на выходе вычислителя 12 окажется пропорциональным углу α_0 , т. е.

$$\alpha_0^* = \arctg \frac{S^{(1)}(t)\sin\Omega t}{S^{(1)}(t)\cos\Omega t}, \quad (5.2.17)$$

где α_0^* — значение измеренной величины α_0 .

В ряде современных доплеровских измерителей угловой координаты механическое вращение антенной системы отсутствует, а используется кольцевая решетка неподвижных антенн, расположенных по образующим цилиндра диаметром $2L$. При этом элементы данной решетки периодически (со скоростью Ω) попарно подключаются ко входу радиоприемного устройства.

Отметим также, что если в составе данной РПТР используется многоканальное радиоприемное устройство, то указанная РПТР может определять угловые положения нескольких излучающих радиосистем противника.

Поводя итог рассмотрению функционирования РПТР отметим, что ряд изучавшихся ранее радиосистем способен выполнять радио- и радиотехнические виды разведки — в частности, это относится к комплексу радиолокационного дозора и наведения.

5.3. СИСТЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ

Радиоэлектронным противодействием называется совокупность действий и мероприятий по нарушению функционирования радиосистем противника, выполняемых с помощью создания радиоэлектронных помех и постановки ложных целей. Иными словами, радиоэлектронное противодействие может осуществляться как активными, так и пассивными методами.

Активные методы радиоэлектронного противодействия

Активные методы радиоэлектронного противодействия подразумевают обязательное электромагнитное излучение в сторону радиосистемы противника. Задачей этого излучения является, как минимум, ухудшить или, как максимум, подавить работу радиосистемы противника.

Радиосистемы, излучения которых призвано дезорганизовать функционирование радиосистемы противника, называют системами радиоэлектронного противодействия (РРПД). Структурная схема РРПД в общем виде показана на рис. 5.3.1.

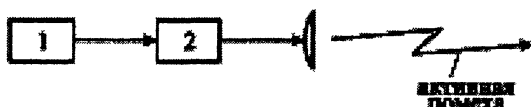


Рис. 5.3.1. Структурная схема системы радиоэлектронного противодействия:

1 — генератор помехи; 2 — радиопередающее устройство

Генератор помехи 1 формирует напряжение, соответствующее заданному типу помехи (шумовая, импульсная и т. д.). Это напряжение усиливается по мощности в радиопередающем устройстве 2. В качестве усилителя мощности обычно используется лампа бегущей волны, обеспечивающая как достаточно высокую (сотни ватт, а в импульсном режиме — до сотен киловатт) мощность выходного радиосигнала, так и быструю электронную перестройку частоты в широком (до нескольких десятков гигагерц) диапазоне при хорошем (до 70%) коэффициенте полезного действия. Далее мощный радиосигнал, представляющий собой активную помеху, излучается в пространство.

Схема ситуации, в которой используется РРПД, изображена на рис. 5.3.2.

Наземная радиосистема противника облучает самолет, на борту которого установлена РРПД.

В ответ бортовая РРПД начинает излучать радиосигнал (активную помеху), стремясь подавить радиосистему противника.

Рассмотрим вопрос о расчете минимальной дальности подавления $R_{\min}$, на которой обеспечивается заранее заданный коэффициент подавления K_{Π} . При этом условия функционирования РРПД соответствуют ситуации, представленной на рис. 5.3.2.

Если задать мощность излучения $P_{\text{изл}}$ наземной радиосистемы противника и ее коэффициент направленного действия G_0 , (равный значению максимума в диаграмме направленности $G(\alpha, \beta)$), то плотность потока мощности Π_1 у самолета-носителя РРПД будет равна

$$\Pi_1 = \frac{P_{\text{изл}} G_0}{4\pi R^2},$$

где R — расстояние от радиосистемы противника до самолета-носителя РРПД.

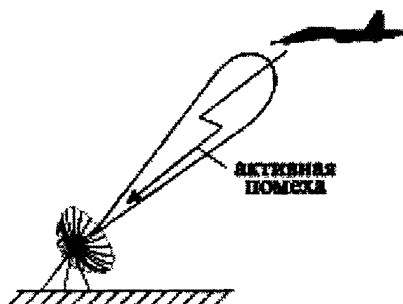


Рис. 5.3.2. Схема ситуации, в которой используется активная помеха

Самолет-носитель РРПД, обладающий эффективной площадью рассеяния S_0 , создаст переизлученное магнитное поле мощностью P_1 :

$$P_1 = \Pi_1 S_0 = \frac{P_{\text{изл}} G_0}{4\pi R^2} \cdot S_0,$$

которое, в свою очередь, распространяясь в пространстве, создаст у антенны радиосистемы противника плотность потока мощности Π_2 , вычисляемую как

$$\Pi_2 = \frac{P_1}{4\pi R^2} = \frac{P_{\text{изл}} G_0}{(4\pi)^2 R^4} \cdot S_0,$$

и тогда мощность $P_{\text{сг вх}}$ отраженного от самолета-носителя РРПД сигнала, поступившего на вход приемного устройства радиосистемы противника, будет рассчитываться согласно соотношению

$$P_{\text{сг вх}} = \Pi_2 S_{\text{ант}} = \frac{P_{\text{изл}} G_0}{(4\pi)^2 R^4} \cdot S_0 S_{\text{ант}}, \quad (5.3.1)$$

где $S_{\text{ант}}$ — эффективная площадь приемной антенны радиосистемы противника.

Теперь обратимся к нахождению мощности $P_{\text{п вх}}$ активной помехи на входе приемного устройства радиосистемы противника, если бортовая РРПД излучает активную помеху мощности P_0 , а коэффициент направленного действия антенны РРПД G_1 соответствует максимуму диаграммы направленности $G_1(\alpha, \beta)$ антенны РРПД, ориентированному на радиосистему противника.

Тогда плотность потока мощности $\Pi_{\text{п}}$ активной помехи у антенны радиосистемы противника будет вычисляться как

$$\Pi_{\text{п}} = \frac{P_0 G_1}{4\pi R^2},$$

а мощность $P_{\text{п ант}}$ активной помехи на входе антенны радиосистемы противника — как

$$P_{\text{п ант}} = \Pi_{\text{п}} S_{\text{ант}} = \frac{P_0 G_1}{4\pi R^2} \cdot S_{\text{ант}}.$$

Поскольку ширина спектра $\Delta f_{\text{п}}$ активной помехи обычно больше, чем полоса пропускания $\Delta f_{\text{прм}}$ радиоприемного устройства, то в радиоприемное устройство поступит не вся мощность $P_{\text{п ант}}$, а лишь ее часть, равная $P_{\text{п вх}}$, т. е.

$$P_{\text{п вх}} = P_{\text{п ант}} \cdot \frac{\Delta f_{\text{прм}}}{\Delta f_{\text{п}}} = \frac{P_0 G_1}{4\pi R^2} \cdot S_{\text{ант}} \cdot \frac{\Delta f_{\text{прм}}}{\Delta f_{\text{п}}}. \quad (5.3.2)$$

Сравнивая выражения (5.3.1) и (5.3.2), можно заключить, что при сближении самолета-носителя РРПД с радиосистемой противника, мощность $P_{\text{сг вх}}$ растет быстрее, чем мощность $P_{\text{п вх}}$. Это означает, что на каком-то расстоянии $R_{\text{мин}}$ мощность $P_{\text{сг вх}}$ увеличится настолько, что активная помеха перестанет защищать самолет-носитель РРПД, и он будет обнаружен. Это расстояние $R_{\text{мин}}$ называется минимальной дальностью подавления.

Расчет величины $R_{\text{мин}}$ связан с эффективностью действия активной помехи. Данная эффективность оценивается коэффициентом подавления $K_{\text{п}}$, равным

$$K_{\text{п}} = \frac{P_{\text{п вх}}}{P_{\text{сг вх}}}. \quad (5.3.3)$$

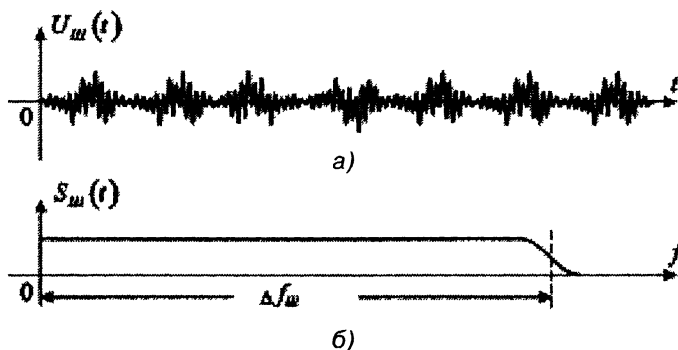


Рис. 5.3.4. Шумовое напряжение (а) и его спектр (б)

Основным элементом этой РРПД является генератор шумового напряжения 1. Один из примеров этого напряжения изображен на рис. 5.3.4,а, а спектр этого напряжения — на рис. 5.3.4,б. Отметим, что чем шире спектр, тем более эффективной может быть маскирующая помеха. У таких электронных приборов как фоторезисторы, электронные лампы и транзисторы (создающие так называемые дробовые шумы), у обычных резисторов (формирующих тепловые шумы) выработанные ими шумовые напряжения имеют ширину спектра $2 \cdot 10^8 \dots 3 \cdot 10^8$ Гц при равномерной спектральной плотности, равной $10^{-17} \dots 10^{-16}$ Вт/Гц. Такой шум (по аналогии со спектром белого света) называют белым шумом. В пространство излучается, разумеется, значительно более мощная (в 100...1000 раз по сравнению с мощностью шумового напряжения) активная помеха.

Рассмотренная РРПД использует в своей работе данные радиотехнической разведки. Это проявляется в том, что излучение радиосистемы противника принимается одной из антенн РРПД, после чего напряжение принятого радиосигнала поступает на вход радиоприемного устройства 2, с выхода которого подается как на блок запоминания частоты 3, так и на анализатор 4. Анализатор формирует управляющий сигнал для блока запоминания частоты и задает необходимый режим блоку настройки 5. Блок настройки воздействует на генератор радиоколесаний 6, заставляя генератор вырабатывать радиоколесания частоты, равной частоте излучения радиосистемы противника. Сформированное радиоколесание вводится на первый вход модулятора 7. На второй вход этого модулятора подается усиленное (в усилителе 8) шумовое напряжение. Характер (амплитудная, частотная) модуляции определяется в РРПД заранее. Наконец, сформированная активная помеха поступает на радиопередающее устройство 9, и другая антенна РРПД излучает указанную помеху в пространство.

Данная структурная схема является достаточно общей и отражает процесс создания лишь непрерывных во времени маскирующих помех.

Отметим ряд обстоятельств.

Во-первых, блоки радиотехнической разведки могут в РРПД отсутствовать. Тогда РРПД вырождается в радиосистему, структурная схема которой представлена на рис. 5.3.5. Такая радиосистема называется РРПД с излучением прямошумовой активной помехи.

Генератор шумового напряжения 1 вырабатывает хаотическое напряжение (рис. 5.3.4,а), обладающее большой шириной $\Delta f_{ш}$ спектра — белый шум. Это напряжение поступает на фильтр 2, имеющий значительно меньшую, чем $\Delta f_{ш}$ полосу Δf_{Φ} пропускания, после чего усиливается в усилителе мощности 3 и излучается в пространство. Полоса частот $\Delta f_{пом}$ излучаемой прямошумовой помехи равна полосе пропускания фильтра Δf_{Φ} .

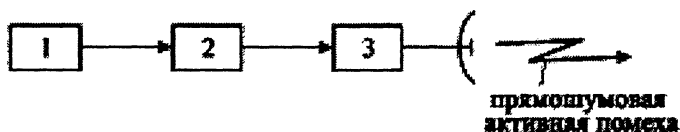


Рис. 5.3.5. Структурная схема РРПД с излучением прямошумовой активной помехи:

1 — генератор шумового напряжения; 2 — фильтр; 3 — усилитель мощности

Отметим, что если выполняется соотношение $\Delta f_{\text{пом}} > \Delta f_{\text{прм}}$, где $\Delta f_{\text{прм}}$ — полоса пропускания приемного устройства радиосистемы противника, то помеха с такой полосой называется заградительной. В РРПД с излучением прямошумовой помехи значения полосы $\Delta f_{\text{пом}}$ могут достигать до 500 МГц, а мощности излучения — до 10 кВт.

Если же выполняется обратное соотношение, т. е. $\Delta f_{\text{пом}} < \Delta f_{\text{прм}}$, то при условии совмещения центральных частот помехи ($f_0 \text{ пом}$) и приемного устройства ($f_0 \text{ прм}$) радиосистемы противника такая активная помеха называется прицельной помехой.

Во-вторых, возможно автоматическое создание прицельной прямошумовой помехи в соответствии с параметрами радиосигналов, излучаемых радиосистемой противника. Структурная схема РРПД с излучением такой прямошумовой помехи изображена на рис. 5.3.6.

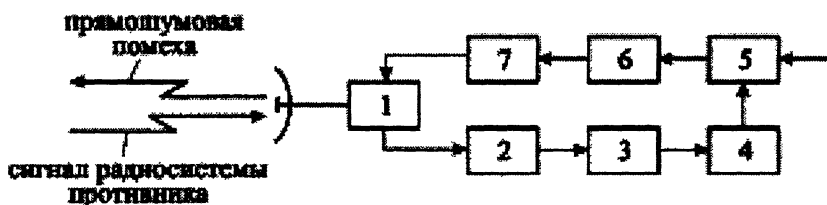


Рис. 5.3.6. Структурная схема РРПД с излучением прицельной прямошумовой активной помехи:

1 — рециркулятор; 2 — радиоприемное устройство; 3 — анализатор спектра; 4 — вычислитель; 5 — блок управления; 6 — генератор шумового напряжения; 7 — радиопередающее устройство

Сигнал радиосистемы противника, принятый антенной данной РРПД, поступает сначала на рециркулятор 1, затем на радиоприемное устройство 2, а далее его частотные параметры определяются в анализаторе спектра 3. Полученные данные вводятся в вычислитель 4, который вырабатывает цифровые значения требуемых частотных параметров прямошумовой активной помехи. Эти цифровые значения подаются на блок управления 5, который преобразует их в управляющие сигналы для генератора шумового напряжения 6. Отметим, что до поступления сигнала радиосистемы противника генератор шумового напряжения не работает. Включение указанного генератора осуществляется с блока управления — либо по внешней команде, либо от вычислителя. Далее шумовое напряжение поступает на радиопередающее устройство 7, затем на рециркулятор и в качестве прямошумовой помехи излучается с антенны данной РРПД на радиосистему противника.

Из рис. 5.3.7 видно, что сформированная таким образом прямошумовая помеха относится к классу прицельных помех. Типичное значение $\Delta f_{\text{пом}}$ составляет 10...20 МГц.

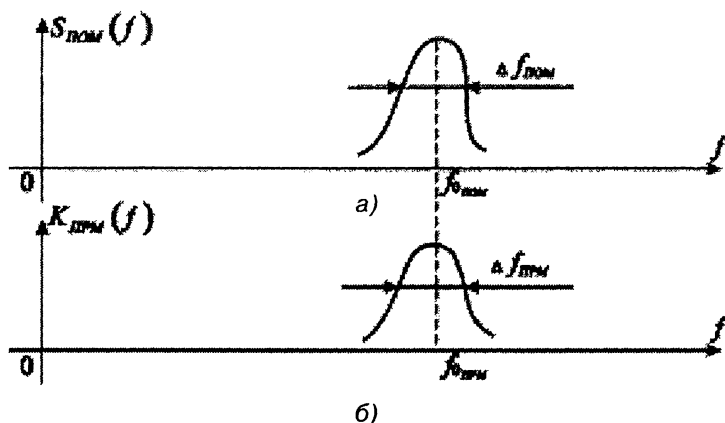


Рис. 5.3.7. Соотношение между спектром прицельной помехи (а) и амплитудно-частотной характеристикой приемного устройства радиосистемы противника (б)

В-третьих, РРПД, структурная схема которой представлена на рис. 5.3.3, способна излучать модулированные прицельные помехи. При этом в качестве модулируемых могут использоваться различные параметры гармонического колебания.

Активная помеха с амплитудной шумовой модуляцией приведена на рис. 5.3.8,а.

Один из способов ее создания представлен на рис. 5.3.3, где радиокоебание постоянной частоты f_0 , создаваемое генератором радиокоебаний 6, подается на первый вход модулятора 7, на второй вход которого поступает усиленное шумовое напряжение. Эпюра (рис. 5.3.8,а) характеризует выходное напряжение этого модулятора.

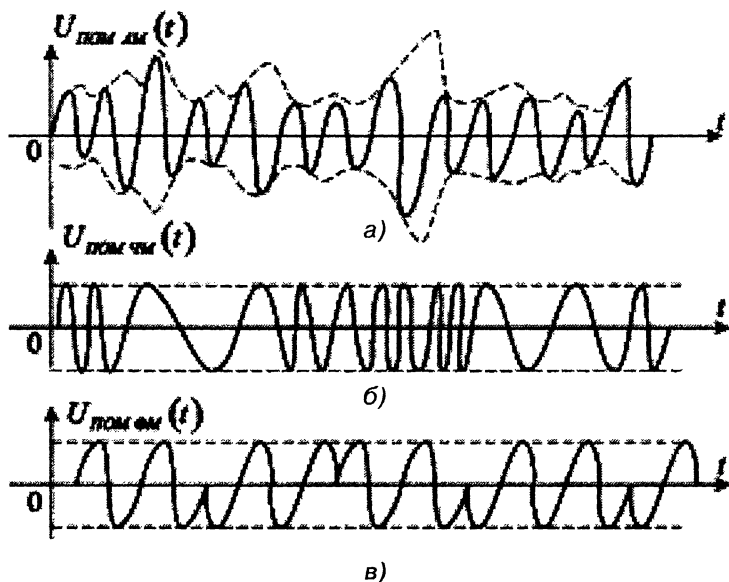


Рис. 5.3.8. Различные виды непрерывных модулированных активных помех:

а — с шумовой амплитудной модуляцией; б — с шумовой частотной модуляцией; в — с шумовой фазовой модуляцией

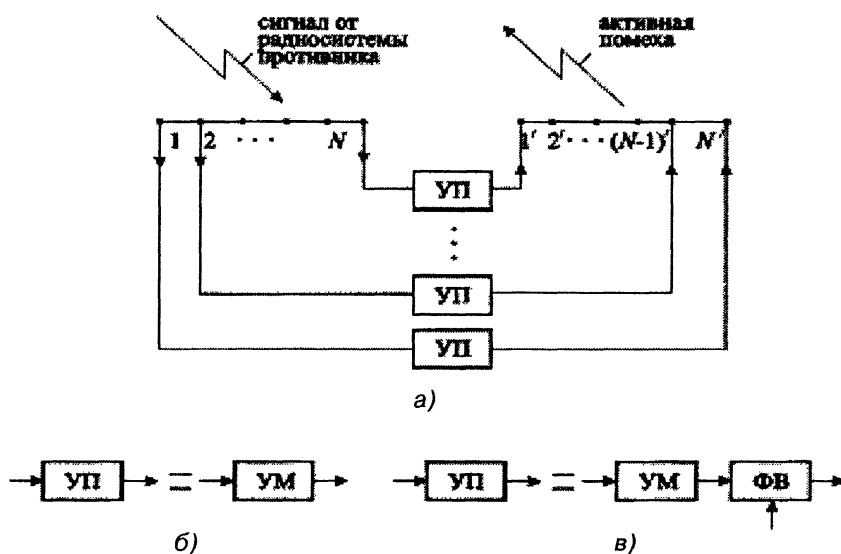


Рис. 5.3.9. Схема переизлучения с помощью антенной ретрансляционной решетки Ван-Атта (а) и составы ее элементов (б, в):

УП — устройство передачи радиосигналов; УМ — усилитель мощности; ФВ — управляемый фазовращатель

Другой способ формирования указанной активной помехи (с использованием антенной ретрансляционной решетки Ван-Атта) изображен на рис. 5.3.9. Сигнал от радиосистемы противника поступает на элементы 1, 2, ..., N первой половины многоэлементной антенной решетки, каждый из которых через устройство передачи (УП) радиосигналов соединен с зеркально противоположным элементом ($1'$, $2'$, ..., N') второй половины той же решетки, в результате чего образуется так называемая решетка Ван-Атта (рис. 5.3.9,а) осуществляющая ретрансляционную функцию.

Если устройство передачи радиосигналов состоит (рис. 5.3.9,б) из усилителя мощности (УМ), то активная помеха, представляющая собой радиосигнал, принятый с какого-то направления от радиосистемы противника, будет излучена в строго противоположном направлении (т. е. на радиосистему противника). Если же к усилителю мощности в устройстве передачи радиосигналов (рис. 5.3.9,в) будет добавлен управляемый фазовращатель (ФВ), то направление излучения активной помехи не изменится, но за счет подачи шумовых напряжений на внешние входы фазовращателей излучаемая непрерывная активная помеха станет амплитудно-модулированной, причем данная амплитудная модуляция окажется шумовой.

Активная помеха с частотной шумовой модуляцией представлена на рис. 5.3.8,б. Способ ее формирования изображен на рис. 5.3.3, когда шумовой модуляции в модуляторе 7 подвергается частота радиок колебаний f_0 , вырабатываемых в генераторе 6.

Активная помеха с фазовой шумовой модуляцией показана на рис. 5.3.8,в. Данная модуляция, как и две предыдущих, осуществляется (рис. 5.3.3) по отношению к радиок колебанию частоты f_0 в модуляторе 7.

Все три вида активных помех, параметры которых подвергнуты шумовой модуляции, относятся к классу прицельных помех.

Таково краткое рассмотрение процессов создания основных типов маскирующих помех, непрерывных во времени.

Обратимся к другому типу маскирующих помех — *дискретных* во времени.

На практике наиболее часто используемой дискретной во времени маскирующей помехой является так называемая хаотическая импульсная помеха, представляющая собой последовательность радиоимпульсов (с постоянной частотой заполнения f_0), имеющих случайную длительность τ_H и случайный период следования T_C .

Структурная схема РРПД, использующей наиболее простой способ формирования хаотической импульсной помехи, изображена на рис. 5.3.10, а, а эюры, поясняющие принцип ее работы, — на рис. 5.3.10, б.

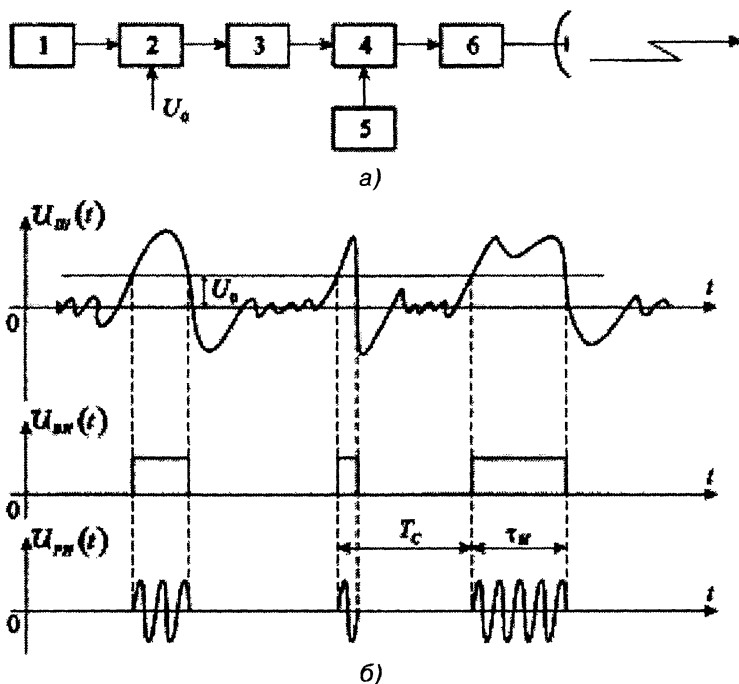


Рис. 5.3.10. Структурная схема РРПД, использующей простейший способ формирования хаотической импульсной помехи (а), и эюры ее работы (б):

1 — генератор шумового напряжения; 2 — пороговое устройство; 3 — формирователь видеоимпульсов; 4 — модулятор; 5 — генератор радиокосебаний; 6 — радиопередающее устройство

Генератор 1 вырабатывает шумовое напряжение $U_{ш}(t)$, которое поступает на вход порогового устройства 2 с порогом U_0 . Выходное напряжение $U_{вых}(t)$ этого устройства представляет собой последовательность видеонапряжений, соответствующих алгоритму

$$U_{вых}(t) = \begin{cases} U_{ш}(t) & \text{при } U_{ш}(t) \geq U_0 \\ 0 & \text{при } U_{ш}(t) < U_0 \end{cases}$$

Напряжение $U_{вых}(t)$ далее преобразуется формирователем 3 в последовательность видеоимпульсов $U_{ви}(t)$, поступающих на первый вход модулятора 4. На второй вход модулятора 4 подается гармоническое напряжение частоты f_0 с выхода генератора радиокосебаний 5. Модулятор вырабатывает последовательность радиоимпульсов $U_{ри}(t)$, которые, пройдя через радиопередающее устройство 6, излучаются в пространство как хаотическая импульсная помеха.

Рассмотренная РРПД является автономной радиосистемой — в том смысле, что ее работа никак не связана с особенностями функционирования радиосистемы противника. Более того, данная РРПД излучает хаотическую импульсную помеху даже в том случае, когда радиосистема противника вообще отсутствует. Иными словами, значительная часть излучаемой этой РРПД мощности может тратиться впустую. Поэтому на практике РРПД, вырабатывающие хаотическую импульсную помеху, снабжаются устройствами радиотехнической разведки. Структурная схема одной из таких РРПД и некоторые функционально-значимые эпюры, поясняющие ее работу, показаны на рис. 5.3.11.

Данная РРПД начинает функционировать лишь после приема радиоимпульса, поступившего от радиосистемы противника.

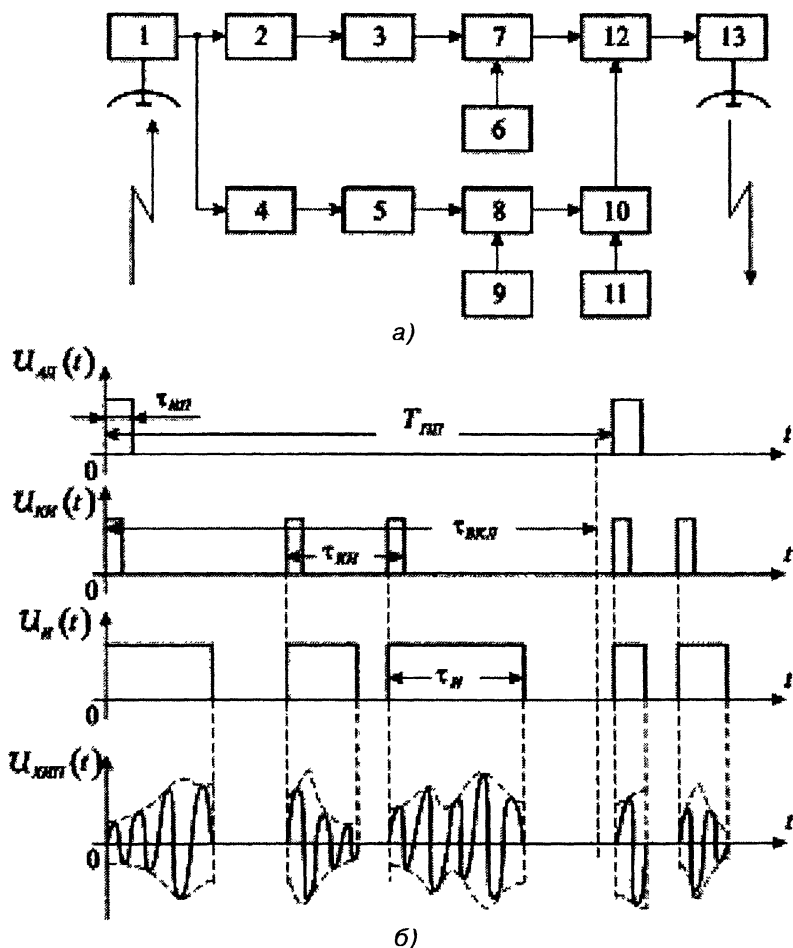


Рис. 5.3.11. Структурная схема РПД, использующей хаотическую импульсную помеху при наличии устройств радиотехнической разведки (а), и эпюры напряжений в отдельных точках РПД (б):

1 — радиоприемное устройство; 2 — устройство запоминания частоты; 3 — генератор радиокосильных колебаний; 4 — амплитудный детектор; 5 — блок включения; 6 — первый генератор шумового напряжения; 7 — амплитудный модулятор; 8 — формирователь коротких импульсов; 9 — второй генератор шумового напряжения; 10 — генератор видеосигналов; 11 — третий генератор шумового напряжения; 12 — импульсный модулятор; 13 — радиопередаточное устройство

Импульс радиосистемы противника, имеющий частоту заполнения f_0 и длительность $\tau_{\text{ИП}}$, проходит через радиоприемное устройство 1 и поступает на устройство запоминания частоты 2, выход которого подан на вход генератора радиоколебаний 3. Под воздействием напряжения с устройства 2 данный генератор начинает вырабатывать радиоколебания частоты f_0 . Кроме того, импульс радиосистемы противника с выхода радиоприемного устройства подается на амплитудный детектор 4, выходные сигналы $U_{\text{АД}}(t)$ которого, следующие с периодом повторения импульсов радиосистемы противника $T_{\text{ПП}}$, запускают на интервал времени $\tau_{\text{ВКЛ}}$ блок включения 5. Данный блок обеспечивает генерацию хаотической импульсной помехи в течение указанного интервала $\tau_{\text{ВКЛ}}$, несколько меньшего чем значение $T_{\text{ПП}}$.

Формирование хаотической импульсной помехи начинается с подачи радиоколебания частоты f_0 и напряжения шума (от первого генератора шумового напряжения 6) на амплитудный модулятор 7, в результате чего на его выходе вырабатывается амплитудно-модулированное шумовым напряжением радиоколебание частоты f_0 .

Для создания случайности в периоде следования помеховых импульсов используются формирователь коротких импульсов $U_{\text{КИ}}(t)$ 8 и второй генератор шумового напряжения 9, под воздействием которого длительность временного интервала $\tau_{\text{КИ}}$ между соседними короткими импульсами меняется случайным образом.

Далее каждый короткий импульс запускает генератор видеоимпульсов $U_{\text{И}}(t)$ 10. При этом длительность $\tau_{\text{И}}$ этих видеоимпульсов изменяется хаотическим образом под воздействием третьего генератора шумового напряжения 11.

После этого видеоимпульсы $U_{\text{И}}(t)$, следующие друг за другом со случайным интервалом $\tau_{\text{КИ}}$ и обладающие хаотической длительностью $\tau_{\text{И}}$, поступают на один из входов импульсного модулятора 12, на другой вход которого подается амплитудно-модулированное шумовым напряжением непрерывное в течение $\tau_{\text{ВКЛ}}$ радиоколебание частоты f_0 . В результате на выходе импульсного модулятора формируется хаотическая импульсная помеха $U_{\text{ХИП}}(t)$, которая через радиопередаточное устройство 13 и антенну данной РРПД излучается в пространство.

Отметим, что данная хаотическая импульсная помеха, поступившая на вход радиосистемы противника, успешно маскирует радиоимпульс, отраженный от самолета-носителя РРПД.

РРПД с излучением имитационных помех

Имитационными называются активные помехи, создающие ложную информацию о воздушной ситуации для радиосистем противника.

Поясним сказанное.

Предположим, что самолет-носитель РРПД, выполняющий полет, подвергается облучению радиосистемой противника. Если РРПД не включена, то по отраженным от самолета сигналам радиосистема противника сможет получить информацию о пространственном местоположении и параметрах движения самолета, а затем передать эту информацию системам перехвата. Если же РРПД включена и в ответ на облучение сама начинает излучать имитационные помехи, то радиосистема противника, помимо отраженных от самолета радиосигналов, будет также принимать помеховые радиосигналы, параметры которых сходны с параметрами радиосигналов, отраженных от самолета. Следовательно, процесс извлечения информации о пространственном местоположении и параметрах движения самолета будет сопровождаться аномальными ошибками (к их числу может быть отнесен, например, эффект «раздвоения» самолета). Поэтому системы перехвата, получившие такую искаженную информацию, не сумеют выполнить свою задачу с должной эффективностью.

Рассмотрим функционирование РРПД с излучением различных имитационных помех. При этом имитируемыми параметрами местонахождения и движения самолета-носителя РРПД будут его дальность, радиальная (по отношению к радиосистеме противника) скорость и угловое положение.

Принцип имитации дальности основан на создании помеховых радиоимпульсов I_{Π} , имеющих временную задержку τ_{Π} (относительно радиоимпульса I_p , излученного радиосистемой противника), отличающуюся от соответствующей временной задержки τ_c радиоимпульса I_c , отраженного от самолета-носителя РРПД. Поскольку помеховый радиоимпульс I_{Π} обычно оказывается более мощным, чем радиоимпульс I_c , отраженный от самолета, то возрастает вероятность того, что оператор (или устройство извлечения информации) радиосистемы противника в качестве текущей дальности воздушного объекта примет не значение дальности R_c до самолета

$$R_c = \frac{c\tau_c}{2},$$

а величину дальности R_{Π} , симитированную помехой:

$$R_{\Pi} = \frac{c\tau_{\Pi}}{2}, \quad (5.3.5)$$

и, соответственно, ориентирует систему перехвата на координату R_{Π} . При этом, если величина τ_{Π} изменяется (при начальном условии $\tau_{\Pi} \approx \tau_c$) достаточно плавным относительно τ_c образом, то такая помеха называется уводящей; если же значение τ_{Π} изменяется скачком (относительно τ_c), то такая помеха называется перенацеливающей. Величина скачка может быть различной — на практике помеха рассматривается как перенацеливающая, если разность $|\tau_{\Pi} - \tau_c|$ превышает размеры зоны (формируемой в радиосистеме противника) селекции по дальности, в противном случае помеха считается уводящей.

Рассмотрим в качестве примера функционирование РРПД (рис. 5.3.12), излучающую активную помеху, уводящую по дальности.

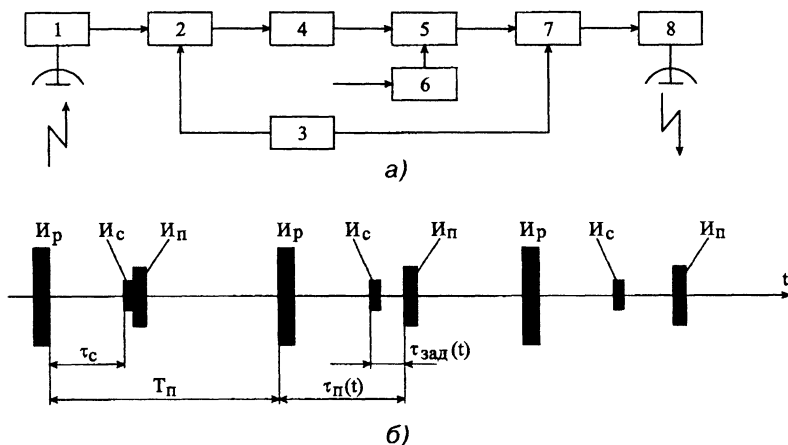


Рис. 5.3.12. Структурная схема РРПД с излучением уводящей по дальности помехи (а) и эпюры, поясняющие принцип ее работы (б):

1 — радиоприемное устройство; 2 — первый смеситель; 3 — гетеродин; 4 — усилитель промежуточной (разностной) частоты; 5 — устройство управляемой задержки; 6 — блок управления; 7 — второй смеситель; 8 — радиопередатчик; I_p — радиоимпульс, излученный радиосистемой противника; I_c — отраженный от самолета радиоимпульс; I_{Π} — радиоимпульс уводящей помехи

Данная РРПД начинает работать в качестве постановщика уводящей помехи с момента поступления на ее антенну (и радиоприемное устройство 1) радиоимпульса I_C от радиосистемы противника. Этот радиоимпульс с помощью первого смесителя 2 и гетеродина 3 переводится на промежуточную (разностную $f_p = f_0 - f_r$, где f_0 — частота заполнения импульса от радиосистемы противника; f_r — частота радиокосильных гетеродина) частоту f_p .

Радиоимпульс с частотой заполнения f_p усиливается в усилителе 4 и в момент времени t_1 поступает на устройство управляемой задержки 5, которое под воздействием напряжения (линейно- или квадратично-возрастающего), поданного с блока управления 6, формирует временной интервал задержки $\tau_{\text{ззд}}(t_1)$ между входным и выходным радиоимпульсами устройства 5. Далее частота заполнения f_p задержанного радиоимпульса с помощью второго смесителя 7 и гетеродина 3 переносится на первоначальную частоту заполнения f_0 радиоимпульса, принятого от радиосистемы противника (в смесителе 7 выполняется операция $f_p + f_r = f_0$), и данный радиоимпульс (в качестве помехового импульса I_n), пройдя через радиопередающее устройство 8, из антенны излучается в пространство (в направлении радиосистемы противника).

В следующий период повторения импульсов T_n радиосистемы противника описанная работа данной РРПД воспроизводится еще раз, причем формируемый в момент времени t_2 временной интервал задержки $\tau_{\text{ззд}}(t_2)$, в силу возрастания напряжения с блока управления, оказывается большим, чем временной интервал $\tau_{\text{ззд}}(t_1)$. Это означает, что радиосистема противника воспринимает I_n как радиоимпульс, отраженный от удаляющегося (реально несуществующего) самолета, и, по причине большей его амплитуды (по сравнению с амплитудой радиоимпульса I_C , отраженного от самолета-носителя РРПД), подает соответствующий сигнал системе перехвата.

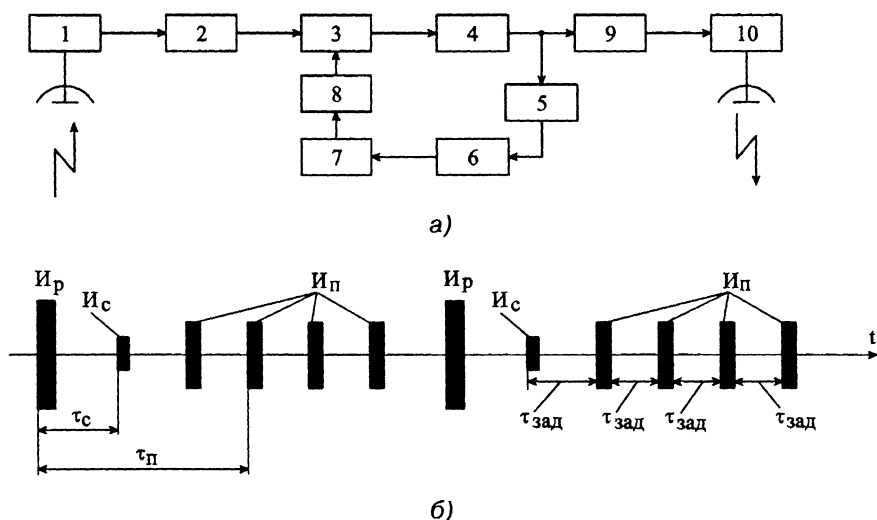


Рис. 5.3.13. Структурная схема РРПД с излучением перенацеливающей по дальности помехи (а) и эпюры, поясняющие принцип ее работы (б):

1 — радиоприемное устройство; 2 — делитель частоты; 3 — сумматор; 4 — первый усилитель; 5 — первый преобразователь частоты; 6 — ультразвуковая линия задержки; 7 — второй преобразователь частоты; 8 — второй усилитель; 9 — умножитель частоты; 10 — радиопередающее устройство; I_p — радиоимпульс, излученный радиосистемой противника; I_C — отраженный от самолета радиоимпульс; I_n — радиоимпульс перенацеливающей помехи

Что касается РРПД с излучением активной помехи, перенацеливающей радиосистему противника по дальности, то структурная схема такой РРПД и эпюры, поясняющие принцип ее работы, представлены на рис. 5.3.13.

Данная РРПД, как и предыдущая, работает по радиоимпульсу I_C , принятому от радиосистемы противника. Частота заполнения f_0 указанного радиоимпульса, прошедшего через радиоприемное устройство 1, понижается до частоты заполнения f_1 в делителе частоты 2. Затем радиоимпульс с частотой заполнения f_1 подается на первый вход сумматора 3 и на первый усилитель 4, с выхода которого поступает на первый преобразователь частоты 5 — в нем частота f_1 уменьшается до частоты f_2 , фаза которой при прохождении через ультразвуковую линию задержки 6 (время задержки в этой линии равно $\tau_{\text{ззд}}$) меняется сравнительно мало. Далее происходит обратный процесс: во втором преобразователе 7 частота f_2 увеличивается до f_1 , и радиоимпульс с частотой заполнения f_1 усиливается во втором усилителе 8, после чего поступает на второй вход сумматора 3, на первый усилитель 4 и далее на умножитель 9, в котором частота f_1 возрастает до частоты заполнения f_0 радиоимпульса, принятого от радиосистемы противника. В итоге, помеховый радиоимпульс $I_{\text{П}}$, прошедший через радиопередающее устройство 10 и антенну, излучается в пространство (в направлении радиосистемы противника).

Заметим, однако, что помимо подачи на умножитель 9, радиоимпульс с выхода первого усилителя 4 поступает также и в кольцо обратной связи (на первый преобразователь 5 и т. д.). В результате второй радиоимпульс, отделенный от первого временным интервалом $\tau_{\text{ззд}}$, также будет излучаться с антенны.

Таким образом, на вход радиосистемы противника, помимо сравнительно небольшого радиоимпульса I_C , отраженного от самолета-носителя РРПД, поступит целая серия достаточно мощных радиоимпульсов $I_{\text{П}}$, отделенных друг от друга временным интервалом $\tau_{\text{ззд}}$, которые могут быть интерпретированы получателем информации от радиосистемы противника как отражения от строя самолетов, равномерно расположившихся по дальности.

Таковы примеры РРПД, формирующих имитационные по дальности помехи.

Рассмотрим примеры РРПД, вырабатывающие имитационные по скорости активные помехи.

Принцип их действия аналогичен функционированию имитационных по дальности помех. А именно, смещения спектров помеховых напряжений сходны со смещениями помеховых радиоимпульсов по дальности.

В частности, РРПД с излучением уводящей по радиальной (относительно радиосистемы противника) скорости помехи (рис. 5.3.14) после приема антенной и радиоприемным устройством 1 радиоколебания частоты f_0 от радиосистемы противника и выполнения (с помощью амплитудного модулятора 2 и генератора гармонического колебания 3) амплитудной модуляции этого радиоколебания осуществляет смещение частоты $\Delta f_{\text{П}}(t)$ указанного радиоколебания. Данная операция происходит в фазовом модуляторе 4, на другой вход которого подается линейно изменяющееся напряжение от генератора пилообразного напряжения 5 (режим работы этого генератора задается блоком управления 6). Поскольку в фазовом модуляторе используется лампа бегущей волны, то пилообразное напряжение осуществляет фазовую модуляцию выходного напряжения блока 4 по закону

$$\varphi(t) = Kt, \quad (5.3.6)$$

что соответствует формированию частотного сдвига этого напряжения:

$$\Delta f_{\text{П}} = \frac{d\varphi}{dt} = \frac{K}{2\pi}. \quad (5.3.7)$$

Если крутизну K линейно изменяющегося напряжения сделать (по сигналам от блока управления) переменной, то и величина частотного сдвига будет изменяться во времени

$$\Delta f_{\Pi}(t) = \frac{K(t)}{2\pi}, \quad (5.3.8)$$

что будет соответствовать уводящей по частоте (по радиальной скорости) помехе. Далее непрерывное амплитудно-модулированное напряжение с частотой заполнения $f_{\Pi 0}(t) = f_0 + \Delta f_{\Pi}(t)$ через радиопередающее устройство 7 и антенну излучается в сторону радиосистемы противника.

Особенностью рассмотренной РРПД является возможность осуществлять формирование $f_{\Pi 0}(t)$ как в большую (относительно f_0), так и в меньшую сторону, что соответствует имитации радиооткликов от приближающихся или удаляющихся реально не существующих самолетов.

Сходный способ создания перенацеливающих по скорости помеховых напряжений используется в РРПД (рис. 5.3.15), также излучающей прицельную помеху.

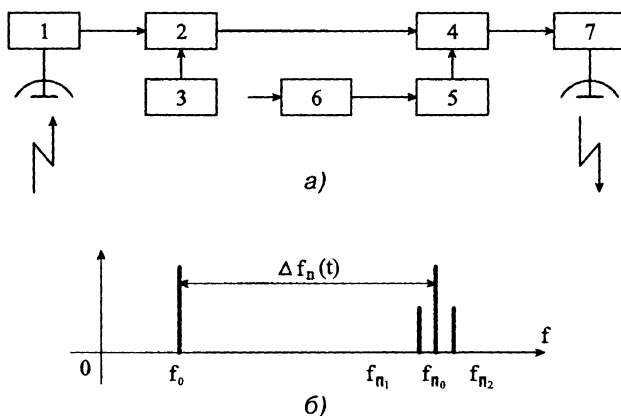


Рис. 5.3.14. Структурная схема РРПД, излучающей уводящую по скорости помеху (а), и спектры радиокосебаний (б):

1 — радиоприемное устройство; 2 — амплитудный модулятор; 3 — генератор гармонического колебания; 4 — фазовый модулятор; 5 — генератор пилообразного напряжения; 6 — блок управления; 7 — радиопередающее устройство

Непрерывное колебание частоты f_0 поступает на антенну и после прохождения через радиолокационный приемник 1 подается на совокупность устройств 2₁, 2₂, ..., 2_N создания частотных сдвигов Δf_1 , Δf_2 , ..., Δf_N . Построение этих устройств осуществлено так же, как и в предыдущей РРПД (рис. 5.3.14). В частности, набор линейно изменяющихся напряжений (со значениями крутизны K_1 , K_2 , ..., K_N) вырабатывает многоканальный генератор 3, функционирование которого задается блоком управления 4. Гармонические помеховые колебания с частотами $f_{\Pi 1}$, $f_{\Pi 2}$, ..., $f_{\Pi N}$ складываются в сумматоре 5, и результирующее помеховое напряжение поступает в радиопередающее устройство 6. Далее через антенну эта прицельная помеха излучается в направлении радиосистемы противника.

Поскольку частоты $f_{\Pi 1}$, $f_{\Pi 2}$, ..., $f_{\Pi N}$ постоянны (это достигается неизменностью K_1 , K_2 , ..., K_N и, как следствие, сдвигов Δf_1 , Δf_2 , ..., Δf_N), а излучаемая РРПД прицельная помеха обладает достаточной мощностью, то устройство извлечения информации в радиосистеме противника воспримет указанную частотную совокупность

как сообщение о наличии в воздушном пространстве N объектов, движущихся с различными радиальными скоростями, в силу чего возникнет проблема перенацеливания системы перехвата на эту (реально не существующую) группу объектов.

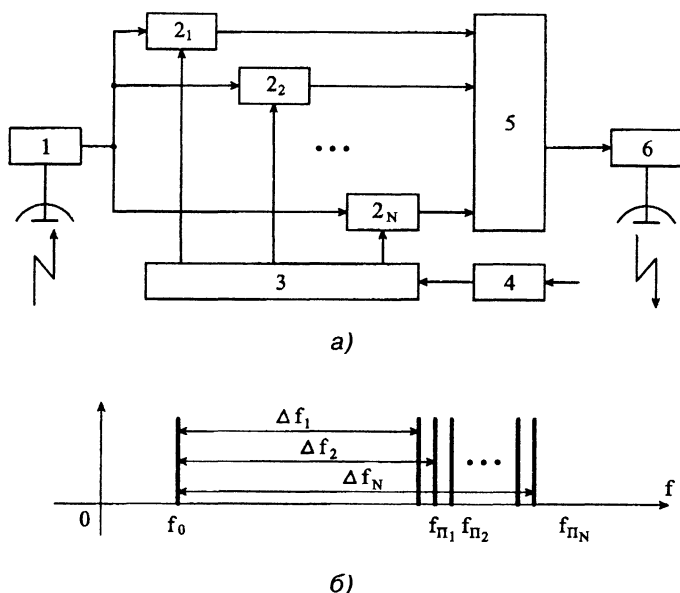


Рис. 5.3.15. Структурная схема РРПД, излучающей перенацеливающую по скорости помеху (а), и спектры радиосигналов (б):

1 — радиоприемное устройство; 2₁, 2₂, ..., 2_N — формирователи частотных сдвигов Δf_1 , Δf_2 , ..., Δf_N ; 3 — многоканальный генератор линейно изменяющихся напряжений; 4 — блок управления; 5 — сумматор; 6 — радиопередающее устройство

Таковы примеры РРПД, создающих имитационные по скорости активные помехи.

Обратимся к рассмотрению РРПД, вырабатывающих имитационные по углу активные помехи.

Одной из таких РРПД является, например, радиосистема (рис. 5.3.16), формирующая имитационную по углу помеху.

Радиосистема противника, работающая в импульсном (частота заполнения равна f_0) режиме, выполняет круговое сканирование диаграммы направленности по углу с угловой скоростью Ω . Поскольку самолет-носитель РРПД оказывается в пределах сектора сканирования, то на вход сначала антенны РРПД, а затем и радиоприемного устройства 1 поступает пачка радиоимпульсов, промодулированная по амплитуде указанной диаграммой направленности. Эта пачка далее подается на устройство запоминания частоты 2 (выходное напряжение $U_{узн}(t)$ представляет собой последовательность радиоимпульсов) и на амплитудный детектор 3 (выходное напряжение $U_{ад}(t)$ по форме повторяет диаграмму направленности). Анализатор 4 формирует сигналы наличия первого (правого — на рис. 5.3.16, б) бокового и центрального лепестков диаграммы направленности. Оба этих сигнала вместе с напряжением $U_{ад}(t)$ подаются на первый и второй входы генератора селектирующих импульсов 5, на третий вход которого вводится пороговое напряжение U_0 . В данном генераторе напряжение $U_{ад}(t)$ сравнивается с порогом U_0 , в результате чего формируется выходной импульс $U_{гси}(t)$, полярность частот которого определяется сигналами с выхода анализатора.

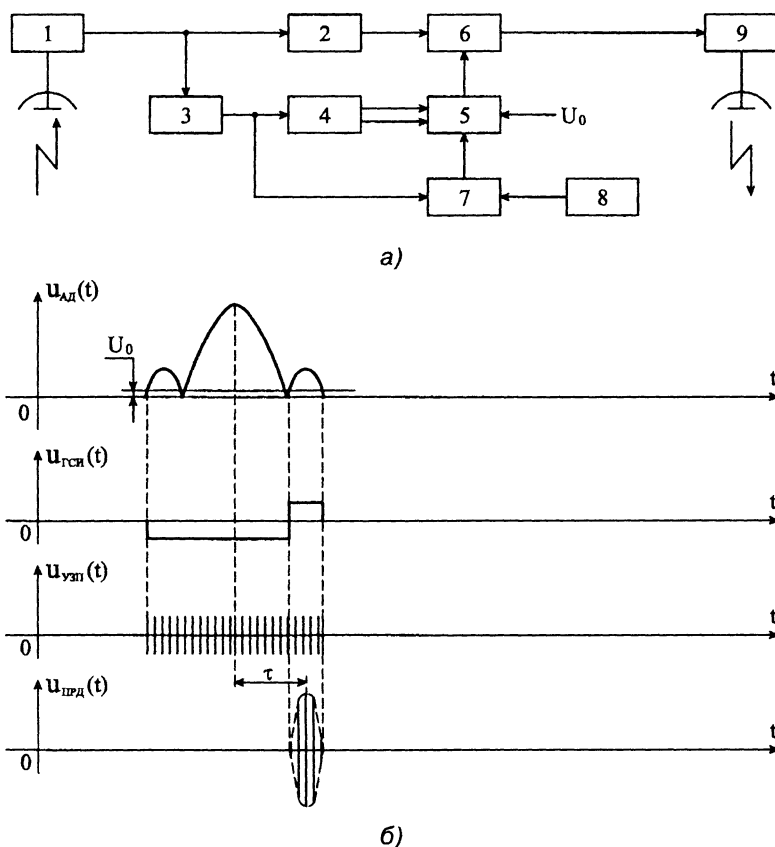


Рис. 5.3.16. Структурная схема РРПД с излучением уводящей по углу помехи (а) и эпюры напряжений в отдельных точках (б):

1 — радиоприемное устройство; 2 — устройство запоминания частоты; 3 — амплитудный детектор; 4 — анализатор; 5 — генератор селективирующих импульсов; 6 — модулятор; 7 — устройство управляемой задержки; 8 — блок управления; 9 — радиопередающее устройство

Модулятор 6 открывается для прохождения радиоимпульсов $u_{\text{УЗП}}(t)$ только той частью импульса $u_{\text{ГСИ}}(t)$, которая имеет положительную полярность. В результате на выходе модулятора вырабатывается колоколообразная (модулированная по амплитуде) пачка радиоимпульсов, причем максимум этой пачки (пачки помеховых радиоимпульсов) смещен во времени на величину τ относительно максимума центрального лепестка диаграммы направленности. Это смещение с учетом угловой скорости сканирования Ω диаграммы направленности создает имитацию местонахождения объекта на угловом направлении, равном $\Omega \tau$.

Отметим, что для изменения местоположения максимума имитационной пачки радиоимпульсов вводятся устройство управляемой задержки 7, осуществляющее изменение величины τ , и блок управления 8, задающий характер изменения τ . Иными словами, в рассматриваемой РРПД вырабатывается уводящая по углу помеха.

Сформированная пачка $u_{\text{ПРД}}(t)$ помеховых радиоимпульсов (с частотой заполнения f_0) поступает с выхода радиопередающего устройства 9 на антенну, после чего излучается в сторону радиосистемы противника, являясь таким образом прицельной помехой.

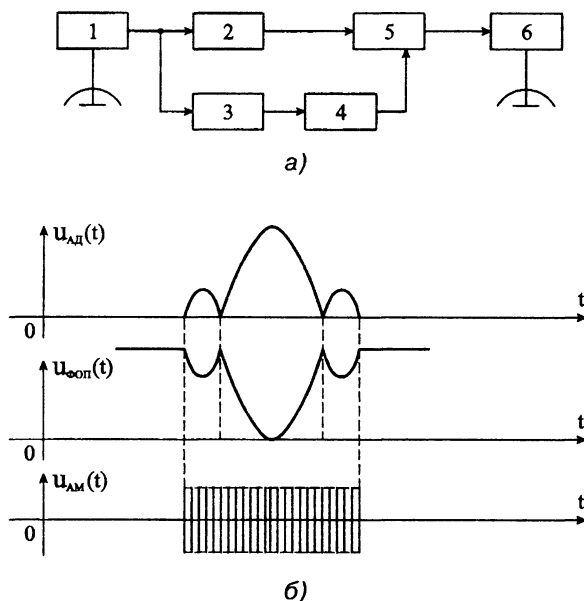


Рис. 5.3.17. Структурная схема РРПД с излучением помехи, имитирующей отражения от группы неразрешаемых по угловой координате объектов (а), и эпюры напряжений в отдельных точках (б):

1 — радиоприемное устройство; 2 — устройство запоминания частоты; 3 — амплитудный детектор; 4 — формирователь обратно пропорционального видеонапряжения; 5 — амплитудный модулятор; 6 — радиопередающее устройство

Другим примером РРПД, формирующей активную помеху, которая имитирует отражения от группы неразрешаемых по угловой координате объектов, является радиосистема (рис. 5.3.17) с использованием так называемого обратно пропорционального видеонапряжения.

Радиосистема противника работает в импульсном режиме (с частотой заполнения импульсов f_0), причем диаграмма направленности этой радиосистемы совершает круговое вращение с частотой Ω . Это означает, что на антенну и радиоприемное устройство 1 рассматриваемой РРПД поступит ограниченная во времени последовательность радиоимпульсов, промодулированных по амплитуде указанной диаграммой направленности.

Импульсы с выхода радиоприемного устройства подаются как на устройство запоминания частоты 2, так и на амплитудный детектор 3, вырабатывающий видеонапряжение $U_{Ад}(t)$, повторяющее по форме диаграмму направленности радиосистемы противника. Далее видеонапряжение $U_{Ад}(t)$ поступает на формирователь 4 обратно пропорционального видеонапряжения $U_{Фоп}(t)$, коэффициент усиления $K(U)$ которого выражается соотношением

$$K(U_0) = \frac{K_0}{U_{Ад}(t)}, \quad (5.3.9)$$

где K_0 — постоянный коэффициент.

Тогда на выходе амплитудного модулятора 5 будет сформирована ограниченная во времени последовательность радиоимпульсов $U_{Ам}(t)$ с постоянной амплитудой. Эта последовательность длительности τ , подаваемая с выхода радиопередающего устройства 6 на антенну и излучаемая в пространство (на частоте за-

полнения радиоимпульсов f_0), будет представлять собой активную помеху, имитирующую отражения от группы расположенных в пределах углового интервала Ω_t и не разрешаемых по углу (реально не существующих) объектов. Данная помеха, поступившая на вход радиосистемы противника, значительно затруднит правильную оценку воздушной ситуации.

Пассивные методы радиоэлектронного противодействия

Пассивные методы радиоэлектронного противодействия подразумевают переизлучение (без использования генераторов) радиосигналов, создаваемых радиосистемой противника, в направлении той же радиосистемы с целью снижения ее эффективности. Эти методы реализуются с помощью специально изготовленных элементов металлизированных поверхностей и особого рода профильных конструкций — так называемых *дипольных помех* и *ложных целей*.

Рассмотрим оба этих подразделения.

Дипольными помехами называются пассивные тонкие (десятки микрон) вибраторы, изготовленные из станиолевых лент, алюминиевой фольги, металлизированного стеклянного волокна и т. д. Их размеры подбирают так, чтобы обеспечить наиболее эффективное отражение радиоволн при их облучении. Максимальную величину эффективной площади рассеяния S_0 имеют диполи с длиной, близкой к половине длины волны λ_0 облучающего радиоклебания, при этом учитывается также и ширина диполя; на практике длина диполя составляет $0,47\lambda_0$.

Диполи разных длин собираются в пачки — тогда при их сбрасывании с самолета и рассеивании в пространстве сильные отражения от воздушного облака диполей формируются в достаточно широкой полосе частот Δf , а именно $\Delta f \cong \cong (0,05...0,15) f_0$. Для обеспечения большей S_0 сбрасывание диполей производится достаточно часто с небольшими интервалами во времени (рис. 5.3.18).

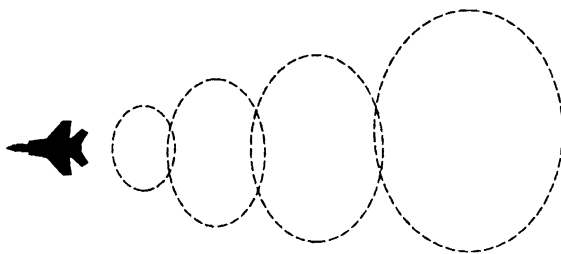


Рис. 5.3.18. Динамика рассеяния в пространстве дипольных помех, сбрасываемых с самолета

Выброшенные диполи рассеиваются в пространстве под влиянием турбулентных потоков воздуха, а геометрический центр облака смещается (под действием ветра) и снижается (за счет силы тяжести), причем рассеяние в горизонтальной плоскости обычно больше, чем в вертикальной. В спокойной атмосфере средняя скорость снижения составляет 60...180 м/мин на больших высотах и 25...70 м/мин на малых высотах. Однако диполи могут перемещаться и вверх — при помощи восходящих потоков воздуха и достаточно длительное время находиться во взвешенном состоянии.

Если считать, что одиночный полуволновой диполь может быть равновероятным образом произвольно сориентирован в пространстве относительно направления падающей на него волны, то его средняя эффективная площадь рассеяния равна величине $0,17 \lambda_0^2$. Если же в сбрасываемой с самолета пачке содержится M

полуволновых диполей, то после их равномерного распределения в пространстве полная эффективная площадь S_0 этих диполей составит

$$S_0 = 0,17\lambda_0^2 \eta M,$$

где η — коэффициент полезного действия сброшенных диполей ($\eta < 100\%$, так как часть диполей оказывается слипшимися, а дальние диполи отражают слабее, чем ближние).

Что касается средних размеров облака диполей, то для спокойной атмосферы они составляют 400...1000 м (как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскостях), а при сбрасывании в направлении ветра — около 500 м в горизонтальной плоскости и более 1,5 км в вертикальной плоскости.

Диапазон частот радиосигналов f_0 , отражаемых от облаков диполей, составляет 250...8000 МГц. При этом, если радиосистема противника работает в метровом диапазоне радиоволн, то для имитации самолета с S_0 дипольных помех требуется значительно меньшее количество, чем для выполнения той же задачи в сантиметровом диапазоне. Если, например, $\lambda_0 = 10$ см, то для имитации самолета с $S_0 = 10$ м² необходимо выбросить не менее 6 тысяч диполей, а при $\lambda_0 = 0,5$ м потребуется не более 235 диполей.

Ложными целями называются искусственные конструкции, которые отражают сигналы, излученные радиосистемой противника в направлении этой же радиосистемы. Данные конструкции размещаются, как правило, на дистанционно пилотируемых летательных аппаратах, планерах, аэростатах, направляемых в зону действия радиосистем противника. Будучи выброшенными в пространство, ложные цели, планируя на парашютах, создают на входе указанных радиосистем такую сигнальную ситуацию, что устройства извлечения информации этих радиосистем вырабатывают признаки массированного налета и размножения строя ударных самолетов. Примерами ложных целей являются уголкового отражатели, линзы Люнеберга, переизлучающие антенные решетки (строящиеся на основе решеток Ван-Атта, рассматривавшихся ранее) и т. д.

Рассмотрим принципы их функционирования более подробно.

Уголкового отражатель (рис. 5.3.19) состоит из жестко связанных между собой взаимно перпендикулярных металлизированных плоскостей, которые образуют систему из трех зеркал.

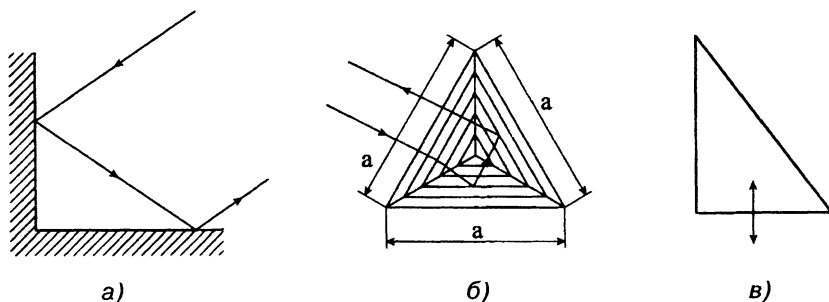


Рис. 5.3.19. Уголкового отражатель:

а — принцип работы; б — ход лучей в трехгранном уголкового отражатель; в — вибрирующая грань

Особенностью уголкового отражателя является переизлучение пришедших на него радиоволн в направлении источника этих радиоволн (рис. 5.3.19,а). Наиболее интенсивное отражение происходит, когда падающая волна ориентирована

вдоль биссектрисы прямого угла между гранями уголкового отражателя. В этом случае эффективная площадь рассеяния S_0 уголкового отражателя с треугольными гранями (рис. 5.3.19,б) равна

$$S_0 = 4\pi \frac{a^4}{3\lambda_0^2}, \quad (5.3.10)$$

где a — длина ребра; λ_0 — длина волны облучающего колебания. Например, если $a = 48$ см, то S_0 при облучении радиосигналом частоты $f_0 = 10$ ГГц будет равна 134 м^2 , а при $f_0 = 3$ ГГц — 12 м^2 .

В уголкового отражателях, помимо треугольных граней, используются еще и квадратные грани. Эффективная площадь рассеяния S_0 для уголкового отражателя с квадратными гранями равна

$$S_0 = 12\pi \frac{a^4}{\lambda_0^2}, \quad (5.3.11)$$

где a — сторона квадратной грани. Так, при $a = 48$ см и $f_0 = 10$ ГГц получим $S_0 = 1206 \text{ м}^2$, а для $f_0 = 3$ ГГц значение S_0 составит 108 м^2 . При этом взаимная перпендикулярность граней должна тщательно выдерживаться (отклонение от прямого угла на 1° снижает S_0 уголкового отражателя в 5 раз).

Обычно ширина $\Delta\alpha = \Delta\beta$ диаграммы направленности уголкового отражателя составляет $25...50^\circ$. Для расширения этой диаграммы несколько уголкового отражателей, ориентированных в различные стороны, объединяют в единую конструкцию, либо выполняют вращение уголкового отражателя (или всей единой конструкции).

Чтобы ввести в переизлучаемое на радиосистему противника колебание дополнительный частотный (воспринимаемый как доплеровский) сдвиг, одну из граней уголкового отражателя заставляют вибрировать (рис. 5.3.19,в). При этом частота вибраций сравнительно невелика — при имитации доплеровского смещения для радиальной скорости реально несуществующего самолета, равной $V_R = 1000 \text{ км/ч}$, на частоте $f_0 = 10^{10}$ Гц требуется частотное смещение Δf , равное всего 2 кГц .

Небольшая ширина диаграммы направленности является одним из недостатков уголкового отражателя. Этот недостаток в значительной мере устранен в линзе Лüneберга.

Данная линза представляет собой шар из нескольких слоев диэлектрика. Одна из полусфер этого шара покрыта металлическим слоем. Диэлектрическая проницаемость ϵ в приповерхностном слое шара близка к диэлектрической проницаемости воздуха, а по мере продвижения внутрь шара она возрастает. Иными словами, коэффициент преломления n проникающей внутрь шара радиоволны изменяется в зависимости от расстояния r до центра линзы радиусом R_0 согласно алгоритму

$$n = \sqrt{2 - \left(\frac{r}{R_0}\right)^2}, \quad (5.3.12)$$

из-за чего падающий на линзу параллельный пучок электромагнитных волн фиксируется в одной точке на внутренней металлической поверхности сферы. Сфокусированные электромагнитные волны отражаются и, пройдя в обратную сторону через слои диэлектрика, уходят в виде параллельного пучка в направлении облучающей радиосистемы противника (рис. 5.3.20,а). При этом ширина диаграммы направленности линзы Лüneберга зависит от размеров металлизированной

поверхности сферы — например, при металлизации четверти сферы указанная ширина составляет 90° ; максимальный размер ширины диаграммы направленности достигает 180° .

Что касается эффективной площади рассеяния S_0 линзы Люнеберга, то для сферы радиусом R_0 эта величина будет равна

$$S_0 = 4\pi^3 \frac{R_0^4}{\lambda_0^2}. \quad (5.3.13)$$

Так, например, линза Люнеберга, имеющая радиус $R_0 = 30$ см, облучаемая электромагнитной волной частоты $f_0 = 10^{10}$ Гц, создаст S_0 более 1000 м^2 .

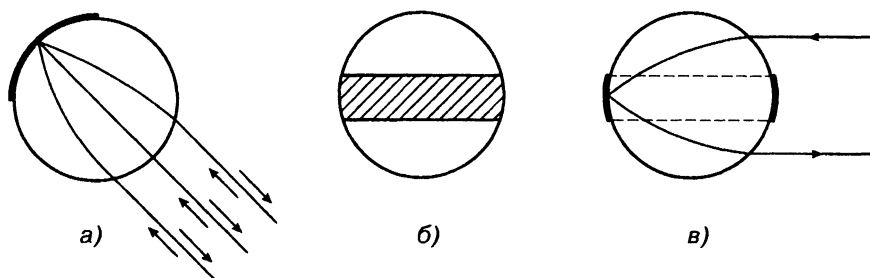


Рис. 5.3.20. Линзы Люнеберга:

а — ход лучей в линзе с секторной металлизацией; б — линза с экваториальной кольцевой металлизацией; в — ход лучей в линзе с кольцевой металлизацией

Для расширения углового диапазона переизлучения электромагнитных волн используют кольцевую металлизацию сферы (рис. 5.3.20,б). Изменяя положение и ширину кольца, можно формировать различные диаграммы направленности (ход электромагнитных волн в линзе с кольцевой металлизацией показан на рис. 5.3.20,в).

Одной из характеристик линзы Люнеберга является ее масса. Так, линза радиусом $R_0 = 20$ см обладает массой 1,6 кг, а при радиусе $R_0 = 40$ см масса возрастает до 11,6 кг.

Очевидным недостатком линзы Люнеберга является сложность (и, следовательно, дороговизна) ее изготовления.

Переизлучающие антенные решетки (строящиеся на основе рассматривавшихся ранее решеток Ван-Атта), выполненные в пассивном варианте (рис. 5.3.21), также могут играть роль ложных целей.

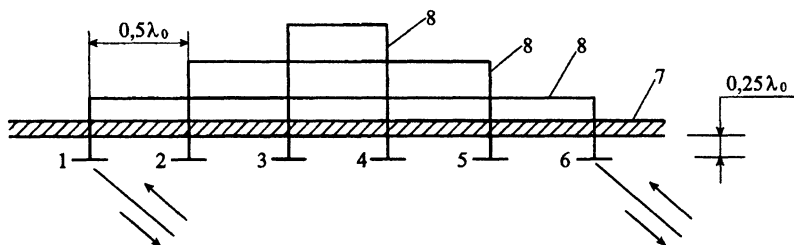


Рис. 5.3.21. Антенная ретрансляционная решетка:

1–6 — диполи; 7 — экран; 8 — коаксиальные кабели

Они представляют собой совокупность приемно-излучающих антенных элементов (например, полуволновых диполей 1–6), закрепленных с шагом $0,5\lambda_0$ на экране 7 на расстоянии $0,25\lambda_0$ от него и попарно соединенных коаксиальными кабелями 8, имеющими одинаковые электрические длины. При этом электромагнитная волна, принятая диполем 1, будет излучаться диполем 6, и наоборот — электромагнитная волна, поступившая на диполь 6, переизлучится диполем 1. Поскольку электрические длины коаксиальных кабелей одинаковы, то электромагнитные волны, пройдя разные пути, будут излучаться диполями в направлении облучающей данную антенную решетку радиосистемы противника.

Максимальная эффективная площадь рассеяния S_0 рассмотренной антенной решетки равна

$$S_0 = \pi N_D^2 \frac{\lambda_0^2}{4}, \quad (5.3.14)$$

где N_D — количество полуволновых диполей.

Недостатком данной антенной решетки (помимо достаточной сложности конструкции) является ее настроенность на конкретное значение частоты f_0 и, следовательно, малая диапазонность Δf .

Общим недостатком, характерным для ложных целей, является их сравнительно малая подвижность в пространстве, вследствие чего отраженные от них радиосигналы могут подавляться в радиосистеме противника с помощью устройств селекции движущихся целей (например, построенных на использовании рассматривавшихся ранее схем череспериодного вычитания). Поэтому на практике нередко используют более дорогой способ перемещения ложных целей в атмосфере — с помощью специальных отстреливаемых ракет.

5.4. СИСТЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ МАСКИРОВКИ

Радиоэлектронная маскировка — это комплекс технических мероприятий, направленных на снижение эффективности средств радио- и радиотехнической разведок. Основными направлениями радиоэлектронной маскировки являются повышение незаметности функционирования радиосистем и снижение радиовидимости воздушных и наземных объектов.

Количественной мерой качества маскировки обычно служит вероятность P_M . Величина $1 - P_M$ равна условной вероятности $\mathcal{D}$ обнаружения сигнала приемником разведки, при условии, что сигнал на входе этого приемника имеется. Эта вероятность зависит от соотношения q сигнал/шум в полосе разведывательного приемника радиосистемы противника

$$q = \frac{P_{\text{сг}}}{P_{\text{ш}}} = \frac{Q}{N_0} \cdot \frac{1}{\Delta f \tau}, \quad (5.4.1)$$

где $P_{\text{сг}}$ и Q — мощность и энергия сигнала; $P_{\text{ш}}$ и N_0 — мощность и спектральная плотность шума; $\Delta f \tau$ — база (произведение ширины спектра Δf на длительность τ) сигнала.

Ясно, что вероятность $\mathcal{D}$ падает как при увеличении базы сигнала $\Delta f \tau$, так и при снижении порогового значения $q_0 = \frac{Q}{N_0}$ для обнаружения сигнала, что улучшает качество радиоэлектронной маскировки.

В свою очередь, мощность сигнала $P_{\text{сг}}$ в полосе частот разведывательного приемника радиосистемы противника определяется как соотношение

$$P_{\text{сг}} = \frac{P_{\text{изл}} G_{\text{изл}} G_{\text{прм}}}{(4\pi R)^2} \cdot \eta, \quad (5.4.2)$$

где $P_{\text{изл}}$ — мощность сигнала, излучаемого маскируемой радиосистемой; $G_{\text{изл}}$ — коэффициент усиления передающей антенны маскируемой радиосистемы в направлении на приемную антенну разведывательной радиосистемы противника; $G_{\text{прм}}$ — коэффициент усиления приемной антенны разведывательной радиосистемы противника; R — расстояние между радиосистемами; η — коэффициент полезного действия приемного тракта радиосистемы противника.

Что касается мощности шума $P_{\text{ш}}$ в полосе частот $\Delta f_{\text{прм}}$ на входе амплитудного детектора разведывательного приемника радиосистемы противника, то она вычисляется согласно выражению

$$P_{\text{ш}} = K_{\text{б}} T_{\text{ш}} \Delta f_{\text{прм}}, \quad (5.4.3)$$

где $K_{\text{б}} = 1,23 \cdot 10^{-23}$ Вт/град · с — постоянная Больцмана; $T_{\text{ш}}$ — эквивалентная шумовая температура входных цепей.

Подставляя (5.4.2) и (5.4.3) в (5.4.1), получим

$$q = \frac{P_{\text{изл}} G_{\text{изл}} G_{\text{прм}}}{(4\pi R)^2 K_{\text{б}} T_{\text{ш}} \Delta f_{\text{прм}}} \cdot \eta. \quad (5.4.4)$$

Фактически алгоритмы (5.4.1) и (5.4.4) определяют принципы функционирования систем (средств) радиоэлектронной маскировки.

Методы повышения скрытности функционирования радиосистем

Функционирование радиосистем связано, в основном, с их радиоизлучениями. При этом излучение может быть основным (как в полосе спектра излучаемого радиосигнала около частоты заполнения f_0 , так и по главному лепестку диаграммы направленности) и побочным (как излучение на частотах вне полосы спектра сигнала, так и по боковым лепесткам диаграммы направленности). Повышение скрытности функционирования радиосистем сводится к снижению уровней этих излучений.

Диаграмма направленности. Основными компонентами в выражении (5.4.4), подлежащим уменьшению для обеспечения требуемой маскировки функционирования радиосистемы, являются величины $P_{\text{изл}}$ и $G_{\text{изл}}$. Отметим, что в указанном выражении не делается акцента на принадлежность данных величин основному или боковым лепесткам диаграммы направленности маскируемой радиосистемы. Поэтому рассмотрим оба варианта.

Для основного лепестка улучшение маскировки достигается снижением либо мощности излучения $P_{\text{изл}}$, либо коэффициента усиления $G_{\text{изл}}$. Однако эти очевидные пути используются не всегда, поскольку уменьшение $P_{\text{изл}}$ влечет за собой снижение дальности действия радиосистемы $R_{\text{так}}$, а уменьшение $G_{\text{изл}}$ ведет к расширению диаграммы направленности и, следовательно, к ухудшению точностных характеристик углометрии. Поэтому в целях улучшения маскировки используется временной фактор — снижается длительность (вплоть до одного импульса) излучения в одном и том же направлении.

Что касается боковых лепестков, то их уменьшение обеспечивается на практике формированием того или иного закона распределения электромагнитного поля в раскрыве антенны. Так, например, наибольшие уровни боковых лепестков соответствуют равномерному распределению этого поля по раскрыву. С другой стороны, снижение мощности излучения по боковым лепесткам обычно ведет к расширению главного лепестка и, как следствие, к уменьшению коэффициента усиления. Иными словами, именно остронаправленные антенны и создают максимальные боковые лепестки.

Наилучшим законом распределения электромагнитного поля по раскрыву антенны является чебышевский закон (с использованием функций Чебышева). Легче всего его получить на активных антенных решетках.

Излучаемые радиосигналы. Подход к выбору радиосигнала, излучаемого радиосистемой, чье функционирование подлежит маскировке, основывается на анализе уравнения (5.4.1) и сводится к выводу, что маскирование выполняется тем лучше, чем больше база сигнала $\Delta f\tau$.

Дело в том, что обладающие большой базой (широкополосные) радиосигналы имеют не только весьма малую спектральную плотность мощности, что затрудняет их обнаружение средствами радиоразведки противника, но и обладают повышенной неопределенностью параметров при приеме этих сигналов указанными средствами.

Первое из данных соображений означает, что для обеспечения достаточной степени маскировки параметры Δf и τ широкополосного сигнала должны удовлетворять неравенствам

$$\begin{cases} \Delta f \gg \Delta f_{\text{ПРМ}} \\ \tau \gg \tau_{\text{НАБЛ}} \end{cases}, \quad (5.4.4)$$

где $\Delta f_{\text{ПРМ}}$ и $\tau_{\text{НАБЛ}}$ — полоса пропускания и интервал наблюдения радиосистемы противника.

Второе из указанных соображений говорит о повышенной способности широкополосного сигнала противостоять усилиям системы радиоразведки противника по определению его параметров — таких, например, как частота, особенности модуляции, полная картина спектра и т. п. Классическим примером такого радиосигнала является частотно-модулированное (гармоническим сигналом) колебание с большим (много более 1) отношением частоты девиации f_d к частоте модуляции F_M . На практике, однако, используют колебания, частотно-модулированные не гармоническим, а пилообразным сигналом, что технически проще. При этом значение базы линейно-частотно-модулированного радиосигнала $\Delta f\tau$ достигает сотен и даже тысяч.

Устройствами, с помощью которых формируется частотно-модулированное колебание, являются *частотные модуляторы*, построенные с использованием лампы бегущей волны, либо лампы обратной волны. Такие электромагнитные приборы способны вырабатывать широкополосные сигналы с очень большой базой, высокой выходной мощностью, хорошим КПД и при достаточном постоянстве уровня выходного сигнала во всем диапазоне перестройки частоты.

Исторически наиболее ранним, однако используемым до сих пор, способом обеспечения маскировки является перестройка центральной частоты f_0 заполнения радиосигнала. При этом конкретный вид радиосигнала не слишком важен — в том смысле, что перестройка частоты f_0 может быть осуществлена практически для любого радиосигнала. Важным, с позиции радиомаскировки, является другое — закон перестройки частоты f_0 не должен быть известен противнику. Поэто-

му в современных радиосистемах чаще всего обращаются к случайному закону изменения частоты f_0 . При этом наличие случайных скачков данной частоты делает излучаемый радиосигнал широкополосным.

Следует отметить, что помимо целенаправленного излучения у радиосистемы существует и так называемое *побочное излучение*. Это побочное излучение появляется за счет несовершенства (существования щелей) в стыках узлов антенно-фидерного блока, наличия мощных электронных потоков в устройствах формирования и преобразования радиосигналов и т. п. Данное побочное излучение является нежелательным для работающей радиосистемы, но оказывается информативным для радиосистемы противника.

Большинство технических решений по снижению побочного излучения (и, следовательно, по улучшению качества радиомаскировки) сводится к использованию электромагнитных экранов. Экранирование применяется на всех уровнях, начиная от отдельных узлов (усилители, модуляторы) и кончая крупными объектами (радиосистема, самолет).

С теоретической точки зрения любой экран позволяет подавить (более чем на 100 дБ) радиоизлучение любой частоты, но на практике экранирование низкочастотных излучений осуществить труднее, чем высокочастотных. Это объясняется тем, что экранирование (использование медных и стальных конструкций) низкочастотных излучений (кроме магнитных полей) достигается, в основном, за счет эффекта отражения электромагнитных волн экранами, а высокочастотных излучений — использованием эффекта поглощения. Вообще, лучшее экранирование при помощи поглощения обеспечивают магнитные материалы, а эффективнее отражают электропроводящие материалы. Однако на высоких частотах, где эффект экранирования обусловлен явлениями как поглощения, так и отражения, выбор материала экрана не слишком критичен.

Методы снижения радиолокационной заметности объектов

Степень радиолокационной заметности маскируемого объекта определяется величиной радиосигнала, отраженного от данного объекта и принятого антенной радиосистемы противника. Следовательно, снижение радиолокационной заметности достигается путем уменьшения уровня указанного радиосигнала. Из этого вытекает, что методы снижения радиолокационной заметности объектов относятся к числу пассивных методов. Наиболее часто используются два из них — употребление защитных покрытий и формирование конфигурации отражающей поверхности маскируемых объектов. Рассмотрим их.

Защитные покрытия. Защитные покрытия наносятся на отражающую поверхность маскируемого объекта (самолета). Задача защитных покрытий сводится к уменьшению интенсивности радиосигнала, отраженного от маскируемого объекта. Защитные покрытия могут быть двух видов:

- ⇒ интерференционные;
- ⇒ поглощающие.

Особенностью интерференционных покрытий является такое их выполнение, при котором облучающая и отраженная радиоволны взаимно компенсируют друг друга. Принцип действия интерференционных покрытий иллюстрируется рис. 5.4.1.

На поверхность маскируемого объекта 1 нанесено достаточно тонкое интерференционное покрытие 2, состоящее из чередующихся слоев диэлектрика (пластмасса, каучук) и электропроводящего материала. Электромагнитная волна 3, излученная радиосистемой противника, оказавшись у внешней поверхности интер-

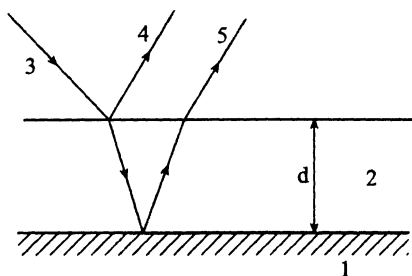


Рис. 5.4.1. Взаимодействие радиоволны с интерференционным покрытием:

1 — маскируемый объект; 2 — интерференционное покрытие; 3 — падающая радиоволна; 4 — отраженная от покрытия радиоволна; 5 — отраженная от объекта радиоволна

ференционного покрытия, расщепляется на две части — одна 4 отражается от этой поверхности, другая проникает внутрь данного покрытия, отражается от поверхности маскируемого объекта, возвращается к внешней поверхности покрытия и излучается (5) в пространство.

Для успешной маскировки объекта радиоволны 4 и 5 должны быть в противофазе (в идеальном случае — полностью гасить друг друга). Иными словами, длина пути прохождения радиоволны внутри покрытия должна равняться нечетному числу полувольт, т. е.

$$d = (2i + 1) \frac{\lambda_{\Pi}}{4}, \quad i = 1, 2, \dots, \quad (5.4.6)$$

где d — толщина интерференционного покрытия; λ_{Π} — длина радиоволны внутри интерференционного покрытия:

$$\lambda_{\Pi} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon\mu}};$$

где λ_0 — длина радиоволны в пространстве; ϵ — диэлектрическая проницаемость материала интерференционного покрытия; μ — магнитная проницаемость материала интерференционного покрытия.

Эффективность функционирования интерференционного покрытия зависит от угла падения падающей радиоволны. Наивысшая эффективность соответствует нормальному падению радиоволны. При других углах падения данная эффективность резко падает. Другим недостатком интерференционного покрытия является его малая диапазонность — при отклонении частоты падающей волны на 5% от частоты f_0 ($f_0 = \frac{C}{\lambda_0}$) данное покрытие перестает быть интерференционным.

К достоинствам интерференционных покрытий следует отнести значительную механическую прочность, гибкость, сравнительно малую толщину и небольшую массу.

Поглощающие покрытия имеют своей задачей резко ослабить интенсивность проникшей в них радиоволны (за счет преобразования энергии этой радиоволны в тепловую) и снизить, таким образом, отражения от маскируемого объекта (рис. 5.4.2).

Маскирующее действие поглощающего покрытия эффективно лишь в случаях, когда линейные размеры (длина и ширина) плоских поверхностей защищаемых объектов или же радиусы кривизны их поверхностей оказываются значительно больше, чем длина волны в материале покрытия.

Если же длина волны превышает максимальный размер объекта, то падающая радиоволна не поглощается данным покрытием. Поэтому поглощающие покрытия используются обычно в метровом, дециметровом и сантиметровом диапазонах радиоволн.

В метровом и дециметровом диапазонах обычно используются однослойные защитные покрытия (рис. 5.4.2,а), изготовленные из частиц ферромагнетика (ве-

щества с достаточно большими потерями для радиоволн), сцементированных изоляционным материалом из немагнитного диэлектрика. Эффективность действия такого покрытия растёт, если его материал неоднороден, а коэффициент поглощения увеличивается от наружной поверхности вглубь, к поверхности маскируемого объекта.

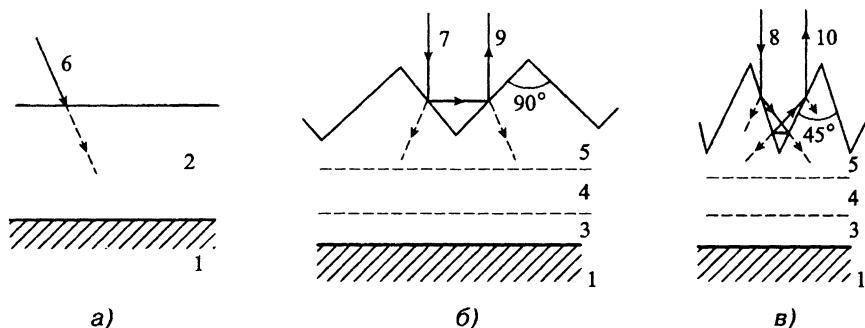


Рис. 5.4.2. Взаимодействие радиоволны с поглощающим покрытием:

а — эффект поглощения; *б, в* — эффект отражения; 1 — маскируемый объект; 2–5 — слои радиопоглощающего материала; 6–8 — падающие радиоволны; 9, 10 — отраженные радиоволны

В сантиметровом диапазоне применяются многослойные покрытия (рис. 5.4.2, *б, в*), каждый из слоев которых образован компаундом на основе пенополистирола или каучука, а поглотителем является углерод (графит или сажа). При этом магнитная проницаемость слоев плавно (наличие скачков недопустимо, так как это приводит к увеличению коэффициента отражения от границы раздела) возрастает от наружной поверхности внутрь — это обеспечивается нарастающей концентрацией поглотителя. Отметим также, что наличие нескольких слоев существенно расширяет диапазонность покрытия.

Для увеличения площади соприкосновения поверхности поглощающего покрытия и электромагнитных радиоволн, а также снижения интенсивности отраженных радиоволн внешнюю поверхность покрытий выполняют в форме периодически повторяющихся неровностей — конусо- или пирамидообразных шипов. При этом угол при вершине этих шипов выгоднее делать небольшим (рис. 5.4.2, *в*), тогда возникают переотражения радиоволн между шипами, и коэффициент отражения резко снижается на 90% и более (отраженный луч 10 значительно слабее по интенсивности, чем отраженный луч 9).

Конфигурация поверхности. Формирование конфигурации отражающей поверхности маскируемых объектов связано с мерами, ведущими к снижению эффективной площади $S_{0\Sigma}$ этих объектов. Это связано с тем обстоятельством, что $S_{0\Sigma}$ является (имеющим размерность площади) коэффициентом пропорциональности между мощностью отраженного радиосигнала и плотностью потока мощности падающего электромагнитного поля, причем обе эти величины измеряются в ближайшей окрестности данного объекта.

Поскольку, как отмечалось ранее, объекты различной геометрической формы (например, угольные отражатели с треугольными и квадратными гранями) обладают разными значениями эффективной площади рассеяния, требование минимальной радиовидимости для маскируемого объекта сводится к выбору такой его конфигурации, геометрические свойства которой позволяли бы максимально снизить значение эффективной площади рассеяния $S_{0\Sigma}$ этого объекта.

Единого решения задачи минимизации $S_{0\Sigma}$, по-видимому, не существует — тем более для такого геометрически сложного объекта, как самолет. Ограничимся поэтому отдельными рекомендациями по поводу выбора конфигурации его поверхности.

1. Располагать элементы поверхности так, чтобы они давали малое значение S_0 в направлении на радиосистему противника.

Если, например, облучать металлический диск по нормали к его поверхности, то его S_0 окажется на 3 дБ больше, чем S_0 соответствующего углового отражателя. Но если облучение этого диска осуществить под углом 10° к нормали, его S_0 снизится на 28 дБ относительно S_0 того же углового отражателя.

Это, в частности, означает, что если нижнюю поверхность самолета условно рассматривать как плоскую, то наибольшую радиовидимость для радиосистемы противника будет создавать тот самолет, нижняя поверхность которого перпендикулярна направлению облучения. Однако радиовидимость самолета резко уменьшится при облучении этого самолета под углом к нормали его поверхности.

2. Избегать резких изломов поверхности.

Например, угловой отражатель (геометрическая фигура с резкими изломами) при облучении его радиоволнами сантиметрового диапазона создает S_0 более 1000 м^2 , в то время как шар и конус при тех же условиях имеют S_0 соответственно 1 м^2 и $0,3 \text{ м}^2$. Это, в частности, означает, что хвостовое оперение самолета не должно иметь взаимно перпендикулярных плоскостей. Для этого на самолетах применяют два отклоненных от вертикали стабилизатора (правда, такая конфигурация создает большую $S_{0\Sigma}$ для облучающей радиосистемы противника, находящейся выше плоскости полета самолета).

Что касается других элементов конструкции самолета, то желательной для носовой части является форма конуса с малым углом при вершине, а для центральной части — цилиндрическая поверхность.

3. Минимизировать ориентацию элементов поверхности в одном направлении.

Наилучшей радиомаскировкой будет обладать та конфигурация, элементы которой (при прочих равных условиях) имеют нормали к своим поверхностям, направленные не параллельно друг другу.

5.5. СИСТЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ЗАЩИТЫ

Радиоэлектронной защитой называется совокупность мероприятий по снижению эффективности помех, создаваемых радиосистемой противника. Радиосистемы, реализующие принципы и методы указанной защиты, называются радиосистемами радиоэлектронной защиты (РСРЗ).

К числу основных мероприятий, осуществляемых РСРЗ, относятся следующие виды селекции (выделения) полезных сигналов на фоне помех, вырабатываемых радиосистемами противника:

- ⇒ пространственная селекция;
- ⇒ частотная селекция;
- ⇒ временная селекция;
- ⇒ амплитудная селекция.

Рассмотрим подробнее функционирование РСРЗ с указанными видами селекции.

РСРЗ с пространственной селекцией

РСРЗ с пространственной селекцией называются радиосистемы, вырабатывающие достаточно достоверную информацию об угловом положении цели (самолета противника) при наличии в пространстве помеховой радиосистемы противника.

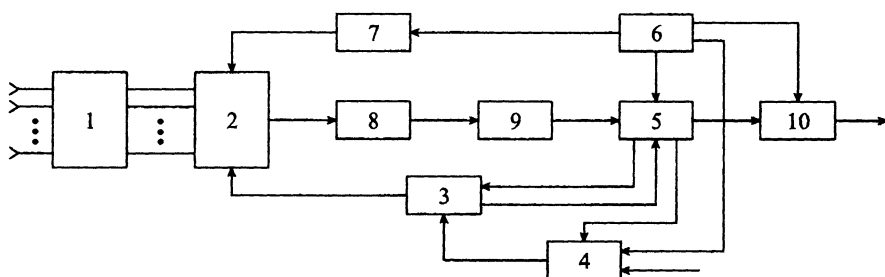


Рис. 5.5.1. Структурная схема РСРЗ с пространственной селекцией:

1 — антенный блок; 2 — устройство формирования диаграммы направленности; 3 — вычислитель; 4 — блок управления; 5 — анализатор; 6 — синхронизатор; 7 — радиопередающее устройство; 8 — радиоприемное устройство; 9 — устройство обработки сигналов; 10 — индикатор

Структурная схема РСРЗ, выполняющей пространственную селекцию, приведена на рис. 5.5.1.

Антенный блок 1, представляющий собой совокупность приемопередающих элементов (которые образуют фазированную антенную решетку), связан с устройством формирования диаграммы направленности 2. Программа работы этого устройства задается вычислителем 3, функционирующим под воздействием команд блока управления 4 и информации, получаемой в анализаторе 5.

Цикл работы данной РСРЗ задается синхронизатором 6. Его импульсы запускают радиопередающее устройство 7.

Радиоимпульс, отраженный от самолета противника вместе с помехами, созданными радиосистемой противника, после прохождения радиоприемного устройства 8 поступает на устройство обработки сигналов 9, и анализатор 5 выявляет особенности складывающейся помеховой ситуации. Информация с выхода анализатора подается на вычислитель, блок управления и индикатор 10.

Воздушные ситуации, могущие возникнуть при осуществлении селекции полезных (от целей) сигналов на фоне помех, подразделяются на два класса:

- ⇒ самолет противника одновременно является целью и носителем радиосистемы, создающей помеху. В этом случае помеха называется совмещенной — рис. 5.5.2,а;
- ⇒ цель (самолет противника) и самолет-носитель помеховой радиосистемы разнесены в пространстве. В этом случае помеха называется вынесенной — рис. 5.5.2,б.

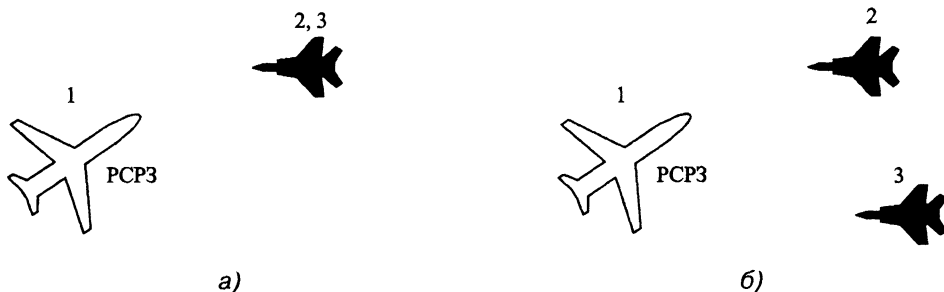


Рис. 5.5.2. Воздушные ситуации:

а — случай совмещенной помехи; б — случай вынесенной помехи; 1 — самолет-носитель РСРЗ; 2 — цель; 3 — самолет-носитель помехи

При этом пространственная селекция цели может быть осуществлена различными способами. Основными из них являются следующие:

- ⇒ метод опережающей диаграммы направленности;
- ⇒ трехлучевой метод;
- ⇒ метод с подавлением помех, поступающих по боковым лепесткам.

Рассмотрим их.

В методе опережающей диаграммы направленности антенный блок 1 (см. рис. 5.5.1) формирует две диаграммы направленности — широкую $G_1(\alpha)$ и узкую $G_2(\alpha)$, которые выполняют угловое сканирование, причем широкая диаграмма направленности опережает узкую диаграмму (рис. 5.5.3).

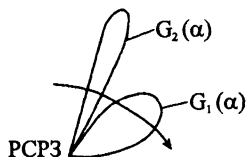


Рис. 5.5.3. К методу опережающей диаграммы направленности

При этом широкая диаграмма осуществляет так называемый предварительный обзор пространства: она принимает как совмещенные, так и вынесенные помехи, которые далее подвергаются радиоразведывательным операциям. Если широкая диаграмма направленности принимает сигналы на одной частоте (f_0), то анализатор вырабатывает информацию об одной цели в пространстве (случай совмещенной помехи), если на двух и более частотах — то о цели и постановщике помехи, причем в качестве частоты заполнения отраженного от цели радиосигнала принимается частота, соответствующая радиосигналу минимальной интенсивности. Более точное угловое положение цели определяется с помощью узкой диаграммы направленности.

В трехлучевом методе используются две диаграммы направленности — однолучевая $G_1(\alpha)$ и двухлучевая $G_2(\alpha)$, причем координата минимума $G_2(\alpha)$ совпадает с направлением максимума $G_1(\alpha)$, и обе диаграммы осуществляют одновременное сканирование по углу (рис. 5.5.4). Иными словами, в данном случае реализуется суммарно-разностный метод измерения угловой координаты цели. Поскольку при измерении однолучевая диаграмма $G_1(\alpha)$ оказывается направленной в сторону цели, то воздействие помех, принимаемых по любому лепестку двухлучевой диаграммы $G_2(\alpha)$, оказывается достаточно сильным (особенно — при вынесенной помехе). Чтобы снизить влияние этого воздействия, РСРЗ работает в так называемом моноимпульсном (одноимпульсном) режиме.

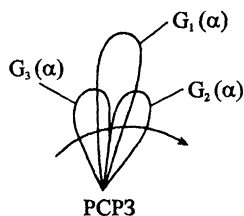


Рис. 5.5.4. К трехлучевому методу

В методе с подавлением помех, поступающих по боковым лепесткам, участвуют две диаграммы направленности (рис. 5.5.5) — узкая $G_1(\alpha)$, вредное воздействие боковых лепестков которой устраняется, и ненаправленная $G_2(\alpha)$. Воздействие помех (например, совмещенных) сводится к тому, что если помеховый

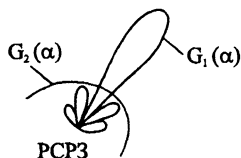


Рис. 5.5.5. К методу с подавлением боковых лепестков

сигнал, принятый по боковому лепестку диаграммы $G_1(\alpha)$ (при отсутствии диаграммы $G_2(\alpha)$), окажется достаточно сильным, то анализатор (см. рис. 5.5.1) осуществит измерение угловой координаты не цели, которая создает эту помеху, а главного лепестка диаграммы $G_1(\alpha)$. Если ввести диаграмму $G_2(\alpha)$ (либо с помощью быстрого переключения антенных элементов, либо путем постановки дополнительной, чаще всего штыревой, антенны), то можно осуществить сравнение сигналов, принятых по указанным диаграммам.

Если продетектированный сигнал U_1 , принятый по диаграмме $G_1(\alpha)$, больше по величине чем аналогичный сигнал U_2 , принятый по диаграмме $G_2(\alpha)$, то анализатор вынесет решение «цель находится в главном лепестке $G_1(\alpha)$ »; в противном ($U_1 \leq U_2$) случае — «по боковому лепестку $G_1(\alpha)$ принимается помеха».

Таковы три основных метода пространственной селекции.

Отметим, что в РСРЗ с ФАР обычно сначала формируется многолучевая диаграмма направленности, работающая на прием, затем выполняется подавление сигналов, поступивших по боковым лепесткам, после чего следует многоканальный прием и быстродействующая (в основном, цифровая) обработка сигналов, в результате которой выделяется информация об угловых координатах целей.

РСРЗ с частотной селекцией

РСРЗ с частотной селекцией называются радиосистемы, вырабатывающие в соответствии с частотными признаками достаточно достоверную информацию о дальности до самолета противника в условиях наличия радиопомех, частота заполнения которых совпадает с рабочей частотой РСРЗ.

Структурная схема РСРЗ с частотной селекцией показана на рис. 5.5.6.

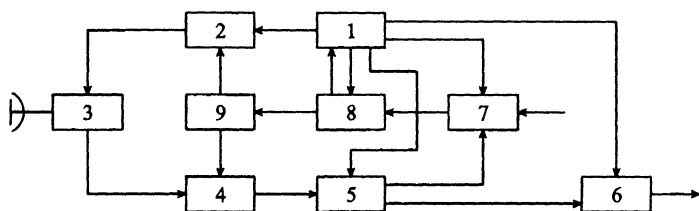


Рис. 5.5.6. Структурная схема РСРЗ с частотной селекцией:

1 — синхронизатор; 2 — радиопередающее устройство; 3 — антенный переключатель; 4 — радиоприемное устройство; 5 — анализатор; 6 — индикатор; 7 — блок управления; 8 — устройство перестраивания частоты; 9 — перестраиваемый гетеродин

Под воздействием импульсов синхронизатора 1 радиопередающее устройство 2 формирует радиоимпульсы, которые, пройдя через антенный переключатель 3 и антенну, излучаются в пространство.

Поступившие из пространства на антенну радиосигналы подаются на антенный переключатель и далее на радиоприемное устройство 4, с выхода которого они вводятся на анализатор 5, и полученная информация или сами сигналы высвечиваются на индикаторе 6.

Блок управления 7 по внешним командам либо в соответствии с информацией, полученной от анализатора, вырабатывает управляющие сигналы для устройства перестраивания частоты 8, которое изменяет либо частоту повторения F_{Π} (при помощи подачи импульсов на синхронизатор), либо частоту заполнения f_0 излучаемых радиоимпульсов (путем управления перестраиваемым гетеродином 9).

Воздушные ситуации, которые могут иметь место при работе РСРЗ с частотной селекцией, приведены на рис. 5.5.2. Характеристики этих ситуаций были даны в предыдущем разделе.

Частотная селекция отраженных от целей сигналов на фоне помех обычно сводится к изменению либо частоты заполнения f_0 излучаемых РСРЗ радиоимпульсов, либо частоты повторения F_{Π} этих радиоимпульсов.

Рассмотрим метод с изменением частоты заполнения f_0 излучаемых РСРЗ радиоимпульсов. Принцип работы данной РСРЗ иллюстрируется временными диаграммами и спектрами, изображенными на рис. 5.5.7.

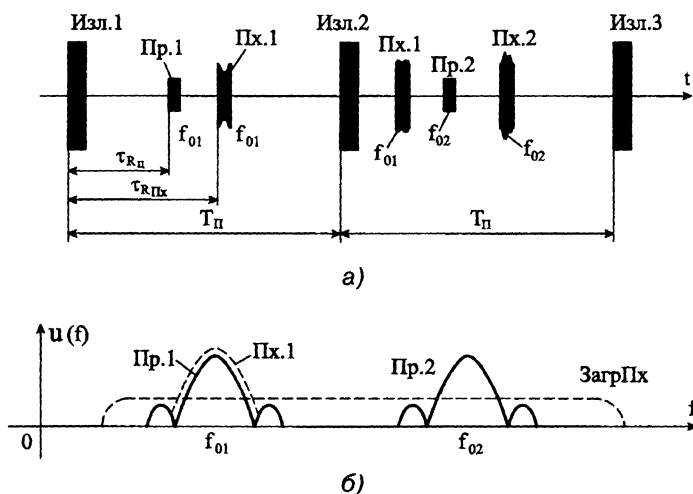


Рис. 5.5.7. Временные диаграммы (а) и спектры (б) принятого отраженного (Пр) и помехового (Пх) радиоимпульсов на входе радиоприемного устройства РСРЗ с частотной селекцией для случая прицельной шумовой помехи:

Изн — излученный радиоимпульс; Загр Пх — заградительная помеха

Особенностью данного метода является то, что РСРЗ излучает радиоимпульсы (Изн.) с постоянным периодом повторения T_{Π} , но частоты заполнения каждого из этих радиоимпульсов различны. При этом радиоприемное устройство внутри каждого периода повторения T_{Π} оказывается настроенным на прием соответствующего отраженного радиоимпульса (Пр.).

Пусть, например, радиосистема противника создает импульсные прицельные помехи с амплитудной шумовой модуляцией. На практике этот вид помехи весьма распространен.

Тогда возможны три ситуации:

1. Случай совмещенной помехи (рис. 5.5.2,а).

РСРЗ излучает в пространство радиоимпульс *Изн.1* (рис. 5.5.7,а). Разведывательное радиоустройство самолета-носителя помехи, приняв этот радиоимпульс и определив его частоту заполнения, формирует помеховый радиоимпульс с той же частотой заполнения и шумовой амплитудной модуляцией и излучает его в пространство. Это означает, что на вход радиоприемного устройства РСРЗ поступят два радиоимпульса — отраженный от цели (Пр.1) и имеющий временную задержку $\tau_{R\Pi}$ и частоту заполнения f_{01} , а также помеховый (Пх.1), обладающий временной задержкой $\tau_{R\Pi x}$ и той же частотой заполнения f_{01} . При этом $\tau_{R\Pi} \approx \tau_{R\Pi x}$.

Поскольку радиоприемное устройство РСРЗ настроено на прием отраженного радиоимпульса Пр.1 (полоса пропускания $\Delta f_{\text{ПРМ}}$ амплитудно-частотной характеристики радиоприемного устройства равна $\Delta f_{\text{ПРМ}} = 1,2 \Delta f_{\text{СП}}$, где $\Delta f_{\text{СП}}$ — ширина главного лепестка радиоимпульса Пр.1, а центральная частота амплитудно-частотной характеристики радиоприемного устройства равна f_{01}), то на выходе радиоприемного устройства окажутся оба импульса (отраженный и помеховый), так как их спектры (рис. 5.5.7,б) совпадают.

В следующий период повторения T_{Π} (начиная с излученного радиоимпульса *Изн.2*) настройка амплитудно-частотной характеристики радиоприемного устройства изменится (полоса $\Delta f_{\text{ПРМ}}$ останется прежней, а центральная частота вместо значения f_{01} примет значение f_{02}), в силу чего помеховый радиоимпульс Пх.1 (дополнительно излученный радиосистемой противника), имеющий прежнюю частоту

ту заполнения f_{01} , на выход радиоприемного устройства РСРЗ уже не пройдет. Зато пройдут второй отраженный *Пр.2* и новый помеховый *Пх.2* радиоимпульсы (оба — с частотой заполнения f_{02}). Их спектры показаны на рис. 5.5.7,б.

Таким образом, оценка дальности R_{Π} между самолетом-носителем РСРЗ и целью будет осуществляться по времени запаздывания $\tau_{R_{\Pi}}$ первого пришедшего на вход РСРЗ радиоимпульса:

$$R_{\Pi} = \frac{C\tau_{R_{\Pi}}}{2}. \quad (5.5.1)$$

2. Случай вынесенной помехи (рис. 5.5.2,б), причем дальность цели R_{Π} меньше, чем расстояние $R_{\Pi\kappa}$ от самолета-носителя РСРЗ до самолета-носителя помехи; неравенство $R_{\Pi} < R_{\Pi\kappa}$ влечет за собой неравенство $\tau_{R_{\Pi}} < \tau_{R_{\Pi\kappa}}$. Иными словами, данная ситуация сводится к предыдущей, и окончательным является соотношение (5.5.1).

Общим для этих ситуаций является вывод — метод изменения частоты заполнения излучаемых РСРЗ радиоимпульсов оказывается действенным лишь для целей, расположенных не дальше самолета-носителя помехи (в том смысле, что РСРЗ выделяет радиоимпульсы, отраженные от таких целей, на фоне помеховых радиоимпульсов).

Изменение частоты заполнения излучаемых радиоимпульсов производится в РСРЗ случайным (для большей скрытности функционирования) образом и сводится, как правило, к использованию набора переключаемых маломощных кварцованных генераторов с последующим умножением частот и усилением их колебаний. При этом быстрая перестройка частоты РСРЗ по случайному закону обычно выполняется в интервале, составляющем до 0,15 от значения частоты РСРЗ. Например, для РСРЗ дециметрового диапазона, работающей на частоте $f_0 = 3000$ МГц, указанный интервал составит 450 МГц.

Данный метод является, помимо сказанного, достаточно эффективным и с иной точки зрения — если радиосистема противника начнет излучать не прицельную, а заградительную помеху (с чрезвычайно широким спектром *Загр.Пх* — рис. 5.5.7,б), предполагая перекрыть весь диапазон частот РСРЗ, то это потребует резкого увеличения мощности передатчика, формирующего заградительную помеху. Например, расширение полосы спектра в 100 раз (скажем, от 1,5 до 150 МГц) потребует аналогичного (в 100 раз) повышения мощности излучения, что сопряжено (для противника) со значительными трудностями.

3. Случай вынесенной помехи (рис. 5.5.2,б), причем дальность R_{Π} больше, чем расстояние $R_{\Pi\kappa}$ от самолета-носителя РСРЗ до самолета-носителя помехи.

В этом случае $\tau_{R_{\Pi}} > \tau_{R_{\Pi\kappa}}$. Поэтому радиосистема противника примет радиоимпульс, излученный РСРЗ, раньше, чем этот радиоимпульс достигнет цели и, следовательно, созданный ею помеховый радиоимпульс поступит на вход РСРЗ прежде, чем отраженный от цели радиоимпульс, в результате чего радиоимпульс цели окажется закрытым помеховым радиоимпульсом. Иными словами, постановщик данных радиопомех защищает цели, расположенные позади него. В этом случае сам постановщик помех может оказаться (возможно, временной) целью — тогда мы приходим к уже рассмотренному варианту совмещенной помехи.

Таковы основные ситуации, могущие возникнуть при использовании в РСРЗ метода изменения частоты заполнения f_0 излучаемых радиоимпульсов.

Рассмотрим метод с изменением частоты повторения F_{Π} излучаемых РСРЗ радиоимпульсов. Принцип работы данной РСРЗ показан на временных диаграммах, приведенных на рис. 5.5.8 (в качестве помехи здесь представлена многократная радиоимпульсная последовательность с постоянным периодом повторения $T_{\Pi\kappa}$ помеховых радиоимпульсов *Пх.*).

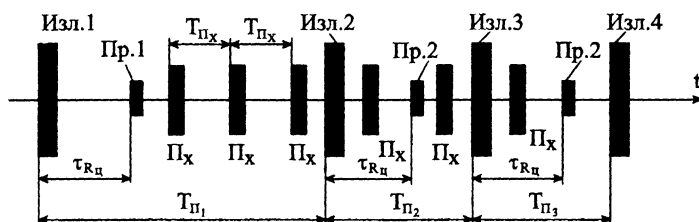


Рис. 5.5.8. Излученные (Изл) и принятые (Пр) радиоимпульсы для РСРЗ с частотной селекцией при наличии многократной импульсной помехи

Особенностью данного метода является излучение РСРЗ радиоимпульсов *Изл.* с различными значениями периода ($T_{п1}$, $T_{п2}$, $T_{п3}$) излучения этих радиоимпульсов.

Работа РСРЗ (рис. 5.5.8) начинается с излучения радиоимпульса *Изл.1* в пространство, где находятся цель и самолет-носитель помехи. После прихода (через интервал $\tau_{РН}$) отраженного от цели радиоимпульса *Пр.1* (после момента t_1) на вход РСРЗ поступают созданные радиосистемой противника помеховые радиоимпульсы *Пх.*, причем длительность данной последовательности помеховых радиоимпульсов охватывает несколько периодов следования излученных РСРЗ радиоимпульсов.

При этом как отраженные (*Пр.*), так и помеховые (*Пх.*) радиоимпульсы имеют одну и ту же частоту заполнения.

Отделение отраженных импульсов от помеховых происходит за счет постоянства временного интервала $\tau_{РН}$. Одним из способов такого отделения является использование яркостного индикатора (см. рис. 5.5.6), начало развертки (по дальности) на котором синхронизировано с моментами излучения радиоимпульсов РСРЗ. Тогда последовательность помеховых импульсов превращается на экране в размытую световую полосу, а отраженный сигнал высвечивается на экране устойчиво и ярко. Тогда дальность $R_{ц}$ будет определяться согласно соотношению (5.5.1).

РСРЗ с временной селекцией

РСРЗ с временной селекцией называются радиосистемы, осуществляющие достаточно достоверное измерение дальности до цели при помощи выделения по временным признакам сигнала на фоне помеховых напряжений.

Структурная схема РСРЗ с временной селекцией изображена на рис. 5.5.9.

Излучаемые радиочастотные импульсы под воздействием сигналов синхронизатора 1 формируются в радиопередающем устройстве 2, после чего поступают в антенный переключатель 3 и через антенну излучаются в пространство.

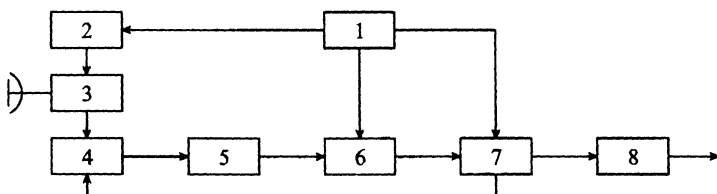


Рис. 5.5.9. Структурная схема РСРЗ с временной селекцией:

1 — синхронизатор; 2 — радиопередающее устройство; 3 — антенный переключатель; 4 — радиоприемное устройство; 5 — амплитудный детектор; 6 — селектирующее устройство; 7 — анализатор; 8 — индикатор

Принятые из пространства радиоимпульсы (как отраженные от цели, так и помеховые) с выхода антенны подаются на антенный переключатель и далее с выхода радиоприемного устройства 4 — на амплитудный детектор 5. Затем видеоимпульсы (как отраженные от цели, так и помеховые) вводятся в селектирующее устройство 6, которое выполняет тот или иной вид временной селекции. Анализатор 7, работающий с отселектированными видеоимпульсами, извлекает содержащуюся в них информацию о дальности $R_{\text{ц}}$ до цели, и эта информация высвечивается на экране индикатора 8.

РСРЗ с временной селекцией используют три вида этой селекции:

- ⇒ по времени прихода;
- ⇒ по частоте повторения;
- ⇒ по длительности импульсов.

Структура селектирующего устройства строится в зависимости от выбранного вида временной селекции.

Рассмотрим селекцию по времени прихода. Этот вид селекции может быть осуществлен как для простых, так и для сложных радиоимпульсов.

Для простых радиоимпульсов временная селекция выполняется с помощью так называемых *селекторных импульсов* (стробов).

Если требуется отселектировать полный импульс, применяется схема, структура которой и эпюры напряжений изображены на рис. 5.5.10. Поскольку данная схема является одной из конкретизации выполнения селектирующего устройства 6, то нумерация узлов продолжена относительно нумерации на рис. 5.5.9.

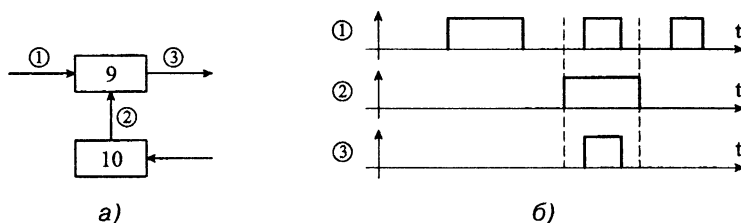


Рис. 5.5.10. Структурная схема (а) и эпюры напряжений временного селектора полного импульса (б):
9 — блок включения; 10 — генератор селекторного импульса

Совокупность импульсов, среди которых находится тот, который подлежит селекции, поступает от амплитудного детектора 5 на первый вход блока включения 9. На второй вход данного блока подается селекторный импульс, сформированный генератором 10 по сигналу, поступившему от анализатора 7. Тогда на выход указанного блока приходит только отселектированный (выбранный из поступившей совокупности) импульс.

Если требуется отселектировать не сам импульс, а его фронты, используется (для случая селекции переднего фронта) схема, структура и эпюры напряжений которой приведены на рис. 5.5.11. Нумерация узлов этой схемы образована сочетанием нумераций, представленных на рис. 5.5.9 и 5.5.10.

Входной импульс, обладающий протяженными фронтами, поступает от амплитудного детектора 5 на вход дифференцирующего каскада 11, напряжение на выходе которого пропорционально производной по времени от данного импульса. Полученное напряжение подается на первый вход блока включения 9. На второй вход этого блока поступает селекторный импульс, выработанный генератором 10 по сигналу от анализатора 7. Поскольку селекторный импульс совпадает во вре-

мени с передним фронтом входного импульса, то на выходе блока включения оказывается напряжение, пропорциональное производной от переднего фронта входного импульса. Задний фронт входного импульса выделяется аналогичным образом.

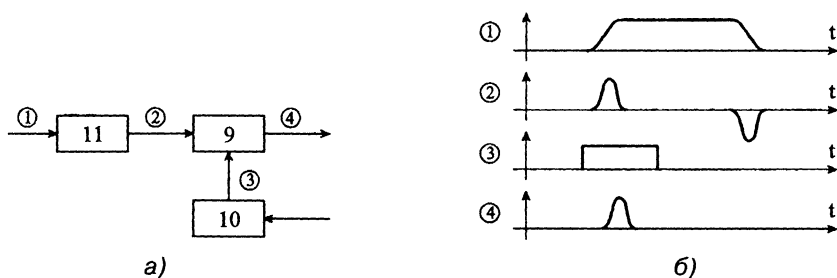


Рис. 5.5.11. Структурная схема (а)

и эпюры напряжений временного селектора переднего фронта импульса (б):

9 — блок включения; 10 — генератор селекторного импульса; 11 — дифференцирующий каскад

Следует отметить, что в практике временной селекции нередки случаи, когда селекторный импульс подается на вход радиоприемного устройства 4 (рис. 5.5.9). Принцип селекции и в такой ситуации остается неизменным.

Что касается сложных импульсов (например, линейно-частотно-модулированных радиоимпульсов — рис. 3.3.3), то для их временной селекции на фоне помеховых радиоимпульсов применяется рассмотренный ранее (рис. 3.3.4) фильтр сжатия, устанавливаемый в радиоприемном устройстве 4 (рис. 5.5.9). Эпюры напряжений, поясняющие суть временной селекции для ЛЧМ импульсов, приведены на рис. 5.5.12.

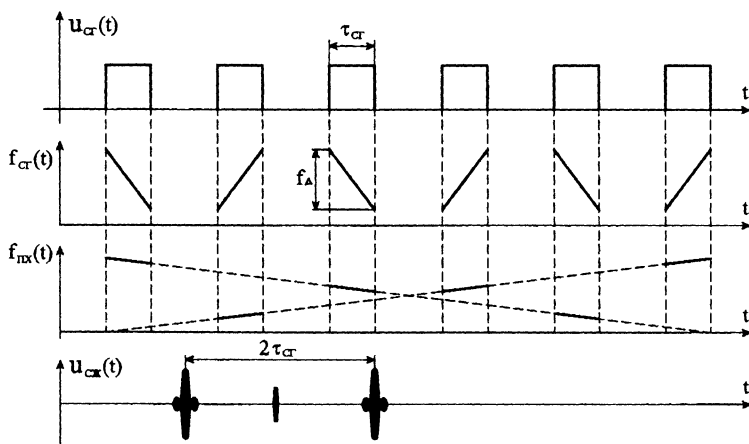


Рис. 5.5.12. Эпюры, поясняющие принцип временной фильтрации ЛЧМ сигналов на фоне помех

Радиосигналы, излучаемые РСРЗ, имеют огибающую $U_{cr}(t)$ и частоту заполнения $f_{cr}(t)$. При этом для конкретности четные радиосигналы имеют линейно-растающую $f_{cr}(t)$, а нечетные — линейно-падающую $f_{cr}(t)$ частоты внутриимпульсного заполнения. Поскольку перепады частот f_d достаточно значительны, разведывательные радиосистемы противника обычно не успевают отследить закон изме-

нения внутриимпульсной частоты $f_{\text{сг}}(t)$, и помеховые радиосистемы противника формируют в ответ также ЛЧМ радиоимпульсы, но со значительно меньшим перепадом внутриимпульсной частоты заполнения $f_{\text{пк}}(t)$. В результате радиоприемное устройство РСРЗ (с фильтром сжатия) вырабатывает напряжение $U_{\text{сж}}(t)$, в котором сжатый импульс сигнала цели всегда располагается посередине между нечетным и четным сжатыми импульсами помехи.

Данный метод весьма эффективен — с его помощью можно отсеleccionировать достаточно слабый (на 25 дБ ниже уровня помехи по мощности) сигнал от цели.

Рассмотрим временную селекцию импульсов по частоте повторения.

В этом случае наиболее часто используется принцип совпадения импульсов. Структурная схема наиболее употребительного временного селектора и эюры, поясняющие суть его функционирования, представлены (для трехимпульсной ситуации) на рис. 5.5.13. Нумерация узлов здесь продолжает нумерацию, приведенную на рис. 5.5.9–5.5.11, поскольку данная схема является одной из реализаций селектирующего устройства 6 (рис. 5.5.9).

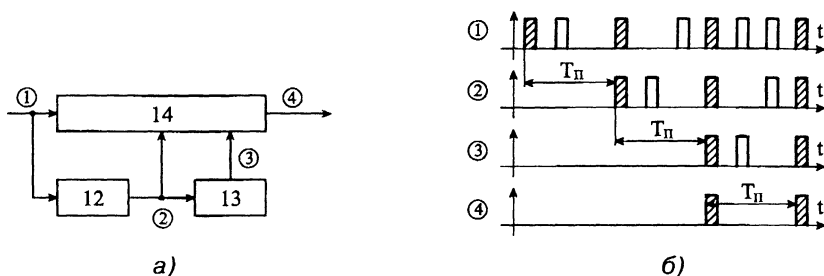


Рис. 5.5.13. Структурная схема временного селектора по частоте повторения импульсов (а) и эюры напряжений (б):

12 — первая линия задержки на $T_{\text{п}}$; 13 — вторая линия задержки на $T_{\text{п}}$; 14 — схема совпадений

Последовательность, состоящая из отраженных от цели (заштрихованы) и помеховых импульсов, поступает на первую линию задержки 12 на $T_{\text{п}}$ и первый вход схемы совпадений 14. При этом импульсы от цели следуют с постоянным периодом повторения $T_{\text{п}}$, а помеховые импульсы — хаотично. Смещенная на $T_{\text{п}}$ последовательность с выхода первой линии задержки подается на вторую линию задержки 13 (также на $T_{\text{п}}$) и второй вход схемы совпадений. Наконец, та же последовательность, задержанная еще раз на $T_{\text{п}}$, с выхода второй линии задержки поступает на третий вход схемы совпадения.

На выход схемы совпадения пройдут только импульсы, одновременно присутствующие на всех ее входах, т. е. импульсы цели. Хаотично следующие друг за другом импульсы помехи на выходе схемы совпадения оказаться не смогут.

Рассмотрим временную селекцию по длительности импульсов.

На рис. 5.5.14 представлены структурная схема наиболее часто употребляемого временного селектора по длительности и эюры напряжений в различных точках этого селектора. Так как данный селектор является одной из реализаций селектирующего устройства 6 (рис. 5.5.9), то нумерация узлов этого селектора выполнена с учетом нумераций узлов, приведенных на рис. 5.5.9–5.5.14.

Импульсная последовательность, представляющая собой совокупность отраженного от цели сигнала (длительностью $\tau_{\text{и}}$) и помеховых импульсов, поступает на вход схемы дифференцирования 15, которая формирует короткие импульсы, соответствующие переднему и заднему фронтам входных импульсов. Эти короткие импульсы подаются как на первый инвертор 16, изменяющий полярности этих

импульсов на противоположные, так и на линию задержки на $\tau_{\text{н}}$ 17. Затем выходные короткие импульсы этих узлов поступают на схему совпадения 18 и второй инвертор 19. Короткий импульс на выходе схемы совпадения появится только в том случае, когда на обоих ее входах будут одновременно присутствовать положительные короткие импульсы (это случится лишь когда на входе селектора будет присутствовать импульс длительности $\tau_{\text{н}}$). Что касается второго инвертора, то он изменит полярность входных коротких импульсов на противоположные. Выходной блок включения 20 срабатывает только от положительных импульсов, поступающих на его вход: импульс с выхода схемы совпадения запускает его (начинается формирование выходного сигнала), а импульс с выхода второго инвертора останавливает его функционирование (формирование выходного сигнала завершается), в результате чего на выходе блока включения образуется импульс длительности $\tau_{\text{н}}$, смещенный на величину $\tau_{\text{н}}$ относительно отраженного от цели импульса во входной (для селектора) последовательности.

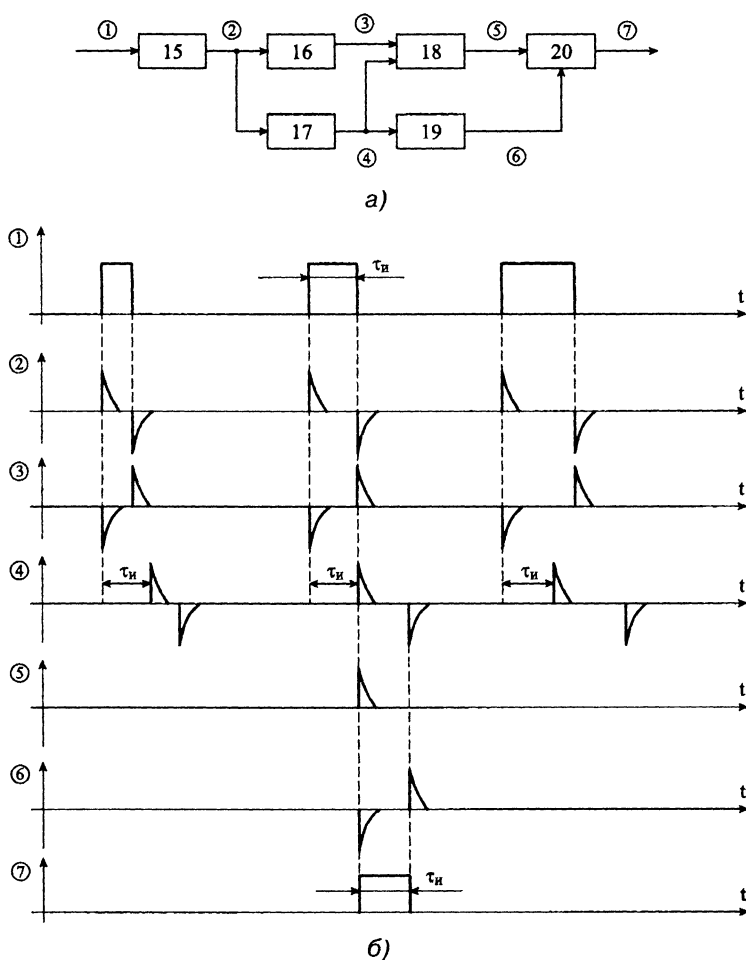


Рис. 5.5.14. Структурная схема временного селектора по длительности импульсов (а) и эпюры напряжений (б):

15 — схема дифференцирования; 16 — первый инвертор; 17 — линия задержки на $\tau_{\text{н}}$; 18 — схема совпадения; 19 — второй инвертор; 20 — блок включения

Отметим, что если импульс с выхода схемы совпадения отсутствует, то блок включения не срабатывает. Поэтому импульсы, имеющие отличную от $\tau_{\text{и}}$ длительность, через данный временной селектор не проходят.

РСРЗ с амплитудной селекцией

РСРЗ с амплитудной селекцией называют радиосистемы, вырабатывающие (с помощью амплитудных преобразователей) достаточно достоверную информацию о местоположении и параметрах движения самолета противника в условиях наличия радиопомех. Структурная схема этой РСРЗ приведена на рис. 5.5.15.

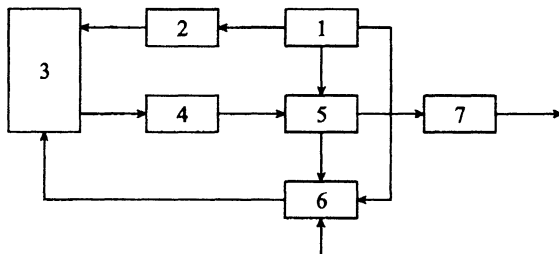


Рис. 5.5.15. Структурная схема РСРЗ с амплитудной селекцией:

1 — синхронизатор; 2 — радиопередающее устройство; 3 — антенная система; 4 — радиоприемное устройство; 5 — анализатор; 6 — блок управления; 7 — индикатор

Сигналы синхронизатора 1 воздействуют на радиопередающее устройство 2, и вырабатываемый этим радиоустройством радиосигнал излучается в пространство с помощью антенной системы 3.

Поступивший из пространства на антенную систему радиосигнал в смеси с помехой подается на вход радиоприемного устройства 4 и далее на анализатор 5, который извлекает из указанной смеси информацию о местоположении и параметрах движения самолета противника. Данная информация вводится в блок управления 6 и одновременно высвечивается на экране индикатора 7. Блок управления связан с антенной системой, регулируя положение диаграммы направленности в пространстве.

Воздушные ситуации, могущие сложиться в процессе функционирования РСРЗ с амплитудной селекцией, изображены на рис. 5.5.2. Их описания были даны ранее в разделе «РСРЗ с пространственной селекцией».

Амплитудная селекция обычно производится в радиоприемном устройстве и подразделяется на две группы:

- ⇒ **активные методы** (базирующиеся, в основном, на использовании различного вида автоматических регулировок усиления);
- ⇒ **пассивные методы** (основывающиеся, как правило, либо на применении ограничителей, либо на формировании амплитудных характеристик специальной формы).

Рассмотрим их.

Известно, что под воздействием мощных радиосигналов, поступивших на вход радиоприемного устройства, данное устройство может перегрузиться, т. е. перестать реагировать на амплитудные изменения этих радиосигналов и, следовательно, утратить способность доносить данные изменения до анализатора. Вследствие этого информация, заключающаяся в указанных амплитудных изменениях, будет утрачена.

Эффект упомянутой перегрузки связан с тем, что режим работы радиоэлектронных приборов, находящихся в радиоприемном устройстве, при больших амплитудах входных радиосигналов становится существенно нелинейным (фактически, близким к ключевому коммутаторному режиму — эти приборы периодически переходят от насыщения к отсечке). При этом перегрузка, в принципе, возможна в любом каскаде радиоприемного устройства, но чаще всего она происходит в последнем каскаде усилителя промежуточной частоты.

Чтобы предотвратить явление перегрузки, используются различные методы.

Одним из методов борьбы с перегрузкой является использование автоматической регулировки усиления.

На рис. 5.5.16 показана структурная схема устройства автоматической регулировки усиления (так называемая «АРУ назад»), предназначенная для изменения коэффициента усиления в последнем каскаде усилителя промежуточной частоты 8. Радионапряжение с выхода этого каскада поступает на первый амплитудный детектор 9 (детектор АРУ), а выходное видеонапряжение этого детектора, усиленное и профильтрованное в устройстве 10, регулирует коэффициент усиления усилителя 8.

В результате этой регулировки радионапряжение, подаваемое на второй амплитудный детектор 11 (детектор радиоприемного устройства), сохраняет исходные амплитудные изменения.

Отметим, что поскольку указанные узлы входят в состав радиоприемного устройства 4 (рис. 5.5.15), то нумерация узлов на рис. 5.5.16 продолжает нумерацию узлов на рис. 5.5.15.

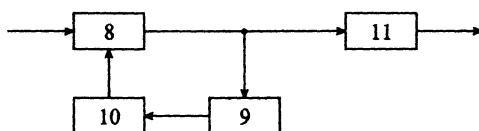


Рис. 5.5.16. Структурная схема устройства автоматической регулировки усиления («АРУ назад»):

8 — усилитель промежуточной частоты; 9 — первый амплитудный детектор; 10 — устройство усиления и фильтрации; 11 — второй амплитудный детектор

Эпюры напряжений, поясняющие функционирование данного устройства, приведены на рис. 5.5.17,б.

На рис. 5.5.17,а показаны аналогичные эпюры для случая отсутствия режима автоматической регулировки усиления.

Из рис. 5.5.17 видно, что без «АРУ назад» напряжение отраженного от цели сигнала $U_{\text{сг}}$, поступившего на фоне мощного напряжения помехи $U_{\text{пх}}$, в выходном напряжении $U_{\text{вых}}(t)$ отсутствует, так как линейный участок амплитудной характеристики АС (зависимости $U_{\text{вых}}$ от $U_{\text{вх}}$) последнего каскада усилителя 8 (рис. 5.5.16) имеет меньший раскрыв по оси $U_{\text{вх}}$, чем диапазон амплитуд входного напряжения $U_{\text{вх}}$ (и, в частности, меньше напряжения помехи $U_{\text{пх}}$), в результате чего входное напряжение $U_{\text{вх}}$ оказалось на нелинейных участках амплитудной характеристики (в области отсечки — слева от точки А, и в области насыщения — справа от точки С).

Включение же «АРУ назад» вывело участок наличия напряжения сигнала $U_{\text{сг}}$ во входном напряжении $U_{\text{вх}}$ на линейный участок АС амплитудной характеристики, и в выходном напряжении $U_{\text{вых}}$ различение сигнального $U_{\text{сг}}$ и помехового $U_{\text{пх}}$ напряжений оказалось возможным.

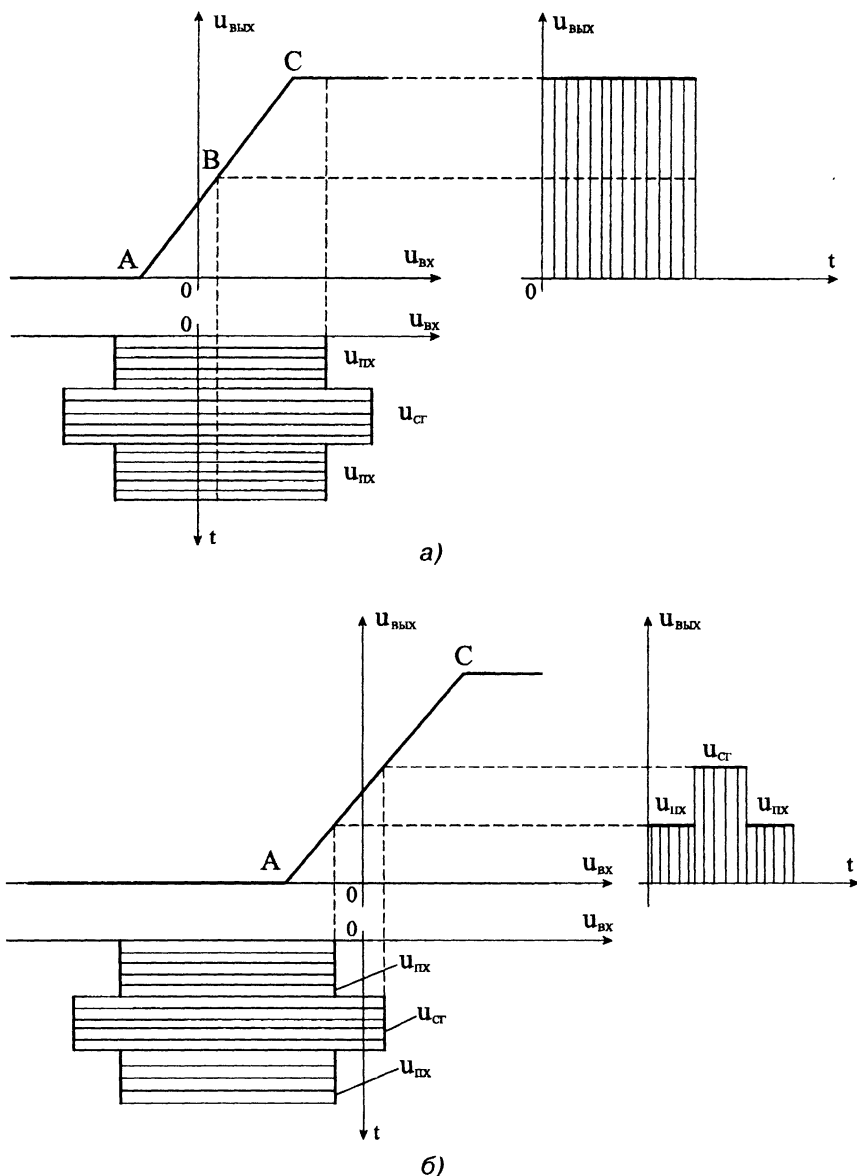


Рис. 5.5.17. Сравнительные эпюры напряжений при отсутствии (а) и наличии (б) устройства автоматической регулировки усиления:

$U_{СГ}$ — напряжение отраженного от цели сигнала; $U_{ПХ}$ — напряжение помехи

Устройств, выполняющих автоматическую регулировку усиления, известно достаточно много. Структурная схема еще одного из таких устройств, а именно, «АРУ вперед», изображена на рис. 5.5.18. Нумерация узлов продолжает нумерации рис. 5.5.15 и 5.5.16.

Верхний канал «АРУ вперед», состоящий из усилителя промежуточной частоты 12, первого амплитудного детектора 13 и усилителя низкой частоты 14, представляет собой типичную радиотехническую структуру. Регулированию (сходному с изложенным выше) здесь подвергается усилитель низкой частоты.

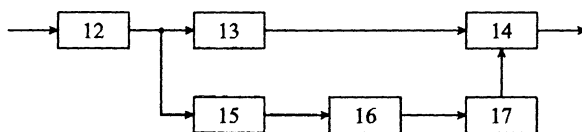


Рис. 5.5.18. Структурная схема устройства автоматической регулировки усиления («АРУ вперед»):

12 — усилитель промежуточной частоты; 13 — первый амплитудный детектор (детектор радиоприемного устройства); 14 — усилитель низкой частоты; 15 — усилитель; 16 — второй амплитудный детектор (детектор АРУ); 17 — фильтр

Напряжение промежуточной частоты поступает на усилитель 15, затем на второй амплитудный детектор 16, и получившееся видеонапряжение через фильтр 17 подается на усилитель низкой частоты.

Данная схема осуществляет эффективную защиту от помех, обладающих большей длительностью $\tau_{\text{Пх}}$, чем длительность отраженного от цели сигнала $\tau_{\text{СГ}}$, и приходящих отдельно от сигнальных импульсов. В тот момент, когда на вход усилителя низкой частоты поступает сигнальный импульс небольших амплитуды и длительности $\tau_{\text{СГ}}$, коэффициент усилителя низкой частоты $K_{\text{УС}}$ имеет максимальное значение, а при появлении длинного помехового импульса ($\tau_{\text{Пх}} > \tau_{\text{СГ}}$) $K_{\text{УС}}$ резко уменьшается, что влечет за собой значительное снижение амплитуды мощной помехи. Этот эффект достигается благодаря выполнению соотношения

$$\frac{1}{\Delta F_{\Phi}} > \tau_{\text{СГ}}, \quad (5.5.2)$$

где ΔF_{Φ} — полоса пропускания фильтра.

Использование автоматических регулировок усиления позволяет значительно расширить динамический диапазон (интервал амплитуд, в пределах которого отсутствует перегрузка) радиоприемного устройства — от 20 до 100 дБ.

Другим средством расширения динамического диапазона радиоприемного устройства является использование амплитудных характеристик (зависимостей $U_{\text{ВЫХ}}$ от $U_{\text{ВХ}}$) специальной формы (в большинстве случаев, логарифмической — рис. 5.5.19).

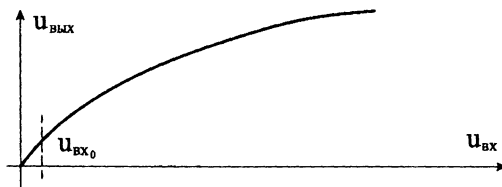


Рис. 5.5.19. Логарифмическая амплитудная характеристика радиоприемного устройства

При этом в области слабых сигналов ($U_{\text{ВХ}}$ мало) данная характеристика имеет линейную зависимость:

$$U_{\text{ВЫХ}} = K U_{\text{ВХ}}, \quad (5.5.3)$$

где K — коэффициент пропорциональности, а в области сильных помех ($U_{\text{ВХ}}$ велико) — логарифмическую:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \log U_{\text{ВХ}}. \quad (5.5.4)$$

Границу $U_{\text{вх}0}$ перехода от линейной зависимости к логарифмической обычно выбирают так, чтобы значение $U_{\text{вх}0}$ было на 20 дБ ниже среднеквадратической величины собственных шумов радиоприемного устройства. В этом случае практически весь возможный диапазон $U_{\text{вх}}$ приходится на логарифмический участок, чем и обеспечиваются как большой динамический диапазон по входу, так и отсутствие перегрузок приемного тракта.

Особенностью радиоприемного устройства с логарифмической амплитудной характеристикой является подавление помехи сильным сигналом, поскольку при сильном сигнале $U_{\text{вх}}$ попадает на логарифмический участок данной характеристики.

Наконец, еще один путь успешной борьбы с импульсными помехами сводится к применению в радиоприемном устройстве ограничителей.

Ограничители напряжений являются весьма специфическими нелинейными устройствами. Они почти не дают подавления сигнала шумом, снижая одновременно воздействие помех. Из большого разнообразия ограничителей рассмотрим три наиболее часто используемые их разновидности — *ограничители снизу, ограничители сверху и двухпороговые ограничители*.

Принцип функционирования ограничителя снизу изображен на рис. 5.5.20, а структурная схема амплитудного селектора с ограничением снизу и эпюры напряжений — на рис. 5.5.21. Нумерация узлов продолжает нумерацию, приведенную на рис. 5.5.15, 5.5.16 и 5.5.18.

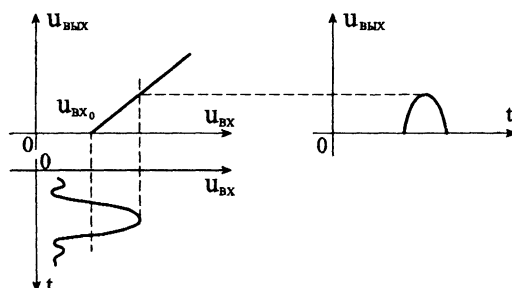


Рис. 5.5.20. Принцип амплитудного ограничения снизу

На входы ограничителя снизу 18 и запираемого каскада 19 поступают импульсы сильной (выше напряжения ограничения U_0) помехи $Пх$ и слабого (ниже напряжения ограничения U_0) сигнала $Сг$. Напряжение $Пх$, превысившее U_0 , инвертируется и подается на запираемый каскад, блокируя (закрывая) его. Следовательно, мощный импульс $Пх$ на выходе данного селектора будет отсутствовать. В то же время слабый импульс $Сг$ пройдет через запираемый каскад на выход селектора.

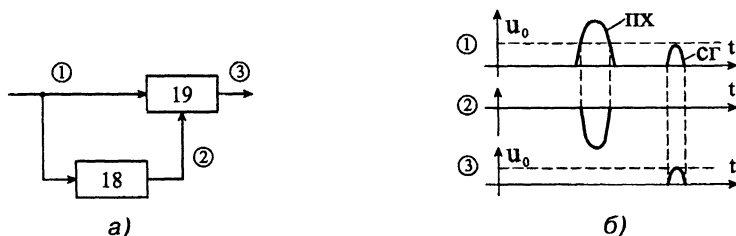


Рис. 5.5.21. Структурная схема (а)

и эпюры напряжений амплитудного селектора с ограничением снизу (б):

18 — ограничитель снизу и инвертор; 19 — запираемый (блокируемый) каскад

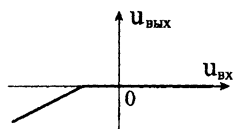


Рис. 5.5.22. Амплитудная характеристика ограничителя сверху

Амплитудная характеристика ограничителя сверху показана на рис. 5.5.22. Принцип функционирования такого ограничителя сходен с принципом функционирования только что рассмотренного ограничителя снизу.

Оба типа амплитудных ограничителей, объединенные в единый двухпороговый ограничитель, являются основой для построения амплитудного селектора, устраняющего слабые помеховые импульсы и пропускающего сильные импульсы сигнала.

Структурная схема амплитудного селектора, выполненного на основе двухпорогового ограничителя, и эпюры, поясняющие его работу, представлены на рис. 5.5.23. Нумерация узлов продолжает нумерацию узлов, изображенных на рис. 5.5.15–5.5.18 и 5.5.21 (поскольку данный селектор входит в состав радиоприемного устройства 4 — рис. 5.5.15).

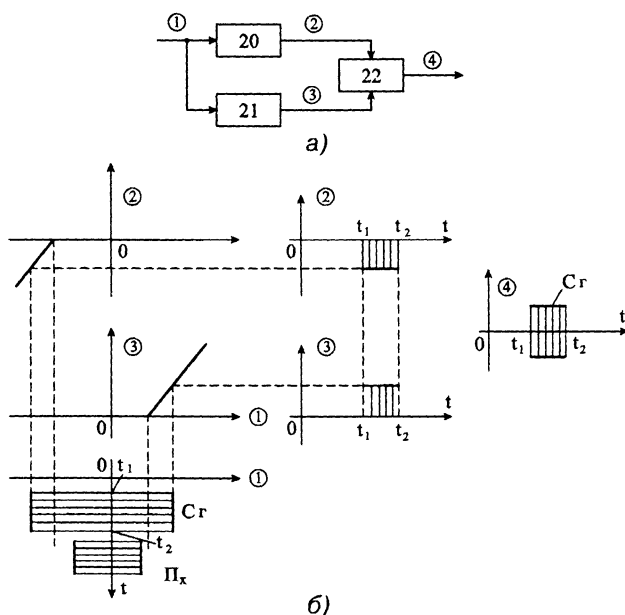


Рис. 5.5.23. Структурная схема амплитудного селектора на основе двухпорогового ограничителя (а) и эпюры напряжений в различных точках (б): 20 — ограничитель сверху; 21 — ограничитель снизу; 22 — сумматор

Входное напряжение, представляющее собой сумму разнесенных во времени импульсов сильного сигнала $C_г$ и слабой помехи $П_х$, поступает на входы ограничителей сверху 20 и снизу 21. При этом напряжения ограничения, установленные в этих ограничителях, селективируют по напряжению импульс сигнала от импульса помехи таким образом, что части сигнального импульса проходят через указанные ограничители, после чего синхронно складываются в сумматоре 22. В результате уменьшенный по амплитуде импульс сигнала оказывается на выходе данного селектора, а помеховый импульс на этот выход не проходит.

В заключение отметим, что амплитудные ограничители обеспечивают защиту не от всех видов импульсных помех. Поэтому обычно их применяют как вспомогательные узлы в составе селекторов по длительности импульсов.

Глава 6

РАДИОСИСТЕМЫ НАВИГАЦИОННО-ПОСАДОЧНОГО КОМПЛЕКСА

6.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Заключительными этапами полетной траектории самолета являются этап снижения и этап посадки (см. рис. 3.1.1). Оба указанных этапа могут проходить в достаточно сложных условиях. К факторам, затрудняющим выполнение этапов снижения и посадки, могут быть отнесены:

- ⇒ ухудшенная погодная обстановка (затрудненная видимость);
- ⇒ высокая интенсивность воздушного движения;
- ⇒ слабая освещенность места посадки;
- ⇒ выполнение ночного полета;
- ⇒ напряженное нервно-психическое состояние пилота или членов экипажа.

Для уменьшения действия этих факторов на этапах снижения и посадки применяются радиосистемы навигационно-посадочного комплекса.

Данные радиосистемы могут состоять либо из совместно функционирующих наземного и бортового оборудования (в этом случае посадка на специально подготовленный аэродром может выполняться автоматизированным образом), либо только из бортового оборудования (тогда посадка на грунтовые аэродромы осуществляется вручную).

Иными словами, радиосистемы навигационно-посадочного комплекса позволяют:

- ⇒ оптимизировать траекторию выхода летящего самолета на соответствующий аэродром;
- ⇒ обеспечить взаимодействие пилота данного самолета как с аэродромными службами, так и с экипажами летательных аппаратов, находящихся в воздухе;
- ⇒ задать летящему самолету ту или иную траекторию посадки с необходимыми динамическими характеристиками;
- ⇒ повысить степень безопасности выполнения этапов снижения и посадки (в частности, увеличить точность пилотирования самолета на этих этапах);
- ⇒ снизить нервно-психическую нагрузку на экипаж.

При этом общей особенностью работы радиосистем навигационно-посадочного комплекса является то, что она осуществляется на сравнительно небольших расстояниях, не превышающих дальность прямой видимости.

6.2. РАДИОСИСТЕМЫ БЛИЖНЕЙ НАВИГАЦИИ

Радиосистемой ближней навигации (РСБН) называется совокупность наземных и бортовых радиоустройств, находящихся друг от друга в пределах прямой видимости и предназначенная для определения местоположения летательного аппарата на этапах снижения и посадки.

Определить местоположение летательного аппарата с помощью РСБН означает измерить на борту данного аппарата его координаты (дальность R и азимут α) относительно наземного радиоустройства (радиомаяка PM) — рис. 6.2.1. При этом высота полета H определяется с помощью бортового радиовысотомера. Максимальной для РСБН обычно считается дальность R , равная 400 км, при высоте полета H , составляющей 10 км.

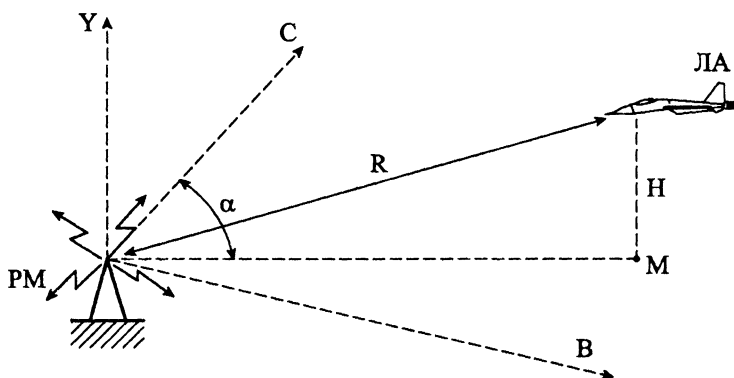


Рис. 6.2.1. Взаимное расположение летательного аппарата ЛА (несущего бортовую аппаратуру РСБН) и радиомаяка PM (с наземной аппаратурой РСБН) в местной сферической (неподвижной относительно земной поверхности) системе координат YCB :

Y — направление местной вертикали в точке расположения PM ; C — северное направление меридиана, проходящего через точку расположения PM ; B — направление из точки расположения PM на восток; H — высота полета ЛА; R — дальность ЛА относительно PM ; M — точка проекции ЛА на земную поверхность; α — азимут ЛА в системе координат YCB

Основу РСБН составляет сеть радиомаяков PM , которые размещены на земной поверхности в радионавигационных точках и координаты которых известны на борту. Использование информации о наземных координатах PM , в сочетании с измеренными бортовой аппаратурой РСБН величинами R и α , позволяет экипажу летательного аппарата определить свое географическое местонахождение.

Отметим, что РСБН работают в следующих диапазонах электромагнитных волн:

- ⇒ при импульсном излучении — в дециметровом диапазоне (длина волны около 30 см).

- ⇒ при непрерывном излучении — в метровом диапазоне (длина волны около 3 м).

Поскольку РСБН измеряет дальность R и азимут α , она относится к классу дальномерно-угломерных систем. При этом РСБН состоит из двух независимых каналов — дальности и азимута. Это означает, что самолетовождение может быть осуществлено либо автономно по каждому из каналов, либо по их совокупным данным.

На рис. 6.2.2 представлены все три возможные ситуации.

Рассмотрим функционирование каждого из каналов РСБН.

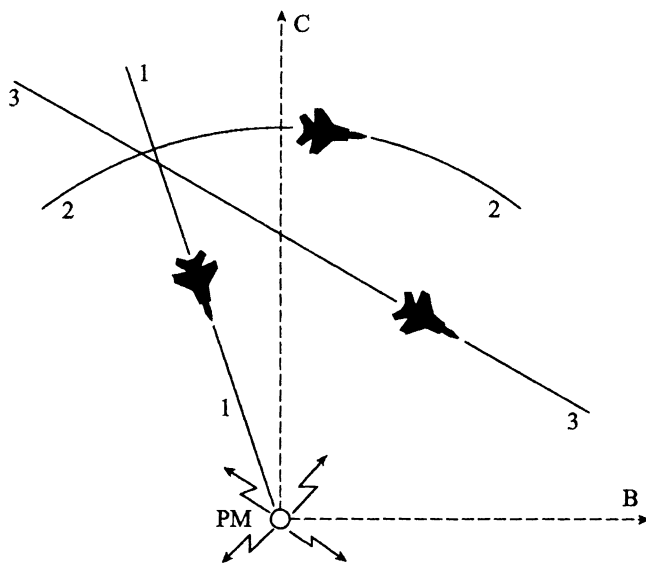


Рис. 6.2.2. Траектории (линии заданного пути) самолетов, прокладываемые с помощью различных каналов РСБН:

1-1 — с помощью угломерного канала (траектория — прямая линия, проходящая через радиомаяк *PM*); 2-2 — с помощью дальномерного канала (траектория — окружность с центром в точке расположения радиомаяка *PM*); 3-3 — с помощью совместного действия дальномерного и угломерного каналов; *C* — направление на север; *B* — направление на восток

Дальномерный канал РСБН

Принцип измерения дальности с помощью дальномерного канала РСБН основан на импульсном (временном) методе дальнометрии и заключается в следующем (рис. 6.2.3).

Генератор 1, расположенный в бортовой аппаратуре дальномерного канала РСБН, вырабатывает импульс запроса *ИЗ-1*, который подается на бортовое радиопередающее устройство 2. В данном радиопередающем устройстве указанный импульс запроса заполняется радиочастотой f_1 , после чего излучается в пространство.

Наземное радиоприемное устройство 3, находящееся на радиомаяке, т. е. входящее в состав наземной аппаратуры дальномерного канала РСБН, принимает импульс запроса (этот импульс на выходе радиоприемного устройства обозначен как *ИЗ-2*) и подает его на формирователь импульса ответа 4. Импульс ответа *ИО-1* вырабатывается на выходе формирователя по истечении заранее заданного временного интервала t_Φ с момента поступления на формирователь импульса запроса *ИЗ-2*.

Сформированный импульс ответа *ИО-1* далее в наземном радиопередающем устройстве 5 переносится на радиочастоту заполнения f_2 , после чего излучается в пространство.

Отметим, что использование радиочастоты f_2 (другой в отличие от частоты f_1 , формируемой бортовой аппаратурой) обусловлено требованием к радиомаяку не принимать излученные им же радиосигналы, которые, отразившись от местных объектов (строения вблизи радиомаяка, находящиеся невдалеке самолеты, линии электропередачи и т. п.), поступают на данный радиомаяк.

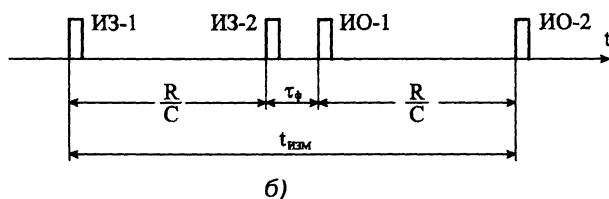
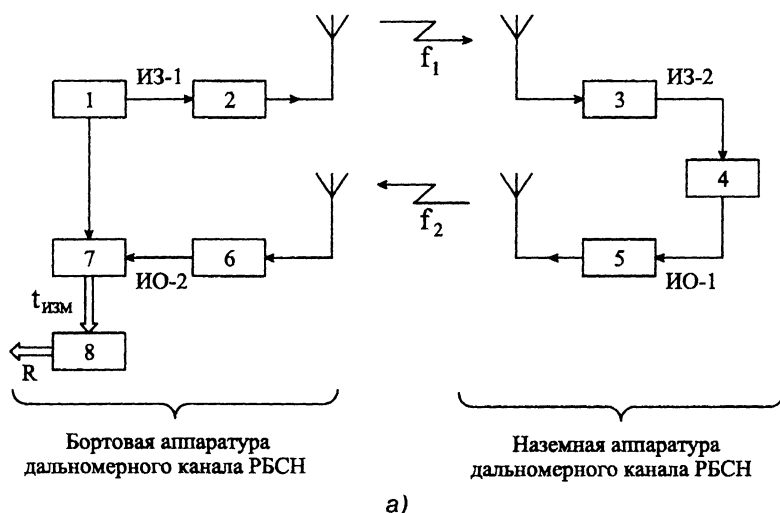


Рис. 6.2.3. Структурная схема дальномерного канала РСБН (а) и временная диаграмма за один измерительный цикл (б):

1 — генератор импульса запроса; 2 — бортовое радиопередающее устройство; 3 — наземное радиоприемное устройство; 4 — формирователь импульса ответа; 5 — наземное радиопередающее устройство; 6 — бортовое радиоприемное устройство; 7 — измеритель временного интервала $t_{изм}$; 8 — вычислитель дальности R ; ИЗ — импульс запроса; ИО — импульс ответа

Данный радиоимпульс, поступивший на вход бортового радиоприемного устройства 6, далее подается (как импульс ответа ИО-2) на измеритель временного интервала $t_{изм}$ 7, который (рис. 6.2.3,б) вычисляется по формуле:

$$t_{изм} = \frac{2R}{C} + \tau_{\Phi}, \quad (6.2.1)$$

где R — расстояние между самолетом и радиомаяком; C — скорость распространения электромагнитных радиоволн ($3 \cdot 10^8$ м/с); τ_{Φ} — величина временной задержки (заранее известная) в формирователе 4.

Наконец, значение $t_{изм}$, выраженное в цифровом коде, вводится в вычислитель дальности R 8, функционирующий в соответствии с соотношением:

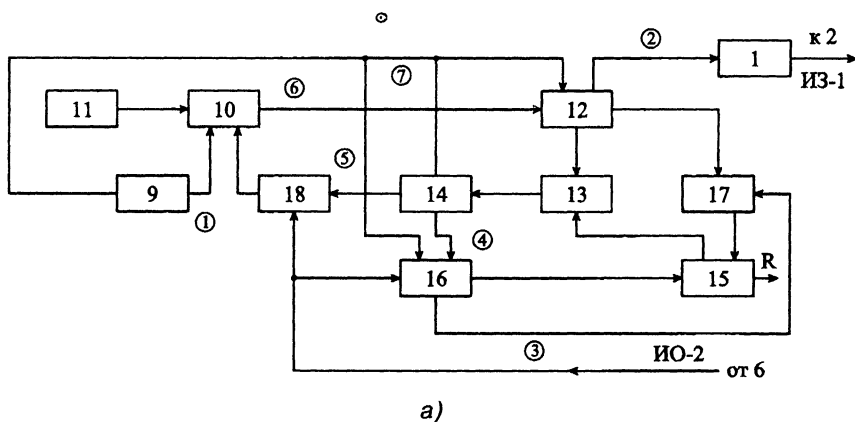
$$R = (t_{изм} - \tau_{\Phi}) \cdot \frac{C}{2}, \quad (6.2.2)$$

полученным из выражения (6.2.1), в результате чего данный вычислитель вырабатывает цифровое значение величины дальности R .

Таков общий принцип измерения дальности, реализуемый в дальномерном канале РСБН.

Рассмотрим работу измерителя дальности, входящего в состав дальномерного канала РСБН, более подробно.

Структурная схема этого измерителя и эпюры, поясняющие его функционирование, представлены на рис. 6.2.4. При этом, поскольку данный измеритель входит в состав структурной схемы, изображенной на рис. 6.2.3,а, то нумерация узлов на рис. 6.2.4,а не является самостоятельной, а продолжает нумерацию узлов, показанных на рис. 6.2.3,а.



самый момент счетчик 12, включаясь в режим подсчета счетных импульсов, одновременно формирует импульс запуска $ИЗ-I_3$ (см. диаграмму 2), который далее поступает на генератор импульса запроса $ИЗ-I_1$. Таким образом, результатом начала цикла функционирования является излучение запросного радиоимпульса.

Следует отметить, что за время одного цикла функционирования $T_{зп}$ на вход бортовой аппаратуры дальномерного канала РСБН могут поступить не один, а несколько ответных радиоимпульсов, соответствующих одному и тому же запросному радиоимпульсу. При этом запаздывание первого из них, характеризующееся соотношениями (6.2.1) и (6.2.2), будет соответствовать кратчайшему (истинному) расстоянию между самолетом и радиомаяком, а запаздывания последующих будут обусловлены переотражениями от местных предметов. Поэтому структура бортового измерителя дальности, входящего в дальномерный канал РСБН спроектирована так, чтобы выполнять оценку дальности по первому принятому радиоимпульсу. Именно этот критерий селекции импульса ответа $ИО-2$ реализуется как в режиме поиска (когда дальномерный канал РСБН самолета, влетающего в зону действия наземного радиомаяка, только начинает устанавливать требуемый контакт с радиомаяком), так и в режиме слежения (т. е. при поддержании указанного контакта в процессе пребывания самолета в зоне действия наземного радиомаяка).

Возможны и более сложные случаи — когда, например, в зоне действия данного радиомаяка одновременно находятся несколько самолетов (в этом случае на вход бортовой аппаратуры помимо «своего» ответного радиоимпульса поступают также и ответные радиоимпульсы, предназначенные для других самолетов), либо возникает напряженная помеховая обстановка (которая приводит к возникновению дополнительных радиоимпульсов, мешающих измерению дальности). Однако поскольку отмеченные факторы имеют случайный, а иногда и достаточно быстротечный характер, то в большинстве практических случаев структура измерителей дальности не ориентируется на ситуации такого рода. Это означает, что критерий селекции импульса $ИО-2$, заложенный в бортовой аппаратуре дальномерного канала РСБН, не изменяется.

Продолжим рассмотрение функционирования измерителя дальности (рис. 6.2.4).

На диаграмме 3 представлены различные комбинации импульсов, которые могут поступать на данный измеритель с выхода бортового радиоприемного устройства 6. Для реализации критерия селекции первого пришедшего импульса в рассматриваемом измерителе предусмотрены схема сравнения кодов 13, вырабатывающая сигнал для генератора селектирующих импульсов 14 в момент равенства кодов в счетчике 12 и устройстве формирования кода дальности 15; генератор селектирующих импульсов 14, который вырабатывает два селектирующих импульса: узкий фиксированной длительности — диагр. 4 и широкий переменной длительности — диагр. 5; первое устройство совпадения 16, регистрирующее факт попадания импульса, поступившего от бортового радиоприемного устройства 6 в пределы узкого селектирующего импульса (данная операция выполняется на интервале существования тактового импульса длительности τ_T , т. е. до появления сигнала, представленного на диаграмме 7); устройство передачи кода дальности 17, пересылающее код дальности из счетчика 12 в устройство формирования кода дальности по сигналу 15, выработанному первым устройством совпадения 16; и второго устройства совпадения 18, пропускающее на электронный ключ 10 первый из поступивших от бортового радиоприемного устройства импульсов 6 (возникших не ранее передних фронтов узкого и широкого селектирующих импульсов).

Принцип функционирования указанных узлов согласно критерию селекции первого пришедшего импульса заключается в следующем.

Интервал времени t_1 (диаграмма 3) между передним фронтом тактового импульса (диаграмма 1) и первым импульсом, пришедшим (диаграмма 3) от бортового радиоприемного устройства 6 и совпавшим при этом с широким селектирующим импульсом (диаграмма 5), выраженный соответствующим количеством счетных импульсов (диаграмма 6) в данном цикле работы измерителя дальности РСБН, переносится в неизменном виде на следующий цикл работы данного измерителя, воплощаясь как интервал между передними фронтами следующих тактового и селектирующих импульсов. Аналогично — интервал t_2 , измеренный в следующем цикле, переносится, соответственно, на положение селектирующих импульсов в еще более дальнем (непосредственно примыкающем к следующему) цикле. Наконец, рано или поздно, импульс *ИО-2* ответа начинает совпадать во времени с узким селекторным импульсом.

Данное совпадение означает, что время запаздывания импульса ответа *ИО-2* относительно импульса запроса *ИЗ-1* (или, что то же, *ИЗ-1₃*) равняется величине $t_{изм}$, определяемой согласно соотношению (6.2.1).

Факты этих совпадений (в каждом цикле) фиксируются первым устройством совпадения 16 и подсчитываются (за несколько циклов) в устройстве формирования кода дальности 15. Когда, указанных совпадений наберется заранее обусловленное количество (например, 3 совпадения за 4 цикла работы), измеритель дальности перейдет из режима поиска *ИО-2* в режим слежения за *ИО-2*. Режим слежения за *ИО-2* осуществляется с помощью тех же узлов измерителя дальности.

Одной из особенностей режима слежения является возможное пропадание импульсов ответа *ИО-2*. Данное пропадание обычно обусловлено чрезмерно резкими воздушными эволюциями самолета, заходящего на посадку. В таком случае совпадения узкого селектирующего с *ИО-2*, разумеется, не происходит, однако, значение дальности на выходе устройства формирования кода дальности 15 остается неизменным в течение заранее рассчитанного интервала времени (обычно 8...12 с). Если по истечении данного интервала совпадения *ИО-2* с узким селектирующим импульсом не происходит, измеритель дальности переходит снова в режим поиска.

Угломерные (азимутальные) каналы РСБН

Напомним, что воздушная ситуация, в которой происходит измерение азимута α (угла в горизонтальной плоскости) самолета, находящегося в зоне действия наземного радиомаяка, при помощи РСБН, представлена на рис. 6.2.1. При этом угломерный канал РСБН состоит из наземной аппаратуры (находящейся на радиомаяке) и бортовой аппаратуры (расположенной на самолете).

Наземная аппаратура угломерного канала РСБН представляет собой радиопередающее устройство, работающее в импульсном режиме излучения. Особенностью данной аппаратуры является равномерное вращение радиопередающей антенны (и, следовательно, соответствующей диаграммы направленности) вокруг вертикальной (по отношению к земной поверхности) оси Y (см. рис. 6.2.1).

Бортовая аппаратура угломерного канала РСБН осуществляет прием высокочастотных импульсов, излучаемых наземным радиомаяком, и измерение величины α . Структурная схема указанной бортовой аппаратуры приведена на рис. 6.2.5.

Функционирование этой бортовой аппаратуры осуществляется следующим образом.

Излученные радиомаяком импульсы поступают на приемную антенну и далее подаются на вход радиоприемного устройства 1. Видеоимпульсы с выхода данного радиоприемного устройства вводятся на входы двух устройств — формирования опорного сигнала (сигнал на выходе этого устройства 2 задает начальный

момент времени, соответствующий нулевому значению азимутальной шкалы, т. е. $\alpha = 0$) и формирования отсчетного сигнала (выходной сигнал данного устройства 3 характеризует азимут α самолета). Устройство определения азимута 4 функционирует под воздействием выходных сигналов устройств 2 и 3 и вырабатывает значение измеренного азимута α .

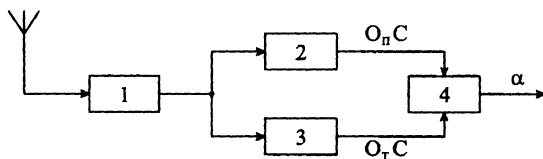


Рис. 6.2.5. Структурная схема бортовой аппаратуры угломерного канала РСБН:

1 — радиоприемное устройство; 2 — устройство формирования опорного сигнала; 3 — устройство формирования отсчетного сигнала; 4 — устройство определения азимута; ОпС — опорный сигнал; ОтС — отсчетный сигнал

Конкретная реализация узлов бортовой аппаратуры угломерного канала РСБН зависит от используемого метода угломерии. В подавляющем большинстве случаев применяются два метода измерения азимута:

- ⇒ *временной* (характерен для отечественных РСБН);
- ⇒ *фазовый* (характерен для зарубежных РСБН).

Рассмотрим варианты аппаратного построения, реализующего эти методы.

Временной угломерный канал РСБН. Принцип измерения углового положения объекта (самолет) временным методом представлен на рис. 6.2.6 и заключается в предварительном определении временного интервала $t_{\Delta 3}$ между опорным сигналом (ОпС) и отсчетным сигналом (ОтС) и последующем пересчете данного временного интервала в соответствующее значение углового положения (азимута) объекта. При этом отсчет азимута α_0 производится от так называемого опорного направления *ОН* (таковым обычно выбирается направление на север), которому во времени соответствует момент возникновения опорного сигнала. Формирование опорного и отсчетного сигналов (и, соответственно, вычисление азимута α_0) происходит на борту самолета — по радионапряжениям, вырабатываемым и излучаемым в пространства радиомаяком.

Радиомаяк, работающий на передачу, обладает двумя диаграммами направленности — $G_1(\alpha)$, неподвижной и ненаправленной, и $G_2(\alpha)$, вращающейся с постоянной скоростью (с угловой частотой вращения $\Omega_{\text{БР}}$, равной 100 об/мин, или, что то же, с частотой вращения $F_{\text{БР}}$, равной 1,66 Гц) и состоящей из двух остро-направленных лепестков. При этом антенна, создающая диаграмму $G_1(\alpha)$, излучает две радиоимпульсные последовательности *ПИИмп-35* (35 радиоимпульсов за один оборот вращающейся антенны) и *ПИИмп-36* (36 радиоимпульсов за оборот вращающейся антенны), а вращающаяся антенна, формирующая диаграмму $G_2(\alpha)$, излучает в пространство непрерывное радиоколебание (из диапазона частот 772...1000,5 МГц). Импульсные последовательности *ПИИмп-35* (с частотой повторения импульсов F_{35}) и *ПИИмп-36* (с частотой повторения импульсов F_{36}) связаны с вращением антенны, создающей диаграмму $G_2(\alpha)$):

$$F_{36} - F_{35} = F_{\text{БР}}, \quad (6.2.3)$$

где $F_{\text{БР}}$ — частота вращения данной антенны, и предназначены для выработки (в момент совпадения двух импульсов из последовательностей *ПИИмп-35* и *ПИИмп-36*) опорного сигнала, характеризующего опорное направление.

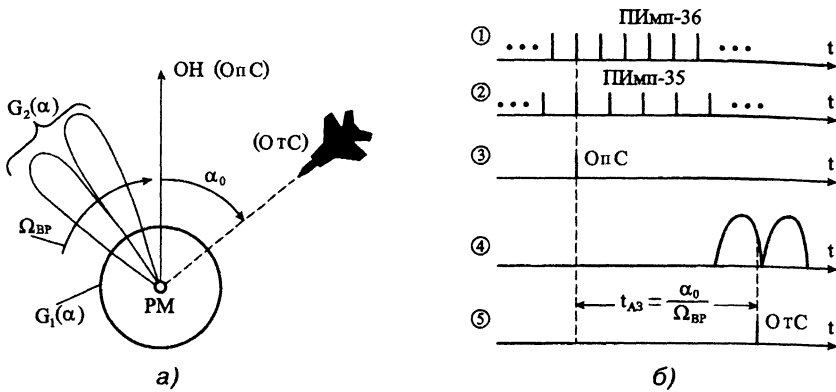


Рис. 6.2.6. Принцип измерения азимута α_0 в угломерном канале РСБН с помощью временного метода:

а — диаграммы направленности наземного радиомаяка PM ($G_1(\alpha)$ и $G_2(\alpha)$); б — временные диаграммы; OH — опорное направление; $ОпС$ — опорный сигнал; $ОТС$ — отсчетный сигнал; $ПИмп-36$ — последовательность, состоящая из 36 импульсов за один оборот направленной (вращающейся) антенны PM ; $ПИмп-35$ — последовательность, состоящая из 35 импульсов за один оборот направленной (вращающейся) антенны PM ; $G_1(\alpha)$ — диаграмма направленности неподвижной антенны; $G_2(\alpha)$ — диаграмма направленности вращающейся антенны

Что касается отсчетного сигнала, то он формируется в бортовой аппаратуре при облучении самолета вращающейся диаграммой направленности $G_2(\alpha)$ (положение отсчетного сигнала соответствует местонахождению точки с максимальной крутизной, расположенной на заднем фронте первого колоколообразного импульса). Далее, по измеренному временному интервалу t_{A3} в бортовой аппаратуре вычисляется значение азимута α_0 самолета относительно опорного направления (на север):

$$\alpha_0 = \Omega_{BP} t_{A3}. \quad (6.2.4)$$

Структурная схема измерительной части бортовой аппаратуры угломерного канала РСБН представлена на рис. 6.2.7 (номера временных диаграмм соответствуют приведенным на рис. 6.2.6,б). Ввиду того, что данная измерительная часть входит в состав структуры, изображенной на рис. 6.2.5, нумерация блоков на рис. 6.2.7 продолжает нумерацию блоков, показанных на рис. 6.2.5.

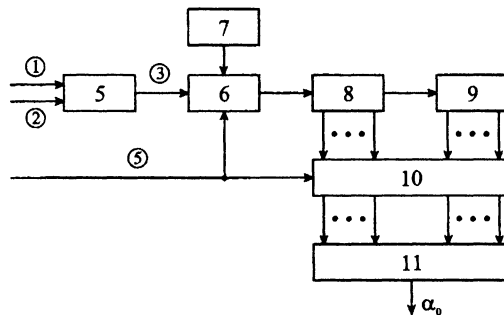


Рис. 6.2.7. Структурная схема измерительной части бортовой аппаратуры угломерного канала РСБН:

5 — схема совпадений; 6 — схема включения; 7 — генератор счетных импульсов; 8 — первый счетчик; 9 — второй счетчик; 10 — схема переписи кода; 11 — вычислитель

Работа узлов, представленных на рис. 6.2.7, происходит следующим образом. Две принятые импульсные последовательности *ПИмп-36* (диаграмма 1) и *ПИмп-35* (диаграмма 2) подаются с выхода радиоприемного устройства на вход схемы совпадения 5. В тот момент, когда два импульса последовательностей *ПИмп-36* и *ПИмп-35* совпадут, схема 5 выработает опорный сигнал ОпС (диаграмма 3), который далее поступит на схему включения 6.

На второй вход схемы 6 подаются счетные импульсы, формируемые генератором 7 и обладающие частотой повторения $F_{\text{сч}}$, равной 30 кГц. Эти импульсы начинают поступать через схему включения 6 на первый счетчик 8 с момента появления опорного сигнала ОпС. В момент прихода отсчетного сигнала ОтС (диаграмма 5) схема включения 6 закрывается, доступ счетных импульсов в первый счетчик 8 (и во второй счетчик 9) прекращается, и цифровой код, сформировавшийся в первом и втором счетчиках, через схему переписи кода 10 передается в вычислитель 11, который вырабатывает на своем выходе измеренное значение азимута α_0 .

Необходимость постановки двух (первого 8 и второго 9) счетчиков объясняется дискретностью (10°) импульсной последовательности *ПИмп-36*, которой соответствует период следования импульсов $T_{36} = \frac{1}{F_{36}}$ этой последовательности.

Первый счетчик 8 выполнен таким образом, что импульс его переполнения (от подачи на вход последовательности счетных импульсов) подается на вход второго счетчика 9 через каждый интервал времени T_{36} (через каждые 10° азимута). Таким образом, второй счетчик 9 подсчитывает целое число 10° -ных интервалов азимута, укладывающихся в пределах измеренной величины α_0 , а первый счетчик 8 содержит цифровой код (количество счетных импульсов), соответствующий дробной части 10° -го интервала. Вычислитель 11 комбонирует значения цифровых кодов, поступивших на него от первого и второго счетчиков в окончательную величину α_0 .

Фазовый угломерный канал РСБН. Принцип измерения углового положения объекта (самолета) фазовым методом представлен на рис. 6.2.8 и заключается в определении фазы низкочастотного (30 Гц) гармонического колебания, формируемого на борту самолета за счет вращения диаграммы направленности радиомаяка — с последующим пересчетом данной фазы в значение азимута α_0 самолета.

Рассмотрим работу наземного радиомаяка *РМ* более подробно.

Радиомаяк непрерывно излучает в пространство высокочастотный (из диапазона 108...118 МГц) гармонический сигнал, промодулированный по амплитуде частотно-модулированными колебаниями со средней частотой 9960 Гц. При этом излучаемый высокочастотный сигнал называется *несущим*, а модулирующие колебания — *поднесущими*. Использование поднесущих колебаний объясняется необходимостью задать опорное направление *ОН* (таковым обычно является направление на север), от которого отсчитывается азимут α_0 подлетающего самолета (рис. 6.2.8,а).

Дело в том, что антенна радиомаяка, а следовательно, и диаграмма направленности $G(\alpha)$ этого радиомаяка, представляющая собой окружность со смещенным центром, вращается с угловой частотой $\Omega_{\text{вр}} = 2\pi F_{\text{вр}}$, где $F_{\text{вр}} = 30$ Гц, т. е. в какой-то момент времени направление максимального излучения совпадает с опорным направлением. Этому моменту времени соответствует определенное значение (как правило, максимальное) частоты поднесущих колебаний. При этом частота поднесущих колебаний изменяется синхронно с вращением диаграммы направленности $G(\alpha)$, а именно, с частотой 30 Гц.

Так формируется сигнал, излучаемый радиомаяком.

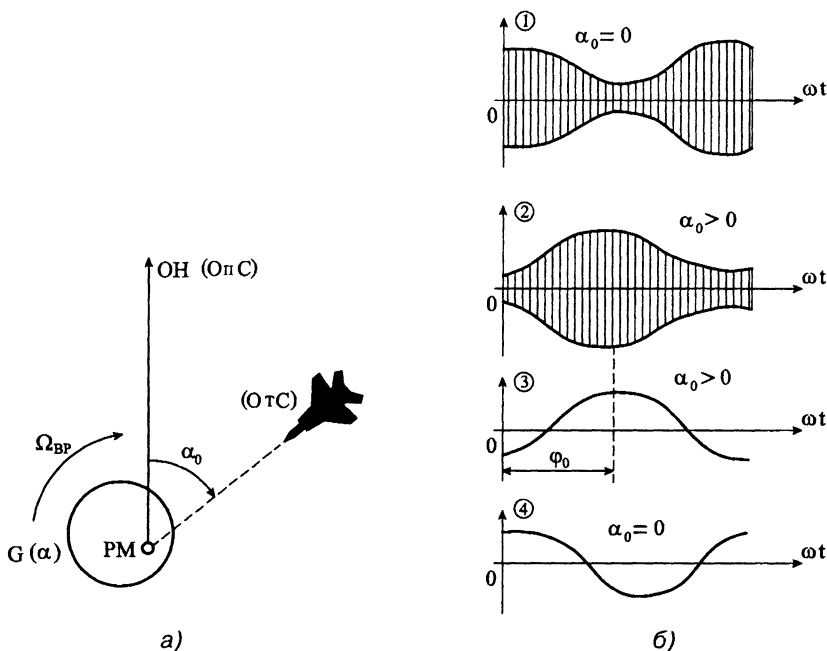


Рис. 6.2.8. Принцип измерения азимута α_0 в угловом канале РСБН с помощью фазового метода:

a — диаграмма направленности $G(\alpha)$ наземного радиомаяка *PM*; *б* — временные диаграммы напряжений в бортовой радиоаппаратуре самолета; 1 — напряжение на входе радиоприемного устройства в случае расположения самолета на опорном направлении *ОН* (модуляция поднесущими колебаниями не показана); 2 — напряжение на входе радиоприемного устройства в случае расположения самолета на азимуте $\alpha_0 > 0$ (модуляция поднесущими колебаниями не показана); 3 — напряжение отсчетного сигнала *ОТС*; 4 — напряжение опорного сигнала *ОпС*

Бортовая радиоаппаратура, находящаяся на самолете, должна принять этот сигнал, обработать его и определить азимут α_0 , на котором находится самолет относительно опорного направления *ОН*.

Прежде всего, отметим, что принятый радиосигнал, помимо введенных (в режиме излучения) в него амплитудно-модулирующих поднесущих колебаний, приобретает еще и дополнительную амплитудную модуляцию (с частотой $F_{\text{вр}} = 30$ Гц) за счет вращения диаграммы направленности $G(\alpha)$. Это означает, что принятый на борту самолета радиосигнал (эпюры 1 и 2 на рис. 6.2.8, б) может быть записан как

$$U_{\text{вх ПРМ}}(t) = U_m [1 + m \sin(\Omega_{\text{вр}} t - \varphi_0)] + m_{\text{ПН}} \sin(\omega_{\text{ПН}} t - m_{\text{ЧМ}} \cos \Omega_{\text{вр}} t) \sin \omega_0 t, \quad (6.2.5)$$

где φ_0 — фаза гармонического колебания частоты $F_{\text{вр}} = 30$ Гц, соответствующая азимуту α_0 самолета; m — коэффициент глубины амплитудной модуляции, создаваемой вращением диаграммы направленности; $m_{\text{ПН}}$ — коэффициент глубины амплитудной модуляции, создаваемой поднесущими колебаниями; $m_{\text{ЧМ}}$ — индекс частотной модуляции.

Иными словами, в принятом на борту самолета радиосигнале содержится информация как о положении опорного направления (в частоте поднесущих колебаний), так и об азимуте самолета (в амплитуде принятого радиосигнала).

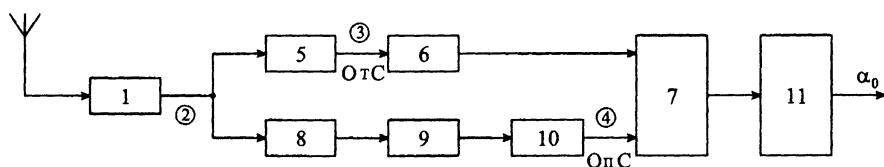


Рис. 6.2.9. Структурная схема бортовой аппаратуры фазового угломерного канала РСБН:

1 — радиоприемное устройство; 5 — первый фильтр; 6 — усилитель; 7 — фазовый детектор; 8 — второй фильтр; 9 — усилитель-ограничитель; 10 — частотный детектор; 11 — преобразователь-вычислитель

Структурная схема бортовой аппаратуры фазового угломерного канала РСБН представлена на рис. 6.2.9. При этом поскольку данная схема является фактически конкретизацией структуры, изображенной на рис. 6.2.5, то нумерация узлов, приведенных на рис. 6.2.9, продолжает нумерацию узлов, показанных на рис. 6.2.5.

Радиокосебания, принятые приемной антенной, поступают на вход радиоприемного устройства 1. Далее напряжение с выхода этого устройства разветвляется на два канала — верхний и нижний. В верхнем канале данное напряжение поступает на первый фильтр 5 (на его выходе формируется отсчетный сигнал ОтС, фаза φ_0 которого характеризует азимут α_0 самолета — диаграмма 3 на рис. 6.2.8,б), а затем, после усиления в усилителе 6 этот отсчетный сигнал поступает на первый вход фазового детектора 7. В нижнем канале указанное напряжение вводится во второй фильтр 8, затем проходит через усилитель-ограничитель 9 (в котором срезается паразитная амплитудная модуляция) и частотный детектор 10 (на его выходе вырабатывается, с учетом действия частот поднесущих колебаний, опорный сигнал ОпС — диаграмма 4 на рис. 6.2.8,б), после чего опорный сигнал поступает на второй вход фазового детектора 7. На выходе фазового детектора 7 формируется напряжение, пропорциональное разности фаз φ_0 между опорным и отсчетными сигналами. Данное напряжение вводится в преобразователь-вычислитель 11, который вырабатывает на своем выходе значение азимута α_0 самолета.

В заключение приведем некоторые основные технические характеристики РСБН:

Дальномерный канал РСБН:

Диапазон частот в запросном режиме, МГц	772...813
Диапазон частот в ответном режиме, МГц	940...1000
Диапазон дальностей, км	до 500
Минимальная мощность передатчика радиомаяка, кВт	30
Пороговая чувствительность радиоприемного устройства, дБ · Вт	-136
Точность определения дальности, м	200

Азимутальные каналы РСБН:

а) временной:

Диапазон частот, МГц	874...935
Точность определения азимута, °	0,25
Минимальная мощность передатчика радиомаяка, кВт	0,08

б) фазовый:

Диапазон частот, МГц	108...118
Точность определения азимута, °	2,35
Минимальная мощность передатчика радиомаяка, кВт	0,08
Индекс частотной модуляции	15...17

Общие показатели:

Пропускная способность РСБН, не менее	100 самолетов
Потребляемая мощность от сети:	
27 В постоянного тока, Вт	255
115 В, 400 Гц, В · А	120
Масса, кг:	
всего комплекта (без кабелей)	73
моноблока радиоприемного устройства	31,8
моноблока радиопередающего устройства	11,3
моноблока измерений и обработки	18,3
Объем моноблоков (с амортизационными рамами), дм ³ :	
радиоприемного устройства	42,9
радиопередающего устройства	11,6
измерений и обработки	32,3

6.3. РАДИОСИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ МАЛЫХ ВЫСОТ

Радиосистемой измерения малых высот (РСМВ) называется дальномерная навигационная автономная радиосистема, устанавливаемая на борту летательного аппарата и предназначенная для определения текущей высоты полета этого летательного аппарата в условиях (в основном) режима посадки. Обычно максимальное значение высоты полета, при которой используется РСМВ, не превышает 1500 м.

Свойство автономности позволяет применять РСМВ как для самостоятельного определения высоты полета, так и в качестве узла, входящего в самолетную систему траекторного управления.

Наиболее стандартной является следующая ситуация: при заходе на посадку в систему траекторного управления, начиная с высоты примерно 200 м, поступают сигналы от РСМВ, которые служат для уменьшения коэффициента передачи по каналу глиссады от максимального значения до нуля на высоте начала выравнивания (15...20 м). Одновременно эти же сигналы используются для снижения вертикальной составляющей скорости (до значения 0,45 м/с при начале выравнивания) и уменьшения (примерно в два раза) коэффициента передачи системы траекторного управления по каналу курса по мере снижения самолета.

Рассмотрим принцип функционирования РСМВ.

Существуют различные типы РСМВ, которые отличаются друг от друга видом модуляции излучаемого и характером обработки принимаемого сигналов. Наиболее часто используется РСМВ, основанная на частотном методе измерения высоты — структурная схема данной РСМВ показана на рис. 6.3.1, а временные диаграммы поясняющие принцип ее работы, приведены на рис. 6.3.2.

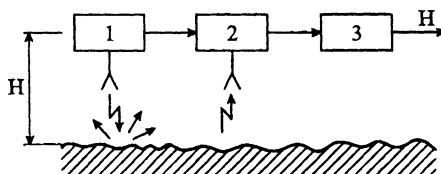


Рис. 6.3.1. Структурная схема РСМВ:

1 — радиопередающее устройство; 2 — радиоприемное устройство; 3 — измерительное устройство

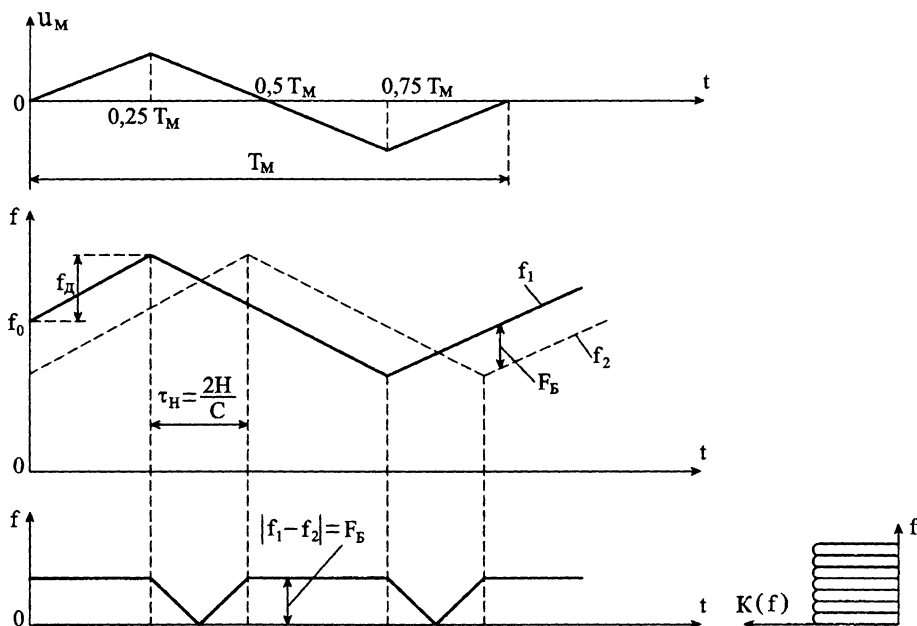


Рис. 6.3.2. Временные диаграммы, поясняющие принцип работы PCMB:

U_M — модулирующее напряжение; T_M — период модуляции; f_0 — центральная частота излучаемого радиосигнала; f_1 — переменная во времени частота излучаемого радиосигнала; f_d — частота девиации; f_2 — переменная во времени частота принимаемого радиосигнала; F_B — частота биений (модуль разностной частоты между частотами f_1 и f_2); τ_H — время запаздывания принятого радиосигнала относительно излученного; H — высота полета; $K(f)$ — амплитудно-частотные характеристики узкополосных измерительных фильтров

Радиосигнал, излучаемый радиопередающим устройством 1 вертикально вниз, в сторону земной поверхности, является непрерывным во времени и модулированным по частоте.

В качестве закона частотной модуляции избрана линейная зависимость, т. е. в соответствии с модулирующим напряжением U_M , имеющим линейно-нарастающие и линейно-спадающие участки, происходит и изменение частоты f_1 излучаемого радиосигнала. Указанное изменение является циклически повторяющимся (с периодом модуляции T_M).

Одновременно с излучением в сторону земной поверхности тот же излучаемый радиосигнал (но со значительно меньшей амплитудой) поступает на один из входов радиоприемного устройства 2. На второй вход этого устройства подается радиосигнал, отраженный от земной поверхности. Частота заполнения этого радиосигнала обозначена как f_2 ; при этом закон изменения частоты f_2 повторяет закон изменения частоты f_1 , а одинаковые значения частот f_1 и f_2 , расположенные на соответственных линейных участках, смещены относительно друг друга на величину τ_H времени распространения радиосигнала от летательного аппарата до земной поверхности и обратно:

$$\tau_H = \frac{2H}{C}, \quad (6.3.1)$$

где H — высота полета самолета или вертолета; C — скорость распространения электромагнитных волн.

Частоты f_1 и f_2 радиосигналов, поступивших на вход радиоприемного устройства 2, сравниваются между собой, формируя частоту биений F_B как модуль разности частот f_1 и f_2 , т. е.

$$F_B = |f_1 - f_2| \quad (6.3.2)$$

и измерительное устройство 3 по данной частоте биений F_B осуществляет оценку высоты полета H ; при этом используется следующий алгоритм:

$$F_B = |f_1 - f_2| = \frac{f_d}{0,25T_M} \cdot \tau_H = \frac{4f_d}{T_M} \cdot \frac{2H}{C} = \frac{8f_d F_M}{C} \cdot H, \quad (6.3.3)$$

где f_d — частота девиации; $F_M = \frac{1}{T_M}$ — частота модуляции; откуда:

$$H = \frac{CF_B}{8f_d F_M}. \quad (6.3.4)$$

Развернутая структурная схема РСМВ, реализующая частотный метод измерения высоты, представлена на рис. 6.3.3. При этом нумерация блоков этой схемы продолжает нумерацию узлов, приведенных на рис. 6.3.1.

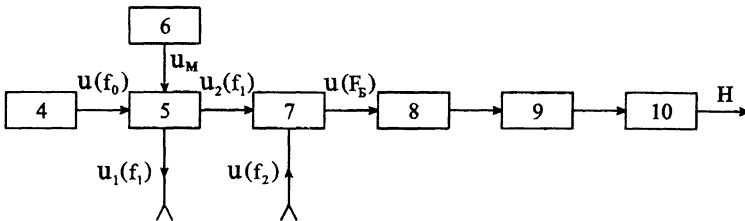


Рис. 6.3.3. Развернутая структурная схема РСМВ с использованием линейной частотной модуляции:

4 — генератор радиокосебания $U(f_0)$ частоты f_0 ; 5 — частотный модулятор и высокочастотный усилитель; 6 — генератор модулирующего напряжения U_M ; 7 — балансный смеситель; 8 — усилитель низкой частоты; 9 — блок узкополосных измерительных фильтров; 10 — вычислитель

Работа данной РСМВ заключается в следующем.

Генератор 4 вырабатывает непрерывное гармоническое колебание $U(f_0)$ частоты f_0 (обычно в РСМВ используется значение частоты f_0 вблизи 4300 МГц). Это колебание подается на первый вход частотного модулятора, входящего в блок 5. На второй вход данного частотного модулятора от генератора 6 подается линейно-изменяющееся модулирующее напряжение U_M , имеющее участки нарастания и спада. Частота модуляции F_M обычно лежит в пределах от 120 Гц до 150 Гц.

В результате взаимодействия напряжений $U(f_0)$ и U_M в частотном модуляторе на его выходе формируется непрерывное во времени и линейно-модулированное по частоте (обычно частота девиации f_d выбирается из интервала 40...60 МГц) напряжение $U_2(f_1)$, которое далее вводится на первый вход балансного смесителя 7. Кроме того, напряжение $U_2(f_1)$ усиливается по амплитуде в усилителе, входящем в блок 5, и выходное напряжение $U_1(f_1)$ этого усилителя подается на радиопередающую антенну (рупорного типа, имеющую диаграмму направленности $G(\theta)$ шириной $\Delta\theta = 40...60^\circ$), которая осуществляет излучение электромагнитного радиосигнала в сторону земной поверхности.

Отраженный от земной поверхности электромагнитный радиосигнал поступает на радиоприемную антенну (рупорного типа с шириной $\Delta\theta$ диаграммы направленности, равной $40...60^\circ$), а с ее выхода напряжение $U(f_2)$ вводится на второй вход балансного смесителя 7. Балансный смеситель 7 вырабатывает низкочастотное напряжение $U(F_b)$ частоты биений F_b , которое затем усиливается в усилителе низкой частоты 8, после чего подается на блок узкополосных измерительных фильтров 9. Амплитудно-частотные характеристики $K(f)$ этих фильтров показаны на рис. 6.3.2. На выходе блока 9 формируется номер того узкополосного измерительного фильтра, в полосу пропускания которого попала частота биений F_b . Вычислитель 10 преобразует номер сработавшего узкополосного измерительного фильтра в значение измеряемой высоты полета $H_{изм}$ летательного аппарата.

Отметим, что минимальная высота H_{min} , измеряемая данной РСМВ, соответствует равенству $F_b = F_M$ и определяется из соотношения (6.3.4):

$$H_{min} = \frac{CF_b}{8f_d F_M} = \frac{C}{8f_d}. \quad (6.3.5)$$

Особенностью работы рассматриваемой РСМВ является наличие дискретности ΔH отсчета высоты H , которая не зависит от значения высоты H . Существование указанной дискретности ΔH обусловлено различными (и к тому же случайными) соотношениями фаз между напряжениями $U_2(f_1)$ и $U(f_2)$, а влияние этой дискретности выражается в случайных изменениях измеряемой высоты $H_{изм}$ полета на величины $\pm\Delta H$ относительно истинной высоты H полета (рис. 6.3.4). При этом в зависимости от значения разности фаз между напряжениями $U_2(f_1)$ и $U(f_2)$ величина ΔH может равняться либо H_{min} , либо $2H_{min}$. Из этого следует, что снижения дискретности ΔH можно достичь увеличением частоты девиации f_d . При значении $f_d = 50$ МГц величина $\Delta H = H_{min}$ составляет величину 0,75 м.

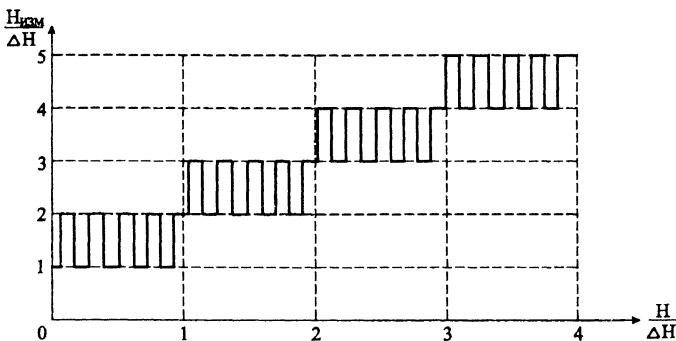


Рис. 6.3.4. Зависимость относительной величины $H_{изм}/\Delta H$ измеряемой высоты $H_{изм}$ от относительной величины $H_{изм}/\Delta H$ истинной высоты H для РСМВ с использованием линейной частотной модуляции

Достоинством РСМВ является достаточно низкая мощность излучаемая радиопередающей антенной: 0,1...0,4 Вт.

Некоторые технические характеристики РСМВ:

Чувствительность радиоприемного устройства, дБ	84
Потребляемая мощность от сети:	
115 В, 400 Гц, В·А	10...100
27 В постоянного тока, Вт	10...100
Масса, кг	6...12
Объем приемопередатчика, дм ³	3...12,5

6.4. РАДИОСИСТЕМА ПОСАДКИ

Радиосистема посадки (РСП) — это совокупность наземных и бортовых радиоустройств, предназначенных для определения местоположения летательного аппарата (ЛА) относительно взлетно-посадочной полосы ВПП на этапах снижения и посадки. При этом информация об указанном местоположении ЛА формируется на борту данного ЛА.

Ранее на рис. 3.1.1 была приведена типовая структура полетной траектории самолета, причем этап посадки был представлен в достаточно общем виде. Если же рассмотреть этап посадки более детально, то следует воспользоваться рис. 6.4.1,а, на котором приведен профиль траектории самолета в вертикальной плоскости на заключительных этапах полета.

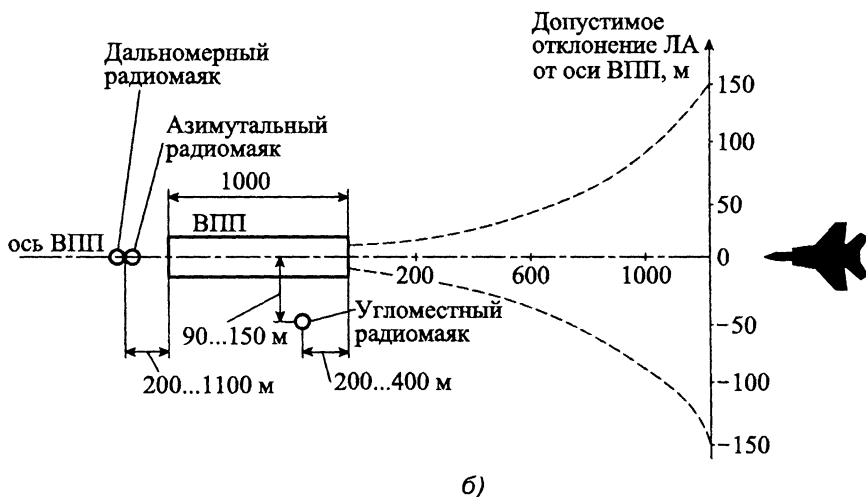
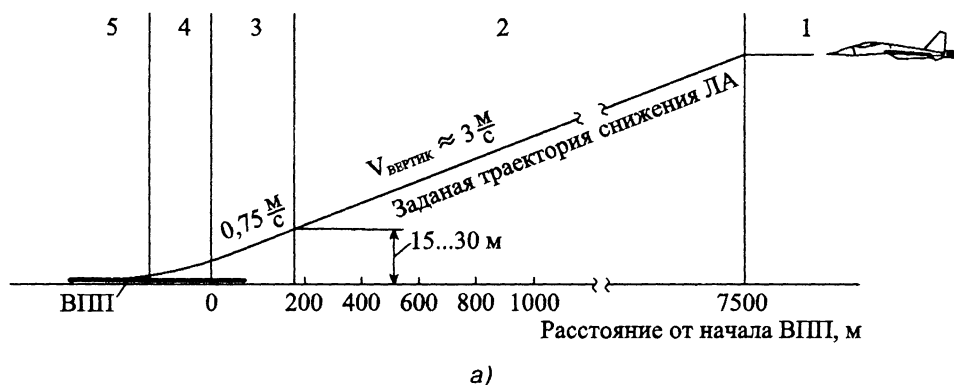


Рис. 6.4.1. Профиль траекторий снижения и посадки самолета в вертикальной плоскости (а) и расположение основных радиомаяков РСП относительно взлетно-посадочной полосы (ВПП) в горизонтальной плоскости (б):

1 — этап полета без снижения; 2 — этап снижения самолета по заданной (опорной) траектории; 3 — этап выравнивания перед посадкой; 4 — этап коррекции перед посадкой; 5 — заключительный этап посадки самолета

На этом рисунке показаны:

1 — полет без снижения, в течение которого самолет обычно выполняет развороты согласно требуемым курсовым (в горизонтальной плоскости) углам, чтобы реализовывать полет максимально приближенный к заданной линии курса и в итоге, выйти на глассаду (на заранее определенную линию снижения);

2 — снижение самолета, происходящее по заданной траектории (глассаде);

3 — выравнивание; при этом самолет продолжает снижение, однако под меньшим углом к земной поверхности;

4 — коррекция полета относительно оси ВПП (например, для устранения сноса, обуславливаемого боковым ветром);

5 — заключительный этап (от момента касания ВПП до окончания пробега самолета по ВПП).

При этом автоматическое управление (в том числе, и с помощью РСР) посадкой должно обеспечивать отклонение самолета не больше, чем:

а) в горизонтальной плоскости (относительно оси ВПП):

$\pm 9,1$ м (на высоте 30 м);

$\pm 4,6$ м (на высоте 15 м);

$\pm 4,1$ м (на высоте 2,4 м);

б) в вертикальной плоскости (относительно глассады):

$\pm 3,0$ м (на высоте 30 м);

$\pm 1,4$ м (на высоте 15 м);

$\pm 0,4$ м (на высоте 2,4 м).

Границы зоны допустимых отклонений в горизонтальной плоскости отмечены пунктиром на рис. 6.4.1,б. Указанные значения заданы ICAO (International Civil Aviation Organization) из соображений обеспечения безопасности посадки самолета. При этом этапы 3 (частично), 4 (полностью) и 5 (полностью) реализуются с помощью ручного управления.

Рассмотрим функционирование используемых в настоящее время радиосистем посадки РСР, работающих в сантиметровом диапазоне радиоволн.

Основным наземным оборудованием этих РСР являются три радиомаяка — *дальномерный*, *азимутальный* и *угломерный* (расположение их изображено на рис. 6.4.1,б). Что касается бортового оборудования РСР, то оно состоит из независимых друг от друга дальномерной (определяющей расстояние между самолетом и центральной точкой ВПП) и угломерной (измеряющей попеременно во времени угол места и азимут самолета) подсистем. Данный радиомаяк и соответствующая подсистема образуют тот или иной канал РСР.

Дальномерный канал РСР

Дальномерный канал РСР предназначен для измерения расстояния R между находящимся в воздухе летательным аппаратом (самолетом или вертолетом) и центральной точкой ЦТ взлетно-посадочной полосы ВПП.

В рассматриваемом канале используется временной (импульсный) метод измерения дальности, причем принцип действия канала основан на методе «запрос-ответ». Иными словами, запросный радиосигнал формируется бортовой радиоаппаратурой подлетающего самолета, а ответный радиосигнал создается в радиоаппаратуре наземного дальномерного радиомаяка. Собственно измерение дальности R происходит в бортовой аппаратуре самолета.

Поскольку принцип функционирования дальномерного канала РСР сходен с принципом действия дальномерного канала РСБН, то аналитическими соотношениями для вычисления дальности R с помощью дальномерного канала РСР могут служить выражения (6.2.1) и (6.2.2).

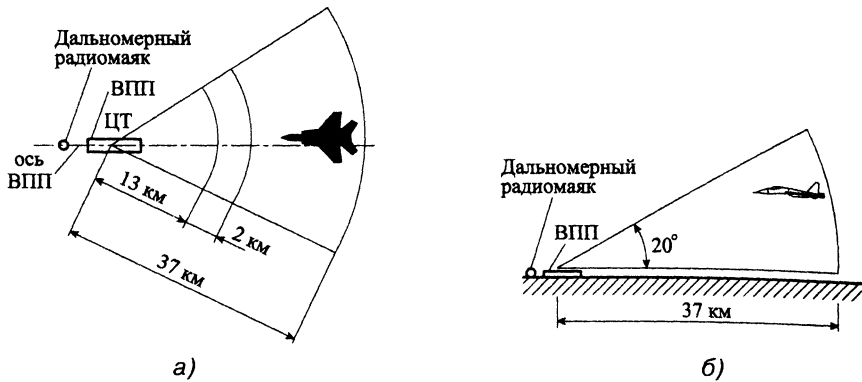


Рис. 6.4.2. Зона действия дальномерного радиомаяка РСП в горизонтальной (а) и вертикальной (б) плоскостях:

ВПП — взлетно-посадочная полоса; *ЦТ* — центральная точка ВПП

Зона действия дальномерного канала РСП изображена на рис. 6.4.2. Внутри нее выделены три области:

- 1) 0...13 км — область дальнометрии повышенной точности;
- 2) 13...15 км — переходная область (обычно переключение на область повышенной точности происходит в бортовой аппаратуре на дальности 14,5 км);
- 3) 15...37 км — область дальнометрии обычной точности.

Функционирование дальномерного канала РСП происходит в диапазоне частот от 960 МГц до 1215 МГц.

Структурная схема дальномерного канала РСП представлена на рис. 6.4.3.

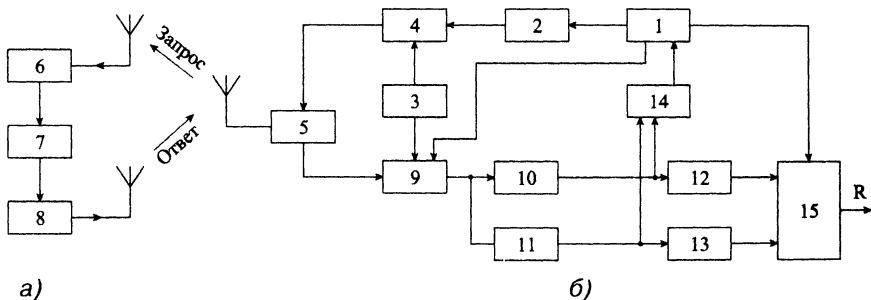


Рис. 6.4.3. Структурные схемы наземного (а) и бортового (б) радиооборудования дальномерного канала РСП:

1 — видеопроцессор; 2 — модулятор; 3 — синтезатор частоты; 4 — бортовое радиопередающее устройство; 5 — антенный переключатель; 6 — радиоприемное устройство дальномерного радиомаяка; 7 — формирователь ответного сигнала; 8 — радиопередающее устройство дальномерного радиомаяка; 9 — бортовое радиоприемное устройство; 10 — устройство узкополосной фильтрации; 11 — устройство широкополосной фильтрации; 12 — грубая пороговая схема; 13 — точная пороговая схема; 14 — дискриминатор Ферриса; 15 — вычислитель

Рассмотрим принцип ее работы.

Видеопроцессор 1, входящий в состав бортового оборудования, вырабатывает два кодовых импульса, которые далее будут излучены в качестве запросного сигнала. При этом интервалы между этими импульсами могут быть различными (в зависимости от выбора того или иного частотного канала для излучения из диапазона 1041...1150 МГц) и составлять величины от 12...18 мкс до 36...42 мкс,

а длительность одного импульса располагается в пределах 3...4 мкс. При этом количество запросных кодовых пар импульсов, излучаемых за одну секунду, зависит от области (рис. 6.4.2,а), в которой находится самолет — для области дальнометрии повышенной точности оно составляет 40, а для области дальнометрии обычной точности это количество равняется 16. В итоге, данные кодовые импульсы сначала поступают на модулятор 2, а затем, будучи заполнены высокочастотным колебанием с синтезатора частот 3 в бортовом радиопередающем устройстве 4, подаются (импульсная мощность составляет 120 Вт) на антенный переключатель 5, с выхода которого через антенную систему излучаются в пространство в качестве запросного радиосигнала.

Запросный радиосигнал поступает на приемную антенну наземного дальнометрического радиомаяка, после чего с выхода радиоприемного устройства 6 подается на формирователь ответного сигнала 7. В этом формирователе запросный сигнал декодируется, а далее вырабатывается ответный сигнал (который так же, как и запросный, состоит из двух импульсов, причем интервал между ними является кодовым и составляет, в зависимости от выбранного частотного канала, величину от 12 до 30 мкс). Данная пара кодированных импульсов вводится в радиопередающее устройство, после чего через передающую антенну излучается в пространство в качестве ответного радиосигнала, обладающего иной частотой заполнения, чем у запросного радиосигнала.

Ответный радиосигнал поступает на антенную систему, находящуюся на борту самолета, а далее, через антенный переключатель 5 вводится в бортовое радиоприемное устройство 9, частотный диапазон которого составляет 978...1213 МГц. На другие входы данного радиоприемного устройства подаются еще радиокосильные колебания от синтезатора 3 (на смеситель для обеспечения формирования промежуточной частоты) и напряжение от видеопроцессора 1 (с целью защиты каскадов от перегрузки путем снижения коэффициентов усиления этих каскадов). Далее выходное напряжение радиоприемного устройства 9 разветвляется на входы двух устройств — узкополосной фильтрации 10 (полоса 0,35 МГц), применяемого при полете самолета в области дальнометрии обычной точности, и широкополосной фильтрации 11 (полоса 3,5 МГц), используемого при полете самолета в области дальнометрии повышенной точности, ибо расширение полосы фильтрации позволяет работать с импульсами, которые обладают более крутыми фронтами, что ведет к повышению точности дальнометрии. Каждое из указанных устройств фильтрации имеет на выходе соответствующую пороговую схему, которая вырабатывает тот или иной отсчетный импульс дальности — грубая пороговая схема 12 установлена после устройства узкополосной фильтрации, а точная пороговая схема 13 (ее структура приведена на рис. 6.4.4) находится на выходе устройства широкополосной фильтрации. Кроме того, выходы обоих устройств фильтрации подключены к входам так называемого дискриминатора Ферриса 14 (этот дискриминатор является, по своему построению, коммутатором), который предназначен для переключения режимов видеопроцессора 1 в зависимости от того, какая (обычной или повышенной точности) область дальнометрии соответствует полету самолета в данный момент времени. Наконец, выходы грубой и точной пороговых схем соединены со входами вычислителя 15, работа которого синхронизируется от видеопроцессора 1. Вычислитель 15 функционирует в соответствии с алгоритмами (6.2.1) и (6.2.2), рассчитывая дальность R .

Рассмотрим в заключение структуру и работу точной пороговой схемы (рис. 6.4.4). Поскольку рис. 6.4.4 раскрывает построение и функционирование одного из узлов, приведенных на рис. 6.4.3, то нумерация блоков рис. 6.4.4 продолжает нумерацию блоков рис. 6.4.3.

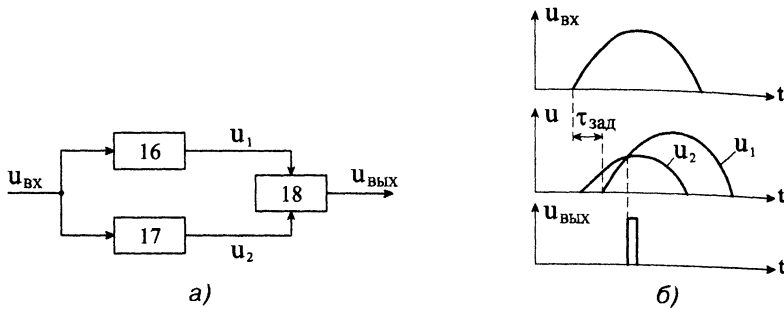


Рис. 6.4.4. Структурная схема точной пороговой схемы (а) и временные диаграммы напряжений в этой схеме (б):

16 — линия задержки (на $\tau_{\text{зад}}$); 17 — аттенюатор; 18 — компаратор

Входной импульс $U_{\text{вх}}$, передний фронт которого описывается функцией $\cos t$, а задний — функцией $\cos^2 t$, поступает на входы линии задержки 16 ($\tau_{\text{зад}} = 100$ нс) и аттенюатора 17 (устройства ослабления сигнала; в данном случае ослабление составляет 6 дБ), а выходные сигналы U_1 и U_2 этих узлов подаются на входы компаратора 18 (устройства сравнения напряжений). В тот момент, когда U_1 окажется равным U_2 , компаратор вырабатывает отсчетный импульс, используемый далее для оценки расстояния R .

Приведем некоторые технические данные для бортовой аппаратуры дальнометрического канала РСР:

Чувствительность радиоприемного устройства, дБ · мВт:

для области дальнометрии повышенной точности 60

для области дальнометрии обычной точности 80

Потребляемая мощность от сети 115 В, 400 Гц, В · А 75

Масса, кг:

всего комплекта (без кабелей) 5,4

радиопередающего и радиоприемного устройств 4,77

Объем радиопередающего и радиоприемного устройств, дм³ 7,6

Угломерные каналы РСР

Задачей функционирования угломерных каналов РСР является удержание приближающегося к ВПП самолета на заданной траектории (рис. 6.4.1,а) снижения путем раздельного формирования информации об отклонениях снижающегося самолета от линий курса и глиссады. При этом задачу формирования информации об отклонении реальной траектории от линии курса выполняет азимутальный угломерный канал РСР, а от глиссады — угломестный угломерный канал РСР.

Отметим, что если в азимутальном угломерном канале вычисление отклонения самолета от линии курса производится непосредственно — путем определения текущего азимута самолета, то нахождение отклонения траектории снижающегося самолета от глиссады происходит в угломестном угломерном канале РСР опосредованным образом — при помощи измерения угла места подлетающего самолета с последующим пересчетом полученного значения в текущий угол наклона глиссады и сравнением данного текущего угла с заранее известной величиной требуемого угла наклона глиссады.

Основное радиооборудование каждого из двух угломерных каналов РСР включает в себя соответствующий наземный радиомаяк и бортовое радиооборудование. При этом если азимутальный и угломестный радиомаяки являются самостоятельными наземными радиомаяками (рис. 6.4.1,б), то бортовое радиообору-

дование (в силу сходства реализуемых аппаратурных функций) выполняется общим для азимутального и угломестного угломерных каналов РСП, а работа указанного бортового радиооборудования осуществляется попеременно (т. е. раздельным образом) во времени для азимутального и угломестного угломерных каналов РСП.

Приведем некоторые основные параметры угломерных каналов РСП:

Зона действия:

по азимуту (относительно оси ВПП) $\Delta\alpha_{зд} = \pm 40^\circ \dots \pm 60^\circ$
 по углу места (относительно горизонтальной плоскости, проходящей через антенну угломестного радиомаяка) $0 \dots 20^\circ$, т. е. $\Delta\beta_{зд} = 20^\circ$

Частота формирования информации в бортовом радиооборудовании, измерений в с:

об азимуте самолета 13, либо 39
 об угле места самолета 39

Диапазон частот заполнения радиосигналов, МГц 5000...5750

Рассмотрим технические особенности функционирования каждого из угломерных каналов РСП.

Азимутальный угломерный канал РСП. Азимутальный угломерный канал РСП предназначен для измерения текущего азимута снижающегося самолета. Аппаратурно-азимутальный угломерный канал РСП состоит из наземного азимутального радиомаяка (который входит в состав канала, информирующего об отклонении подлетающего самолета от продольной оси ВПП, и потому расположен на указанной оси) и бортового радиооборудования (которое выполняет измерение азимута снижающегося самолета).

Функционирование наземного азимутального радиомаяка осуществляется следующим образом.

Азимутальный радиомаяк обладает двумя излучающими антеннами — остро-направленной и слабонаправленной.

Остронаправленная антенна обычно реализуется в виде фазированной антенной решетки (ФАР), обладающей достаточно большим количеством (80–100) излучающих элементов (модулей). В условиях обеспечения строгого контроля амплитуд и фаз радиколебаний, излучаемых этими модулями, формируется узкая в горизонтальной плоскости и сравнительно широкая в вертикальной плоскости диаграмма направленности $G_{A3}(\alpha, \beta)$ азимутального радиомаяка. В частности, если размеры ФАР составляют в горизонтальной плоскости 3,66 м, а в горизонтальной — 1,22 м, то ширина $\Delta\alpha_{A3}$ указанной диаграммы направленности в горизонтальной (азимутальной) плоскости

равняется 1° , чем подтверждается остронаправленность антенны (равно как и диаграммы направленности); что касается ширины $\Delta\beta_{A3}$ этой диаграммы $G_{A3}(\alpha, \beta)$ в вертикальной (угломестной) плоскости, то она имеет величину порядка $3 \dots 5^\circ$. При иных размерах ФАР значение $\Delta\alpha_{A3}$ и $\Delta\beta_{A3}$ будут, разумеется, другими.

Как отмечалось ранее, важным достоинством ФАР является возможность достаточно быстрого (безынерционного) перемещения диаграммы направленности в пространстве. В ФАР азимутального радиомаяка амплитуды и фазы управля-

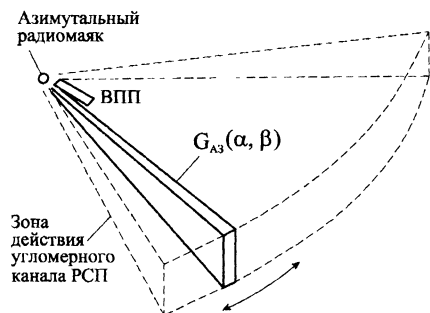


Рис. 6.4.5. Диаграмма направленности $G_{A3}(\alpha, \beta)$ азимутального радиомаяка

ющих напряжения, подводимых к модулям, подбираются таким образом, что диаграмма направленности $G_{A3}(\alpha, \beta)$ осуществляет перемещение (сканирует) в азимутальной плоскости (рис. 6.4.5). При этом данное перемещение выполняется как в одну, так и в другую стороны, что позволяет осуществить облучение всей зоны действия угломерного канала РСП.

В своем движении (как в ту, так и в другую стороны) ФАР излучает непрерывное немодулированное радиополе. Поэтому, когда диаграмма направленности $G_{A3}(\alpha, \beta)$ проходит мимо самолета, находящегося в зоне действия угломерного канала РСП, то на вход бортового радиоприемного устройства поступает радиоимпульс, длительность $\tau_{иA3}$ которого равна величине:

$$\tau_{иA3} = \frac{\Delta\alpha_{A3}}{\Omega_{A3}}, \quad (6.4.1)$$

где Ω_{A3} — угловая скорость перемещения диаграммы направленности $G_{A3}(\alpha, \beta)$ по азимуту, что, в частности, при скорости сканирования 0,02 град/мкс и ширине диаграммы направленности $1...4^\circ$ составляет 50...200 мкс, а огибающая этого радиоимпульса повторяет диаграмму $G_{A3}(\alpha, \beta)$. Эта ситуация формирования радиоимпульсов для движения $G_{A3}(\alpha, \beta)$ в одну и в другую стороны показана на рис. 6.4.6.

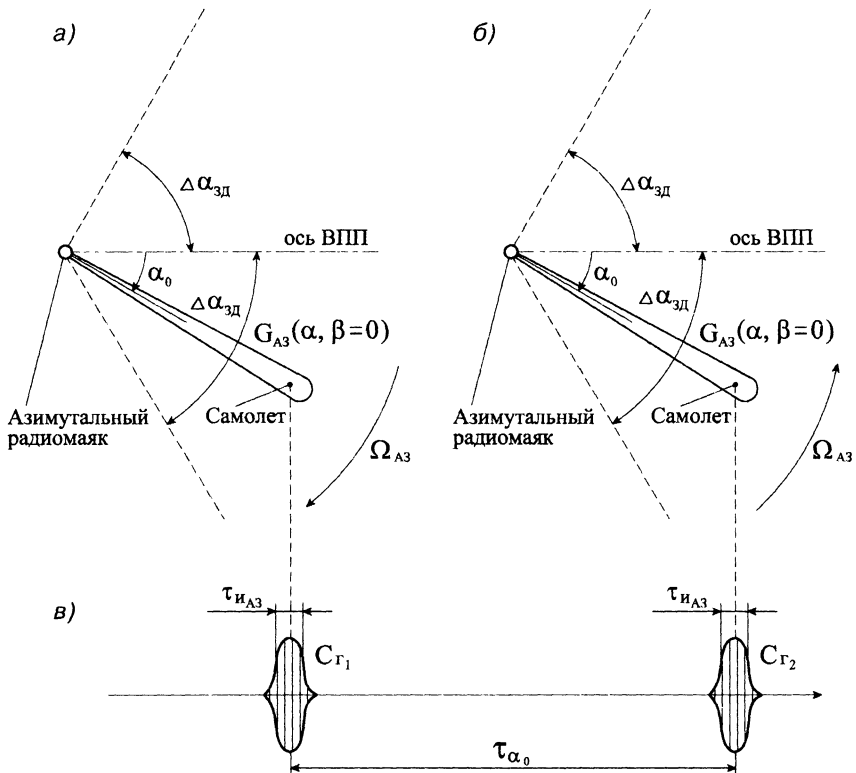


Рис. 6.4.6. Проекция зоны действия угломерного канала РСП на горизонтальную плоскость при движении диаграммы направленности $G_{A3}(\alpha, \beta)$ азимутального радиомаяка по (а) и против (б) часовой стрелки и радиосигналы (в) на входе бортового радиоприемного устройства от облучения самолета данной диаграммой направленности:

$2\Delta\alpha_{зд}$ — азимутальный размер указанной зоны действия

Отметим, что непрерывное излучение проводится ФАР только внутри (в пределах $\Delta\alpha_{зд}$) зоны действия угломерного канала РСП. Когда же диаграмма $G_{\Delta}(\alpha, \beta)$ оказывается на границе этой зоны, данное излучение прекращается. Возникает своеобразная пауза, во время которой начинает излучать слабонаправленная антенна.

Излучение слабонаправленной антенны состоит из информационного сигнала ИСг и радиоимпульсов клиренса (Кл и Кл).

Информационный сигнал ИСг состоит из нескольких примыкающих друг к другу радиоимпульсов различной длительности. Каждый из данных радиоимпульсов предназначен для выполнения той или иной функции, например, обеспечения синхронизации (по несущей частоте) работы ФАР и бортового радиоприемного устройства, формирования опорного (начального для данного периода сканирования) момента времени для работы бортового радиооборудования, задания местоположения наземного азимутального радиомаяка, определения внезонного положения самолета, тестирования и т. д.

Радиоимпульсы клиренса предназначены для идентификации (с помощью бортовой радиоаппаратуры) местоположения самолета — находится этот самолет в пределах зоны действия угломерного канала РСП или располагается вне данной зоны.

Такова общая картина радиоизлучений, осуществляемых наземным азимутальным радиомаяком.

Тогда радиосигналы, поступающие на вход бортового радиоприемного устройства, могут быть представлены на рис. 6.4.6, в и рис. 6.4.7, б, в.

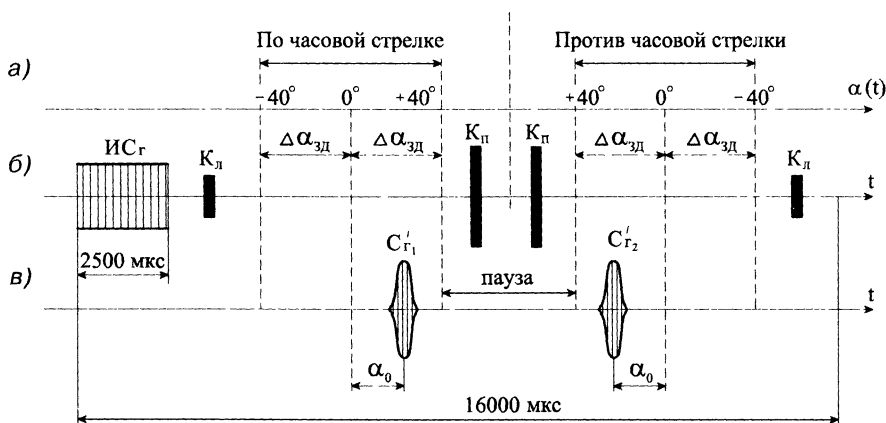


Рис. 6.4.7. Угловые координаты (а) местонахождения максимума диаграммы направленности азимутального радиомаяка за один период сканирования при движении указанной диаграммы по и против часовой стрелки; радиосигналы, принятые бортовым радиоприемным устройством от слабонаправленной (б) и остронаправленной (в) излучающих антенн наземного азимутального радиомаяка:

$2\Delta\alpha_{зд}$ — азимутальный размер зоны действия угломерного канала РСП (в данном случае $\Delta\alpha_{зд} = 40^\circ$); α_0 — угловое положение самолета в горизонтальной плоскости относительно оси ВПП; ИСг — информационный сигнал; Кл и Кл — левый и правый радиоимпульсы клиренса; $СГ'_1$ и $СГ'_2$ — радиосигналы, принятые на борту самолета от остронаправленной диаграммы направленности при движении ее по и против часовой стрелки

Рассмотрим функционирование бортового оборудования азимутального угломерного канала РСП, структурная схема которого изображена на рис. 6.4.8.

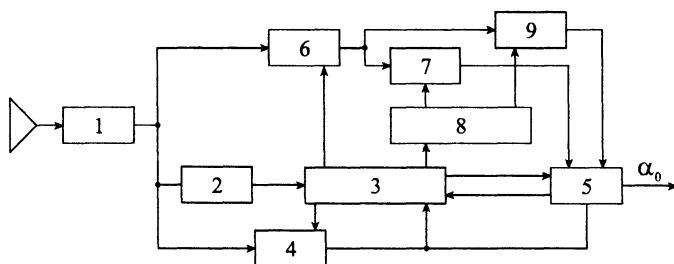


Рис. 6.4.8. Структурная схема бортового оборудования азимутального угломерного канала РСП:

1 — бортовое радиоприемное устройство; 2 — устройство обработки информационного сигнала ИСг; 3 — синхронизирующее устройство; 4 — устройство обработки сигналов клиренса (Кл, Кп); 5 — вычислительное устройство; 6 — устройство обработки сигналов ($Cг'_1$ и $Cг'_2$) от остронаправленной диаграммы направленности азимутального радиомаяка; 7 — первая ключевая схема; 8 — генератор счетных импульсов; 9 — вторая ключевая схема

Радиосигналы, излученные наземным азимутальным радиомаяком, принимаются бортовой антенной рупорного типа, установленной либо в носовой части фюзеляжа, либо под фюзеляжем. Далее эти радиосигналы проходят через бортовое радиоприемное устройство 1, и соответствующие видеосигналы подаются на три узла — на устройство обработки информационного сигнала ИСг 2 (с выхода которого на синхронизирующее устройство 3 поступают видеоимпульсы, соответствующие опорному моменту времени, внезонной индикации, тестированию и т. д.), на устройство обработки сигналов клиренса 4 (выходные видеоимпульсы которого через синхронизирующее устройство 3 и вычислительное устройство 5 воздействуют далее на систему управления самолетом, направляя его в зону действия угломерного канала РСП) и на устройство обработки сигналов 6, принятых от остронаправленной ФАР наземного азимутального радиомаяка.

Следует отметить, что синхронизирующее устройство 3, функционирующее под воздействием выходных видеоимпульсов устройства обработки информационного сигнала ИСг 2, открывает в нужные моменты (см. рис. 6.4.7) устройство обработки сигналов клиренса 4 и устройство обработки сигналов от остронаправленной ФАР 6. Кроме того, выходные видеоимпульсы синхронизирующего устройства 3 включают генератор счетных импульсов 8 (а также отключают его) и задают тактность работы вычислительному устройству 5.

На рис. 6.4.7,б показано, что наземный азимутальный радиомаяк излучает (а бортовая рупорная антенна принимает) два сигнала клиренса — левый (Кл) и правый (Кп).

В устройстве обработки сигналов клиренса 4 происходит сравнение амплитуд этих сигналов. Если амплитуда одного из них меньше амплитуды другого на величину меньшую, чем 15 дБ, это означает, что самолет находится в пределах зоны действия угломерного канала РСП. В противном случае самолет выполняет полет вне данной зоны и проводится анализ соотношения амплитуд Кл и Кп. Если имеет место неравенство $Кл > Кп$, это означает, что самолет уклонился влево от указанной зоны действия, и на выходе вычислительного устройства 5 вырабатывается сигнал «Лети вправо». Когда же присутствует неравенство $Кл < Кп$, вычислительное устройство 5 формирует сигнал «Лети влево».

Наконец, более точный вывод самолета, располагающегося внутри зоны угломерного канала РСП, на продольную ось ВПП выполняется по выходным видеосигналам устройства 6 — эти выходные видеосигналы соответствуют радиоимпульсам $Cг'_1$ и $Cг'_2$, показанным на рис. 6.4.6,в и 6.4.7,в. Данные выходные видео-

сигналы поступают на первую 7 и вторую 9 ключевые схемы (видеосигнал, соответствующий $C\Gamma'_1$, подается на ключевую схему 7, а видеосигнал, соответствующий $C\Gamma'_2$, — на ключевую схему 9), в которых заполняются счетными импульсами, вырабатываемыми генератором счетных импульсов 8. Количество счетных импульсов, соответствующее длительностям этих видеоимпульсов (а фактически длительностям $C\Gamma'_1$ и $C\Gamma'_2$), для нахождения временных координат максимумов $C\Gamma'_1$ и $C\Gamma'_2$ вводится в вычислительное устройство 5. Кроме того, в указанном вычислительном устройстве определяется также величина τ_{α_0} (см. рис. 6.4.6, в), выраженная количеством тех же счетных импульсов.

После получения этих величин вычислительное устройство 5 определяет значение азимутального угла α_0 самолета. Далее величина α_0 выводится на бортовую систему управления полетом для снижения этой величины до нуля, т. е. до совпадения в горизонтальной плоскости проекции курсовой линии самолета с продольной осью ВПП.

Угломестный угломерный канал РСР. Угломестный угломерный канал РСР предназначен для измерения текущего углового рассогласования между углом (заранее известным на борту) наклона линии глissады к плоскости земной поверхности и текущим углом места снижающегося самолета.

Аппаратурно угломестный угломерный канал РСР состоит из наземного угломестного радиомаяка (который входит в состав канала, информирующего об отклонении подлетающего самолета от линии глissады, и может быть несколько смещен относительно продольной оси ВПП) и бортового радиооборудования (которое выполняет измерение угла места снижающегося самолета и вычисляет разность между требуемым углом наклона линии глissады и измеренным углом места). Напомним, что бортовое радиооборудование для угломестного угломерного канала РСР является общим с бортовым оборудованием для азимутального угломерного канала РСР (их работа осуществляется поочередно, методом разделения во времени).

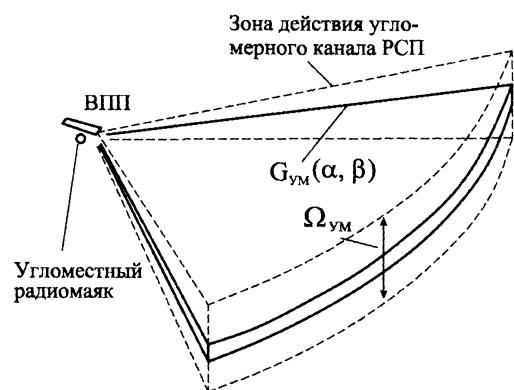


Рис. 6.4.9. Диаграмма направленности $G_{\text{ум}}(\alpha, \beta)$ угломестного радиомаяка

Функционирование наземного угломестного радиомаяка происходит следующим образом.

ФАР данного радиомаяка формирует диаграмму направленности $G_{\text{ум}}(\alpha, \beta)$ узкую (около 1°) в вертикальной плоскости и широкую ($80 \dots 120^\circ$) в горизонтальной плоскости, которая за счет электронного управления элементами (модулями) ФАР выполняет сканирование вверх и вниз в пределах зоны действия угломерного канала РСР — рис. 6.4.9. При этом сканирование (качение диаграммы направленности) осуществляется с постоянной угловой скоростью $\Omega_{\text{ум}}$, нижний предел которой составляет $0,01 \dots 0,02$ град/мкс.

При этом ФАР наземного угломестного радиомаяка излучает в пространство непрерывное немодулированное радиок колебание.

На рис. 6.4.10 изображен процесс получения радиоимпульсов $C\Gamma''_1$ и $C\Gamma''_2$ на входе бортового радиоприемного устройства — эти радиоимпульсы формируют-

ся во время прохождения диаграммы направленности $G_{\text{УМ}}(\alpha, \beta)$ мимо самолета. Поэтому длительность $\tau_{\text{ИУМ}}$ данных радиоимпульсов равна:

$$\tau_{\text{ИУМ}} = \frac{\Delta\beta_{\text{УМ}}}{\Omega_{\text{УМ}}}, \quad (6.4.2)$$

где $\Delta\beta_{\text{УМ}}$ — ширина диаграммы направленности $G_{\text{УМ}}(\alpha, \beta)$ в вертикальной (угломестной) плоскости, огибающая указанных радиоимпульсов повторяет форму диаграммы направленности $G_{\text{УМ}}(\alpha, \beta)$ (при фиксированном значении угла α), а выходная величина $\delta\beta = \beta_0 - \theta$ бортового радиоборудования находится согласно соотношению:

$$\delta\beta = \beta_0 - \theta = 0.5\Omega_{\text{УМ}}(\tau_{\beta_0} - T_\theta), \quad (6.4.3)$$

где β_0 — угол места самолета; θ — угол наклона линии глиссады к плоскости земной поверхности (обычно этот угол известен на борту заранее и достаточно мал: $1...3^\circ$); τ_{β_0} — временной интервал между радиоимпульсами $C_{Г1}''$ и $C_{Г2}''$; T_θ — интервал времени между смежными двумя (вверх и вниз) прохождением максимума диаграммы направленности $G_{\text{УМ}}(\alpha, \beta)$ линии глиссады (при $\alpha = 0$).

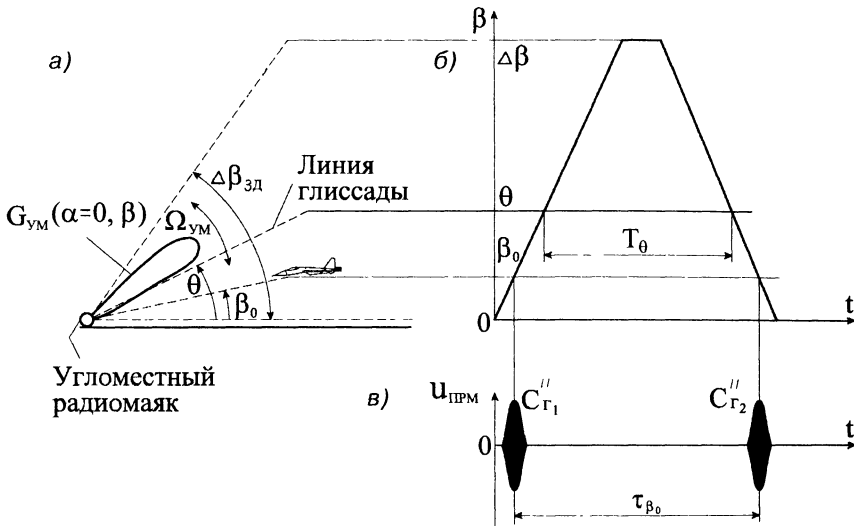


Рис. 6.4.10. Проекция зоны действия угломерного канала РСР на вертикальную плоскость при движении диаграммы направленности $G_{\text{УМ}}(\alpha, \beta)$ угломестного радиомаяка вверх и вниз (а); зависимость угла места β диаграммы направленности $G_{\text{УМ}}(\alpha, \beta)$ от времени (б); радиосигналы на входе бортового радиоприемного устройства (в):

$\Delta\beta_{\text{ЗД}}$ — угломестный размер зоны действия угломерного канала РСР; θ — угол наклона линии глиссады к земной поверхности

Реализация алгоритма (6.4.3) осуществляется с помощью бортового радиоборудования угломестного угломерного канала РСР, структурная схема которой приведена на рис. 6.4.11. Заметим, что поскольку измерение величин α_0 и $\delta\beta$ происходит при помощи одного и того же радиоборудования, то нумерация структурных узлов, изображенных на рис. 6.4.11, повторяет и продолжает нумерацию структурных узлов, показанных на рис. 6.4.8.

Радиосигналы, принятые рупорной бортовой антенной, поступают (в виде радиоимпульсов $C_{Г1}''$ и $C_{Г2}''$) сначала на вход бортового радиоприемного устройства 1, а далее на устройство обработки 6, которое формирует видеосигналы,

соответствующие радиоимпульсам $C\Gamma''_1$ и $C\Gamma''_2$. При этом синхронизирующее устройство 3 осуществляет селекцию данных радиоимпульсов во времени (эта операция необходима, так как в зоне действия угломерного канала РСП могут оказаться и другие самолеты, переизлучения от которых способны образовать на входе бортового радиоприемного устройства ложные радиосигналы), запускает генератор счетных импульсов 8 и выполняет синхронизацию вычислительного устройства 5.

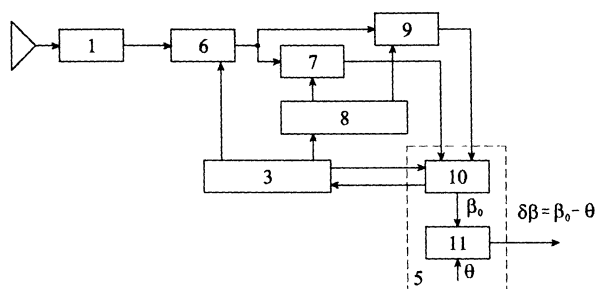


Рис. 6.4.11. Структурная схема бортового радиооборудования угломестного угломерного канала РСП:

1 — бортовое радиоприемное устройство; 3 — синхронизирующее устройство; 5 — вычислительное устройство; 6 — устройство обработки сигналов $C\Gamma'_1$ и $C\Gamma'_2$; 7 — первая ключевая схема; 8 — генератор счетных импульсов; 9 — вторая ключевая схема; 10 — устройство вычисления угла места самолета β_0 ; 11 — устройство вычитания; θ — угол наклона линии глиссады к земной поверхности

С выхода устройства обработки 6 видеосигналы подаются на первую 7 и вторую 9 ключевые схемы: видеосигнал, соответствующий радиоимпульсу $C\Gamma''_1$, поступает на схему 7, а видеосигнал, соответствующий радиоимпульсу $C\Gamma''_2$ — на схему 9. Под воздействием этих видеосигналов ключевые схемы 7 и 9 открываются, и счетные импульсы в течение действия этих видеосигналов вводятся в устройство вычисления 10 угла места самолета β_0 . Поскольку количество счетных импульсов, поданных в устройство 10 с выходов ключевых схем 7 и 9, пропорционально длительностям видеосигналов, поступивших на эти схемы, то устройство 10 оказывается способным определить как временное положение максимума каждого из данных видеосигналов, так и временной интервал τ_{β_0} между указанными максимумами. С учетом заранее известных данных о T_θ и $\Omega_{\text{вм}}$ устройство 10 способно по полученным значениям $\tau_{\text{иум}}$ и τ_{β_0} вычислить величину угла места самолета β_0 .

Поскольку задачей бортового радиооборудования угломестного угломерного канала РСП является не столько нахождение β_0 , сколько выработка корректирующего значения $\delta\beta$ (для удержания снижающегося самолета на линии глиссады с помощью бортовой системы управления полетом), то выходным узлом данного бортового радиооборудования является устройство вычитания 11 формирующее разность $\delta\beta = \beta_0 - \theta$. При этом указанное устройство вычитания 11 реализуется внутри вычислительного устройства 5 в качестве отдельного функционального узла.

Приведем некоторые технические характеристики бортового радиооборудования угломерного канала РСП :

Погрешность измерения, град:

по азимуту	0,015...0,017
по углу места	0,01...0,017
Потребляемая мощность, Вт	30
Масса основного блока, кг	5...6
Объем основного блока, дм ³	5,6

ЛИТЕРАТУРА

1. Авиационная радионавигация. Справочник/Под ред. *Сосновского А.А.*— М.: Транспорт, 1990. — 264 с.
2. Авиационная радиосвязь: Справочник/Под ред. *Олянюка П.В.*— М.: Транспорт, 1990.— 208 с.
3. Авиационное радиоэлектронное оборудование/*Алексеев Ю.Я., Бенев В.Н., Ефимов В.А., Каверин С.Н., Татарский Б.Г.* Под ред. *Ефимова В.А.* — М.: Изд. ВВИА им. Н.Е. Жуковского, 1993.— 230 с.
4. Авиационные системы радиоуправления, в 3-х тт./Под ред. *Канащенкова А.И. и Меркулова В.И.*— М.: Радиотехника, 2003.
5. *Анодина Т.Г., Кузнецов А.А., Маркович Е.Д.* Автоматизация управления воздушным движением.— М.: Транспорт, 1992.— 280 с.
6. *Бакулев П.А., Сосновский А.А.* Радиолокационные и радионавигационные системы.— М.: Радио и связь, 1994.— 296 с.
7. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы.— М.: Высшая школа, 2003.— 462 с.
8. *Виницкий А.С.* Автономные радиосистемы.— М.: Радио и связь, 1986.— 336 с.
9. *Волкеедов А.П.* Радиолокационное оборудование самолетов.— М.: Машиностроение, 1984.— 152 с.
10. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы.— М.: Радио и связь, 1986.— 512 с.
11. *Давыдов П.С., Сосновский А.А., Хаймович И.А.* Авиационная радиолокация.— М.: Транспорт, 1984.— 223 с.
12. *Долуханов М.П.* Распространение радиоволн.— М.: Связь, 1972.— 336 с.
13. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития/Под ред. *Канащенкова А.И., Меркулова В.И.*— М.: Радиотехника, 2003.— 416 с.
14. *Канащенков А.И., Меркулов В.И., Самарин О.Ф.* Облик перспективных радиолокационных систем.— М.: ИПРЖР, 2002.— 176 с.
15. *Коптев А.Н.* Системы самолетовождения.— М.: Машиностроение, 1984.— 128 с.
16. *Криницын В.В., Логвин А.И.* Формирование и передача сигналов в авиационных радиоустройствах.— М.: Транспорт, 1998.— 248 с.
17. *Куприянов А.И., Сахаров А.В.* Радиоэлектронные системы в информационном конфликте.— М.: Вузовская книга, 2003.— 528 с.
18. *Марков Г.Т., Сазонов Д.М.* Антенны.— М.: Энергия, 1975.— 528 с.
19. *Гришин Ю.П., Ипатов В.П., Казаринов Ю.М. и др.* Радиотехнические системы. Под ред. *Казаринова Ю.М.*— М.: Высшая школа, 1990.— 496 с.
20. *Борисов В.А., Калмыков В.В., Ковальчук Я.М. и др.* Радиотехнические системы передачи информации. Под ред. *Калмыкова В.В.*— М.: Радио и связь, 1990.— 302 с.
21. *Болдин В.А., Горгонов Г.И., Коновалов В.Д. и др.* Радиоэлектронное оборудование. Под ред. *Сидорина В.М.*— М.: Воениздат, 1990.— 288 с.
22. *Сосновский А.А., Хаймович И.А.* Радиоэлектронное оборудование летательных аппаратов.— М.: Транспорт, 1987.— 256 с.
23. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток/ *Воскресенский Д.И., Степаненко В.И., Филиппов В.С. и др.* Под ред. *Воскресенского Д.И.*— М.: Радиотехника, 2003.— 631 с.

Анатолий Сергеевич Карташкин

АВИАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ

Ответственный за выпуск *А. А. Халоян*

Редактор *М. В. Толмачева*

Дизайнер *Л. К. Абдрашитова*

Компьютерная верстка

О. В. Розанова

Сдано в набор 11.04.2006. Подписано в печать 12.02.2007.
Формат 70х100/16. Гарнитура «Прагматика». Бумага офсетная.
Печать офсетная. Печ. л. 19. Тираж 1500 экз. Заказ

Издательское предприятие РадиоСофт.
109125 Москва, Саратовская ул., д. 6/2

ISBN 5-93037-159-8



9 785930 371598 >