



МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И
НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО
ПО ОБРАЗОВАНИЮ

Технологический институт
Федерального государственного
образовательного Учреждения высшего
профессионального образования
«Южный федеральный университет»

В.В. Байлов, В.С. Плаксиенко

СРЕДСТВА РАДИОЭЛЕКТРОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ

Таганрог 2009

УДК 621. 396.96

Байлов В.В., Плаксиенко В.С. Средства радиоэлектронного наблюдения: Учебное пособие. - Таганрог: Изд-во ТТИ, 2009.–104 с.

Учебное пособие содержит теоретические и практические сведения из теории пассивного радиоэлектронного наблюдения. Рассматриваются вопросы селекции и измерения параметров сигналов, распознавания источников излучения, методы построения типовых радиоэлектронных систем пассивного наблюдения, моделирования и оценки эффективности средств радиоэлектронного наблюдения.

Предназначено для студентов, обучающихся по направлению «Радиотехника» специальности «Средства радиоэлектронной борьбы», будет полезно также специалистам, занимающимся вопросами эксплуатации и обслуживания средств радиоэлектронного наблюдения.

Табл. 9. Ил. 40. Библиогр. 15 назв.

Рецензенты:

В.И. Марчук, доктор техн. наук, профессор, проректор по НР ЮР-ГУЭС;

А.Ф. Гришков, канд. техн. наук, ст. научн. сотр., действ. член МАИ, зам. директора ФГУП «ТНИИС».

© ТТИ ЮФУ, 2009

© Байлов В.В., 2009

© Плаксиенко В.С., 2009

Введение

Дисциплина «Средства радиоэлектронного наблюдения» в соответствии с учебным планом предназначена для студентов специальности 210305 и состоит из двух частей.

В первой части курса рассматриваются основные характеристики объектов радионаблюдения, схемы станций радионаблюдения, способы определения положения источников излучений, особенности учета погрешностей положения этих источников, способы измерения и запоминания частоты излучений, анализ погрешностей измерителей частоты, сформулированы требования к измерителям частоты, приводится анализ схем определения структуры и спектров наблюдаемых сигналов, сформулирована задача определения образов радиоэлектронных систем по совокупности измеряемых параметров.

Во второй части курса рассматриваются вопросы анализа селекции сигналов при радиоэлектронном наблюдении, проводится оценка эффективности методов распознавания при радиоэлектронном наблюдении, оценивается влияние ошибок измерения параметров радиосигналов на вероятность распознавания типа и назначения радиоэлектронных средств (РЭС), приводятся результаты учета индивидуальных признаков сигналов для поэземплярного распознавания РЭС, рассматриваются особенности поэземплярного распознавания радиоэлектронных средств, в том числе построение амплитудных и фазовых пеленгаторов, рассматриваются особенности анализа сигналов средств радиосвязи, анализируются вопросы использования перспективной элементной базы функциональной электроники и цифровой техники обработки сигналов, уделяется внимание вопросам цифровой техники обработки сигналов, рассматриваются вопросы моделирования радиоэлектронной обстановки, особенности применения теории массового обслуживания к решению задач радиоэлектронного наблюдения, проводится оценка эффективности средств радиоэлектронного наблюдения, определены роль и место пассивных средств радиоэлектронного наблюдения, рассматриваются примеры построения беспоискового и поискового комплексов контроля средств радиолокации.

1. СЕЛЕКЦИЯ СИГНАЛОВ ПРИ РАДИОЭЛЕКТРОННОМ НАБЛЮДЕНИИ

1.1 Общие сведения об анализе и селекции сигналов

Чтобы проанализировать сигналы, необходимо измерение их отдельных параметров. Указанные измерения осуществляются в специфических условиях, существенно отличающихся от условий, в которых проводятся обычные радиотехнические измерения. Специфичность этих условий проявляется, прежде всего, в том, что если при обычных радиоизмерениях исследуемый сигнал может воспроизводиться в течение времени, необходимого для целей измерения, то при радиоэлектронном наблюдении (РЭН) сигнал поступает неожиданно и воздействие его может быть кратковременным. Это обстоятельство приводит к тому, что методы измерения, используемые в средствах РЭН, существенно отличаются от методов, применяемых при обычных измерениях. Однако различия эти не принципиальны и являются следствием стремления обеспечить минимально возможное время измерения параметров сигналов и максимальную степень автоматизации процесса измерения.

Другой специфической чертой условий, в которых осуществляется измерение параметров сигналов, является то, что наблюдаемые РЭС, как правило, работают одновременно и независимо друг от друга. Вместе с тем для обеспечения возможности решения задач анализа на каждый измеритель должен поступать сигнал только от одного РЭС. Если на измеритель или анализатор будут поступать сигналы от нескольких РЭС, то результаты анализа будут ложными. В связи с этим при проектировании средств РЭН принимают меры для решения задачи разделения (селекции) сигналов.

Задача разделения сигналов различных РЭС решается с помощью элементов аппаратуры, обладающих избирательностью по какому-либо из параметров сигналов.

К таким элементам относятся антенны, обладающие избирательностью по направлению распространения сигнала в пространстве и по его поляризации; приемники, обладающие избирательностью по частоте, различного рода анализаторы, обладающие избирательностью по длительности импульсов, частоте их повторения, виду модуляции и т.п. Общее количество избирательных элементов и степень их избирательности выбираются такими, чтобы в условиях, при которых должны работать средства, обеспечить качество решения задачи селекции сигналов и их отдельного анализа.

1.2. Принцип работы селектирующих устройств

1.2.1. Устройства, селектирующие по направлению распространения сигналов

На практике эти устройства реализуются либо в виде набора остронаправленных антенн, одновременно перекрывающих заданный сектор наблюдения, либо в виде одной остронаправленной антенны, осуществляющей последовательный обзор пространства. В первом случае имеет место одновременное, во втором – последовательное разделение сигналов. Идеализированная графическая модель этих устройств представлена на рис.1.1.

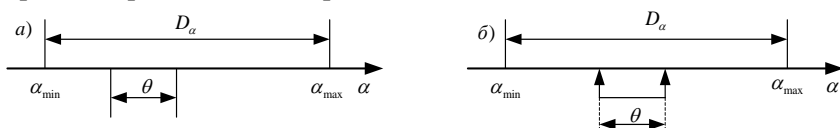


Рис.1.1. К определению условий селекции сигналов по направлению распространения фронта волны

На оси параметра α (в данном случае это угловая координата РЭС) обозначен диапазон D_α , в котором решается задача селекции. В случае одновременного разделения сигналов весь диапазон с помощью набора неподвижных антенн с шириной диаграммы направленности θ делится на $\gamma = D_\alpha / \theta$ избирательных каналов (рис.1.1,а). В случае последовательного разделения в диапазоне D_α имеется только один перестраиваемый избирательный канал (антенна) с углом раствора лепестка диаграммы направленности θ , который изображается в виде перемещающегося по закону перестройки движка длиной θ (рис.1.1,б).

Селектирующие устройства рассматриваемого вида обладают рядом достоинств. В этих устройствах:

а) сигналы однотипных РЭС лучше всего разделяются по параметру α , так как их размещение в одном и том же направлении маловероятно;

б) сигналы РЭС с переменными параметрами (например, с меняющейся частотой) также легче всего разделяются по параметру α , так как направления, с которых они поступают, различны;

в) разделение осуществляется одновременно с поиском сигналов по направлению;

г) разделение осуществляется теми же элементами, что и поиск по направлению.

Основными недостатками рассматриваемых селективирующих устройств являются громоздкость избирательных элементов и противоречие между избирательностью отдельного элемента и характеристиками устройства в целом.

1.2.2. Устройства, селективирующие сигналы по частоте

Эти устройства применяются либо в виде набора узкополосных приемников (одновременное разделение), либо в виде перестраиваемого узкополосного приемника (последовательное разделение). Графическая модель этих устройств представлена на рис.1.2.

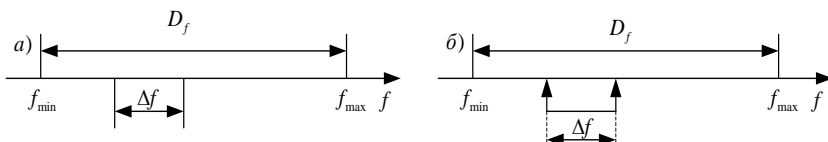


Рис.1.2. К определению условий селекции сигналов по частоте

Основные достоинства устройств, селективирующих по частоте:

- а) высокая избирательность отдельных каналов;
- б) разделение сигналов одновременно с поиском по частоте;
- в) разделение сигналов выполняется теми же элементами, что и при поиске по частоте.

Основной недостаток данных устройств заключается в том, что с возрастанием избирательности отдельного канала увеличиваются искажения сигнала и ухудшаются условия поиска как за счет переходных процессов вследствие сужения полосы пропускания, так и за счет фазовых искажений на границах полосы пропускания при увеличении крутизны скатов характеристики избирательности.

1.2.3. Устройства, селективирующие сигналы по временным параметрам

Эти устройства могут быть выполнены как в виде набора фильтров (одновременное разделение), так и в виде одного перестраиваемого фильтра (последовательное разделение).

На рис.1.3 в качестве примера показана структурная схема фильтра, выделяющего импульсные последовательности с периодом T_k . Очевидно, что если обеспечить изменение времени задержки, то тем самым будет обеспечена перестройка фильтра.

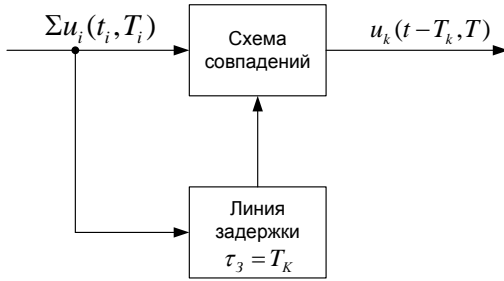


Рис.1.3. Структурная схема фильтра, выделяющего импульсные последовательности с периодом T_k

Следовательно, используя набор фильтров, настроенных на различные частоты повторения $F_k = \frac{1}{T_k}$, можно обеспечить одновременное разделение смеси видеосигналов, а используя перестраиваемый фильтр, – последовательное разделение.

Графическая модель селектирующего устройства одновременного и последовательного разделения по частоте повторения изображена на рис.1.4.

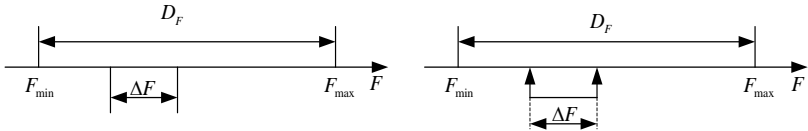


Рис.1.4. К определению условий селекции сигналов по частоте повторения

1.2.4. Устройства, селектирующие сигналы по виду модуляции

В качестве примера этих устройств рассмотрим устройство селекции частотно-модулированных сигналов, частота которых изменяется по монотонно возрастающему, монотонно убывающему или симметричному V-образному закону (рис.1.5).

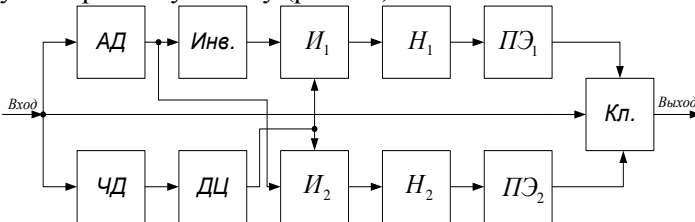


Рис.1.5. Структурная схема устройства, селектирующего сигналы по виду их модуляции

На рис. 1.5: АД – амплитудный детектор; ЧД – частотный детектор; Инв. – инвертор; ДЦ – дифференцирующая цепь; И – элементы совпадения; Н – накопители; ПЭ – пороговые элементы; Кл. – ключ.

Принцип работы данного устройства основан на амплитудном и частотном детектировании принятого сигнала с последующим сравнением результатов детектирования между собой. При этом выходное напряжение частотного детектора предварительно дифференцируется по времени, затем совпадающие части выходных напряжений детекторов интегрируются и сравниваются с двумя пороговыми уровнями.

Сигнал с внутриимпульсной частотной модуляцией (рис.1.6,а), частота которого изменяется по V-образному симметричному закону (рис.1.6,б), одновременно поступает на входы АД и ЧД. Амплитудный детектор выделяет огибающую сигнала (рис.1.6,в). Видеосигнал с выхода частотного детектора (рис.1.6,г) поступает на ДЦ, выходной сигнал которой (рис.1.6,д) подается на первые входы элементов совпадения I_1 и I_2 , на их вторые входы поступает напряжение с выхода амплитудного детектора (рис.1.6,в). Причем на элемент совпадения I_1 указанное напряжение поступает после предварительного инвертирования по фазе на 180° в инверторе Инв. (рис.1.6,е).

Так как напряжения, поступающие на два входа элементов совпадения, занимают на временной оси одни и те же интервалы, то элементы совпадения в зависимости от закона изменения частоты селектуемого сигнала последовательно срабатывают.

При этом напряжения с выходов элементов совпадения I_1 (рис.1.6,з) и I_2 (рис.1.6,ж) поступают в накопители H_1 и H_2 соответственно, где они интегрируются с целью уменьшения числа ложных срабатываний за счет воздействия шумов. Выходные напряжения накопителей (рис.1.6,л) поступают на входы пороговых элементов ПЭ₁ и ПЭ₂, где они сравниваются с верхним и нижним пороговыми уровнями $+U_{пор}$ и $-U_{пор}$.

Если сначала пересекается верхний пороговый уровень $+U_{пор}$, а затем нижний пороговый уровень $-U_{пор}$, то это является признаком приема сигнала с симметричным V-образным законом изменения частоты. Если пересекается только верхний (или только нижний) пороговый уровень, то на входе устройства присутствует сигнал с монотонно возрастающим (или соответственно монотонно убывающим) законом изменения частоты. В каждом элементе после пересечения порогового уровня формируется постоянное напряжение (рис.1.6,м,н),

которое воздействует на ключ Кл., открывая его. Принятый сигнал с заданным законом частотной модуляции проходит на выход устройства.

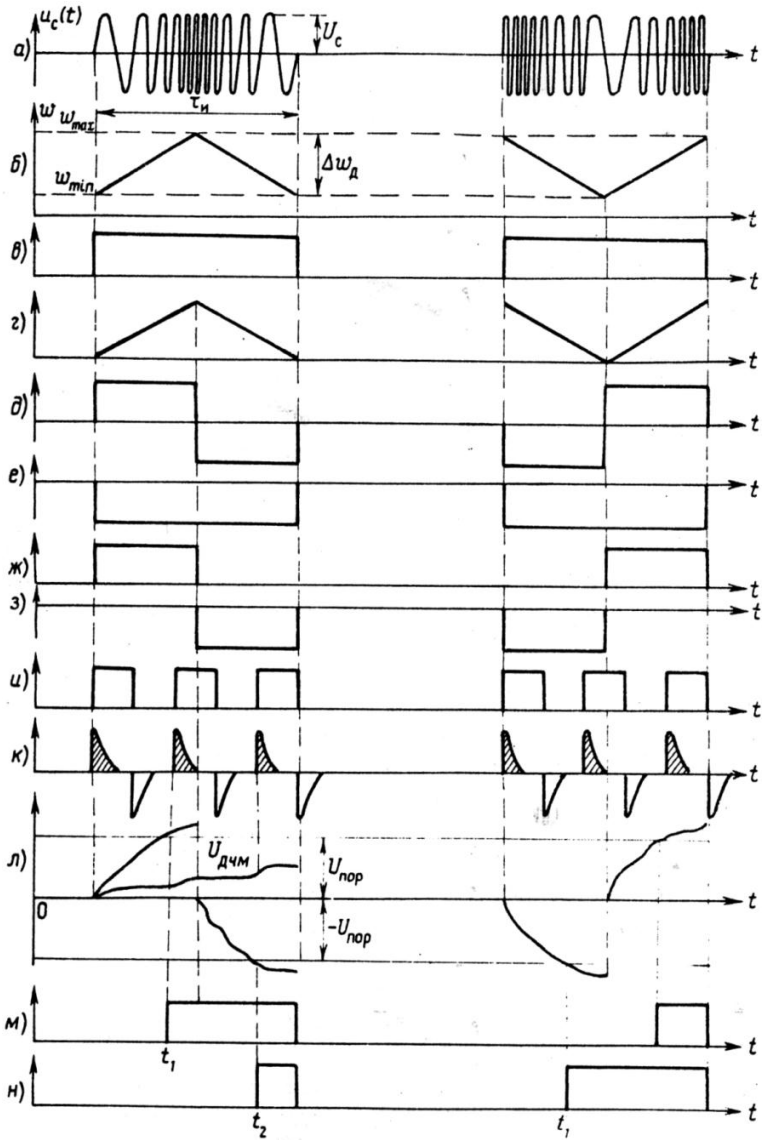


Рис.1.6. Временные диаграммы, поясняющие принцип работы устройства, селектирующего сигналы по виду их модуляции

В том случае, когда на вход устройства поступают сигналы с другими законами модуляции, оно не срабатывает. Например, пусть на вход устройства поступает сигнал с дискретной частотной модуляцией. На выходе частотного детектора и дифференцирующей цепи данный сигнал трансформируется в напряжение (рис.1.6,и,к). На выходе элемента совпадения $И_2$ появляются сигналы, преобразуемые в накопителе $И_2$ в сигнал $U_{дчм}$ (рис.1.6,к, заштрихованные участки), который вследствие малости суммируемых импульсов (площади заштрихованных участков) не превышает порогового уровня. В результате устройство от такого сигнала не срабатывает.

Таким образом осуществляется выделение сигнала с симметричным V-образным законом внутримпульсной частотной модуляции из сигналов с другими видами модуляции.

1.3. Характеристики качества решения задач селекции сигналов

Качество решения задачи селекции сигналов при РЭН может быть количественно охарактеризовано вероятностью решения задачи селекции в заданных условиях. Сущность вероятности решения задачи селекции можно пояснить на примере, показывающем процесс разделения сигналов во времени. Для этого на временной диаграмме (рис.1.7) показано, как могут поступать на вход средства РЭН сигналы различных РЭС (отрезки прямой), характеризующиеся некоторым параметром X , по которому осуществляется их разделение.

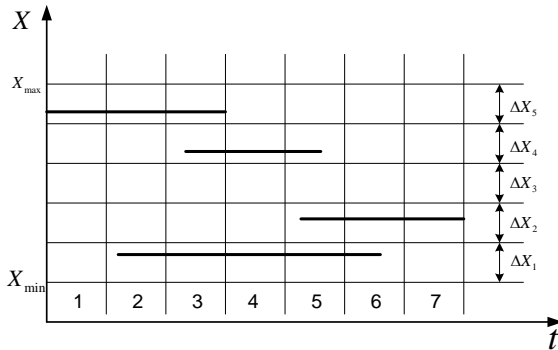


Рис.1.7. Временная диаграмма, иллюстрирующая поступление на вход средства РЭН сигналов различных РЭС

В качестве такого параметра обычно используется либо несущая частота, либо направление на источник излучения, либо длительность

импульса, либо все возможные комбинации этих параметров. Избирательные свойства элементов средства РЭН по параметру X характеризуются полосами пропускания $\Delta X_1, \Delta X_2, \dots, \Delta X_Y$ отдельных избирательных каналов, образованных элементами станции в диапазоне наблюдения $D_X = X_{\max} - X_{\min}$, где X_{\max} – верхняя граница диапазона, X_{\min} – нижняя граница.

На рис.1.8,а показан пример построения средства РЭН, в котором разделение сигналов осуществляется по двум параметрам – по направлению α и по частоте f . Поскольку в данном примере избирательные элементы средства РЭН образуют в диапазоне наблюдения два канала по частоте и два канала по направлению, то в целом в двумерном пространстве "направление – частота" данное средство РЭН образует (рис.1.8,б) четыре канала ΔX_i ($i = 1,2,3,4$).

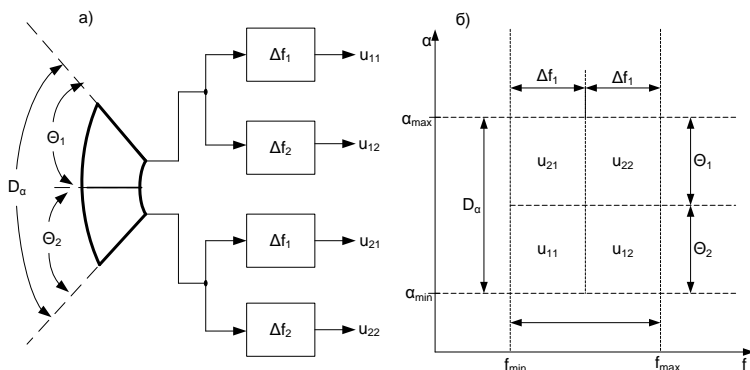


Рис.1.8. К определению условий селекции сигналов по двум параметрам: а – по направлению – (α); б – по частоте – (f)

1.3.1. Вероятность решения задачи селекции

Отсутствие априорных сведений о конкретной величине параметра X каждого сигнала, а также независимость работы различных РЭС во времени приводят к тому, что в произвольный момент времени или (что эквивалентно) в произвольно взятой реализации нельзя точно предугадать ни число сигналов в смеси, ни их расположение в диапазоне D_X . Поэтому успешное разделение смеси n сигналов в произвольный момент времени t будет иметь место только в тех случаях, когда различия между сигналами по параметру X будут достаточными

для того, чтобы в пределах полосы пропускания ΔX_i каждого i -го избирательного канала оказалось не более одного сигнала.

Вероятность такого события и есть вероятность успешного решения задачи разделения смеси n сигналов в текущей реализации, она может быть представлена в виде соотношения

$$P(\hat{c}) = \sum_{n=1}^Y P(n/0)P(n=1). \quad (1.1)$$

Для расчетов по формуле (1.1) должны быть определены следующие исходные характеристики:

$$P(n/0) = \frac{P(n < n)}{1 - P(n = 0)} \quad - \text{условная вероятность одновременного об-}$$

лучения n сигналами, т.е. вероятность того, что при условии наличия облучения в данной реализации смесь сигналов будет образована излучениями n РЭС ($n = 1, 2, 3, \dots, Y$; $\sum_{n=1}^Y P(n/0) = 1$);

$P(n = 0)$ – безусловная вероятность отсутствия облучения;

$P(n < n)$ – безусловная вероятность того, что в данной реализации смесь сигналов будет образована излучениями n ($n = 1, 2, 3, \dots, Y$);

$$\sum_{n=0}^Y P(n < n) = 1$$
; $P(n = 1)$ – вероятность того, что при наличии в сме-

си n различных сигналов все они в данной реализации будут выделены избирательными элементами в виде сигналов от одиночных РЭС.

Из формулы (1.1) следует, что задача разделения сигналов достоверно решается в двух случаях. **В первом** из них задача разделения решается достоверно ($P(\hat{c}) = 1$) тогда, когда $P(n = 1/0) = 1$, а

$P(n > 1/0) = 0$, т.е. благодаря тому, что разделение осуществляется независимо от избирательных свойств аппаратуры вследствие поочередного поступления сигналов от различных РЭС в точку ведения РЭН. В этой ситуации в каждой реализации имеет место $P(n = 1/0) = 1$, $P(n > 1/0) = 0$, $P(n = 1) = 1$ и, следовательно $P(\hat{c}) = 1$.

Во втором случае достоверное разделение может иметь место тогда, когда $P(n = 1) = 1$, т.е. благодаря идеально высокой избирательности аппаратуры, обеспечивающей разделение смеси сигналов от n различных РЭС на одиночные сигналы независимо от величины n и независимо от величины различия сигналов от разных РЭС по параметру

Х. Очевидно, что последнее в реальной аппаратуре не может быть обеспечено. Поэтому в реальных условиях (при $P(n > 1/0) \neq 0$) $P(n = 1) < 1$, вследствие чего $P(\hat{c}) < 1$.

1.3.2. Вероятность одновременного облучения

Для практической оценки качества решения задачи разделения сигналов можно использовать следующий подход к оценке характеристик одновременного облучения. Если средство РЭН потенциально может обслуживать сигналы от n различных РЭС, каждое из которых облучает станцию с вероятностью $P(i) (i = 1, 2, 3, \dots, n)$, то условную $P(n/0)$ и безусловную $P(n < n)$ вероятности одновременного облучения можно определить с помощью соотношений

$$\left. \begin{aligned} P(n/0) &= \frac{P(n < n)}{1 - P(n = 0)}; \\ P(n < n) &\approx \frac{a^n}{n!} e^{-a}, \end{aligned} \right\} \quad (1.2)$$

где $a = \sum_{i=1}^n P(\hat{i})$; $P(i)$ – вероятность облучения средства РЭН сигналами i -го РЭС в произвольный момент времени, $P(\hat{i}) = \frac{\overline{\tau_{i\text{обл}}}}{T_{i\text{обл}}}$;

$\overline{\tau_{i\text{обл}}}$, $T_{i\text{обл}}$ – средняя длительность и период облучения точки ведения РЭН сигналами i -го РЭС ($i = 1, 2, 3, \dots, n$).

1.3.3. Вероятность разделения смеси сигналов аппаратурой РЭН

Условная вероятность разделения $P(n = 1)$ смеси сигналов от различных РЭС может быть определена следующим образом. Из всего множества реализаций разделения в диапазоне $D_X = X_{\max} - X_{\min}$ выделяются только те, в которых смесь состоит из $n = \text{const}$ сигналов. Избирательные свойства аппаратуры характеризуются количеством Y отдельных избирательных каналов по параметру X и шириной полосы пропускания $\Delta X = \frac{D_X}{Y}$ каждого из этих каналов. Реализация, в которой через каждый избирательный канал проходят сигналы от одного РЭС, считается реализацией с успешным разделением смеси сигналов ("успех"). Реализация, в которой через один (или более) избиратель-

ный канал проходят сигналы от нескольких РЭС, считается реализацией с ошибкой ("неуспех").

Так как состав РЭС, излучения которых образуют смесь из $n = \text{const}$ сигналов, в общем случае различен, то можно считать, что сигналы в каждой реализации распределяются по диапазону D_x случайно. Следовательно, распределение n сигналов по Y избирательным каналам в произвольной реализации разделения может быть представлено как результат случайного размещения n различных элементов по Y ячейкам. Общее число M возможных распределений элементов по Y ячейкам, как известно, определяется по формуле

$$M = Y^n.$$

Часть этих распределений $m_{(+)}$ соответствует "успехам" разделения, остальные $m_{(-)}$ – "неуспехам", т.е.

$$M = m_{(+)} + m_{(-)}.$$

Следовательно, вероятность "успеха" разделения может быть определена выражением

$$P(n=1) = \frac{m_{(+)}}{M},$$

где
$$m_{(+)} = Y(Y-1)(Y-2)\dots(Y-n+1) = \frac{Y!}{(Y-1)!}.$$

Таким образом,
$$P(n=1) = \frac{Y!}{(Y-1)!}. \quad (1.3)$$

Используя соотношения (1.1) ... (1.3), можно получить расчетную формулу для оценки вероятности решения задачи селекции сигналов

$$P(\hat{c}) = \sum_{n=1}^Y P(n/0)P(n=1) = \frac{e^{-a}}{1-e^{-a}} \left\{ \left[1 + \frac{a}{Y} \right]^Y - 1 \right\}. \quad (1.4)$$

Формула (1.4) может быть использована при проектировании аппаратуры РЭН и ее эксплуатации.

2. ОЦЕНКА РАСПОЗНОВАНИЯ ПРИ РАДИОЭЛЕКТРОННОМ НАБЛЮДЕНИИ

2.1. Распознавание радиоэлектронных средств

При радиоэлектронном наблюдении (РЭН) единственным источником информации о технических характеристиках наблюдаемых РЭС являются параметры излучаемых ими радиосигналов. Следовательно, для того чтобы наблюдать РЭС, необходимо эти сигналы принять и по

измеренным параметрам распознать РЭС, которым принадлежат эти сигналы. Ниже рассматриваются три случая РЭН РЭС.

В первом случае по разведываемым сигналам требуется определить тип РЭС, т.е. его наименование. Во втором случае достаточно определить лишь тактическое назначение излучающего РЭС и не требуется знания его типа. В третьем случае следует определить по принятому радиосигналу, к какому конкретно экземпляру РЭС он относится. Рассмотрим особенности распознавания типа РЭС, его тактического назначения и поэкземплярного распознавания.

2.2. Статистическая сущность распознавания РЭС

Процесс РЭН по своей природе случаен, поскольку заранее неизвестны параметры радиосигналов РЭС. У каждого из них в реальных условиях значения параметров радиосигнала не являются строго фиксированными, хотя бы только из-за нестабильности работы передатчика, поэтому каждому РЭС должны быть поставлены в соответствие некоторые диапазоны значений параметров радиосигналов. Так, например, на рис.2.1,а обозначено номинальное значение несущей частоты f_{0i} i -го РЭС и соответствующий ее разброс от $f_{\min i}$ до $f_{\max i}$.

На рис.2.1,б показаны диапазоны возможных значений параметров радиосигналов i -го РЭС по параметрам f и τ .

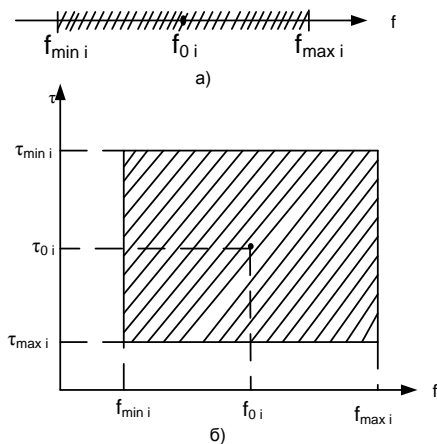


Рис. 2.1. К параметрам радиосигналов

В результате РЭН получают конкретные значения параметров наблюдаемого сигнала, которые сравнивают затем с априорной ин-

формацией о РЭС (с "образами"), и делают соответствующие выводы о принадлежности радиосигнала тому или иному РЭС.

Так как число РЭС в зоне действия средства РЭН может достигать сотен и даже тысяч единиц, то часто возникают ситуации, когда различные РЭС могут иметь одни и те же значения параметров радиосигнала. Это означает, что области значений параметров радиосигналов различных РЭС будут взаимно пересекаться. Последнее приводит к тому, что если принятый сигнал будет иметь параметры, соответствующие параметрам сигналов от различных РЭС, то их распознавание будет недостоверным. В связи с этим возникает необходимость количественной оценки возможности распознавания РЭС.

Мерой распознаваемости может служить вероятность распознавания, по которой можно определить наиболее информативные параметры наблюдаемых сигналов, найти наилучшую комбинацию параметров, которые следует измерять при РЭН, можно предъявить требования к точности измерения параметров радиосигналов и ряду других характеристик.

2.3. Некоторые понятия и определения

Распознавание объектов – это определение их по признакам, приметам. При РЭН под распознаванием РЭС понимают определение их типа, тактического назначения или конкретного экземпляра.

В общем случае все типы РЭС могут быть охарактеризованы набором значений m различных параметров (несущая частота, длительность импульсов, частота повторения импульсов, число импульсов в пакете, частота повторения пакетов импульсов, параметры модулирующей функции для непрерывных сигналов и т.д.).

Совокупность значений m параметров, подлежащих измерению для всех типов РЭС, определяет некоторый объем в m -мерном пространстве (назовем его множеством S), в котором для каждого i -го типа РЭС существует вполне определенное подмножество i объемом S_i , в пределах которого могут находиться параметры сигналов РЭС i -го типа.

Взаимное расположение подмножеств S_i в множестве S может быть самым разнообразным, и в общем случае можно найти такие области, которые принадлежат одновременно нескольким различным типам РЭС. Назовем области, принадлежащие одновременно одному, двум и более типам РЭС, частными подмножествами.

Изложенное поясняет рис.2.2, на котором показаны области S_i, S_j, S_k , принадлежащие отдельным типам РЭС, и частные подмножества $S_{i0}, S_{j0}, S_{k0}, S_{ij}, S_{ik}, S_{jk}, S_{ijk}$.

Для решения задачи о вычислении вероятности распознавания РЭС удобно ввести понятие идеального приемника, который обеспечивает беспропускной прием сигналов и измерение их параметров без ошибок. Введение понятия идеального приемника позволяет определить потенциальную вероятность наблюдения РЭС.

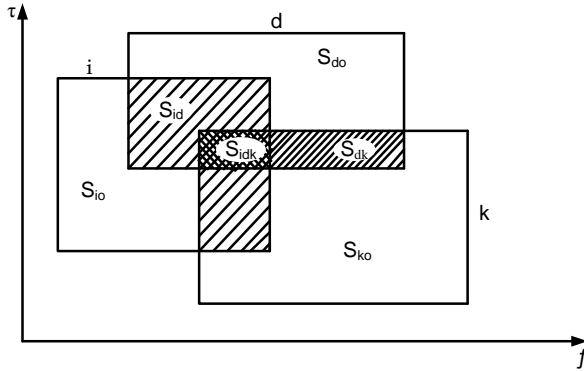


Рис. 2.2. Взаимное расположение диапазонов значений параметров нескольких РЭС

Введем понятие частоты приёма i -го сигнала, понимая под ней величину

$$n_i = a_i \frac{M_i}{\Delta t_i} \quad (2.1)$$

Коэффициент a_i в формуле (2.1) равен отношению времени, в течение которого имеется возможность измерять все m параметров РЭС i -го типа, ко времени, когда РЭС находится в пределах зоны наблюдения аппаратуры РЭН. Чем более скрытна работа РЭС, тем меньше величина этого коэффициента. Для РЭС, сигналы которых поступают на вход аппаратуры РЭН непрерывно, коэффициент $a_i = 1$.

Число M_i в формуле (2.1) равно среднему числу РЭС i -го типа, расположенных в зоне РЭН, и определяется по формуле

$$M_i = \rho_i A_p, \quad (2.2)$$

где ρ_i – плотность размещения РЭС i -го типа в зоне наблюдения;

A_p – площадь зоны наблюдения.

Величина Δt_i – это интервал времени, необходимый для измерения всех m параметров РЭС i -го типа. При одновременном измерении всех

m параметров Δt_i определяется интервалом времени, необходимым для измерения параметра, требующего наибольшей затраты времени. При последовательном измерении параметров сигналов величина Δt_i определяется суммой интервалов времени, необходимых для измерения каждого из параметров.

Для установления зависимости между объемом S_i подмножества i и частотой приема сигналов n_i РЭС i -го типа введем понятие плотности вероятностей сигналов W , определив ее следующим образом:

$$P_{T_i}(l) = \frac{\sum W_i(l)}{\sum_{i=1}^K W_i(l)}; \quad W_i = \frac{n_i}{S_i}. \quad (2.3)$$

Значения параметров сигналов РЭС выбираются противником, и до проведения разведывательной операции они нам неизвестны. Практически могут быть известны лишь пределы возможных значений параметров сигналов РЭС, а не их точные значения. В этом смысле появление сигналов РЭС i -го типа в различных участках подмножества – событие случайное. При этом естественно предположить, что плотность сигналов РЭС каждого типа внутри соответствующих им подмножеств постоянна. В дальнейшем этим допущением будем пользоваться при выводе формул для распознавания РЭС.

2.4. Вероятность распознавания типа РЭС

Вероятность распознавания типа РЭС по измеренным m параметрам его сигнала – функция координат сигнала в подмножестве S_i , т.е. функция значений указанных m параметров сигналов РЭС i -го типа.

В точках частных подмножеств S_{i0} , S_{j0} , S_{k0} (рис.2.2), где могут находиться сигналы РЭС только одного типа, вероятность распознавания РЭС равна единице.

В частных подмножествах, в которых могут находиться сигналы РЭС не только i -го типа, но и других типов (обозначим такие частные подмножества индексом r), вероятность распознавания РЭС i -го типа меньше единицы и определяется выражением

$$P_{ir} = \frac{n_{ir}}{n_{ir} + n_{jr} + \dots + n_{lr}}, \quad (2.4)$$

где $n_{ir} = W_i S_r$, $n_{jr} = W_j S_r$, ..., $n_{lr} = W_l S_r$ – частоты приема сигналов РЭС соответственно i -го, j -го, ..., l -го типов в r -м частном подмножестве объемом S_r , являющимся результатом пересечения подмножеств i , j , ..., l .

Вероятность распознавания типа РЭС не остается постоянной и зависит от того, в каком из частных подмножеств оказались значения параметров принятого сигнала. Так как параметры сигналов РЭС определяются противником, появление сигналов РЭС i -го типа в различных частных подмножествах является событием случайным, что можно с учетом формулы (2.3) оценить вероятностью P_{ir}^* попадания сигналов РЭС i -го типа в r -е частное подмножество:

$$P_{ir}^* = \frac{n_{ir}}{n_r} = \frac{S_r}{S_i}. \quad (2.5)$$

Оценим вероятность распознавания РЭС i -го типа её средним значением по всем подмножествам

$$\bar{P}_i = \sum_{r=1}^R P_{ir} P_{ir}^*, \quad (2.6)$$

где R – число частных подмножеств, на которое разбивается i -е подмножество в результате пересечения его с другими подмножествами.

Из формул (2.1) ... (2.3) получаем

$$\bar{P}_i = \sum_j \frac{S_{ij}}{S_i} \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{W_j}{W_i}} \right) - \sum_j \sum_k \frac{S_{ijk}}{S_i} \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{W_j}{W_i} + \frac{W_k}{W_i}} \right). \quad (2.7)$$

Суммирование в формуле (2.7) необходимо проводить по частным подмножествам, в которых подмножество i пересекается только с одним (суммирование по j), только с двумя (суммирование по j, k) подмножествами и т.д.

Выражение (2.7) показывает, что средняя вероятность распознавания типа РЭС уменьшается при увеличении числа и объемов частных подмножеств, в которых могут находиться значения параметров сигналов других РЭС, и при уменьшении плотности сигналов распознаваемого РЭС. Факт увеличения вероятности распознавания типа РЭС при увеличении числа измеряемых параметров находит свое отображение в уменьшении числа частных подмножеств и их объемов, т.е. в уменьшении отношений $\frac{S_r}{S_i}$. При создании аппаратуры РЭН, предназна-

значенной для РЭН РЭС различных типов, может потребоваться знание среднего значения вероятности распознавания типа РЭС в группе из v типов.

Эту вероятность можно определить по формуле

$$\bar{P}_{Tv} = \sum_{i=1}^{\nu} \bar{P}_i W_{iv}, \quad (2.8)$$

где \bar{P}_i – вероятность распознавания РЭС i -го типа, входящего в группу из ν типов РЭС;

W_{iv} – вероятность приема сигналов РЭС i -го типа в совокупности сигналов РЭС в группе из ν типов, вычисляемая по формуле

$$W_{iv} = \frac{W_i S_i}{\sum_{k=1}^{\nu} W_k S_k}, \quad \dots k=1, 2, \dots, i, \dots, \nu. \quad (2.9)$$

2.5. Вероятность распознавания назначения радиоэлектронных средств

Пусть в результате радиоэлектронного наблюдения N типов РЭС достаточно определить лишь их назначение, не указывая конкретного типа. Так как одну и ту же задачу могут выполнять РЭС нескольких типов, то в этом случае не делают различия между этими типами (т.е. считают, что все они одинаковы).

Вероятность распознавания группы РЭС из множества типов, выполняющих одну и ту же задачу, зависит от того, в каком из частных подмножеств оказались значения параметров принятого сигнала. Для частных подмножеств i, j, k , например, могут иметь место три случая: все три типа РЭС относятся к искомой группе ($i, j, k \in \nu$), два типа РЭС относятся к искомой группе ($i, j \in \nu$), один тип РЭС относится к искомой группе ($i \in \nu$).

Вероятность распознавания назначения РЭС в этом случае может быть определена по формуле

$$P_{\text{гн.вр}} = \begin{cases} 1 & \text{при } i, j, k \in \nu, \\ \frac{W_i + W_j}{W_i + W_j + W_k} & \text{при } i, j \in \nu, \\ \frac{W_i}{W_i + W_j + W_k} & \text{при } i \in \nu. \end{cases} \quad (2.10)$$

Аналогичные выражения можно записать для частных подмножеств, в которых могут находиться параметры сигналов РЭС двух, четырех и более типов.

Из формулы (2.10) видно, что вероятность распознавания назначения РЭС искомой группы не остается постоянной и зависит от того, в

каком из частных подмножеств Γ оказались значения параметров принятого сигнала. Чтобы учесть эту особенность, будем оценивать вероятность распознавания назначения РЭС ее средним значением, которое может быть вычислено по формуле

$$\bar{P}_{\text{тн}\nu} = \sum_{\Gamma=1}^R \bar{P}_{\text{тн}\nu\Gamma} P_{\nu\Gamma}, \quad (2.11)$$

где $\bar{P}_{\text{тн}\nu\Gamma}$ – вероятность распознавания тактического назначения группы РЭС из ν типов в Γ -м частном подмножестве;

$P_{\nu\Gamma}$ – вероятность попадания сигналов группы РЭС из ν типов в Γ -е частное подмножество;

R – число частных подмножеств, в которых могут находиться параметры сигналов группы РЭС из ν типов.

Вероятность попадания сигналов РЭС рассматриваемой группы в Γ -е частное подмножество (например, i, j или k) определяется по формуле

$$\bar{P}_{\nu\Gamma} = \begin{cases} \frac{(W_i + W_j + W_k)S_r}{\sum_{i=1}^{\nu} W_i S_r} \text{ при } i, j, k \in \nu, \\ \frac{(W_i + W_j)S_r}{\sum_{i=1}^{\nu} W_i S_i} \text{ при } i, j \in \nu, \\ \frac{W_i S_r}{\sum_{i=1}^{\nu} W_i S_i} \text{ при } i \in \nu. \end{cases} \quad (2.12)$$

Аналогичные выражения можно записать для частных подмножеств, в которых могут находиться сигналы двух типов РЭС, четырех типов РЭС и так далее.

Подставляя выражения (2.1) и (2.3) в формулу (2.2), получаем

$$\bar{P}_{\text{тн}\nu} = 1 - \frac{1}{\sum_{i=1}^{\nu} W_i S_i} \left\{ \sum_{i=1}^{\nu} \sum_{j=1}^N \left(1 - \frac{W_i}{W_i + W_j} \right) W_i S_{ij} + \xi \right\}, \quad (2.13)$$

$$\text{где } \xi = \sum_{i=1}^{\nu} \sum_{j=1}^{\nu} \sum_{k=1}^N \left(1 - \frac{W_i + W_j}{W_i + W_j + W_k} \right) (W_i + W_j) S_{ijk} + \sum_{i=1}^{\nu} \sum_{j=1}^{\nu} \sum_{k=1}^N \left(1 - \frac{W_i}{W_i + W_j + W_k} \right) W_i S_{ijk} + \dots$$

Из формулы (2.13) видно, что чем больше число частных подмножеств, в которых результирующая плотность сигналов РЭС искомой группы превышает плотность сигналов РЭС остальных типов, тем больше вероятность $\bar{P}_{\text{тн}\nu}$. Следовательно, чем больше сгруппированы

по параметрам сигналов РЭС рассматриваемой группы, тем легче они могут быть распознаны.

Из формулы (2.13) также следует, что чем меньше типов РЭС объединяется в группу, тем меньше $\bar{P}_{тнv}$. В пределе, когда группа состоит из одного типа РЭС, формула (2.4) преобразуется в (2.7).

Сравнительный анализ формул (2.8) и (2.13) показывает, что всегда выполняется неравенство

$$\bar{P}_{тv} \leq \bar{P}_{тнv}. \quad (2.14)$$

Существование этого неравенства объясняется тем, что при уменьшении требований к наблюдаемым данным, что имеет место при переходе от распознавания типа к распознаванию тактического назначения РЭС, процесс распознавания становится более легким, так как нет необходимости указывать, к какому именно типу РЭС принадлежат принимаемые сигналы, а достаточно знать лишь принадлежность принятого сигнала к РЭС той или иной группе назначения.

Для приближенной количественной оценки вероятности распознавания типа и назначения РЭС можно сделать следующие допущения.

Первое допущение состоит в том, что плотности вероятностей сигналов всех типов РЭС принимаются одинаковыми ($W_{ш} = W_0 = \dots = W_1$), т.е. РЭС всех типов находятся в равных условиях, и в процесс распознавания вносится наибольшая неопределенность. В этом случае значения вероятностей распознавания будут меньше реальных, т.е. в действительности тип или тактическое назначение РЭС будут определяться более достоверно.

Второе допущение, которое можно принять наряду с первым, заключается в том, что принимаются одинаковыми частоты приема сигналов РЭС различных типов ($n_i = n_j = \dots = n_1$). При этом вероятность распознавания будет больше для тех РЭС, которые имеют меньший разброс параметров сигналов.

Пользуясь формулами (2.7) и (2.13), задаваясь величиной вероятности распознавания и сведениями о наблюдаемых РЭС, можно определить набор параметров радиосигналов, которые необходимо измерить, чтобы обеспечить заданную вероятность наблюдения.

2.6. Влияние ошибок измерения параметров радиосигналов на вероятность распознавания типа и назначения РЭС

Ошибки измерений параметров радиосигналов приводят к расширению диапазонов их возможных значений. Это обстоятельство обусловливает, во-первых, увеличение объемов частных подмножеств, в

которых могут находиться сигналы только одного, только двух, только трех и т. д. типов РЭС, и, во-вторых, появление новых частных подмножеств. Обе указанные причины приводят к уменьшению вероятности распознавания.

Установим количественную зависимость между уменьшением вероятности распознавания РЭС и ошибками измерения параметров сигнала. При этом предположим, что распределение параметров сигналов в пределах их возможных значений равномерное.

Пусть измерение некоторого параметра l производится с ошибкой $\pm\delta l$, а распределение ошибок на интервале $2\delta l$ равномерное. Тогда вероятность распознавания РЭС будет определяться положением середины отрезка длиной $2\delta l$ на оси измеряемого параметра l . Если перемещать отрезок длиной $2\delta l$ вдоль координаты l , то зависимость плотности распределения сигналов каждого типа РЭС $W_i(l)$, будет представлять собой (при сделанных выше предположениях) равнобедренную трапецию высотой $n_i 2\delta l / l_i$ с основаниями $l_i + 2\delta l$ и $l_i - 2\delta l$, если $2\delta l > l_i$. и трапецию высотой W_i с основаниями $lL + 2\delta l$ и $lL - 2\delta l$, если, $2\delta l < l_i$. На рис.2.3 в качестве примера показаны функции $W_i(l)$ для трех типов РЭС при равномерных плотностях распределения параметров сигналов l и ошибок измерения параметров на интервале $\pm\delta l$.

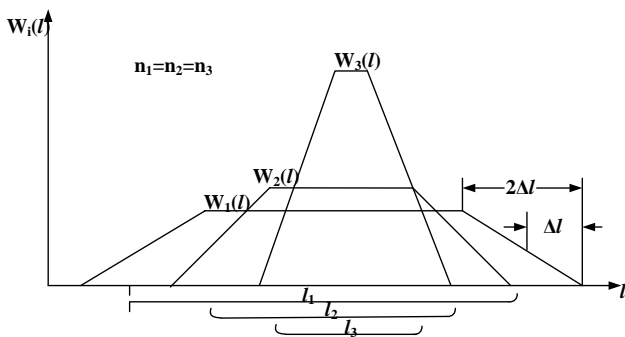


Рис. 2.3. К определению вероятности распознавания типа РЭС с учетом ошибок измерения параметров сигналов

Вероятность распознавания типа и тактического назначения РЭС по параметру l при сделанных предположениях будет определяться соответственно выражениями

$$P_{Ti}(l) = \frac{\sum W_i(l)}{\sum_{i=1}^K W_i(l)}, \quad (2.15)$$

$$P_{THv}(l) = \frac{\sum_{i=1}^v W_i(l)}{\sum_{i=1}^K W_i(l)}, \quad (2.16)$$

где k – число типов РЭС, которые могут дать отсчет параметра сигнала со значением l .

В общем случае $P_{Ti}(l)$ и $P_{THv}(l)$ носят нелинейный характер, что значительно усложняет расчеты, поскольку при оценке вероятности радиоэлектронного наблюдения РЭС реальным приемником, в сравнении с идеальным приемником (без ошибок измерения), приходится переходить от суммирования к интегрированию. Поэтому для ориентировочных расчетов целесообразно заменить трапецидальные распределения $W_i(l)$ эквивалентными по площади прямоугольными распределениями, что дает возможность при расчетах вероятности распознавания воспользоваться формулами (2.7) и (2.13), полученными для условия измерения параметров сигналов идеальным приемником.

2.7. Поэземплярное распознавание радиоэлектронных средств

Современный уровень развития радиоэлектронной аппаратуры характеризуется большим разнообразием типов РЭС, появлением РЭС с изменяемыми в широких пределах и по произвольному закону параметрами сигналов, созданием многофункциональных РЭС с фазированными антенными решетками.

Все это приводит (при отсутствии априорной информации) к снижению вероятности опознавания типов РЭС, ошибкам в определении назначения объектов, обслуживаемых данными РЭС, и неверной количественной и качественной оценкам радиоэлектронной обстановки в контролируемых районах.

Исключить указанные ошибки или существенно уменьшить их влияние на оценку радиоэлектронной обстановки позволяет поэземплярное распознавание РЭС.

В связи с существенным повышением в современных условиях мобильности и маневренности сил и средств РЭБ наряду с задачей вскрытия РЭС стационарных объектов и контроля функционирования стационарных РЭС возникла задача слежения за подвижными объек-

тами. Эта задача также может быть успешно решена путем поэкземплярного распознавания РЭС.

Основные понятия и определения

Под поэкземплярным распознаванием РЭС понимают такую организацию процесса ведения радиоэлектронного наблюдения, которая позволяет выделять и контролировать работу каждого отдельного экземпляра РХ среди совокупности однотипных средств независимо от изменения режимов их работы и местоположения.

Очевидно, что наиболее сложной является задача выделения экземпляров именно среди однотипных средств, имеющих одинаковые структуру, элементную базу, конструкцию, диапазоны измерения сигналов и принципы боевого применения.

Поэкземплярное распознавание РЭС основано на выделении и измерении определенных индивидуальных признаков сигналов, присущих каждому отдельному экземпляру РЭС. Эти признаки объективно обусловлены наличием строго индивидуальных для каждого экземпляра РЭС конструктивных, технологических и эксплуатационных факторов, влияющих на процессы формирования излучения радиосигналов.

Обязательной составной частью поэкземплярного распознавания РЭС является поэкземплярная идентификация их сигналов. Цель идентификации – определение принадлежности двух и более принятых станцией РЭН сигналов одному и тому же экземпляру РЭС. Идентификация сигналов осуществляется путем сравнения их описаний и определения меры близости. Основное отличие поэкземплярной идентификации от поэкземплярного распознавания заключается в том, что идентификация не предполагает определения конкретного номера, т.е. "имени" РЭС в рассматриваемой совокупности средств. Она позволяет получить ответ на вопрос: принадлежат ли сравниваемые сигналы одному и тому же экземпляру РЭС или они излучены различными РЭС.

Для практического осуществления поэкземплярного распознавания РЭС необходимо наличие распознающей системы, которая в общем случае состоит из двух относительно самостоятельных подсистем: измерительной подсистемы и вычислительного комплекса. В качестве первой подсистемы в условиях РЭН выступает приемник с соответствующими измерителями и регистраторами. Вычислительный комплекс в зависимости от количества контролируемых РЭС может

быть построен как на больших универсальных ЭВМ, так и на малых (мини- и микро-), в том числе и специализированных. В функции вычислительного комплекса входят создание банка эталонных описаний и обработка измерительной информации с использованием комплекта алгоритмов и рабочих программ, обеспечивающих поэкземплярное распознавание РЭС с заданным качеством.

Качество работы распознающей системы в целом зависит от обеих подсистем, поэтому разработка новых систем распознавания должна вестись одновременно и согласованно как в плане создания новой разведывательной аппаратуры, так и создания обрабатывающих вычислительных комплексов.

2.8. Индивидуальные признаки сигналов для поэкземплярного распознавания РЭС

Одним из центральных и наиболее сложных вопросов при синтезе системы распознавания является вопрос о выборе рабочего пространства признаков, т.е. перечня параметров сигналов РХ, подлежащих измерению с определенной точностью и гарантирующих распознавание экземпляров однотипных РЭС с качеством не хуже заданного.

Ниже будут рассмотрены основные характеристики излучений РЭС, содержащие информацию об индивидуальных особенностях экземпляров РЭС.

Вся совокупность излучений РЭС может быть разделена на несколько групп. Наиболее общим подходом является деление излучений на основные и неосновные.

Основные излучения – это излучения на частоте или частотах, находящихся в пределах полосы частот, необходимых для передачи данного вида сигналов. Неосновными излучениями являются все излучения на частотах, находящихся за пределами необходимой полосы. Неосновные излучения РЭС делятся на побочные и внеполосные.

Побочные излучения – это широкий класс неосновных излучений, частота и уровни которых определяются нелинейными процессами, возникающими при прохождении токов СВЧ в элементах передатчиков, или другими высокочастотными процессами случайного характера. Возникновение этих излучений не связано с процессом управления колебаниями (модуляцией), хотя наличие модуляции основных излучений может приводить к модуляции и ряда побочных излучений.

Внеполосные излучения – это излучения на частотах, находящихся за пределами необходимой полосы излучения. Причина их возникно-

вения в основном обусловлена процессом модуляции в конкретном передатчике. Здесь подразумевается, что модуляция основных излучений может быть как полезным процессом, необходимым для излучения данного вида сигналов, так и вредным, возникающим при паразитном действии фона питающей сети, флюктуационного шума и т.п.

Для поэземплярного распознавания РЭС могут быть использованы как основные, так и неосновные излучения передатчиков. Рассмотрим виды и причины возникновения неосновных излучений.

Побочные излучения. Одним из видов побочных излучений являются излучения на гармониках, т.е. на частотах, кратных частотам основного излучения. Источниками гармоник являются высокочастотные каскады, работающие с углом отсечки, меньшим 180° . Но на СВЧ гармоники в импульсе анодного тока генераторного прибора, например, клистрона, могут появляться даже в том случае, если режим его работы является линейным и напряжение возбуждения синусоидально. Это явление связано с группировкой электронного потока и модуляцией его по плотности. Форма импульса анодного тока при этом искажается, что и приводит к возникновению гармоник. Проявление этой особенности генераторных приборов строго индивидуально и тем сильнее, чем выше рабочая частота, меньше анодное напряжение, больше геометрические размеры генераторного прибора и больше мощность колебаний.

Наличие гармонических составляющих в спектре выходного сигнала в принципе присуще всем приборам магнетронного типа. Оно обусловлено структурой облака пространственного заряда и особенностями электронного взаимодействия в приборах со скрещенными полями. Уровень излучений на второй и третьей гармониках у таких приборов может достигать величины от - 20 до - 30 дБ от уровня основного излучения.

При разработке РЭС с подобными приборами стараются уменьшить уровень излучений на гармониках. Но практика построения РЭС, в особенности мощных РЛС, показывает, что ослабление мощности излучений на 50-70 дБ удастся обеспечить только до четвертой гармоники включительно, вследствие чего уровень колебаний на пятой, шестой и даже седьмой гармониках может быть значительным.

Вторым видом побочных излучений являются излучения на субгармониках, т.е. излучения на частотах, значения которых в целом число раз меньше значений частот полосы основного излучения. Субгармоники характерны для передатчиков РЭС, в которых с целью об-

разования основного излучения и более низкочастотных высокостабильных колебаний используются умножители частоты. Хотя резонансные системы на выходе умножителей настроены на более высокие частоты, чем частоты колебаний на их входе, тем не менее, не всегда удается ослабить субгармоники настолько, чтобы не считаться с их излучением. Кроме того, необходимо учитывать, что основные колебания на выходе умножителя модулируются напряжением субгармоники как по амплитуде, так и по фазе и что число субгармоник растет при увеличении числа умножителей.

Третьим видом побочных излучений являются комбинационные излучения, возникающие при формировании колебаний основного излучения путем нелинейных преобразований вспомогательных колебаний. Комбинационные излучения характерны для связных диапазонных передатчиков, возбудители которых обеспечивают любую рабочую волну из сетки дискретного множества волн, создаваемых системой диапазонно-кварцевой стабилизации частоты. Однако практически использовать комбинационные излучения для поэкземплярного распознавания РЭС не представляется возможным из-за их малой энергетики (не более - 100 дБ от уровня основного излучения).

Четвертый вид побочных излучений – паразитные. Причина их возникновения обычно не связана с образованием основных колебаний. Иногда они имеют случайный характер, когда в части схемы непреднамеренно выполняются условия самовозбуждения, и тогда паразитные колебания возникают либо одновременно с основными, либо при снятом напряжении возбуждения. В КВ- и УКВ-передатчиках такие излучения могут возникать из-за того, что в колебательных контурах с сосредоточенными элементами проявляются свойства элементов с распределенными параметрами. В этих случаях паразитные колебания могут иметь более высокие частоты, чем основные.

В СВЧ-приборах, например мощных резонаторных магнетронах, паразитные излучения возникают из-за свойства этих приборов генерировать другие виды колебаний, кроме основного вида и гармоник. Уровень паразитных излучений может быть в некоторых случаях сравним с уровнем основного излучения. Величина и положение паразитных излучений относительно основного меняются от одного экземпляра РЭС к другому и служат хорошим признаком поэкземплярного распознавания.

Внеполосные излучения. Существует несколько причин, вызывающих появление внеполосных излучений передатчиков, основными

из которых являются две: несовершенство модулирующего сигнала и самого модулятора; шумы элементов передатчика.

Первая приводит к расширению спектра основного излучения и может рассматриваться совместно с его характеристиками.

Источниками шума в передатчиках являются задающие каскады (автогенераторы) и каскады, работающие с отсечкой тока (умножители и усилители). Шумовые излучения характеризуются спектром, во много раз более широким, чем спектр полезного сигнала, и энергетическим уровнем, который на 60-80 дБ ниже уровня несущей основного излучения передатчика РЭС. Поэтому в спектре неосновных излучений заложено большое количество информации об индивидуальных особенностях РЭС. Однако уровень информативных спектральных составляющих неосновных излучений ниже на 30-80 дБ и выше уровня составляющих основного излучения.

Индивидуальные характеристики основного излучения передатчиков РЭС. Главным фактором, определяющим индивидуальность характеристик основного излучения, является процесс модуляции высокочастотного несущего колебания. Все отклонения от номиналов, допущенные при изготовлении и настройке модулятора модулируемого генератора РЭС, сказываются на величине таких параметров сигнала, как несущая частота, длительность и период повторения импульсов, мощность излучения в импульсе и т.п. В результате этого, хотя перечисленные технические параметры сигналов и определяют тактико-технические характеристики РЭС соответствующего типа, а также являются строго регламентированными, каждый конкретный экземпляр РЭС в пределах установленных допусков будет иметь свои, отличные от других экземпляров, средние значения параметров.

Кроме технических параметров сигналов, индивидуальную информацию о РЭС содержат так называемые структурные характеристики, среди которых можно выделить две группы:

- параметры внутриимпульсной модуляции;
- характеристики "тонкой" структуры сигнала.

Параметры внутриимпульсной модуляции могут быть использованы при поэкземплярном распознавании РЭС, излучающих сложные сигналы средств радиосвязи. При распознавании РЭС, использующих частотно-модулированные сигналы, в качестве поэкземплярных признаков могут быть выбраны, например, следующие характеристики: величина девиации частоты, величина базы сигнала; форма огибаю-

щей радиоимпульса; вид и параметры закона изменения частоты внутри импульса.

Основными характеристиками фазоманипулированных сигналов, которые могут использоваться в качестве признаков поэкземплярного распознавания, являются: величина длительности элементарной посылки; величина скачка фазы; параметры закона модуляции (вид кодовой последовательности, основание и значность кода, структура кодообразующего полинома, начальная фаза кода и т.п.).

Для средств радиосвязи в качестве индивидуальных признаков РЭС, кроме перечисленных, могут служить структурные признаки: наличие синхрогруппы в служебных комбинациях; наличие и состав адресной части сообщения; наличие и вид закрытия сообщения; вид передаваемой информации; наличие и вид модуляции сигналов дискретной телефонии и др.

К характеристикам "тонкой" структуры импульсных радиосигналов относят параметры формы переходных процессов установления амплитуды, частоты и фазы высокочастотных колебаний на участках фронта и среза импульсов, флюктуации амплитуды, частоты и фазы высокочастотных колебаний на участке вершины импульса. Они отражают индивидуальность РЭС. Во-первых, они непосредственно зависят от формы выходных импульсов модулятора. Во-вторых, момент возникновения колебаний и процесс их установления зависят от особенностей работы того или иного типа генераторных приборов и строго индивидуальны для каждого экземпляра генератора, так как определяются особенностями конструкции и режима работы данного прибора. В-третьих, кроме внутренних причин процесс установления колебаний в генераторах СВЧ определяется также и влиянием нагрузки. Наличие даже незначительного рассогласования, отражений от нагрузки и неоднородностей тракта передачи высокочастотной энергии приводит к изменениям фазовых соотношений в генераторе, а следовательно, и к изменениям амплитуды и частоты колебаний. Влияние этого фактора особенно сильно сказывается при малых амплитудах выходных колебаний, т.е. в периоды их нарастания и спада.

3. ПОСТРОЕНИЕ СРЕДСТВ ПАССИВНОГО НАБЛЮДЕНИЯ

3.1. Типовые схемы построения приемоанализирующей аппаратуры

Построение аппаратуры во многом определяется реализуемыми принципами поиска сигналов по частоте и направлению при их обна-

ружении. Это связано с тем, что наиболее громоздкая часть приемо-анализирующей аппаратуры (антенны, фидеры, ВЧ-фильтры и т.п.), обеспечивающая конкретные режимы приема сигналов, в своем конструктивном исполнении определяется поддиапазонами частот и секторами направлений, в пределах которых обеспечивается одновременный прием сигналов различных источников радиоизлучений (ИРИ). В соответствии с этим обобщенная структура построения схемы аппаратуры в целом представлена на рис.3.1, где выделены основные модули: модуль определения частоты (МОЧ); модуль определения направления (МОН); модуль измерителей параметров сигналов (МИПС).

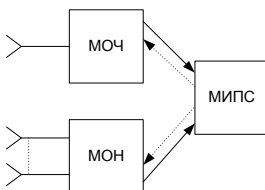


Рис. 3.1. Обобщенная структура построения аппаратуры

Связи между МОЧ и МОН могут осуществляться различным образом, как напрямую, в рамках схем, обеспечивающих определенную интеграцию процедур обнаружения – определения частоты и направления прихода сигналов, так и через МИПС, когда по результатам функционирования МОЧ или МОН организуется наведение другого модуля по соответствующему параметру. В рамках МИПС реализуется измерение полного набора первичных параметров сигналов, включая, естественно, частоту и направление прихода сигналов. При этом логика функционирования и подключения МИПС к соответствующим каналам зависит от принятого алгоритма просмотра отдельных диапазонов частот и секторов направлений. В общем случае МИПС состоит из набора измерителей частотно-временных и пространственных параметров радиосигналов, обнаруживаемых в каналах приема по частоте и направлению. На выходе МИПС формируются оцифрованные результаты измерений, сгруппированные по принятым сигналам.

Основными техническими характеристиками аппаратуры, позволяющими сравнивать различные варианты построения, являются: чувствительность приемников; ширина полосы частот одновременного приема; сектор направлений одновременного приема сигналов по азимуту и углу места; пропускная способность по потоку обрабаты-

ваемых сигналов; динамический диапазон амплитуд принимаемых сигналов в односигнальном и многосигнальном режимах; точность и разрешающая способность измерения основных первичных параметров сигналов и, прежде всего, частот и угловых координат. Разрешающая способность характеризует возможность раздельного наблюдения и проведения соответствующих измерений, близких по измеряемому параметру сигналов.

Здесь представлены варианты поискового по частоте приемника, имеющего перестраиваемую по частоте узкую полосу приема $Af_p = Af_c$ (Af_c – ширина спектра сигналов), и беспойскового (многоканального) приемника, обеспечивающего одновременный прием сигналов различных ИРИ в относительно широкой полосе частот $Af_p - Af_c$ (рис. 3.2 схемы а, б). В схемах отсутствует возможность определения направления прихода сигналов: антенно-фидерное устройство (АФУ) реализует либо ненаправленный прием сигналов, либо прием сигналов в широком секторе направлений прихода.

Понятие беспойскового по частоте приема является относительным. В большинстве случаев реализуется прием сигналов только в некотором диапазоне частот, имеющем фиксированную ширину полосы частот, границы которой могут перестраиваться в соответствии с заданной логикой просмотра общего рабочего диапазона частот аппаратуры. Поэтому можно полагать, что на практике зачастую реализуется комбинированный поисково-беспоисковый (последовательно-параллельный) просмотр пространства наблюдений на частотной оси. Следующий вариант приемника (рис. 3.2,в) реализует сочетание поиска по направлению со схемами поискового или беспойскового по частоте приема (рис. 3.2,а и б).

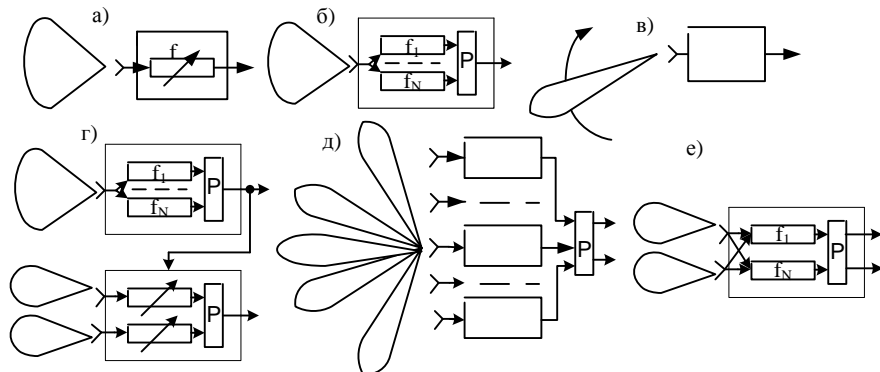


Рис. 3.2. Типовые схемы построения приемников

Поиск по направлению осуществляется путем вращения или сканирования узконаправленной антенны в заданном секторе. Положение антенны с точностью до ширины главного луча ДНА автоматически определяет оценку направления прихода принимаемого сигнала, для которого далее тем или иным способом определяется частота. Вариант приемника, представленный на схеме рис. 3.2,г, реализует используемый подход, когда при беспойсковом (многоканальном) режиме определения частоты осуществляется настройка узкополосного пеленгатора, реализующего фазовый либо амплитудно-фазовый метод определения направления на станцию на основе функциональной обработки сигналов, принимаемых элементами антенны. Такая схема приближается к реализации беспойскового по частоте и направлению приемника, если решается задача обработки потока неперекрывающихся во времени импульсных сигналов и время настройки пеленгатора много меньше длительности этих сигналов.

Вариант приемника (рис. 3.2,д) является многоканальным, беспойсковым по направлению прихода с использованием набора узконаправленных антенн, перекрывающих в совокупности заданный сектор направлений, к выходу каждой из которых подключен поисковый или беспойсковый по частоте приемник. Каналы приема по направлению функционируют относительно независимо, однако в ходе фиксации направления может осуществляться дополнительная обработка, заключающаяся, например, в выборе номера канала, где сигнал на данной частоте имеет максимальную амплитуду. Эта схема позволяет перейти к реализации полностью беспойскового приема, но является громоздкой и не обеспечивает высокой точности определения направления. Схема (рис. 3.2,е) реализует беспойсковый по частоте и направлению прием сигналов на основе функциональной обработки, обеспечивающей совместную оценку частоты и направления прихода сигнала. Для ее реализации применяют специальные технологии создания малогабаритных многоканальных по частоте приемных устройств аналогового или цифрового типа.

Эта классификация МОЧ и МОН позволяет перейти к детальному рассмотрению принципов построения модулей, которые реализуются схемами, представленными на рис.3.2.

3.2. Поисковый по частоте приемник панорамного типа

Приемник обычно супергетеродинного типа, перестраиваемый в диапазоне рабочих частот аппаратуры (рис 3.3).

Обнаружение сигналов и определение их частоты происходит следующим образом. При перестройке частоты гетеродина сигнал принимается фактически в узкой полосе частот шириной $\Delta f_{пр}$, определяемой характеристиками частотно-избирательной части приемника (шириной полосы пропускания $\Delta f_{ст}$ в статическом режиме и скоростью перестройки γ), далее сигнал поступает на детектор и видеоусилитель.

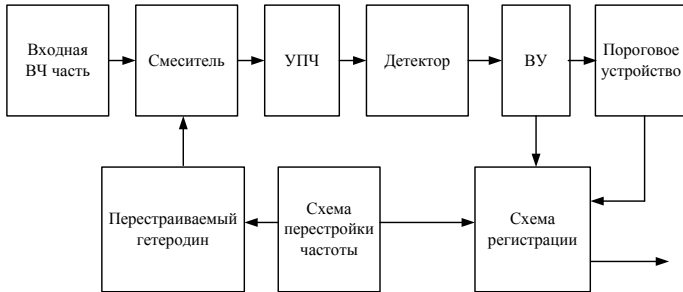


Рис. 3.3. Структурная схема перестраиваемого приёмника панорамного типа

Схема регистрации осуществляет определение частоты на основе анализа выходного сигнала с учетом данных о реализуемой в данный момент времени частоте гетеродина. При медленной перестройке, когда $\Delta f_{ст}/\gamma \gg 1$, эквивалентная ширина полосы пропускания равна $\Delta f_{пр} \cong \Delta f_{ст}$. При этом точность определения частоты (максимально возможное отклонение измеренного значения от истинного) составляет половину ширины полосы пропускания $\delta f_m \cong 0,5\Delta f_{ст}$. Увеличение скорости перестройки ведет к потере точности измерения частоты и к снижению чувствительности приема, так как при этом фактически увеличивается ширина эквивалентной полосы пропускания, а точность определения частоты определяется величиной $\delta f_{max} \cong 0,5\Delta f_{пр}$. При воздействии на вход приемника узкополосного непрерывного сигнала и при $\Delta f_{ст}/\gamma \ll 1$ на выходе видеоусилителя формируется импульсный сигнал, длительность которого определяется соотношением $\tau \cong \Delta f_{ст}/\gamma$. При больших γ с уменьшением $\Delta f_{ст}$ уменьшается τ , что равноценно увеличению $\Delta f_{пр}$ или увеличению γ при прежнем значении $\Delta f_{ст}$. В общем же случае соотношение между $\Delta f_{ст}$ и $\Delta f_{пр}$ опреде-

ляется закономерностью вида $\Delta f_{\text{пр}}^2 = \Delta f_{\text{ст}}^2 + \text{const} \gamma^2 / \Delta f_{\text{ст}}^2$. Стремление повысить разрешающую способность приемника вызывает желание уменьшить статическую полосу пропускания частотно-избирательной части. При этом существует оптимальное сочетание величины $\Delta f_{\text{ст}}$ для заданной γ , когда можно получить минимальную динамическую полосу пропускания $\Delta f_{\text{пр}}$. Их величины определяются соотношениями

$$\Delta f_{\text{ст опт}} \cong (0,60 \dots 0,66) \sqrt{\gamma}, \quad \Delta f_{\text{пр мин}} \cong (0,8 \dots 0,9) \sqrt{\gamma}. \quad (3.1)$$

Величина γ связана с величиной общей полосы частот обзора Δf_p и величиной времени обзора T_p соотношением $\gamma = \Delta f_p / T_p$. Поэтому требования по чувствительности, точности и разрешающей способности находятся в противоречии с требованиями по полосе частот и времени обзора. Это является одним из главных недостатков данного типа приемников. Если такой приемник функционирует при дискретной настройке частоты, например в рамках пеленгационных каналов схемы обработки (рис. 3.2,г), то проявляются все его основные достоинства, связанные с высокой частотной избирательностью.

3.3. Бесписковый по частоте приемник многоканального типа

Другой классической схемой, широко используемой в практике создания аппаратуры РЭН, является схема многоканального приемника-избирателя частоты, представленная на рис. 3.4.

Данный приемник обычно состоит из общей ВЧ-части, гетеродина и смесителя, переносящих входные сигналы в область промежуточных частот. Далее диапазон промежуточных частот разделяется системой фильтров на ряд элементарных поддиапазонов шириной $\Delta f_{\text{пр}} = \Delta f_p / N_p$, а затем параллельно для каждого канала элементарного поддиапазона осуществляются стандартные операции усиления на промежуточной частоте, детектирования и усиления низкочастотных сигналов. Схема регистрации осуществляет обнаружение сигналов на выходе каждого канала и регистрацию частот обнаруживаемых сигналов.

Точность измерения частоты в такой схеме определяется максимальной ошибкой $\delta f_m \cong 0,5 \Delta f_{\text{пр}}$. В реальных устройствах характеристики частотной избирательности каналов могут существенно отличаться от прямоугольных. Это ухудшает точностные характеристики схемы определения частоты при воздействии мощных сигналов, кото-

рые при этом могут давать отклик, даже если их частота находится вне полосы пропускания данного канала. Это приводит к необходимости проводить логическую обработку сигналов, снимаемых с соседних каналов.

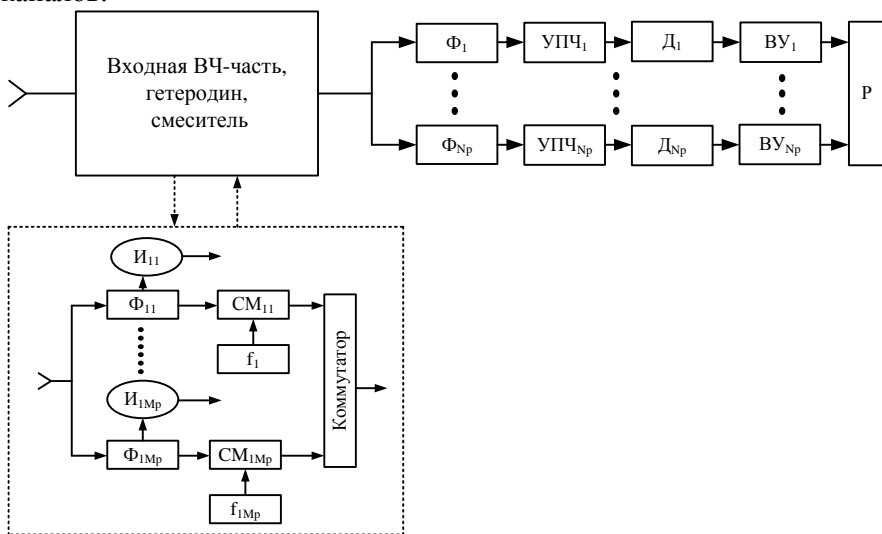


Рис. 3.4. Структурная схема многоканального приемника-измерителя частоты

Однако главный недостаток подобной схемы построения приемника – ее громоздкость. Требования повышения точности, разрешающей способности и ширины полосы обзора по частоте находятся в противоречии с ограничениями по массогабаритным характеристикам приемника. Один из возможных вариантов разрешения этого противоречия связан с реализацией схемы матричного приемника.

В матричном приемнике весь заданный рабочий диапазон частот ВЧ-части шириной Δf_p разбивается на M_p поддиапазонов с шириной полосы $\Delta f_1 = \Delta f_p / M_p$. Частоты настройки фильтров $\Phi_{11} \dots \Phi_{1M_p}$ (рис. 3.4) сдвинуты одна относительно другой на величину полосы пропускания так, что они в совокупности перекрывают всю рабочую полосу Δf_p . Далее имеется M_p гетеродинов, обеспечивающих перенос частот сигналов на выходе каждого фильтра к значениям промежуточной частоты в пределах общего диапазона шириной Δf_1 . Таким образом, исходный рабочий диапазон частот $[f_{\min}, f_{\min} + \Delta f_p]$ преобразуется в менее ши-

рокий диапазон частот $[f_{n1}, f_{n1} + \Delta f_1]$. Таких преобразований может быть несколько, в результате чего сигналы, поступающие на вход приемника, «сгоняются» в относительно узкую полосу, где далее проводится их обнаружение замыкающей многоканальной схемой обработки. Для исключения неоднозначности при определении частоты в каждой ступени преобразования используется система индикаторов, позволяющая определить реализуемое сочетание задействованных каналов первой и всех последующих ступеней. Точность измерения частоты в таком приемнике определяется шириной полосы прозрачности фильтров последней ступени $\Delta f_{np} = \Delta f_1 / N_p$. При этом для достижения одинаковой точности определения частоты при том же рабочем диапазоне в матричном приемнике по сравнению с обычным многоканальным требуется в M_p раз меньше фильтров.

Практика показывает, что матричные приемники представляют собой достаточно сложные устройства и имеют ряд недостатков, связанных с проблемой устранения неоднозначности. Поэтому на современном этапе, учитывая возросшие возможности по миниатюризации основных конструктивных элементов приемников и реализации интегрированной функциональной обработки сигналов, исследователи возвращаются к классической схеме многоканального беспойскового приемника.

3.4. Беспойсковый приемник с функциональной обработкой сигналов при измерении частоты

Эти приемники основаны на применении частотных дискриминаторов, в которых выходной сигнал связан функциональной зависимостью с частотой одиночного входного сигнала. Условием их нормальной работы является несовпадение сигналов входного потока по времени. Основной схемой построения является схема приемника с мгновенным измерением частоты (МИЧ) в широкой полосе рабочих частот. Приемник обеспечивает высокую точность измерения частоты при плотности потока входных импульсов, для которой сохраняется малая вероятность их перекрытия по времени.

Структурная схема МИЧ-приемника представлена на рис. 3.5. В ней ВЧ сигнал, разделяясь на два идентичных, поступает в два канала: с линией задержки и без нее. Поскольку сдвиг фазы сигнала при известном времени задержки t_3 зависит от частоты $\Delta\psi = 2\pi f t_3$, то на выходе фазового коррелятора (возможно использование другого типа

фазового детектора) формируются два видеосигнала, пропорциональные синусу и косинусу $\Delta\psi$.

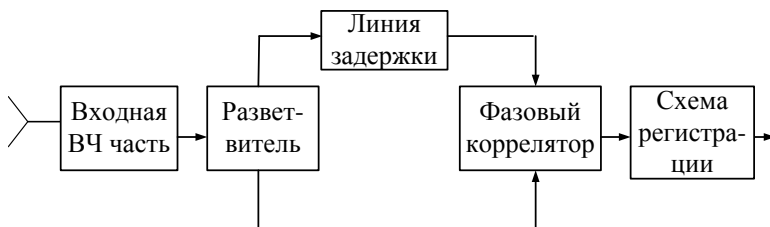


Рис.3.5. Структурная схема приёмника с мгновенным измерением частоты

Далее эти сигналы оцифровываются и производится обнаружение и измерение частоты входного сигнала. Точность измерения частоты определяется как относительная величина соотношением $\delta f/f \cong \delta\psi/\Delta\psi$, где δf – ошибка измерения частоты, а $\delta\psi$ – ошибка измерения фазы. При этом ширина рабочего диапазона однозначного измерения частоты зависит от выбранных граничных значений измеряемой разности фаз, кратных π , и будет обратно пропорциональна величине задержки. Поэтому для расширения рабочего диапазона частот требуется уменьшить время задержки, что одновременно приводит к снижению точности и разрешающей способности приемника. Преодоление данного противоречия основывается на использовании многоканальных приемников с несколькими линиями задержки, настроенными на однозначное измерение частоты на различных участках рабочего диапазона.

МИЧ-приемники обладают предельно малым временем обнаружения и измерения частоты, широким рабочим диапазоном и достаточно малогабаритны. Следует отметить и их недостатки: это относительно низкая чувствительность и необходимость существенного усложнения аппаратуры для обеспечения возможности определения частоты нескольких перекрывающихся по времени сигналов.

3.5. Приемники комбинированного типа

К такому типу относится приемник со сжатием, представляющий собой супергетеродинный приемник со сверхбыстрой перестройкой частоты и функциональной обработкой сигналов, реализуемой специальным фильтром сжатия. Приемник обеспечивает вероятность перехвата, которая обычно реализуется широкополосными и высокочув-

ствительными приемниками, способен разделять сигналы, близкие по частоте, как узкополосный супергетеродин. Принцип его работы заключается в следующем (рис. 3.6).

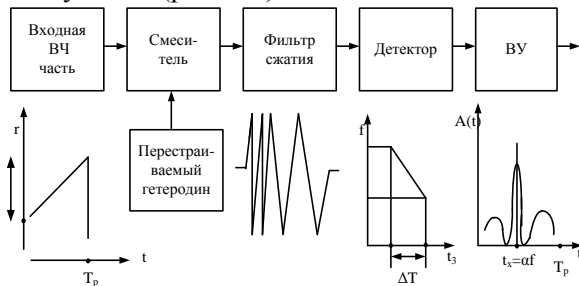


Рис. 3.6. Структура построения приемника со сжатием сигналов

Гетеродин сканирует всю рабочую полосу Δf_p за время T_p , меньшее, чем длительность самого короткого из подлежащих перехвату импульсов. На выходе смесителя при этом формируется импульсный сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), который подается на фильтр сжатия (дисперсионную линию задержки). Наличие линейной зависимости времени задержки сигнала τ_s в фильтре от его частоты приводит к тому, что задержка низкочастотных составляющих будет больше задержки высокочастотных составляющих. Результатом этого является сжатие импульса на выходе фильтра, причем форма импульса отражает Фурье-преобразование входного сигнала, а результирующая задержка зависит от частоты. Если на входе присутствует несколько сигналов с различными частотами, то на выходе появляется последовательность импульсов, расстояние между которыми определяется разностью соответствующих частот. Непрерывный сигнал приемник преобразовывает в импульсный с фиксированной длительностью.

Эквивалентная полоса пропускания приемника на промежуточной частоте, определяющая уровень его собственных шумов, равна примерно $\Delta f_{\text{шп}} \cong 1/\Delta T$, где ΔT – время задержки сжимающего фильтра. Поэтому приемник имеет высокую вероятность перехвата, характерную для широкополосных приемников, и одновременно высокую чувствительность. Практические ограничения возможностей приемника связаны с требованиями обеспечения высокой скорости перестройки по частоте и линейности закона модуляции гетеродина. Ограничены разрешающая способность и динамический диапазон приемника из-за наличия боковых лепестков выходных сигналов, а также точность из-

мерения времени прихода сигналов, которая не может быть лучше, чем величина времени сканирования. Существует много модификаций приемника со сжатием, улучшающих его характеристики.

Таким образом, в рамках МОЧ может быть реализована любая из рассмотренных схем построения приемных устройств, которая в каждом конкретном случае выбирается исходя из предъявляемых к аппаратуре требований и имеющихся ограничений.

Рассмотрим принципы построения вариантов приемников, представленные на рис. 3.2. Иногда данный модуль называют пеленгационным устройством или просто пеленгатором.

Пеленгационные устройства функционируют совместно с МОЧ и должны обеспечивать измерение направления на ИРИ в азимутальной и угломестной плоскости с максимально возможным быстродействием и высокой точностью в широком диапазоне частот.

В рамках схем (см. рис. 3.2) можно выделить два основных подхода к определению направления в РЭН.

Первый из них реализует использование узконаправленных антенн в поисковом или беспойсковом режиме, к выходу которых могут подключаться МОЧ в различных вариантах исполнения (схемы рис. 3.2, в, д). Определение направления прихода сигнала в таких схемах осуществляется непосредственно по факту обнаружения сигнала на выходе канала обработки по существующей ориентации перемещающейся антенны (в поисковом режиме) или по ориентации одной из совокупности антенн, к которой подключен данный канал обработки (в беспойсковом режиме). Точность определения направления прихода сигнала в подобных схемах определяется половиной ширины диаграммы направленности антенны $\delta\varphi_m = 0,5\varphi_c$. Высокая точность пеленгования в беспойсковом режиме в данном случае может быть обеспечена с помощью большого количества антенн, что существенно ограничивает возможности такого подхода.

Не останавливаясь на особенностях функционирования подобных схем построения ППОС, рассмотрим подробно второй подход, который базируется на реализации функциональной обработки сигналов (амплитуд и/или фаз сигналов) на выходе нескольких неподвижных антенн, являющихся элементами общей антенной системы приемника. Классическими примерами реализации данного подхода являются схемы амплитудного и фазового пеленгаторов.

3.6. Амплитудный приемник-пеленгатор

Принцип действия такого пеленгатора основан на использовании зависимости амплитуды сигнала на выходе приемного тракта от направления его прихода при известной форме результирующей диаграммы направленности антенны, состоящей из нескольких элементов. Схема построения амплитудного пеленгатора представлена на рис. 3.7.

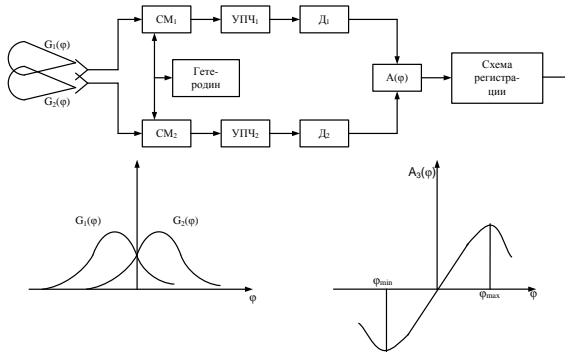


Рис. 3.7. Структура построения амплитудного пеленгатора

Применяется антенна, формирующая две пересекающиеся ДН, имеющие равносигнальное направление, совпадающее с осью антенны. Если направление на ИРИ лежит, например, в азимутальной плоскости и отклонено от равносигнального на угол φ , то различие амплитуд сигналов на входе приемных каналов определяется функциями $G_1(\varphi), G_2(\varphi)$ и является мерой угла рассогласования. В каждом канале проводятся стандартные операции преобразования, усиления, детектирования. В схеме регистрации в каждом конкретном случае могут вычисляться функции вида

$$A_1(\varphi) = \frac{G_1(\varphi)}{G_2(\varphi)}; A_2(\varphi) = \ln \frac{G_1(\varphi)}{G_2(\varphi)}; A_3(\varphi) = \frac{G_1(\varphi) - G_2(\varphi)}{G_1(\varphi) + G_2(\varphi)}. \quad (3.2)$$

На рис.3.7 реализуется схема суммарно-разностного способа амплитудного пеленгования, в которой значения функции $A_3(\varphi)$ в некотором диапазоне значений $[\varphi_{\min}, \varphi_{\max}]$ позволяют определять угол φ однозначно на основе практически линейной зависимости.

Ошибки при реализации амплитудного способа пеленгования возникают прежде всего из-за неидентичности амплитудных характеристик каналов приема сигналов, включая и искажения формы реальных ДНА. Так, для схемы суммарно-разностной обработки ошибка определения φ в линейной части $A_3(\varphi)$ определяется соот-

ношением $\delta\varphi \cong \delta a / A_3'(\varphi)$, где δa – ошибка измерения амплитуды сигналов на выходе приемника. Необходимо отметить, что рассмотренная простейшая схема имеет сравнительно ограниченный сектор однозначной работы. Для повышения чувствительности приема и обеспечения работы схемы в односигнальном режиме вся обработка проводится в относительно узком, перестраиваемом поддиапазоне частот, причем настройка на этот поддиапазон может осуществляться по управляющим сигналам МОЧ (рис. 3.2,г). Для беспойскового определения направления в широком секторе углов азимутальной плоскости в амплитудном пеленгаторе может быть увеличено количество элементов антенной системы, а для работы одновременно в амплитудной и угломестной плоскостях осуществляется установка этих элементов в перпендикулярных осях.

3.7. Фазовый приемник-пеленгатор

Схема фазового пеленгатора представлена на рис. 3.8.

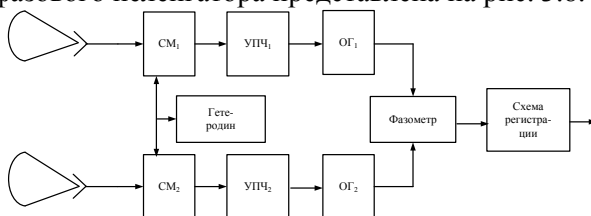


Рис. 3.8. Структура построения фазового приёмника-пеленгатора

Здесь имеется, как минимум, два канала приема с двумя разнесенными на некоторое расстояние d элементами антенны. При этом сигналы на выходе элементов имеют разность фаз, связанную с направлением прихода φ радиоволны (для плоскостной задачи) соотношением $\Delta\psi = (2\pi d / \lambda_u) \cos \varphi$.

Радиоприемный тракт фазовых пеленгаторов обычно строится по супергетеродинной схеме, включающей перестраиваемый гетеродин, смесители и усилители промежуточной частоты, а также ограничители, используемые для уменьшения влияния неодинаковости и нестабильности усиления сигналов в каналах. Фазометр или фазовый детектор обеспечивает измерение разности фаз в каналах, которая в схеме регистрации преобразуется в выходной сигнал пеленгатора. Использование перестраиваемого по целеуказанию МОЧ гетеродина обеспечивает настройку пеленгатора по полосе частот принимаемых

сигналов, и узкополосность схемы обработки позволяет увеличить отношение сигнал-шум и обеспечить односигнальный режим работы.

Погрешность определения направления связана с погрешностью измерения разности фаз соотношением $\delta\varphi = -\delta\psi\lambda_u / 2\pi d \sin\varphi$, из которого видно, что точность определения угла будет тем выше, чем больше отношение базы антенны d к длине радиоволны λ_u . В то же время увеличение отношения d/λ_u приводит к неоднозначности измерений, для устранения которой увеличивают количество элементов антенной системы. Это обеспечивает разрешение неоднозначности, но вызывает трудности, связанные с возникновением взаимного влияния элементов, искажающего структуру поля в раскрыве антенны, а это усложняет обработку. Все эти факторы, а также влияние неидентичности каналов приемных трактов приводят к систематическим ошибкам измерения разностей фаз и направлений прихода сигналов, устранение которых и составляет основную проблему.

Элементы антенн фазовых пеленгаторов обычно размещают так, чтобы их фазовые центры находились на заданных расстояниях друг от друга, а раскрывы располагались в одной плоскости. В большинстве случаев в антенной системе используют слабонаправленные элементы, обеспечивающие обзор заданного сектора по направлению в беспойском режиме. Для исключения поиска по частоте можно реализовать многоканальные по частоте схемы с соответствующей функциональной обработкой сигналов.

Таким образом, нами рассмотрены основные известные схемы построения МОЧ и МОН первичной обработки сигналов.

Можно заметить, что отдельные элементы ранее функционально выделенного модуля измерения параметров сигналов входят в состав рассмотренных схем. Кроме того, в состав МИПС входят элементы измерения временных, амплитудных и других параметров сигналов, а также измерители характеристик внутриимпульсной модуляции стандартного исполнения.

4. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПЕРСПЕКТИВНОЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ И ЦИФРОВОЙ ТЕХНИКИ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

4.1. Акустооптоэлектронная техника обработки сигналов

Современные достижения науки и техники в области элементной базы позволяют рассчитывать на создание основных модулей аппара-

туры с требуемыми характеристиками. Здесь, как уже отмечалось, главное направление разработок состоит в реализации принципов построения беспойсковой аппаратуры, а в также обеспечении выполнения отдельных функциональных операций обработки с новыми возможностями. Следует выделить технику аналоговой обработки сигналов (прежде всего, акустооптоэлектронику, акустоэлектронику, магнитоэлектронику) и технику цифровой обработки сигналов.

Применение акустооптоэлектронной (АОЭ) техники обработки сигналов позволяет создать малогабаритные беспойсковые по частоте и направлению приемники с высокими по точности и разрешающей способности характеристиками. Использование таких приемников становится особенно эффективным в условиях постоянно возрастающей плотности потока входных сигналов ИРИ и в случае применения при их излучении быстрой перестройки частоты.

Классической схемой, положившей начало исследованиям в области применения АОЭ техники, является схема акустооптического приемника на ячейке Брегга, представленная на рис.4.1.

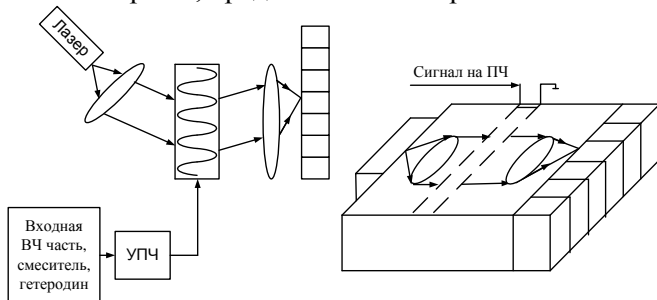


Рис.4.1. Схема акустооптического приемника на ячейке Брегга

Схема реализует принцип построения многоканального по частоте приемника-спектроанализатора. В ней входной сигнал после переноса на промежуточную частоту в полосе $\Delta f_{ПЧ}$ поступает через пьезоэлектрический преобразователь на вход АОЭ модулятора, представляющего собой оптически прозрачный кристалл ниобата лития или диоксида теллура. При этом в кристалле возникает упругая бегущая акустическая волна, создающая переменный вдоль направления ее распространения коэффициент преломления. АОЭ модулятор освещается когерентным лазерным лучом, падающим под углом Брегга по отношению к направлению распространения акустической волны. В результате взаимодействия со средой кристалла световой пучок отклоняется и фокусируется на линейке фотодетекторов, реализуемой, например, на

приборах с зарядовой связью (ПЗС). Отклонение лазерного излучения пропорционально частоте входного сигнала. Таким образом, в схеме обеспечивается одновременное определение частоты нескольких сигналов в широкой полосе анализа. Рассмотренная схема фактически реализует многоканальную по частоте фильтрационную обработку или спектральный анализ с пространственным интегрированием в ходе вычисления преобразования Фурье входного сигнала. Одним из недостатков схемы является ограниченность длительности обрабатываемых сигналов (десятки микросекунд), что связано с ограниченностью размеров апертуры АОЭ модулятора. Возможен также другой подход, с помощью которого реализуется спектральный анализ временного интегрирования, основанного на накоплении отклика на данной частоте в интегрирующей линейке фотодетектора. Это позволяет обрабатывать сигналы большой длительности (десятки миллисекунд).

Дальнейшее развитие данная схема получила за счет использования гибридных и монокристаллических схем в интегральном исполнении (см. рис.4.1). При этом лазер, ячейка Брегга и фоточувствительные элементы размещаются на одной плоской подложке и такая схема в целом имеет габариты порядка единиц квадратных сантиметров. Выполняются также исследования, конкретно направленные на совершенствование принципов обработки сигналов с использованием АОЭ техники при построении беспоисковых по частоте приемников. Использование АОЭ приемников на ячейках Брегга нашло широкое применение в создаваемой аппаратуре РЭН. Например, разведприемник фирмы «Siemens», имеющий диапазон рабочих частот 2,6–3,1 ГГц, ширину полосы рабочего диапазона частот 500 МГц, динамический диапазон 35 дБ.

Большой интерес вызывают возможности построения АОЭ приемников беспоисковых как по частоте, так и по направлению. Здесь главным фактором, обеспечивающим решение проблемы, является многоканальность АО модулятора по частоте и возможность компоновки нескольких акустических преобразований в общей двумерной плоскости, через которую пропускается когерентное световое излучение. Схема обработки, реализующая одновременное определение пеленга и частоты, впервые предложена Ламбертом (рис.4.2). В ней сигналы, принимаемые элементами антенной решетки, поступают на многоканальный по числу элементов антенной решетки АО-модулятор. Когерентный пучок света от лазера, предварительно рас-

ширенный системой линз, освещает модулятор и дифрагирует на ультразвуковых волнах, распространяющихся в последнем.

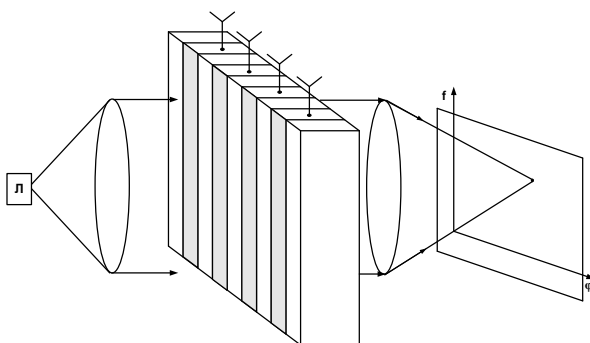


Рис. 4.2. Схема обработки, реализующая одновременное определение пеленга и частоты

Далее осуществляется фокусировка светового излучения в плоскости регистрации f, j . При этом по оси f отклонение пятна пучка дифракции первого порядка пропорционально частоте входного сигнала. С другой стороны, распределение света дифракционных пятен вдоль оси φ пропорционально диаграмме направленности антенной решетки, фазированной в данном направлении, и положение максимума распределения соответствует направлению прихода сигнала. Регистрация результатов работы приемника осуществляется с использованием матрицы ПЗС фотоприемников.

Помимо рассмотренной схемы беспосикового определения пеленга и направления известны схемы, реализующие амплитудный способ пеленгования с использованием в каналах обработки сигналов антенных элементов многоканальных по частоте малогабаритных АОЭ-приемников. Еще один вариант реализует схему определения направления на основе измерения относительной задержки сигналов, поступающих с выходов двух разнесенных антенных элементов, путем вычисления взаимно корреляционной функции сигналов в многоканальном по частоте АОЭ-приемнике-корреляторе.

4.2. Акустоэлектронная техника обработки сигналов

Другой известной альтернативой при создании устройств и отдельных элементов функциональной обработки сигналов является использование акустоэлектронной (АЭ) техники. В основе ее работы

лежат эффекты физики возбуждения и распространения поверхностных или объемных акустических волн в твердом теле под воздействием входных радиосигналов. На основе этих эффектов могут быть реализованы многоканальные модули полосовых фильтров, фильтры сжатия и дисперсионные линии задержки, корреляторы и устройства запоминания-воспроизведения. Рассмотрим устройства с использованием поверхностных акустических волн (ПАВ). Схема типового полосового фильтра на ПАВ представлена на рис 4.3. Фильтр размещается на плоской подложке, на которой нанесены два встречно-штыревых преобразователя (ВШП) – входной и выходной, состоящих из групп идентичных электродов.

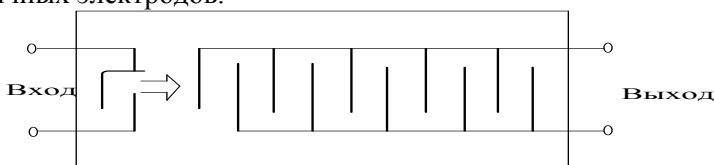


Рис. 4.3. Типовой полосовой фильтр на ПАВ

Подложка, называемая звукопроводом, обычно представляет собой плоскую пластину из тонкого (до 1 мм) пьезоэлектрического кристалла. Если ко входному ВШП приложено переменное напряжение, то вследствие пьезоэлектрического эффекта в звукопроводе возникают акустические волны. В результате на выходном ВШП появляется сигнал, зависящий от расстояния и конфигурации его электродов, а также от скорости распространения ПАВ.

Для анализа сигнала длительности T_c фильтром с центральной частотой f_0 требуемое число электродов выходного ВШП должно быть равно $2f_0 T_c$. Частотная характеристика такого фильтра близка к функции вида $\sin |(\omega - \omega_0) T_c / 2| / |(\omega - \omega_0) T_c / 2|$, т. е. имеет полосу пропускания порядка $1/T_c$. Огибающая импульсной характеристики имеет трапецеидальную форму, приближающуюся к прямоугольной. При размещении на общей подложке совокупностей ВШП получают многоканальные блоки полосовых фильтров с относительно малыми габаритами. Так реализуется многоканальная схема построения беспоискового по частоте приемника с обработкой на ПАВ.

Другим известным вариантом использования АЭ-техники при реализации рассмотренных выше схем приема является применение в приемнике со сжатием частоты дисперсионных линий задержки на ПАВ. Здесь в качестве устройства сжатия ЛЧМ-сигнала используется

линия задержки, которая имеет структуру, показанную на рис. 4.4. В ней период расположения электродов выходного ВШП зависит от их положения вдоль оси подложки.

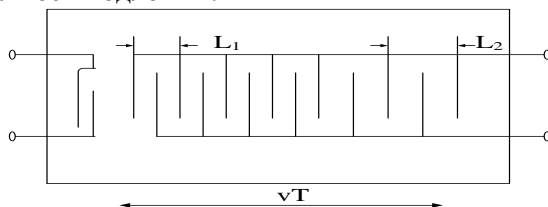


Рис.4.4. Структура линии задержки для сжатия ЛЧМ-сигнала

Если к входному ВШП приложить импульс малой длительности, то вдоль выходного ВШП со скоростью v распространяется волновой пакет. В каждый момент времени частота выходного напряжения зависит от расстояния между электродами в месте распространяющегося импульса. Таким образом, частота заполнения выходного импульса зависит от времени. При изменении периода расположения электродов от L_1 до L_2 частота выходного сигнала линейно изменяется от $f_1=v/L_1$ до $f_2=v/L_2$, а его длительность соответствует величине vT , где T – время распространения ПАВ по подложке.

Таким образом, дисперсионная линия задержки имеет импульсную характеристику, по виду инвертированную во времени по отношению к сигналу с линейной частотной модуляцией, изменяющей частоту от f_1 до f_2 . Поэтому, если такой сигнал, получаемый в приемнике со сжатием путем внесения ЛЧМ-модуляции, подать на линию задержки, на выходе будет получен отклик малой длительности с соответствующей частоте сигнала задержкой по времени.

Схема приемника со сжатием с использованием дисперсионных линий задержки на ПАВ нашла широкое применение в средствах РЭН, например, в разведывательном приемнике-спектроанализаторе с шириной рабочей полосы 100 МГц, частотным разрешением 100 кГц и временем анализа 20 мкс. Для сравнения можно указать, что в многоканальном спектроанализаторе параллельного типа с такими характеристиками потребовался бы блок из 1000 фильтров, а использование поискового анализатора панорамного типа увеличило бы время анализа до 10 мс.

Наличие непосредственной связи между геометрией ВШП и импульсной характеристикой устройств на ПАВ позволяет конструировать различные функциональные преобразователи сигналов:

согласованные фильтры, конвольверы (устройства вычисления свертки), взаимно корреляционные устройства и устройства запоминания сигналов рециркуляторного типа. В корреляторах на ПАВ относительная задержка входных сигналов осуществляется при их встречном распространении; перемножение достигается за счет нелинейных эффектов, а интегрирование выполняется в области взаимодействия ПАВ с системой распределенных по подложке электродов. Необходимо отметить, что для техники обработки сигналов на ПАВ, как и для АОЭ-техники, свойственны ограничения по длительности обрабатываемых сигналов (десятки микросекунд), определяемые реализуемой длиной подложки и скоростью распространения акустических волн. Одним из перспективных вариантов в этом плане является реализация устройств с временным интегрированием, основанных на реализации гибридных технологий ПАВ/ПЗС.

При создании устройств запоминания и воспроизведения сигналов используют различные эффекты физики взаимодействия электрических сигналов и ПАВ. Например, способы, основанные на облучении поверхности диэлектрика электронным лучом. При этом в присутствии ПАВ на поверхности образуется распределение статического заряда, соответствующее значению амплитуды ПАВ. Если через некоторое время подается второй электронно-лучевой импульс, то возбуждается новая пара ПАВ, одна из которых соответствует исходному сигналу, а другая – его обращенной во времени копии. Хорошие результаты при построении устройств запоминания также дает сочетание техники с ПАВ и ПЗС.

Оценивая в целом направление, связанное с использованием техники на ПАВ при создании приемоанализирующей аппаратуры, следует отметить, что эта элементная база является наиболее продвинутой в плане технологий изготовления и промышленного использования. Ее недостатки также хорошо известны: это ограниченный частотный диапазон работы устройств, малая длительность обрабатываемых сигналов, наличие значительных потерь мощности, вносимых при обработке из-за затухания ПАВ при их распространении.

4.3. Магнитоэлектронная техника обработки сигналов

Все магнитоэлектронные (МЭ) элементы и устройства аналоговой обработки радиосигналов основаны на использовании явлений ферромагнитного резонанса (ФМР). Согласно современным представлениям электроны и атомы обладают взаимно связанными механиче-

скими и магнитными моментами (спинами). Если ферритовый материал [типичный представитель – железиттриевый гранат (ЖИГ)] поместить в постоянное магнитное поле H , намагничивающее его до насыщения, то спины ориентируются вдоль направления поля, и имеет место свободная прецессия (вращение) спинов вокруг направления поля с частотой ФМР ω_p .

Устройства функциональной электроники, основанные на явлении ФМР, можно условно разделить на два класса: спин-колебательные и спин-волновые. К первому классу устройств относятся хорошо известные ЖИГ-фильтры, генераторы, волноводные элементы и др., в которых используются образцы монокристаллов ферритов эллипсоидальной или сферической формы малых размеров. В таких элементах резонансные колебания спинов под воздействием электромагнитного возбуждающего поля устанавливаются одновременно в полном объеме, при этом эффекты волнового распространения энергии проявляются на высоких частотах и сопряжены с существенными потерями.

Более интенсивно в последнее время проводятся исследования спин-волновых процессов в образцах ферритов, геометрические размеры которых хотя бы в одном направлении много больше длины волны, соответствующей частоте ФМР. Такие образцы ферритов имеют вид монокристаллических пленок. В этом случае импульс возмущения спиновой системы, вызванный, например, током входного сигнала в электродах проводника (входного преобразователя), расположенного рядом с ферритовым материалом, передается от одного спина (магнитного диполя) к другому (рис.4.5). При этом в феррите распространяется магнитостатическая волна (МСВ), которая испытывает сравнительно малые потери при распространении, в том числе и на высоких частотах (до десятков гигагерц).

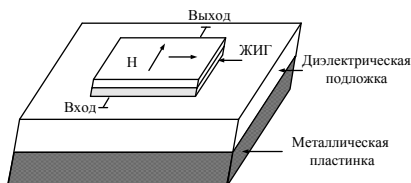


Рис. 4.5. Структура фильтра на основе МСВ

Если приложить к ферриту электроды выходного преобразователя-проводника, то на выходе схемы может быть получен определенным образом преобразованный сигнал. Таким образом, МСВ представляют собой медленно распространяющиеся электромагнитные волны (с

преимущественной компонентой магнитного поля) в ферритовых пленках, нанесенных на немагнитную подложку и помещенных в постоянное магнитное поле.

В зависимости от взаимной ориентации магнитного поля и пленки в пленке могут распространяться как поверхностные, так и объемные МСВ. Всем типам волн присуща дисперсия. Вследствие малости длин МСВ (десятки-сотни микрометров) необходимые эффекты при обработке радиосигналов достигаются в малых по объему образцах (2-3 см³).

На основе эффектов взаимодействия МСВ могут быть реализованы различные типы элементов и устройств ППОС: блоки полосовых фильтров многоканальных по частоте приемников; дисперсионные линии задержки для приемников со сжатием; устройства свертки и корреляции, а также запоминания и воспроизведения. Представленная на рис.4.6 конструкция является характерной для основных типов устройств обработки сигналов на МСВ. Для входных и выходных преобразователей используются микрополосковые, меандровые, встречно-штыревые и др. структуры. Следует отметить, что устройства, основанные на использовании МЭ-техники, обладают рядом достоинств по сравнению с ранее рассмотренными АОЭ- и АЭ-приборами, главное из которых состоит в возможности их непосредственного использования на частотах до 20 ГГц и более.

В качестве недостатков МЭ-устройств следует отметить ограничения по относительной полосе рабочих частот, длительности и задержке обрабатываемых сигналов, а также наличие проблемы устранения температурной нестабильности.

5. ЦИФРОВАЯ ТЕХНИКА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

5.1. Цифровой прием сигналов

В основе использования цифровой техники для обработки сигналов лежат возможности выполнения любых, сколь угодно сложных, функциональных операций над дискретизированными по уровню и времени цифровыми эквивалентами принимаемых сигналов. При этом принципиальные ограничения по характеристикам цифровых устройств обработки связаны в основном с быстродействием выполнения основных элементарных операций, разрядностью представления данных и объемом памяти, требуемым для хранения перерабатываемых в цифровом виде данных. До недавнего времени цифровая техника использовалась в основном при построении измерителей па-

раметров простых сигналов. В последнее время, в связи с бурным развитием элементной базы цифровой техники, возможности которой по быстродействию, миниатюризации, использованию структур обработки данных параллельного типа и т.п. постоянно наращиваются, появились реальные возможности ее применения для создания основных модулей в средствах РЭН практически в полном объеме.

Для реализации цифрового приема в заданной полосе частот сигналов в аппаратуре обязательным является наличие двух основных устройств: аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и процессора, выполняющего дискретное преобразование Фурье (ДПФ) (рис.5.1).

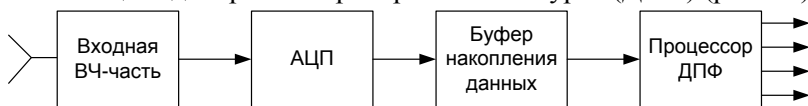


Рис. 5.1. Структурная схема цифрового приёмника

АЦП осуществляет квантование по уровню и дискретизацию по времени сигнала $u(t)$, поступающего от ВЧ-части приемника или после гетеродинирования на промежуточной частоте. Если сигнал $u(t)$ изменяется в диапазоне значений $[u_{\min}, u_{\max}]$, то каждое числовое значение, характеризующее величину аналогового сигнала в момент t_i на выходе, представляется n -разрядным двоичным кодом с погрешностью квантования, относительная величина которой не превосходит 2^{-n} .

Процесс аналого-цифрового преобразования протекает во времени, т. е. отдельные элементы данных, характеризующих величину преобразуемого сигнала в моменты времени t_i , формируются с некоторым интервалом Δt , называемым интервалом дискретизации. Обычно Δt определяется исходя из величины верхней границы обслуживаемой полосы рабочих частот $\Delta t \leq 1/2f_{\max}$. Однако если $f_{\max} = 2f_{\min}$; $\Delta f_p = f_{\max} - f_{\min}$, то достаточно выбрать $\Delta t = 1/\Delta f_p$. Уровень современной технологии аналого-цифрового преобразования позволяет получать разрядность представления данных до 16 бит при частотах дискретизации входного сигнала от единиц герц до 100 МГц. Важно отметить, что разрядность представления данных в АЦП определяет и динамический диапазон обрабатываемых сигналов, поскольку предельное отношение $u_{\max} / u_{\min} = 2^n$. Следующим этапом обработки в схеме (см. рис 5.1) является реализация ДПФ, при

котором преобразованию подвергаются элементы конечной структуры данных – векторы, полученные при равномерной дискретизации с интервалом Δt входного сигнала длительностью T_c . Длина вектора сигнала $u = (u(0), \dots, u(N-1))^T$, $u(i) = u(t = i\Delta t)$, $i = \overline{0, N-1}$ определяется соотношением $N = T_c / \Delta t$. Для формирования вектора перед выполнением спектрального анализа в структуре цифрового приемника обычно требуется предусмотреть использование буферной памяти накопления данных. При выполнении ДПФ на выходе процессора формируется N спектральных составляющих:

$$S_F(k) = \sum_{i=0}^{N-1} u(i) \exp(-j2\pi ki/N), k = \overline{0, N-1}; \quad (5.1)$$

при этом расстояние между спектральными линиями ДПФ, т. е. фактическое разрешение, равно $1/T_c$. Прямая реализация ДПФ в последовательных алгоритмах не находит применения, так как вычисления по (5.1) требуют N^2 операций сложения и умножения. Поэтому широко применяется метод быстрого преобразования Фурье (БПФ), в котором объем вычислений имеет порядок $N \log_2 N$ операций сложения и умножения. Учитывая растущие возможности элементной базы цифровой техники, можно ожидать, что использование БПФ позволит обеспечить проведение спектрального анализа сигналов в полосе частот до 100 МГц. Следует также отметить, что для обеспечения непрерывности обработки сигналов в цифровом приемнике схемы, представленной на рис. 5.1, должен быть осуществлен анализ перекрывающихся по времени входных реализаций (в идеале смещение должно составлять один такт интервала дискретизации).

Другой возможной альтернативой построения беспоискового многоканального по частоте приемника с цифровой обработкой сигналов является использование блока цифровых полосовых фильтров, перекрывающих заданную полосу частот анализа. Такие фильтры могут быть с конечными и бесконечными импульсными характеристиками. Они имеют высокую стабильность параметров, любые самые разнообразные формы амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик, не требуют настройки и легко программируются. Однако в силу ограничений по быстродействию выполнения операций над данными они уступают по возможностям параллельной обработки сигналов в широкой полосе частот процессорам БПФ.

Описанные принципы обработки нашли применение при создании аппаратуры в диапазонах КВ- и УКВ-радиосвязи. Для реализации

совместного беспойскового определения частоты и направления прихода сигнала в этих приемниках в рамках фазового метода пеленгования используются два и более канала обработки сигналов с элементами антенной системы, в каждом из которых установлен процессор БПФ, обеспечивающий частотное разделение сигналов. Спектральные компоненты сигналов, полученные в различных каналах, сравниваются, и после функциональной обработки вычисляется пеленг на источник радиоизлучения (ИРИ). Достижимые характеристики таких цифровых приемников имеют следующие значения: инструментальная ошибка определения направления $1 - 2^\circ$; разрешающая способность по частоте до 10^3 Гц; динамический диапазон до 100 дБ.

Общий перечень функциональных операций над сигналами, выполняемых на основе цифровых устройств, достаточно широк, а технические принципы их реализации хорошо известны. Устройства вычисления взаимно корреляционной функции, свертки, запоминания (записи), и воспроизведения сигналов и т.п. реализуются в любой модификации и с любыми дополнительными возможностями предварительной обработки, адаптации и управления. Практически не ограничены их возможности по длительности обрабатываемых сигналов и времени запоминания.

Основные характеристики перспективной элементной базы цифровой техники, представленные в табл. 5.1, свидетельствуют о ее широком динамическом диапазоне и высоком частотном разрешении. Однако ограничения по диапазону рабочих частот и полосе частот анализа сигналов сдерживают ее применение в средствах РЭН, работающих в частотном диапазоне свыше 100 МГц. Одновременно следует отметить, что в настоящее время происходит совершенствование элементной базы цифровой техники (n-МОП- и k-МОП- технологии, GaAs-технологии, криоэлектронные технологии) в направлении миниатюризации процессоров сигналов и повышения их быстродействия.

6. ОСОБЕННОСТИ АНАЛИЗА СИГНАЛОВ РАДИОСВЯЗНЫХ СРЕДСТВ

6.1. Общие сведения об анализе сигналов радиосвязных средств

По своему функционально-целевому предназначению анализ сигналов радиосвязных средств можно условно разделить на два направления: анализ сигналов с целью последующего вскрытия смыслового содержания сообщений; анализ с целью выявления признаков наблю-

дения, проявляющихся в структуре систем связи и интенсивности работы радиосетей, путем распознавания типов и экземпляров РЭС.

Таблица 5.1.

Сравнительные характеристики устройств обработки сигналов с применением перспективной элементной базы цифровой техники

Элементная база	Верхняя граница диапазона рабочих частот (без гетеродинаирования), МГц	Динамический диапазон, дБ	Ширина полосы беспойскового (многоканального) по частоте приема, МГц	Ширина полосы пропускающей элементарного канала (разрежение по частоте), МГц	Плотность размещенных каналов при интегральном исполнении, ед./см ²	Основные недостатки
АЭ-техника	5000	35-45	500-2000	0,05 и более	десятки	Ограниченный динамический диапазон
АЭ-техника	2000	40-50	100-500	1 и более	единицы	Ограниченный частотный и динамический диапазон
МЭ-техника	40 000	50-60	200-1000	5 и более	единицы	Ограничение длительности и задержки обрабатываемых сигналов
Цифровая техника	100	80-100	100	не огр.	сотни	Ограниченный частотный диапазон и ширина полосы анализа

По своему содержанию различают следующие виды анализа сигналов: измерение параметров сигналов; анализ структуры сигналов, под которым понимают определение законов изменения амплитуды, частоты и фазы сигналов во времени, а также спектральных и частотно-временных характеристик.

В общем случае анализ сигналов включает два этапа: выбор способа формализованного представления (описания) сигнала; измерение (определение) его характеристик в соответствии с выбранным способом представления.

Способ представления сигналов обычно выбирается на эвристической основе и определяется целью анализа и характером решаемых задач. При вскрытии смыслового содержания сообщений анализ сигналов осуществляется с такой степенью детализации, которая необходима для выполнения всех операций, обратных их формированию на передающем конце линии связи. При распознавании РЭС и объектов наблюдения анализ сигналов имеет целью их компактное формализованное признаковое описание, включающее наиболее существенные характеристики и параметры сигналов, необходимые для определения оперативно-тактической принадлежности, предназначения, типа, экземпляра и состояния РЭС. В этом случае анализ сигналов должен быть максимально формализованным и универсальным по отношению к многообразию сигналов и видов передач. Количество и сложность процедур обработки сигналов должны быть минимально необходимыми для формирования признаков распознавания.

В отличие от анализа сигналов РЛС задача минимизации и формализации признакового описания сигналов РЭС решается индивидуально в каждом конкретном случае.

Переход систем связи на цифровые методы передачи и линейное шифрование информации обеспечивает гарантированное закрытие смыслового содержания передаваемых сообщений. Поэтому второе направление анализа сигналов становится основным и определяет особенности анализа сигналов радиосвязных средств. Главной задачей анализа сигналов в этих условиях является формирование признаков для поэкземплярного распознавания средств РЭН, что обусловлено наличием большого количества однотипных РЭС как в конкретной системе связи, так и на конкретном объекте РЭН.

В общем случае для опознавания оперативно-тактической принадлежности, предназначения или принадлежности к определенной сети, типа и экземпляра РЭС могут использоваться различные параметры и

характеристики сигналов: характеристики и параметры передатчика; вид, характеристики и параметры многостанционного доступа; вид, характеристики и параметры модуляции и уплотнения; вид и характеристики установления связи и синхронизации (структура и параметры пусковых комбинаций и синхропоследовательностей); способ адресации, структура адреса и т.п. Выбор наиболее существенных признаков осуществляется индивидуально для конкретных систем.

Тенденция к стандартизации параметров цифровых сигналов и видов передач обусловила повышение роли структурных признаков при распознавании объектов РЭН. По мере совершенствования военных систем связи формирование структурных признаков становится основным и необходимым содержанием анализа сигналов РЭС. К основным структурным признакам сигналов и передач можно отнести: вид и значность кода, наличие и вид закрытия информации, вид и структуру позывного сигнала или адреса, структуру сообщения (наличие и вид служебного, адресного и информационного фрагментов сообщения, структура синхрогрупп и служебных комбинаций), особенности вхождения в связь и переходов на запасные частоты. Необходимость формирования структурных признаков приводит к существенному отличию содержания и методов анализа сигналов радиосвязных средств и РЛС. Реализация методов структурного анализа сигналов основана на широком использовании вычислительной техники и цифровых методов обработки сигналов.

6.2. Особенности анализа сигналов КВ- и УКВ- систем связи

В современных системах связи КВ- и УКВ- диапазонов предусмотрены, как правило, два режима работы, которые значительно отличаются по способам формирования сигналов: повседневный одночастотный режим; помехозащищенный многочастотный режим с псевдослучайной перестройкой частоты.

РЭС могут работать в этих режимах либо попеременно, либо одновременно. В повседневном режиме за радиостанциями, работающими в данной сети или на данном радионаправлении, закрепляется одна из частот стандартной сетки частот. При этом каждая радиостанция, как правило, может работать попеременно в нескольких сетях путем перестройки на соответствующие частоты. В помехозащищенном режиме за радиостанциями, входящими в одну и ту же сеть, закрепляется на определенный период времени произвольная группа частот, получившая название адресной, и определенный код псевдо-

случайной последовательности. За частотами в адресной группе закрепляется определенная нумерация. При этом номер частоты, излучаемой в каждый конкретный момент времени задается кодовыми комбинациями, формируемыми из псевдослучайной последовательности методом "скользящего окна". Нумерация частот в адресной группе и код псевдослучайной последовательности являются своеобразным ключом, известным только абонентам, имеющим доступ к работе в данной сети. Скорость перестройки частоты изменяется в пределах 10^2 - 10^4 скачков в секунду. В некоторых системах связи с небольшим количеством рабочих частот скорость перестройки может быть значительно выше. Независимо от режима работы передача информации может осуществляться как в открытой, так и в закрытой форме. В помехоустойчивом режиме используются только цифровые каналы связи.

Анализ сигналов открытых передач состоит в определении таких характеристик сигналов, как структура позывного сигнала или адреса, вид сигнала, вид модуляции, количество и значение частот связи, скорость передачи, вид передачи, структура синхрогрупп и служебных комбинаций сигнала, вид и значность корректирующего кода, метод передачи информации. В условиях полного закрытия передач анализ сигналов имеет целью определение частот радиосетей и радионаправлений, количества абонентов в сети, главной и подчиненных станций, интенсивности радиообмена и т.п. В процессе анализа сигналов РЭС с псевдослучайной перестройкой частоты дополнительно определяются количество частот в адресной группе, время однократного использования частоты (длительность скачка частоты), количество скачков частоты на один информационный символ.

Особым содержанием анализа сигналов с псевдослучайной перестройкой частоты является определение их принадлежности к определенной радиосети. Обработка сигналов с этой целью включает следующие операции: определение нумерации частот в адресной группе; преобразование многочастотного псевдослучайного сигнала к виду, удобному для анализа (например, в двоичную псевдослучайную последовательность); идентификацию сигналов по кодам псевдослучайной последовательности.

В зависимости от типа псевдослучайной последовательности идентификацию сигналов по их кодам можно осуществить двумя путями. Псевдослучайные последовательности линейного типа сравнительно легко декодируются в масштабе времени, близком к ре-

альному, и могут быть идентифицированы по коэффициентам формирующих полиномов. В военных системах связи применяются псевдослучайные последовательности нелинейного типа. Идентификация сигналов в этом случае осуществляется путем предварительного запоминания полного периода применяемых последовательностей в качестве опорных сигналов и последующего определения функции взаимной корреляции произвольного сегмента анализируемого сигнала с последовательными сегментами опорных сигналов. Процедура идентификации в этом случае не отличается от поиска псевдослучайных сигналов по задержке в широкополосных системах связи.

6.3. Особенности анализа сигналов систем спутниковой связи

Радиоэлектронное наблюдение за системами спутниковой связи осуществляют путем приема сигналов как земных станций, так и ретранслятора. При радиоэлектронном наблюдении ретранслятора условия для анализа сигналов благоприятные вследствие возможности непрерывного обеспечения доступа к ретранслятору. Вместе с тем идентификация линий связи с объектами радиоэлектронного наблюдения в этом случае возможна только по смысловому содержанию сообщений, что в условиях закрытия каналов связи невозможно.

Анализ сигналов на выходе ретранслятора можно разделить на следующие этапы: анализ группового сигнала; поствольное и поканальное разделение сигналов; анализ абонентских сигналов.

Анализ группового сигнала на выходе ретранслятора заключается в определении метода многостанционного доступа, вида и структуры адресов абонентов, а также в обработке группового сигнала с целью его поствольного и поканального разделения, а также определения информационных и служебных каналов. Содержание анализа абонентских сигналов определяется типом абонента, типом сообщения и методом многостанционного доступа. В процессе анализа абонентских сигналов определяются структура преамбулы, длительность цикла и информационного пакета в стволах с многостанционным доступом временного уплотнения, адресная группа частот и порядок их использования в каналах, особенности вхождения в синхронизм, количество каналов и скорость передачи информации, структура синхрогрупп, вид и значность корректирующего кода и т.п.

Способ многостанционного доступа определяется путем частотно-временного анализа сигналов с учетом априорных сведений на основе

выдвижения и проверки гипотез. Способ адресации и структура адреса определяются путем временного анализа демодулированных сигналов. Анализ сигналов как в частотной, так и во временной областях осуществляется с использованием цифровых методов обработки. В частности, для анализа в частотной области широко применяются различные модификации быстрого преобразования Фурье. Цифровая обработка сигналов реализуется специализированными микропроцессорными наборами и универсальными ЭВМ. Основной операцией при цифровой обработке сигналов на ЭВМ является их аналого-цифровое преобразование в реальном масштабе времени с заданной точностью. Аналого-цифровое преобразование осуществляется с целью ввода информации о сигналах в ЭВМ. *В настоящее время такое преобразование возможно только после предварительной демодуляции сигналов.* В перспективе ожидается разработка аналого-цифровых преобразователей для цифровой обработки сигналов непосредственно на несущей частоте. Вследствие многообразия сигналов и сложности их структуры анализ, как правило, осуществляется на основе предварительного запоминания сигналов в буферном запоминающем устройстве с последующим многократным воспроизведением.

РЭН земных станций включает их пеленгацию и, следовательно, сопровождается привязкой станций к конкретным объектам радиоэлектронного наблюдения. При этом значительно упрощается анализ сигналов. Вместе с тем большинство станций спутниковой связи находится вне зоны обнаружения наземных средств. Повышение дальности РЭН может быть достигнуто в основном за счет использования высотных лётно-подъемных систем (ЛПС). Ведение РЭН с высотных и, как правило, перемещающихся с высокой скоростью ЛПС характеризуется рядом неблагоприятных факторов, оказывающих существенное влияние на результаты анализа сигналов, а именно: возрастанием интенсивности входного потока сигналов; уменьшением допустимого времени анализа сигналов; снижением допустимого веса и объема аппаратуры, устанавливаемой на борту ЛПС и, как следствие, уменьшением функциональных возможностей по сложному анализу сигналов.

Это снижает достоверность анализа сигналов спутниковой связи на борту ЛПС. Для преодоления противоречий между дальностью и достоверностью радиоэлектронного наблюдения целесообразно осуществлять комбинированный анализ сигналов ретранслятора и земных станций с использованием как бортовых средств РЭН на ЛПС, так и

наземных и морских средств. Сущность комбинирования состоит в разделении функций между бортовыми и наземными средствами РЭН. Бортовыми средствами ЛПС осуществляется пеленгация РЭС, определение несущей частоты сигналов и точного времени их приема в системе единого времени, регистрация и запоминание фрагментов сигналов земных станций, а также передача измеренных параметров и фрагментов сигналов на наземные средства обработки по радиоканалу. На наземных средствах наряду с рассмотренным выше анализом сигналов осуществляется непрерывная регистрация с привязкой к системе единого времени и запоминание абонентских сигналов после поствольного и поканального разделения группового сигнала на выходе ретранслятора, а также идентификация сигналов ретранслятора и земных станций по времени приема информации, передаваемой с борта ЛПС, с последующей привязкой результатов анализа (тип и экземпляр РЭС) к местоположению РЭС. Такой подход к радиоэлектронному наблюдению систем спутниковой связи позволяет органически соединить преимущества радиоэлектронного наблюдения с ЛПС (возможность пеленгации РЭС) с преимуществами наземных средств РЭН (непрерывный и достоверный анализ сигналов на выходе ретранслятора).

7. МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ОБСТАНОВКИ

Важнейшей составляющей радиоэлектронной обстановки является имитационная модель (ИМ). Она должна отражать результаты функционирования большого (до 10^3 - 10^4) количества ИРИ в пределах весьма протяженных областей на поверхности земли и в воздушном пространстве в плане их результирующего воздействия на средство РЭН. Конечным результатом работы ИМ РЭО должно являться формирование реализаций потока сигналов на входе приемника (нескольких приемников при наличии многопозиционности) РЭС с учетом условий ее функционирования и основных технических характеристик. При построении модели РЭО целесообразно реализовать ряд приемов, направленных на рациональное использование вычислительного ресурса при ИМ.

Одним из основных способов придания модели РЭО обозримого и управляемого характера является выделение нескольких уровней сложности при описании динамики функционирования каналов пере-

дачи информации (КПИ), расстановка на местности ИРИ, а также перемещения в пространстве. Целесообразно выделить три уровня.

Первый из них предполагает моделирование нескольких наиболее важных объектов информационного взаимодействия (ОИВ) в соответствии с принципами построения динамических моделей состояний (ДМС), в полном объеме учитывающими динамику смены режимов работы и режимов излучения, в том числе и под воздействием радиопомех противоборствующей стороны. Расстановка таких объектов на местности и задание траекторий их перемещения в пространстве осуществляется в соответствии с конкретными характеристиками реализуемого в рамках конфликта эпизода. Для конфликта в радиолокации в качестве таких детально воспроизводимых объектов рассматриваются многофункциональные РЛС или группировка специализированных РЛС, обеспечивающих применение одного из комплексов управляемого оружия.

Для конфликта в радиосвязи – это радиолинии и сети связи, для которых требуется воспроизводить временную последовательность и структуру радиоизлучений в ходе радиообмена данными.

Второй по степени детальности и сложности уровень моделирования при имитации РЭО предполагает воспроизведение большой совокупности разнородных источников, не являющихся приоритетными ОИВ для данного конкретного эпизода или вообще относящихся к классу мешающих объектов, но, тем не менее, находящихся в зоне ответственности РЭС. Последнее существенно, так как наличие подобных ИРИ может оказать заметное влияние на эффективность РЭС и затруднить выбор основных объектов на этапах последующей обработки информации. В данном случае допустимо отказаться от детального воспроизведения динамики функционирования этих ИРИ и их расстановки в соответствии с конфигурацией на местности. Можно ограничиться случайным розыгрышем режимов работы и режимов излучения, а также случайной расстановкой ИРИ в соответствии с известной для каждого типа (класса) плотностью размещения и предельные зоны ответственности системы. Соответствующий розыгрыш может проводиться либо для каждой реализации процесса имитации по схеме, представленной на рис. 7.1 либо в рамках каждой реализации для каждого из циклов анализа РЭО, введенных при описании модели наблюдений.

Третий наиболее упрощенный характер носит имитация РЭО в части так называемого «мирового фона», т. е. воспроизведение потока сигналов, находящихся вне зоны ответственности РЭС.

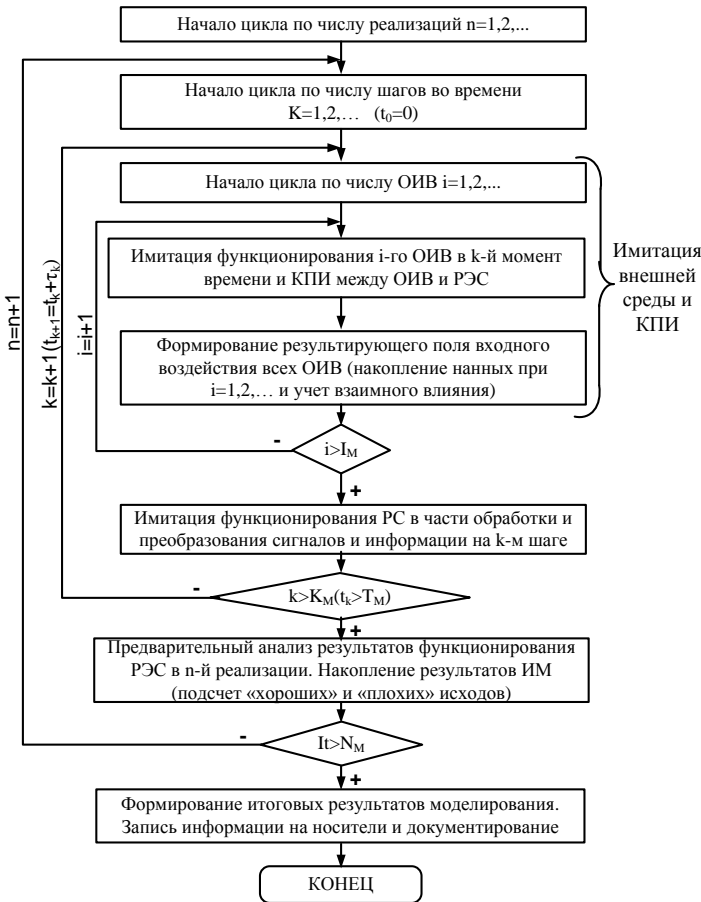


Рис. 7.1. Общая схема имитационного моделирования РЭС

В данном случае вполне может быть использована модель многомерного неоднородного пуассоновского потока с заранее рассчитанной для данных условий приведенной интенсивностью выпадения точек в пространстве первичных наблюдений. Использование обобщенной модели «мирового фона» особенно важно для исследования задач, связанных с анализом конфликтного информационного взаимодействия радиоэлектронных систем в радиосвязи и, прежде всего, в ниж-

них участках частотного диапазона (КВ-связь и, частично, УКВ-связь).

Следующий прием, обеспечивающий сокращение затрат при ИМ РЭО, связан с выборочным по степени детальности воспроизведением тонкой пространственной структуры сигнальных полей с учетом основных эффектов влияния подстилающей поверхности, трассы распространения сигналов, влияния отражений и переотражений в условиях сложного рельефа местности.

Как правило, эти факторы рассматриваются на уникальных моделях с целью получения на их основе статистических и функциональных эквивалентов, которые затем могут использоваться при моделировании РЭО и анализе соответствующих ошибок и искажений, возникающих при обработке сигналов.

При моделировании совокупности ИРИ возникает необходимость учета всех факторов, влияющих на результаты обработки интенсивных смешанных потоков сигналов.

В этом плане центральное место занимают вопросы моделирования диаграмм направленности антенн передающих устройств и алгоритмов изменения ориентации антенн в динамике функционирования ИРИ. В частности, для средств радиолокации и средств радиосвязи с направленными антеннами высокочастотного диапазона могут применяться несколько видов аппроксимаций ДНА, имеющих различную степень детальности воспроизведения распределения мощности излучаемых сигналов по направлению. Простейшей из них является прямоугольная аппроксимация, при которой зависимость рассеиваемой мощности в указанном направлении определяется соотношением

$$P_p = P_u G_u g_u(\theta), \quad (7.1)$$

где P_u – излучаемая мощность; G_u – коэффициент направленного действия антенны излучателя;

$$g_u(\theta) = \begin{cases} 1, & 0 \leq |\theta| \leq \frac{1}{2} \theta_c; \\ b^2, & \frac{1}{2} \theta_c < |\theta| \leq \pi; \end{cases} \quad \text{– функция, описывающая ДНА излучателя;}$$

θ – угол между указанным направлением и направлением главного луча ДНА; θ_c – ширина ДНА в соответствующей плоскости сечения на уровне половинной мощности; b^2 – относительный уровень мощности бокового излучения ($b^2 \ll 1$).

Такая аппроксимация одновременно определяет связь между G_u , b^2 и θ_c для антенн с достаточно узкой («игольчатой») формой главного лепестка:

$$G_{II} \cong \frac{16}{\Theta_c^2 \left(1 + \frac{16b^2}{\Theta_c^2} \right)}. \quad (7.2)$$

Представленные аппроксимации определяют фактически только средний уровень мощности бокового излучения. Если требуется учесть статистический характер бокового излучения, то в указанном направлении мощность излучения может рассматриваться как случайная величина, распределенная по логарифмически нормальному закону относительно среднего значения $m_b = 20 \lg b$ с дисперсией σ_b порядка 3-7 дБ. Если дополнительно требуется учесть тонкую структуру боковых лепестков диаграммы направленности при вращении (сканировании) антенны, то на средний уровень бокового излучения можно наложить реализацию случайного процесса с интервалом корреляции по оси направлений, соизмеримым с шириной главного лепестка ДНА.

Наиболее точным и детальным является использование уникальных аппроксимаций ДНА, отвечающих конструктивным особенностям построения конкретных объектов, например РЛС с фазированными антенными решетками или средств радиосвязи с заданной геометрической конфигурацией элементарных излучателей. Такие ДНА рассчитываются заранее и закладываются в модель РЭО в виде специальных таблиц данных. Таким образом, имея для каждого ИРИ аппроксимацию формы ДНА как функцию угла между направлением ориентации главного луча и направлением на точку приема (рис. 7.2) и задавая зависимость ориентации главного луча от времени, т. е. фактически функцию $\theta(t)$, в имитационной модели РЭО с различной степенью детальности воспроизводится поток измеряемых и принимаемых сигналов с учетом тонкой пространственной структуры ДНА.

Еще один важный способ рационализации процесса имитационного моделирования связан с использованием при формировании РЭО конкретных технических характеристик исследуемых РЭС, определяющих реальную возможность восприятия радиоизлучений тех или иных ИРИ.

Прежде всего должны учитываться факторы энергодоступности и радиовидимости ИРИ, а также их частотный диапазон и диапазон

направлений приема сигналов. Фактически, если абстрагироваться от эффектов приема побочных излучений антенной системой РЭС, учет перечисленных факторов позволяет существенно сократить перечень типов и общее количество ИРИ каждого типа, функционирование которых должно воспроизводиться в ходе имитационного моделирования РЭО. При этом после расстановки всех ИРИ в зоне ответственности РЭС убираются те из них, у которых мощность сигналов в точке приема не превышает заданного порогового уровня чувствительности приемника, частота излучаемых сигналов не попадает в заданный диапазон рабочих частот системы, или, наконец, если они находятся вне зоны приема, ограниченной рабочим сектором направлений прихода сигналов и дугой радиуса радиогоризонта.

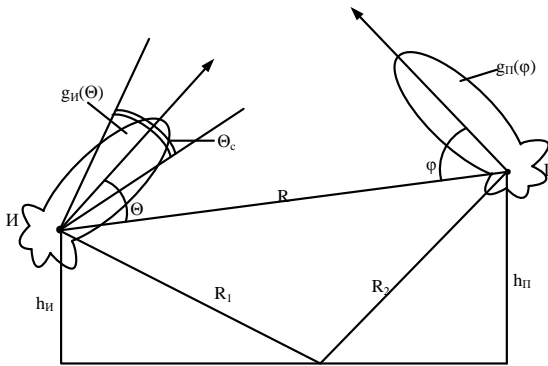


Рис. 7.2. Модель РЭО

При расчете уровня мощности сигналов на входе приемника используется известное соотношение (рис. 7.2)

$$P_C = \frac{P_{И} G_{И} g_{И}(\theta) G_{П} g_{П}(\varphi) \lambda_{И}^2}{(4\pi R)^2} \eta e^{-\alpha_3 R}, \quad (7.3)$$

где в дополнение к уже введенным величинам: $G_{П}$ – коэффициент направленного действия антенны приемника РЭС; $g_{П}(\varphi)$ – функция ДНА приемника; φ – угол между направлением ориентации главного луча приемника и направлением на источник излучения; $\lambda_{И}$ – длина волны излучаемого радиосигнала; η – коэффициент потерь при расогласовании излучаемого сигнала и приемного тракта по поляризации и другим характеристикам тракта (обычно $\eta \leq 0,5$); R – расстояние от излучателя до приемника. Экспоненциальный множитель в

(7.3) определяет затухание мощности излучения в атмосфере с коэффициентом $\alpha_3[km^{-1}]$, известным из справочной литературы. Соотношение (7.3) выполняется для условий распространения радиоволн в свободном пространстве без учета отражения от подстилающей поверхности и интерференции прямого и отраженного радиоизлучений. Если требуется учесть эти и более тонкие эффекты влияния подстилающей поверхности, то для функций ДНА $g_u(\theta)$, $g_n(\varphi)$ дополнительно вводятся эквивалентные интерференционные множители, изменяющиеся в зависимости от угла места направления на приемник (передатчик) по известным формулам. В случае, если антенны излучателя и приемника расположены низко над поверхностью земли ($h_u < \lambda_u, h_n < \lambda_u$), учет интерференционных множителей приводит к изменению мощности излучения в зависимости от дальности по закону $1/R^4$ в соответствии с известной формулой Б. А. Введенского.

Расчет дальности радиогоризонта, определяющей условия приема прямого (без отражений и переотражений) излучения, определяется также по известной формуле

$$R_r = 4,12 \left(\sqrt{h_n} [M] + (h_n) [M] \right). \quad (7.4)$$

Тогда для определения невозможности приема сигналов прямого радиоизлучения необходимо оценить выполнение условия

$$R \geq \min(R_r, \max R_3), \quad (7.5)$$

где $\max R_3$ - максимальная дальность энергетической доступности, определяемая для минимального значения $P_c \geq P_{c \min}$. Здесь $P_{c \min}$ - минимальный пороговый уровень мощности, воспринимаемой приемником РС, называемый чувствительностью приемника. Величину $\max R_3$ можно определить следующим образом:

$$\max R_3 = \sqrt{\frac{P_n G_n G_n \lambda_n \eta}{16\pi^2 P_{c \min}}}. \quad (7.6)$$

Расчет чувствительности для конкретного варианта построения приемника РС проводится по формуле

$$P_{c \min} = m_p^2 P_{\text{ш}}, P_{\text{ш}} = N_0 \Delta f_{\text{ш}}, N_0 = kT_0 (K_{\text{ш}} + T_A/T_0 - 1), \quad (7.7)$$

где m_p^2 - коэффициент различимости, т.е. превышение пороговым уровнем мощности сигнала уровня шума; N_0 - спектральная плотность мощности приведенного ко входу шума антенны и приемника; $\Delta f_{\text{ш}}$ -

ширина полосы пропускания приемного тракта или отдельного частотного канала приемника до детектора; $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К - постоянная Больцмана; $T_0 = 290$ К – стандартная (комнатная) температура в градусах Кельвина; T_A – естественная шумовая температура антенны в градусах Кельвина; $K_{ш}$ – коэффициент шума приемника.

У современных радиоэлектронных средств типичная результирующая плотность мощности собственных шумов в дециметровом и сантиметровом диапазонах составляет примерно $N_0 = 10^{-20}$ Вт/Гц.

При оценке возможности информационного взаимодействия по фактору энергетической доступности могут использоваться также и другие соотношения, учитывающие тонкие эффекты, например возможность приема отраженного от ионосферы радиоизлучения (эффект так называемой пространственной радиоволны).

С учетом всех перечисленных особенностей и принципов построения структурная схема ИМ РЭО может быть представлена в виде, показанном на рис. 7.3.

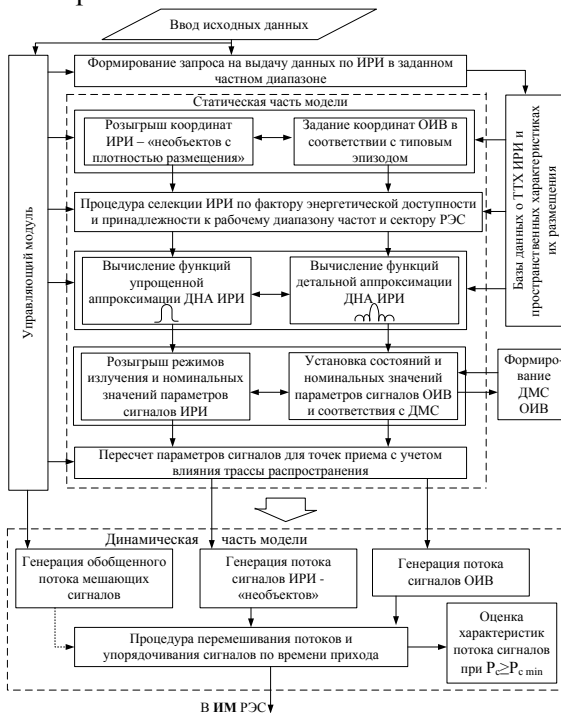


Рис. 7.3. Имитационная модель РЭО

Данная схема отражает состав модели и примерный порядок выполнения основных процедур обработки и формирования данных при воспроизведении РЭО. В ней помимо уже известных модулей следует выделить две основные части: статическую часть модели и динамическую часть модели.

Статическая часть реализует всю подготовительную работу для генерации потока сигналов на входе РС с заданными техническими характеристиками. При этом решаются следующие задачи: расстановка ОИВ и других ИРИ на местности и в пространстве с учетом возможности их перемещения; расчет функций ДНА ИРИ на основе используемых аппроксимаций; установок режимов работы, режимов излучения и номинальных значений (диапазонов значений) параметров сигналов, а также их пересчет для точек приема с учетом влияния трассы распространения.

В рамках статической части модели выделяются две группы процедур формирования исходных данных для генерации потоков сигналов: для имитации функционирования ОИВ и для имитации ИРИ, являющихся для данного эпизода мешающими. В первом случае расстановка ИРИ, входящих в перечень объектов, осуществляется в соответствии с заданной геометрической конфигурацией эпизода и рассчитываются достаточно детальные аппроксимации ДНА, учитывающие тонкую структуру боковых лепестков. Динамика функционирования и перемещения ОИВ, включая смену режимов работы, режимов излучения, перестройку параметров сигналов, управление сканированием антенны и т.п., задается структурированными моделями в соответствии со схемой построения ДМС. Во втором случае (для ИРИ «необъектов») реализуются упрощенные аппроксимации ДНА. Розыгрыш их расстановки на местности, включаемых режимов работы и излучения, ориентации антенн, номинальных значений параметров сигналов осуществляется по случайному, как правило, равновероятному закону. Подготовительная работа в рамках статической части модели может осуществляться один раз для каждой реализации ИМ в рамках общей схемы исследований (рис. 7.1) или независимо для каждого внутреннего цикла анализа РЭО.

Динамическая часть модели на основе всей совокупности исходных данных, формируемых в статической части, осуществляет непосредственную генерацию потоков сигналов на входе РЭС. Результирующий поток создается в результате суперпозиции независимо формируемых потоков сигналов, поступающих от ОИВ и мешающих

ИРИ, а также обобщенного фонового потока мешающих сигналов. При этом сигнал, поступающий от каждого источника, описывается специальным дескриптором, содержащим значения всех его параметров (частоты, длительности, амплитуды, направления прихода, времени прихода и др.), пересчитанных по отношению к точке приема, а также содержащим признаки принадлежности сигнала конкретному источнику, режиму работы, режиму излучения. По мере поступления сигналов с помощью специальной процедуры проводится их упорядочивание, а также расстановка по времени прихода и, тем самым, формирование результирующего потока сигналов в пределах каждого цикла анализа РЭО. Если проводится исследование многопозиционной РЭС, то такие потоки формируются для каждой точки приема с наблюдением взаимных задержек по времени прихода сигналов на каждый приемный пункт. Для оценки интенсивности потока сигналов, мощность которых превышает уровень чувствительности приемника, в динамической части модели предусмотрен специальный модуль.

В качестве примера эксплуатации ИМ РЭО, построенной по указанным принципам, на рис. 7.4 представлены данные по оценкам интенсивности потоков сигналов, создаваемых типовой группировкой РЛС военного и гражданского назначения в различных поддиапазонах частот. Оценки проводились для квадратной зоны ответственности РЭС размером $300 \times 300 \text{ км}^2$ при расположении средства РЭН на высоте 5 км над поверхностью земли. Антенна приемника считалась ненаправленной ($G_H = 1$). Полученные данные представлены в виде зависимостей интенсивностей потоков $\mu[\text{с}^{-1}]$ от чувствительности $P_{c \text{ min}}[\text{Вт}]$.

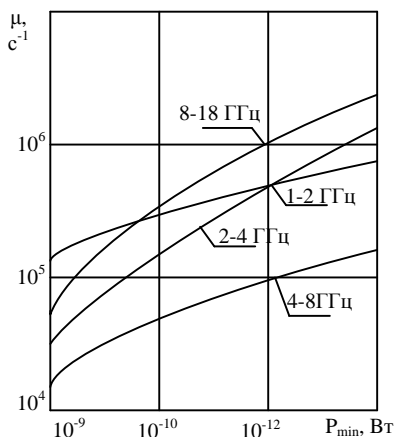


Рис. 7.4. Интенсивность потоков импульсных сигналов РЛС

Анализ показывает, что типовая РЭО является сложной, а уровень суммарной интенсивности потока сигналов достигает величины порядка $5 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}$, что в основном совпадает с данными при учете корректировки зоны размещения ИРИ по условиям прямой радиовидимости.

8. ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРИИ МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ

Высокая насыщенность радиоэлектронной обстановки РЭС различного назначения приводит к необходимости рассматривать проблему РЭН в рамках теории массового обслуживания (МО). Ее применение позволяет решать следующие задачи РЭН:

- по заданным параметрам потока сигналов и вероятности обнаружения определять минимальное число каналов наблюдения и максимальное значение среднего времени обработки принятого сигнала;
- для заданного средства РЭН и вероятности обнаружения определять допустимое число наблюдаемых РЭС. Это позволяет обосновать пропускную способность РЭН.

Применение теории МО возможно, если известны характеристики потока запросов на обслуживание и средства обслуживания. Одной из основных характеристик РЭН, как средства обслуживания, является время обслуживания (время обнаружения и анализа сигнала) – случайная величина, характеризуемая средним временем обслуживания. Следующей характеристикой системы обслуживания является время ожидания в очереди, которое определяется временем пребывания РЭС в системе обслуживания. Причем “обслуживаемые” сигналы могут не только выбыть из очереди, но и прервать процесс обслуживания, до его окончания.

Различают два класса систем МО: системы обслуживания с отказами; системы с ожиданием.

В первых заявка, пришедшая в момент, когда система занята, не обслуживается. Применительно к РЭН это означает, что РЭС не будет обнаружена, если генерируемый им сигнал поступает в систему в тот момент, когда в ней обрабатывается сигнал другого РЭС, т.е. временно работающее средство не будет обнаружено. Значительное число РЭС работает продолжительное время, поэтому проблема их наблюдения связана с ожиданием.

Прежде чем перейти к рассмотрению основных уравнений систем МО, остановимся на характеристике типовых потоков сигналов, подлежащих наблюдению. В случае РЭН поток сигналов на входе с достаточной точностью можно считать простейшим, т.е. стационарным пуассоновским, который ординарен и в нем отсутствует последствие. Стационарный поток характеризуется средней плотностью потока сигналов, не зависящей от времени, т.е. вероятность попадания некоторого числа сигналов в интервал времени τ зависит только от длины этого интервала и не зависит от его положения на оси времени.

Ординарный поток характеризуется вероятностью одновременно-го попадания двух и более сигналов в малый интервал времени, который является величиной второго и более высоких порядков малости по сравнению с вероятностью попадания в этот интервал одного сигнала. На основании этого условия вероятность прихода одного сигнала за время Δt примерно равно $\lambda \Delta t$, где λ – плотность потока импульсов. Вероятность прихода двух сигналов соответственно пропорциональна Δt^2 и т.д.

Последствие в потоке отсутствует, если число сигналов, приходящих в данный интервал времени, не зависит от того, сколько их приходило в другие, неперекрывающиеся интервалы времени. Плотность потока зависит от числа работающих станций. Учитывая медленный характер изменения $\lambda(t)$ во времени, для ориентировочных расчетов полагают $\lambda(t) = \text{const}$.

Для средств РЭН характерна многоэтапная (обычно 2-3 этапа) обработка последовательности сигналов, в результате чего часть сигналов отсеивается и на регистратор поступает разреженный поток сигналов.

Основная задача РЭН сводится к обнаружению РЭС, опознаванию его типа и оценке основных параметров (несущая частота, длительность, период следования и уровень сигнала), а также к определению координат местоположения, “тонкой” структуры сигнала и т.п.

Ограничимся рассмотрением одноканальной системы МО с отказами и многоканальной системы с ограниченным временем ожидания.

Определим вероятность обнаружения P_0 одноканальной системы РЭС ($n = 30$) со средним числом оборотов антенны (t_{cp}) в минуту ($N = 60$) и шириной диаграммы направленности $\theta_{0,5} = 1^\circ$ в горизонтальной плоскости в секторе обзора 360° .

$$P_0 = \frac{\mu}{\mu + \lambda} = \frac{360}{360 + 30.1} = 0,92, \quad (8.1)$$

где $\mu = \frac{1}{t_{cp}} = 360$; $\lambda = n \theta_{0.5} = 30$.

Определим вероятность пропуска сигнала P_H двухканальным приемником ($n = 2$), осуществляющим наблюдение РЭС обнаружения и наведения, в котором средняя интенсивность облучения цели составляет $\lambda = 10$ облуч./с, среднее время непрерывной работы РЭС $\frac{1}{X} = 600$ с. Среднее время обработки сигнала средством РЭН составляет $\frac{1}{\mu} = 10^{-3}$ с. В данном случае $\frac{\lambda}{\mu} = 10^{-2} n$, т.е. возможен стационарный режим. Кроме того, $n\mu = 2 \cdot 10^3 \geq X = \frac{1}{600}$, поэтому воспользуемся упрощенными формулами [6]

$$P_0 = \frac{1}{\sum_{i=0}^n \frac{\lambda^i}{i! \mu^i} + \frac{\lambda^{n+1}}{n!(n - \frac{\lambda}{\mu})\mu^{n+1}}}; \quad (8.2)$$

$$P_i = \frac{\lambda^i}{i\mu^i} P_0 \quad (0 \leq i \leq n); \quad (8.3)$$

$$P_{n+k} = \frac{\lambda^{n+k}}{n! \mu^{n+k} n^k} P_0 \quad (k \geq 1). \quad (8.4)$$

В соответствии с ними получим: $P = 0,99$; $P_1 = 0,0099$; $P_2 = \frac{1}{2} \cdot 10^{-4} 0,99 \approx 0$ и $P_H \approx 0$. Таким образом, практически в этом случае система наблюдения будет свободна с вероятностью 0,99, а вероятность пропуска сигнала близка к нулю.

9. ХАРАКТЕРИСТИКА ПОИСКОВЫХ СПОСОБОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ

Поисковые способы определения частоты реализуются в так называемых панорамных приемниках. В процессе поиска принятый сигнал образует импульс, положение которого на частотной развертке определяет несущую частоту РЭС. Важной характеристикой такого приемника является время поиска несущей частоты (время развертки). Обычно просмотр наблюдаемого диапазона производится периодически с периодом T_n в соответствии с пилообразным законом, поэтому время поиска непрерывного сигнала не превышает T_n . Более сложным является определение несущей частоты кратковременно действующих

сигналов. В зависимости от соотношения T_n и длительности сигнала различают: медленный поиск; быстрый поиск; вероятный поиск.

При медленном поиске время перестройки приемника $T'_{кр}$ на ширину его полосы пропускания больше периода следования импульсов $T_{и}$, т.е. $T'_{кр} > T_{и}$.

Если определение частоты можно произвести по одному импульсу, то медленный поиск обеспечивает обнаружение импульсного сигнала $P_0 = 1$ за время перестройки T_n . Недостатком медленного поиска является большое время обслуживания, малая пропускная способность и соответственно малая вероятность обнаружения кратковременно работающих сигналов.

При быстром поиске время просмотра наблюдаемого диапазона меньше длительности $\tau_{и}$ принимаемого сигнала, т.е. $T_n < \tau_{и}$.

Скорости перестройки в этом случае чрезвычайно большие (сотни и тысячи мегагерц в микросекунду). Такие скорости могут быть обеспечены только электронными способами.

Скорость перестройки не может быть бесконечно большой. Она ограничивается допустимыми пределами снижения чувствительности, точности и разрешающей способности, имеющими место вследствие инерционности резонансных устройств.

У панорамных приемников существует взаимосвязь между оптимальной полосой пропускания $\Delta f_{пр}$ и скоростью перестройки γ :

$$\Delta f_{пр} \approx \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\gamma}. \text{ Если принять } \Delta f_{пр} = 10 \text{ МГц, то максимально допустимая } \gamma_{\text{макс}} = 10^6 \cdot \pi \text{ МГц/с.}$$

Одновременное обеспечение скорости перестройки и высокой разрешающей способности по частоте может быть достигнуто в приемнике со сжатием импульсов. Такой приемник с $\gamma = 100 \text{ МГц/мкс}$ и коэффициентом сжатия 100 имеет разрешающую способность по частоте, равную 1 МГц, т.е. в 10 раз более высокую, чем разрешающая способность типового панорамного приемника, имеющего ту же скорость перестройки.

Вероятностный поиск по частоте наиболее характерен для средств РЭН. Время перестройки приемника $T'_{кр}$ на ширину его полосы пропускания определяется следующим соотношением:

$$kT_c > T'_{кр} > \tau_c,$$

где T_c – период следования импульсов; τ_c – длительность сигнала; $k = 1, 2, 3$.

Отличительной особенностью вероятностного поиска является отсутствие гарантированного обнаружения импульсных РЭС в течение одного периода перестройки приемника $T_{п}$, т.е. вероятность обнаружения при $P_0 < 1$.

Анализ вероятностного поиска проводят с использованием теории случайных импульсных потоков. Здесь рассматриваются два потока импульсов, из которых первый характеризует поток импульсов наблюдаемого РЭС длительностью τ_c и периодом следования T_c , а второй – готовность приемника обслужить поток сигналов, параметрами которого являются период перестройки $T_{п}$ и время перестройки $T'_{п}$ на величину равную полосе приемника.

Обнаружение происходит в моменты “зацепления” потоков. Если длительность “зацепления” δ достаточна для надежной работы приемника, то одновременно с обнаружением определяется и частота РЭС.

Теория случайных импульсных потоков дает следующие формулы средней частоты следования импульсов \bar{F} и математического ожидания длительности импульсов потока совпадений τ_δ .

$$\bar{F}(\delta) = \frac{\tau_c + T'_{п} - 2\delta}{T_c T_{п}}, \quad (9.1)$$

$$\tau_\delta = \frac{\tau_c T'_{п}}{\tau_c + T_{п}}. \quad (9.2)$$

Здесь $\bar{F}(\delta)$ – средняя частота следования импульсов на выходе приемника, длительность которых не менее δ .

Вероятность “зацепления” независимых потоков на длительность δ в течение одного периода следования импульсов T_c определяется как

$$P_3 = \frac{\tau_c + T'_{п} - 2\delta}{T_c}. \quad (9.3)$$

Если δ – длительность минимально необходимого для осуществления наблюдения импульса, то P_3 определяет вероятность обнаружения РЭС за один период T_c .

Учитывая, что $T'_{п} = \frac{\Delta f_{п}}{\gamma} = \frac{\Delta f}{\Delta f}$, где Δf – ширина диапазона перестройки приемника, то для вероятности обнаружения РЭС за время перестройки приемника получим

$$P_0(T) = \frac{\tau_c + \frac{\Delta f_{п}}{\Delta f} T_{п} - 2\delta}{T_c}. \quad (9.4)$$

Если считать, что $\tau_c \ll \Gamma_{\text{пр}}, \delta \gg 0$, то формула (9.4) упрощается:

$P_0(\tau_c) = \frac{\Delta f_{\text{пр}}}{\Delta f} \times \frac{T_n}{T_c}$. Вероятность обнаружения сигнала за время наблюдения $t_n > T_c$ может быть оценена выражением

$$P_0 = 1 - e^{-\frac{\Delta f_{\text{пр}}}{\Delta f} \frac{T_n}{T_c}}. \quad (9.5)$$

10. ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ

При организации защиты РЭС от средств РЭН традиционно не используют модели действий и средств противоборствующей стороны. Обычно это нормативные модели, обеспечивающие сведения о структуре, параметрах и способах применения систем и средств РЭН. Такие модели адекватны для обоснования оперативных мероприятий и действий при радиоэлектронной маскировке (РЭМ), но не подходят для проектирования РЭС, которые должны функционировать в условиях конфликта со средствами РЭН. Дело в том, что за время от выдачи технического задания на разработку РЭС, предназначенных для работы в условиях конфликта, до введения этих РЭС в строй возможности и характеристики средств РЭН противника могут измениться. В результате собственные РЭС, а также средства противодействия наблюдению утрачивают эффективность.

Обычно используется модель максимально опасного противника. Средства РЭН такого противника действуют наилучшим для него образом, т.е. они обнаруживают сигнал, определяют его параметры и выделяют сообщения с использованием всей доступной энергии и всей априорной информации. Кроме того, в работе радиосредств наиболее опасного противника учитывают возможности применения любых принципиально возможных способов РЭМ. Такая идеальная модель противоборства позволяет оценить предельную (потенциальную) эффективность действий в условиях конфликта РЭН и РЭМ при проектировании и планировании применения РЭС, подобно тому, как модели потенциальной помехоустойчивости используются для анализа и проектирования РЭС, функционирующих в условиях помех естественного происхождения (в условиях конфликта с природой).

Модель конфликта идеальных средств РЭН и РЭМ стабильна, инвариантна относительно их конкретной технической конфигурации. Для описания целей и изложения задач, решаемых средствами РЭН и

РЭМ, применяются традиционные методы. Считается, что средства РЭН обнаруживают сигнал, определяют его параметры и выделяют содержащиеся в нем сообщения. Подобное представление информационного взаимодействия наблюдаемых и маскируемых средств не всегда точно и адекватно отражает существо дела. Тем не менее, предельные качественные характеристики средств РЭН и РЭМ рассматриваются именно по этой схеме: сначала задачи обнаружения и противодействия обнаружению, затем задачи РЭН и способы перехвата сообщений и защита их от перехвата. Та же схема изложения материала определяется структурой критериев эффективности РЭН и РЭМ. РЭН производится в условиях неопределенности (априорной обусловленной помехами) относительно сигналов РЭС. Поэтому для оценки его эффективности следует использовать вероятностные критерии качества работы. Средства РЭМ – строгие антагонисты РЭН. Поэтому показатели эффективности противодействия наблюдению должны конструироваться аналогичным образом. Показатели эффективности противодействия совпадают с показателями качества маскировки. Это означает, что показатели эффективности маскировки будут находиться в обратном содержании по отношению к соответствующим показателям качества средств РЭН. Наглядный показатель качества защищенности РЭС – это P_p – (вероятность):

$$P_p = P_{эн} P_{стр} P_{инф}, \quad (10.1)$$

где $P_{эн}$ – показатель энергетической скрытности, т.е. условие вероятности обнаружения сигнала; $P_{стр}$ – показатель структурной скрытности, или условная вероятность определения (вскрытия) путем наблюдения структуры сигнала и его идентификации: поскольку структура определяется на основании знания параметров объекта наблюдения, эта вероятность, по сути, является вероятностью определения параметров при условии, что сигнал обнаружен; $P_{инф}$ – показатель информационной скрытности, т.е. условная вероятность определения (перехвата и расшифровки) путем наблюдения сообщений, содержащихся в сигнале маскирующего РЭС, при условии, что оно обнаружено и идентифицировано. На практике чаще всего используют широкополосные излучения.

Детализация целей и задач РЭН и РЭМ иллюстрируются таблицей 10.1, в которой перечислены главные этапы развития конфликта средств наблюдения и маскировки.

11. РОЛЬ И МЕСТО ПАССИВНЫХ СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ

Сущность радиоэлектронной борьбы (РЭБ) составляет: ведение наблюдения с помощью специальных радиоэлектронных средств; подавление РЭС и систем управления войсками и оружием противника преднамеренными помехами; осуществление комплекса организационно-технических мероприятий по защите всеми доступными способами и средствами своих радиосредств и систем управления от подавления противником, т.е. по обеспечению безопасности их работы.

Таблица 10.1

Скрываемые характеристики	Цели наблюдения	Источник информации для РЭН	Действия РЭН
Факт проведения работ, назначение РЭС, тактико-технические характеристики (ТТХ)	Идентификация работ, контроль выполнения международных соглашений, формирование исходных данных для ГЗ.	Изменение электромагнитной обстановки, появление новых сигналов	Обнаружение новых сигналов
—	—	—	Обнаружение, оценка параметров, определение структуры
ТТХ РЭС, объем и трудоемкость производства	Определение степени угрозы, выработка технических и тактических приемов борьбы	—	—
ТТХ РЭС, факт проведения работ составление разработки	—	Наличие сигналов контроля траектории, радиотелеметрии командных радиосистем	Обнаружение сигналов радиоконтроля
Организация управления, район базирования, параметры сигналов	—	Наличие сигналов контроля траектории, радиотелеметрии, командных радиосистем	Обнаружение сигналов радиоконтроля
Состав и количество снимаемых РЭС, признаки, характеристики и параметры сигналов новых РЭС	Обнаружение изменений сигнальной обстановки в районах дислокации	—	Обнаружение отсутствия излучений и появления новых сигналов

Этап жизненного цикла РЭС	Разработка, конструирование РЭС	Производство и испытание опытных образцов	Серийное производство	Полигонные испытания	Шагная эксплуатация	Снятие с эксплуатации и утилизация
---------------------------	---------------------------------	---	-----------------------	----------------------	---------------------	------------------------------------

РЭН является основой РЭБ, оно добывает сведения о РЭС противника и, в частности, о связных и радиолокационных станциях управления, используемых во всех видах вооруженных сил. С помощью РЭН устанавливается их назначение, тип, местоположение и тем самым выявляются замыслы и планы противника, дислокация штабов и командных пунктов управления войсками и оружием танковых группировок, баз, стартовых площадок ракетных систем и т.д.

Средства наблюдения действуют в целях непосредственного радиоэлектронного подавления радиосредств противника. Они в состоянии: быстро определить несущую частоту обнаруженных сигналов РЭС; определить направление прихода принимаемых сигналов и, в конечном счете, местоположение источников излучений; точно определять основные параметры сигналов и излучающих их источников, а именно: виды модуляции или манипуляции сигнала, режим передачи сигнала (импульсный, непрерывный), длительность импульсов РЭС, частоту их повторения, вид поляризации сигнала, диаграмму направленности и частоту сканирования антенн; обеспечивать целеуказание.

Полученная путем наблюдения информация в сочетании с данными радиолокационного, телевизионного, ИК- и космического наблюдения используется для принятия решений о необходимости или целесообразности подавления обнаруженных РЭС противника.

На рис. 11.1 дана упрощенная структурная схема комплекса РЭБ. Важным элементом комплекса РЭБ является наличие высокоавтоматизированных средств РЭН, обеспечивающих почти мгновенное определение основных характеристик источников излучения противника и возможность в кратчайшие сроки подавить их работу радиопомехами.

При этом одной из практических задач является мгновенное пеленгование источников излучения, работающих в широком диапазоне частот, порой с их быстрой перестройкой.



Рис. 11.1. Структура комплекса РЭБ

Для этой цели используются моноимпульсные системы приема и пеленгования, многолучевые приемно-пеленгаторные антенные системы и многоканальные приемники (на каждый луч один приемный канал). Такие системы приема и пеленгования сочетают высокую чувствительность с практически мгновенным отсчетом пеленга. В этих антенных системах широко используется метод сравнения амплитуд напряжений, наводимых в лучах. Точность пеленгования зависит от ширины диаграмм направленности каждого из лучей антенны и от числа лучей, перекрывающих заданный сектор. Так, например, приемно-пеленгаторная антенная система корабельного комплекса РЭБ США типа ANISLQ-32 представляет собой антенную решетку из 16 лучей с шириной диаграммы направленности каждого луча 6° , что обеспечивает точность пеленгования порядка 1° при чувствительности приемника порядка -60 ДБ/мВт. Обеспечение стопроцентной вероятности перехвата любого сигнала, в том числе одиночного импульса, вызывает необходимость применения беспоисковых методов определения частоты сигналов и их пеленгования, исключается возможность использования механически вращающихся антенн и медленно сканирующих по частоте панорамных приемников.

Мгновенное определение частоты обеспечивается применением многоканальных селективных приемников на основе дисперсионных линий задержки (ДЛЗ), цифровых приемников с мгновенным отсчетом частоты принимаемого сигнала. Так, например, комплект из пяти таких приемников в диапазоне $0,5 - 18$ ГГц обеспечивает ошибку измерения частоты около 6 МГц.

Мгновенное определение пеленга даже по одиночному импульсу обеспечивается применением моноимпульсного пеленгатора с многолучевыми антеннами.

Исключительное значение имеет своевременная обработка и определение основных параметров принимаемых сигналов, что позволяет проводить их идентификацию и распознавание экземпляра РЭС.

В средствах РЭН первостепенное значение придается автоматизации прочесов сбора и обработки добываемой информации, упрощенная структурная схема которой для корабельной станции показана на рис. 11.2.

Добываемая антенно-приемными модулями информация преобразуется в цифровую. Процессор предварительной обработки сортирует (разделяет) общий поток информации на ряд последовательностей импульсов, обладающих одинаковыми или близкими параметрами и

соответствующих определенным источникам излучения. На его выходе скорость потока уменьшается по сравнению со скоростью потока на входе и составляет величину порядка 10^6 имп./с. Рассортированная информация поступает в главный процессор, осуществляющий дальнейшую обработку каждой из этих последовательностей с целью определения ее основных характеристик.

На основании анализа параметров импульсных последовательностей (несущей частоты, пеленга, длительности и частоты повторения импульсов, наличия перестройки частоты, изменения периода и типа сканирования) и их сравнения с хранящимися в памяти главного процессора данными о характеристиках известных РЛС происходит распознавание (идентификация) каждого наблюдаемого излучения. Полученная информация отображается на дисплее.

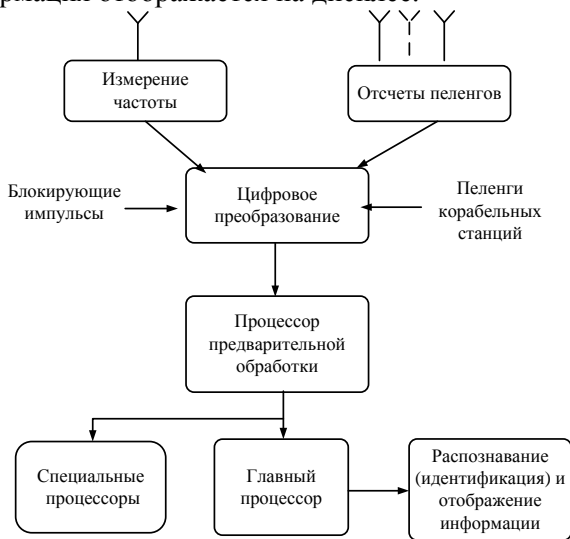


Рис. 11.2. Структурная схема корабельной станции РЭН

Описанный алгоритм функционирования имеет система обработки информации фирмы «Рахал Дека» (Англия). Система предназначена для использования в диапазоне 1 – 18 ГГц при плотности импульсного потока 500 000 имп./с. Радиоканалы обеспечивают получение информации о частоте, пеленге, длительности импульса и моменте его прихода. Имеется два варианта пеленгационной системы. В первом используется 6-канальный пеленгатор со сравнением амплитуд, обеспечивающий ошибку пеленгования около 5° , во втором – 32-элементная

круговая система со сравнением фаз, обеспечивающая ошибку около 2° . Измерение частоты осуществляется цифровыми приемниками, с выхода которых информация о несущей частоте импульсных или непрерывных сигналов выдается в цифровой форме с точностью около единиц мегагерц. В процессе предварительной обработки сортируется информация о параметрах принятых сигналов по трехмерным ячейкам (частота, пеленг, длительность импульса). Одновременно задействовано 256 ячеек. Для обработки информации от РЛС с быстрой перестройкой частоты предусмотрен специальный процессор, выявляющий появление информации в новой ячейке и формирующий последовательность импульсов, каждая из которых соответствует определенному излучению.

На основании усредненных по 256 импульсам данных главный процессор определяет основные характеристики сигналов и выдает данные на аппаратуру отображения и целеуказания.

12. КОМПЛЕКС АРК-МК

12.1. Назначение и состав комплекса

Комплекс АРК-МК предназначен для быстрого панорамного спектрального анализа, пеленгования, обнаружения и контроля источников радиоизлучения.

Комплекс позволяет осуществлять быстрый панорамный анализ в реальном масштабе времени, обнаруживать источники радиоизлучения и производить их пеленгование, отображать на экране монитора спектральный состав радиосигналов, записывать демодулированные радиопередачи и информацию о выявленных излучениях в базу данных.

Комплекс обеспечивает:

- 1) отображение в реальном времени результатов быстрого панорамного спектрального анализа и пеленгования радиосигналов;
- 2) оперативную передачу данных по сети на пост картографирования;
- 3) запись файлов накопленного спектра и частотно-временной загрузки радиодиапазона;
- 4) прослушивание и запись на жесткий диск радиосигналов с аналоговой и цифровой модуляцией;
- 5) автоматический поиск активных радиоканалов и сохранение списка найденных частот в базе данных;

- 6) формирование отчетов с результатами поиска активных каналов;
- 7) пеленгование источников радиоизлучения;
- 8) сканирование заданного списка частот, получение в качестве результатов спектров, пеленгов и записей демодулированных сигналов, хранение результатов в базах данных;
- 9) формирование отчетов с результатами сканирования;
- 10) расчет географических координат источников;
- 11) быстрое переключение антенных систем комплекса.

Диапазоны принимаемых и пеленгуемых частот, скорость панорамного анализа, частотное разрешение, точность и время взятия пеленгов определяются приемной аппаратурой и зависят от быстродействия компьютеров, входящих в систему.

Комплекс АРК-МК в основной конфигурации состоит из комплекса АРК-МК1, включающего в себя антенную систему и тюнер АРК-ЦТ2, и антенно-радиоприемного блока АРК-МК4, коммутатора антенных систем, блока аналого-цифровой обработки (БАЦО), блока демодуляторов, преобразователя напряжения, компакт-диска со специальным математическим обеспечением, комплекта эксплуатационной документации и комплекта кабелей.

Комплекс работает в составе с IBM-совместимой персональной ЭВМ (ПЭВМ) с процессором не хуже процессора Pentium 166 с объемом памяти ОЗУ 32 МБ, с операционной системой типа Windows 95, 98, Millennium, Windows NT 4, Windows 2000, с дисплеем с разрешением не менее 800x600. Управление аппаратурой комплекса производится как с помощью соответствующих "горячих" клавиш компьютера, так и с помощью манипулятора "мышь".

Аппаратура комплекса обеспечивает работу в следующих режимах: СПЕКТР, ПАНОРАМА, ПЕЛЕНГ, СКАНИРОВАНИЕ, ВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ, ОТЛОЖЕННАЯ ОБРАБОТКА.

Комплекс предназначен для быстрого панорамного спектрального анализа, пеленгования, обнаружения и контроля источников излучений.

12.2. Основные параметры комплекса

Наименование параметра	Значение
Тип радиоприемного устройства	ЦТ2 – двухканальный цифровой тюнер
Диапазон рабочих частот в режимах "Спектр" и "Панорама"	20 - 2020 МГц;
Диапазон рабочих частот в режиме "Пеленг"	20 - 2000 МГц;

Скорость перестройки комплекса в режиме панорамного обзора (не менее)	
Чувствительность в режиме "Пеленг" для антенной системы АРК-МК 1	100 МГц/с;
Чувствительность в режиме "Пеленг" для антенной системы АРК-МК4	5-25 мкВ/м
Точность измерения центральной частоты сигнала	20 - 100 МГц – не хуже 1 мкВ/м; 100 - 400 МГц – не хуже 2,5 мкВ/м 400 - 900 МГц – не хуже 10 мкВ/м выше 900 МГц – не хуже 20 мкВ/м
Динамический диапазон по интермодуляции третьего порядка (не менее)	не хуже 7 кГц
Инструментальная точность в режиме «Пеленг» для антенной системы АРК-МК	70 дБ
Инструментальная точность в режиме «Пеленг» для антенной системы АРК-МК4	25 - 100 МГц – не хуже 4,5° выше 100 МГц – не хуже 3° 20 - 100 МГц – не хуже 3° 100 -1000 МГц – не хуже 2° выше 1000 МГц – не хуже 3°
Время измерения пеленга	грубое измерение – не более 0,15 с точное измерение – не более 0,5 с

Все указанные режимы, кроме режима ОТЛОЖЕННАЯ ОБРАБОТКА, поддерживаются пакетом специального математического обеспечения для панорамного анализа и пеленгования СМО – ППК. Режим ОТЛОЖЕННАЯ ОБРАБОТКА выполняется при использовании программы для анализа спектральных данных СМО – АСД.

После включения аппаратуры и запуска программы комплекс автоматически переходит в режим СПЕКТР. Из этого режима можно вызвать любой другой режим работы программы.

В режимах СПЕКТР и ПАНОРАМА комплекс АРК-МК1М осуществляет панорамный анализ в диапазоне 20 - 2020 МГц при скорости не менее 100 МГц/с. Комплекс обеспечивает быстрый панорамный анализ во всем рабочем диапазоне частот с разрешением не менее 7 кГц.

В режиме СПЕКТР имеется подрежим ПОИСК, обеспечивающий автоматическое выявление активных радиоканалов и запись их параметров в базу данных.

Режим ПЕЛЕНГ используется для быстрого панорамного пеленгования источников радиоизлучения, прослушивания и записи радиопе-

редач. В режиме ПЕЛЕНГ на экране компьютера отображаются азимуты, поступающие от пеленгатора, и панорама спектров в полосе 2 МГц от одного из них. Отображается история пеленгов и история амплитуд сигналов, что позволяет оценивать динамику изменения параметров источников радиоизлучения во времени. Результаты пеленгования по сети с протоколом ТСР/ІР передаются на ПЭВМ-картограф.

В режиме СКАНИРОВАНИЕ комплекс выполняет сканирование радиоканалов в соответствии с заданием, содержащим список частот, запись на жесткий диск амплитуд, спектров, пеленгов, звуковых сигналов и соответствующих им служебных параметров, анализ зарегистрированных ранее передач.

В режиме ОТЛОЖЕННАЯ ОБРАБОТКА комплекс обеспечивает отображение накопленной в режимах СПЕКТР и ПАНОРАМА информации о загрузке радиодиапазона и результатов оценки параметров радиотелефонных каналов.

Режим ВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ предназначен для прослушивания записанных звуковых сигналов и отображения (на экране монитора) соответствующих служебных параметров.

12.3. Устройство и работа комплекса

Схема соединений комплекса приведена на рис. 12.1.

Комплекс включает в себя антенную систему АРК-МК1, которая состоит из кольцевой антенной решетки и антенного коммутатора и двухканальный цифровой тюнер АРК-ЦТ2, антенно-приемный блок (АРК-МК4), коммутатор антенных систем, блок аналого-цифровой обработки (БАЦО), блок демодуляторов и преобразователь напряжения.

С выхода антенного блока радиосигналы поступают на вход двухканального тюнера. Один канал тюнера является коммутируемым, второй – опорным. К опорному входу подключается один из элементов антенной решетки, который выполняет функции внутренней опорной антенны. В ходе пеленгования антенный коммутатор последовательно подключает антенные элементы к коммутируемому входу блока тюнеров. Пара входных радиосигналов поступает на цифровой двухканальный тюнер АРК-ЦТ2, структурная схема которого представлена на рис. 12.2. Конструктивно цифровой тюнер состоит из каскадов опорного и коммутируемого радиоканала, синтезатора и буферов,

кассеты управления, питания и опорного генератора. Кассеты радиоканала содержат преселектор и смеситель.

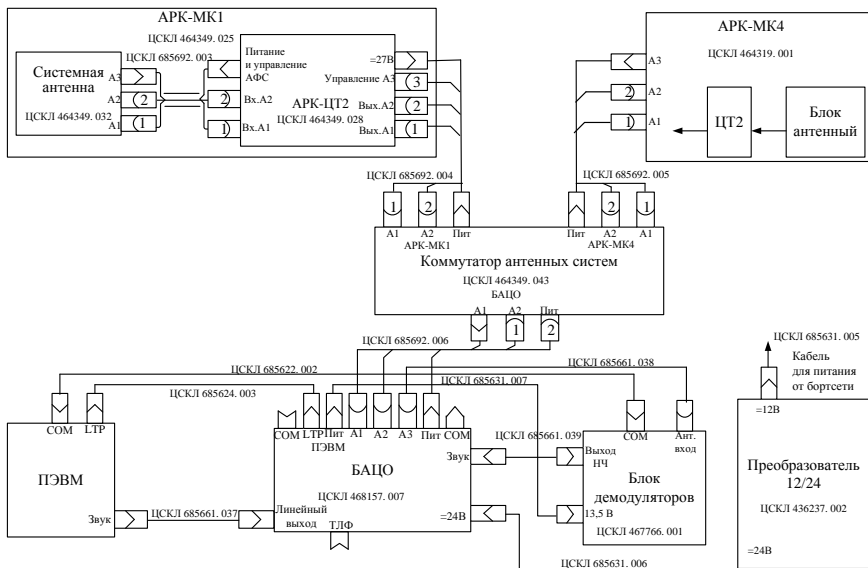


Рис. 12.1. Схема соединений комплекса

Кассеты радиоканала имеют выходы промежуточной частоты (ПЧ) 10,7 МГц. Под кассетами радиоканала располагается кассета с блоком синтезатора частоты и блоком буферов, имеющая два выхода первого гетеродина и соответственно по два выхода трёх гетеродинов подставок. Ниже располагается кассета управления, питания и опорного генератора. Кварцевый опорный генератор формирует частоту 12,8 МГц.

В состав каждого преселектора входят: блок аттенуаторов, блок коммутируемых фильтров, контроллер преселектора, блок АЦП, два коммутатора канальных фильтров. Блок аттенуаторов включает в себя аналоговый коммутатор 1 и два резистивных симметричных ослабителя на -10 дБ и -20 дБ соответственно.

При комбинировании их подключений обеспечивается ряд ослаблений: 0, -10 , -20 дБ и -30 дБ. Блок преселекции содержит десять диапазоновых коммутируемых фильтров для интервалов рабочих частот: 20 - 35, 35 - 60, 60 - 100, 100 - 170, 170 - 240, 240 - 333, 333 - 465, 465 - 700, 700 - 1012, 1012 - 2020 МГц.

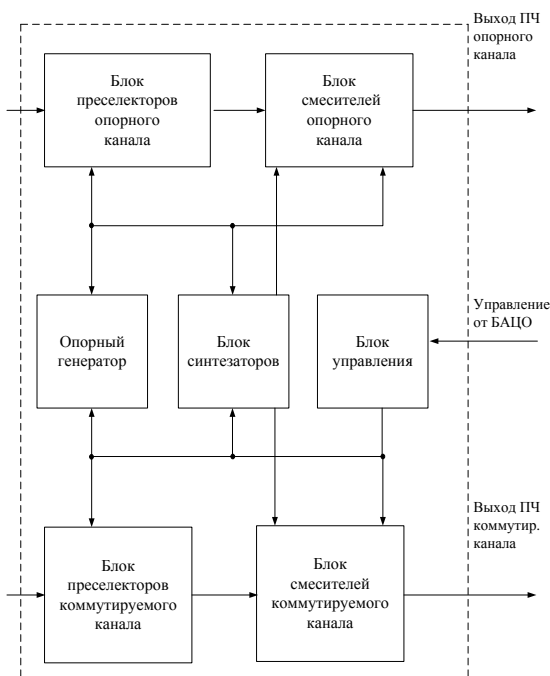


Рис. 12.2. Структурная схема тюнера АРК-ЦТ2

Коэффициент перекрытия диапазонов по частоте составляет примерно 1,7. В пределах диапазона каждый фильтр перестраивается. В диапазоне частот 20-1012 МГц применены полосно-пропускающие фильтры, а в диапазоне 1012-2020 МГц – фильтр верхних частот с регулируемой (соответственно частоте приема) частотой среза.

Управление коммутаторами и фильтрами обеспечивается блоком управления. Блок управления ЦТ2 обеспечивает прием команд компьютера по последовательной шине RS-232, передачу данных в блоки синтезатора, преселектора и смесителя тюнера, а также синхронизацию работы тюнера и БАЦО. Центральный процессор тюнера позволяет сохранять в энергонезависимом ОЗУ подстроечные параметры – коррекцию частоты тактового генератора, границы терморегулирования и т. п. Эти параметры автоматически загружаются после аппаратного сброса.

Антенная система блока АРК-МК4 (рис. 12.3 – блок АРПБ и рис. 12.4) состоит из корпуса, двух (верхней и нижней) кольцевых антенных решеток. Внутри корпуса находится антенный коммутатор и

двухканальный тюнер. Верхняя антенная решетка находится под обтекателем. Антенные элементы нижней антенной решетки закреплены на откидных траверсах.

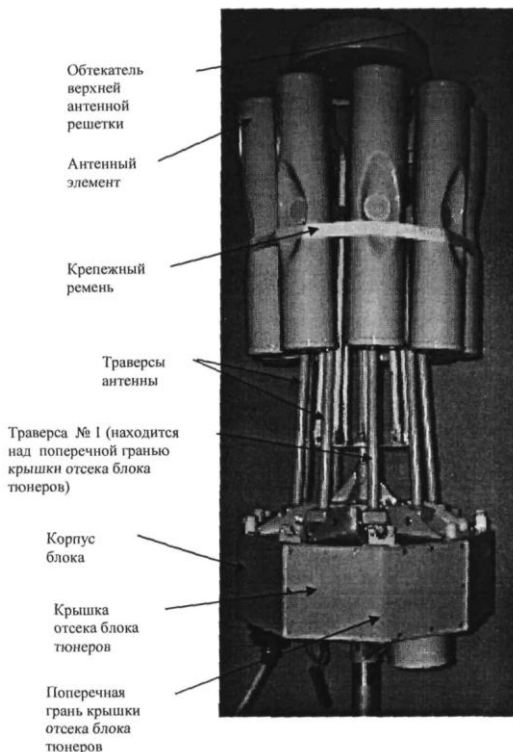


Рис. 12.3. Блок АРПБ в сложенном состоянии

С нижней стороны корпуса блока находятся входной и выходной каналы принудительного охлаждения. Входной канал охлаждения закрывает сменный воздушный фильтр. Под сеткой выходного канала находятся электрические вентиляторы, которые автоматически включаются, если температура внутри двухканального тюнера превышает 42 - 44 °С.

В ходе пеленгования антенный коммутатор последовательно подключает антенные элементы к коммутируемому входу блока тюнеров ЦТ2. Один канал блока тюнеров является коммутируемым, второй – опорным. К опорному входу подключается один из элементов антенных решеток и выполняет функции внутренней опорной антенны.

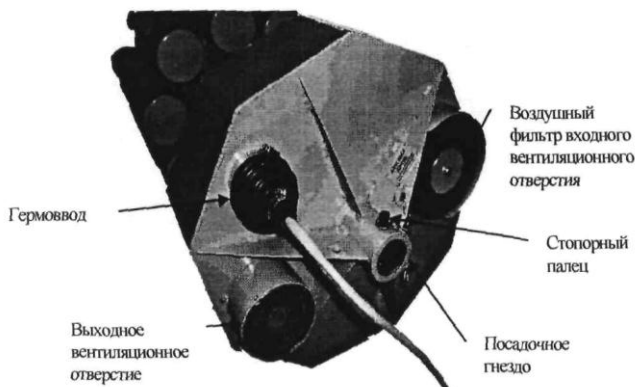


Рис. 12.4. Антенно-приемный блок АРК-МК4

После фильтрации, усиления и преобразования частоты сигналы с выходов тюнера на промежуточной частоте 10,7 МГц поступают на вход блока коммутатора антенных систем и далее, через коммутатор антенных систем, на блок аналого-цифровой обработки (БАЦО).

Коммутатор антенных систем осуществляет переключение антенных систем АРК-МК1 и АРК-МК4.

БАЦО преобразует пару аналоговых сигналов промежуточной частоты в цифровой код и осуществляет его цифровую обработку в соответствии с алгоритмами спектрального анализа и пеленгования. БАЦО подключается к параллельному и последовательному портам ПЭВМ.

Для слухового контроля радиопередач используется блок демодуляторов, который обеспечивает демодуляцию сигналов на промежуточной частоте 10,7 МГц в следующих режимах: WFM – широкополосная угловая модуляция; NFM – узкополосная угловая модуляция; AM – амплитудная модуляция; LSB, USB – однополосная модуляция; CW – цифровая телеграфия.

Звуковой сигнал с выхода блока демодуляторов поступает в БАЦО, где он разветвляется на две составляющие. Первая составляющая усиливается и поступает на выход «ГЛФ», вторая составляющая проходит на линейный выход БАЦО. С линейного выхода БАЦО через кабель с внутренним аттенюатором сигнал поступает на микрофонный вход звуковой платы ПЭВМ.

Малые массогабаритные и высокие точностные характеристики комплекса позволяют его применять в составе систем радиоконтроля обстановки или картографического отображения зон ответственности вертолётов типа МИ-8, МИ-26.

13. Построение беспойскового комплекса контроля средств радиолокации

Современная элементная база [антенны, маломощные усилители (МШУ), логарифмические видеоусилители (ЛВУ), АЦП, ПЛИС)] позволяет создавать высокоэффективные многоканальные мгновенные измерители частоты и направления ИРИ сантиметрового диапазона. Схема построения системы, состоящей из двух полушарностей [правой – (0 - 180°) и левой – (180 - 360°)], показана на рис. 13.1.

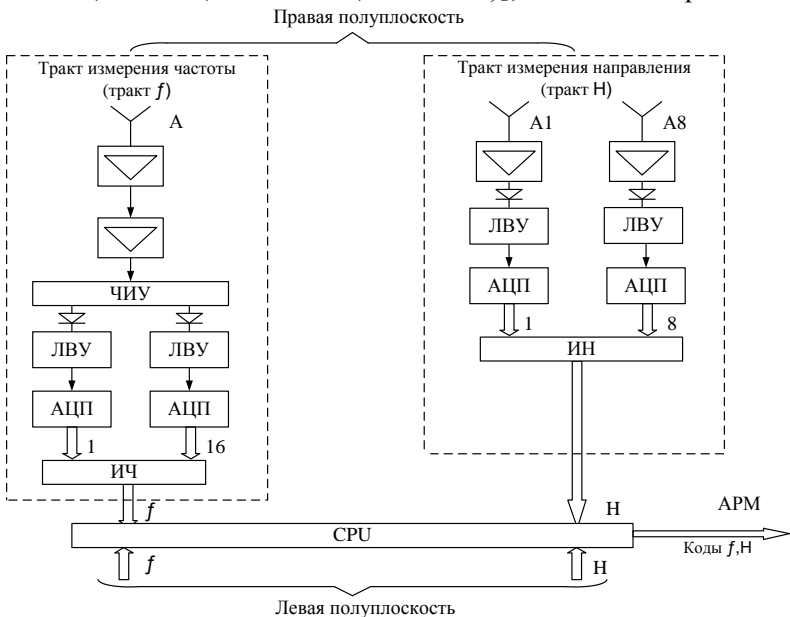


Рис. 13.1. Структурная схема беспойскового комплекса контроля

Измерение частоты сигнала осуществляется трактом f. Особенно тракта f является использование антенны с линзой, ограничителя на МШУ, шестнадцатиканального частотно-измерительного устройства (ЧИУ) на однорезонаторных направленных фильтрах с полосой пропускания на уровне 3-4 дБ и разносом резонансных частот $\Delta f = 0,4$ ГГц, ЛВУ с гальванической связью и динамическим диапазоном (ДД) уровней входных сигналов 40 - 50 дБ, а также восьмиразрядных АЦП

для межканальной функциональной обработки распределения откликов сигнала на выходах фильтров ЧИУ в измерителе частоты (ИЧ) на ПЛИС.

На рис. 13.2, 13.3 даны АЧХ смежных каналов ЧИУ, участвующих в отсчете f , соответственно для аппроксимации треугольной (линейной)

функции $P = kf_N$ и экспоненциальной функции $P = e^{-2.8(f_N/\Delta f)^2}$, где P – текущее значение мощности отклика сигнала на выходе фильтра ЧИУ, соответствующее приему сигнала с частотой f_N ; $k = \Delta P/\Delta f$; ΔP – изменение (уменьшение) мощности отклика сигнала в фильтре при расстройке на величину Δf , равную $f_{N+1} - f_N$.

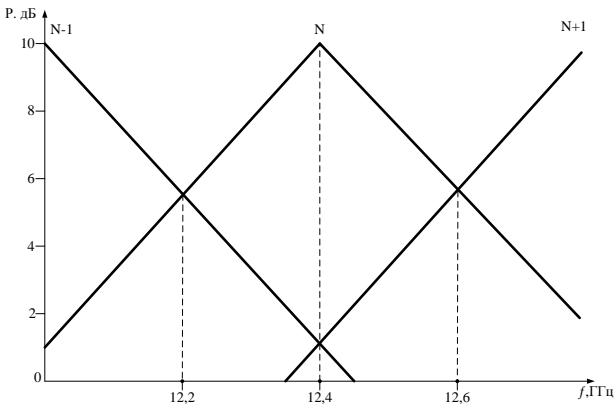


Рис.13.2. Аппроксимация АЧХ смежных каналов ЧИУ треугольной (линейной) функцией

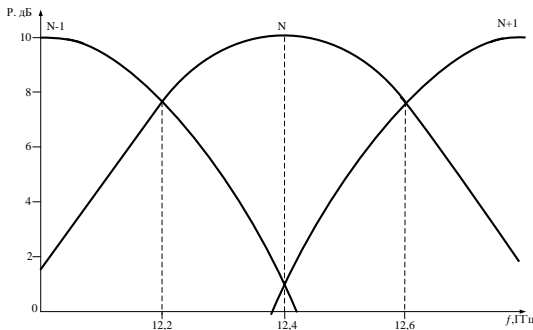


Рис.13.3. Аппроксимация АЧХ смежных каналов ЧИУ экспоненциальной функцией

Отсчет частоты в канале производится по следующему эвристическому алгоритму (рис. 13.4):

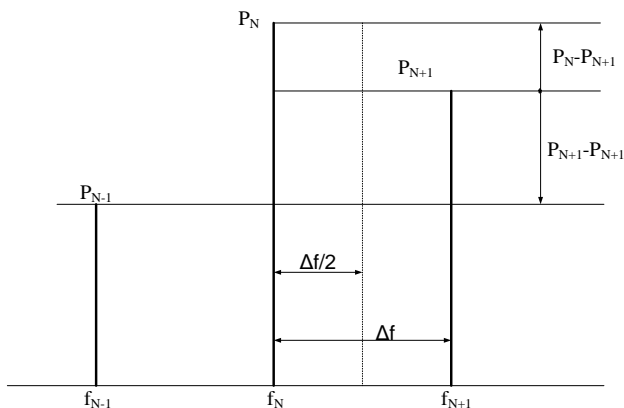


Рис. 13.4. Эвристический алгоритм отсчета частоты

– на участке ДД от $P_{N(\max)}$ до P_{n+1} отклик сигнала принимается только фильтром ЧИУ с номером N . Здесь значение частоты определяется резонансной частотой фильтра $N - f_N$;

– на участке ДД от P_{N+1} до P_{N-1} отклик сигнала принимается фильтрами N и $N+1$. Здесь значение частоты определяется частотой $(f_N + f_{N+1})/2$ или $f_N + \Delta f/2$;

– на участке ДД от f_{N-1} до уровня чувствительности сигнал принимается тремя каналами N , $N+1$ и $N-1$. Здесь значение частоты определяется частотой $(f_N + f_{N+1} + f_{N-1})/3$ или f_N .

Усреднённое по ДД (среднее взвешенное) значение возможных отсчётов $f_{\text{изм}}$, определяется как

$$f_{\text{изм}} = \frac{f_N (P_N - P_{N+1}) + (f_N + \Delta f/2)(P_{N+1} - P_{N-1}) + f_{N-1} P_{N-1}}{P_N} = f_N + \frac{\Delta f}{2} \left(\frac{P_{N+1} - P_{N-1}}{P_N} \right). \quad (13.1)$$

Таким образом, значение частоты может быть определено значением резонансной частоты настройки фильтра канала с максимальным уровнем мощности отклика сигнала f_N и поправкой

$$\frac{\Delta f}{2} \left(\frac{P_{N+1} - P_{N-1}}{P_N} \right), \quad (13.2)$$

не зависящей от участка частотного диапазона, на котором находится измеряемая частота.

В табл. 13.1, 13.2 приведены составляющие погрешности измерения $m = f_i - f_{\text{изм}}$ для линейной и экспоненциальной аппроксимаций АЧХ фильтров ЧИУ.

Таблица 13.1

f_i , МГц	P_{N-1} , дБ	P_N , дБ	P_{N+1} , дБ	$f_{изм.}$, МГц	m , МГц
12 400	1,5	10	1,5	12 400,00	0,00
12 425	0,97	9,47	2,04	12 422,60	2,40
12 450	0,44	8,94	2,56	12 447,43	2,57
12 475	0	8,4	3,95	12 494,05	19,05
12 500	0	7,87	3,63	12 492,25	7,75
12 525	0	7,34	4,16	12 513,35	11,65
12 550	0	6,81	4,69	12 537,74	12,26
12 575	0	6,28	5,22	12 566,24	8,76
12 600	0	5,75	5,75	12 600,00	0,00

Таблица 13.2

f_i , МГц	P_{N-1} , дБ	P_N , дБ	P_{N+1} , дБ	$f_{изм.}$, МГц	m , МГц
12 400	1,5	10	1,5	12 400,00	0,00
12 425	0,47	9,97	2,58	12 442,33	17,33
12 450	0	9,87	3,54	12 471,73	21,73
12 475	0	9,7	4,43	12 491,34	16,34
12 500	0	9,47	5,25	12 510,88	10,88
12 525	0	9,18	6,01	12 530,94	5,94
12 550	0	8,81	6,7	12 552,10	2,10
12 575	0	8,38	7,33	12 574,94	0,06
12 600	0	7,89	7,89	12 600,00	0,00

В табл. 13.3 и 13.4 даны составляющие СКО погрешностей σ_1 , σ_2 , σ_3 , обусловленные неидентичностью АЧХ фильтров и приёмных каналов ($\pm 1,5$ дБ), суммарные СКО погрешностей $\sigma_\Sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2}$ и погрешности измерения частоты в 95% случаев измерений $m \pm 2\sigma_\Sigma$ (итоговая ошибка) для линейной и экспоненциальной аппроксимаций АЧХ фильтров. Максимальное значение неидентичности АЧХ фильтров принималось равным $\pm 1,5$ дБ. Считая закон распределения неидентичности близким к нормальному, СКО неидентичности АЧХ составляет $1,5/3 = 0,5$ дБ.

Расчёты для участка ДД от $f_N = 12\,400$ МГц до $f_{N+1} + \Delta f/2 = 12\,600$ МГц в динамическом диапазоне уровней мощности сигналов ДД = 10 дБ.

Абсолютные значения погрешности измерения частоты (13.1) вследствие независимости величины поправки от измеряемого ее значения будут одинаковы для всех участков частотного диапазона ИЧ.

Таблица 13.3

f_i МГц	$f_{изм}(P_{N-1} \pm 0,5 \text{ дБ})$ МГц	$f_{изм}(P_N \pm 0,5 \text{ дБ})$ МГц	$f_{изм}(P_{N+1} \pm 0,5 \text{ дБ})$ МГц	σ_1 МГц	σ_2 МГц	σ_3 МГц	σ_Σ МГц	Итоговая ошибка МГц
12 400	12 390,00	12.400,00	12 410,00	10,00	0,00	10,00	14,14	28,28
12 425	12 412,04	12.423,86	12 433,16	10,56	1,26	10,56	14,99	32,38
12 450	12 436,24	12.450,24	12 458,61	11,19	2,81	11,19	16,07	34,71
12 475	–	12.500,00	12 505,95	0,00	5,95	11,90	13,31	45,67
12 500	–	12.498,51	12 504,96	0,00	6,26	12,71	14,16	36,08
12 525	–	12.521,64	12 526,98	0,00	8,29	13,62	15,95	43,54
12 550	–	12.548,65	12 552,42	0,00	10,91	14,68	18,30	48,85
12 575	–	12.580,62	12 582,17	0,00	14,38	15,92	21,46	51,67
12 600	–	12.619,05	12 617,39	0,00	19,05	17,39	25,79	51,59

Таблица 13.4

f_i МГц	$f_{изм}(P_{N-1} \pm 0,5 \text{ дБ})$ МГц	$f_{изм}(P_N \pm 0,5 \text{ дБ})$ МГц	$f_{изм}(P_{N+1} \pm 0,5 \text{ дБ})$ МГц	σ_1 МГц	σ_2 МГц	σ_3 МГц	σ_Σ МГц	Итоговая ошибка МГц
12 400	12 390,00	12 400,00	12 410,00	10,00	0,00	10,00	14,14	28,28
12 425	12 432,30	12 444,56	12 452,36	10,03	2,23	10,03	14,36	46,05
12 450	–	12 475,56	12 481,86	0,00	3,83	10,13	10,83	43,39
12 475	–	12 496,30	12 501,65	0,00	4,96	10,31	11,44	39,22
12 500	–	12 517,06	12 521,44	0,00	6,18	10,56	12,24	35,35
12 525	–	12 538,48	12 541,83	0,00	7,54	10,89	13,25	32,44
12 550	–	12 561,25	12 563,45	0,00	9,15	11,35	14,58	31,26
12 575	–	12 586,04	12 586,87	0,00	11,10	11,93	16,30	32,66
12 600	–	12 613,53	12 612,67	0,00	13,53	12,67	18,54	37,08

Таким образом, рассмотренный измеритель может обеспечить измерение несущей частоты с относительной погрешностью в диапазоне частот с перекрытием 1,5 в пределах от 0,23 до 0,41% в нижней части частотного диапазона и от 0,15 до 0,23% в верхней части частотного диапазона.

При точной настройке (выравнивании коэффициентов передачи фильтров ЧИУ) абсолютная величина погрешности измерения частоты может быть сведена до величины дискрета отсчета частоты, равной 8 - 10 МГц.

Оценка точности измерения направления в тракте Н проведена с учетом следующих особенностей:

- в каналах применяются приемники прямого усиления с логарифмическими видеоусилителями с динамическим диапазоном выходных сигналов, равным ДД = 90 - 100 дБ и восьмиразрядны-

ми аналого-цифровыми преобразователями с дискретностью измерения относительного уровня мощности 0,35 дБ;

– отсчет направления (курсовых углов) осуществляется аналогично способу межканальной функциональной обработки измерения частоты. Его сущность для тракта N заключается в измерении направления с дискретностью, равной углу между максимумами диаграмм направленности (ДН) двух соседних антенн, для каждого значения относительного уровня мощности принятого сигнала, измеряемого АЦП, и вычислении в измерителе направления (ИН) среднего арифметического отсчета направления по всем уровням откликов сигнала в ДД составляющим 12 -15 дБ;

– расчет ошибок производится в секторе углов от направления максимума ДН антенны одного из каналов тракта N до направления пересечения ДН антенны данного канала с ДН соседней антенны;

– расчет направлений на источники РИ производится по реально измеренным ДН рупорных эллиптических антенн при идентичных АЧХ каналов тракта N – вычисление математического ожидания направления и при введении неидентичности АЧХ каждого из каналов тракта N , принимающего сигнал с заданного направления.

Величина неидентичности АЧХ каналов принимается равной 6 дБ (отклонение коэффициента передачи каждого канала от номинального значения на ± 3 дБ); ширина ДН антенн измеряется на трех верхней f_v , средней f_{cp} и нижней f_n , частотах диапазона и соответственно составляет на уровне минус 3 дБ 22,5, 29 и 34°; угол между максимумами ДН соседних антенн равен 22,5°.

Принцип работы и вычисление направления канала N поясняется на рис. 13,5, где приняты следующие обозначения:

$\varphi_N, \varphi_{N+1}, \varphi_{N-1}$ – направления максимумов ДН соответствующих каналов пеленгатора с номерами $N, N + 1, N - 1$,

P_N, P_{N+1}, P_{N-1} относительные уровни мощности сигнала, измеренные АЦП и отсчитанные от уровня чувствительности;

2α – угол между максимумами ДН соседних антенн.

Алгоритм функционирования канала N аналогичен эвристическому алгоритму тракта измерения f :

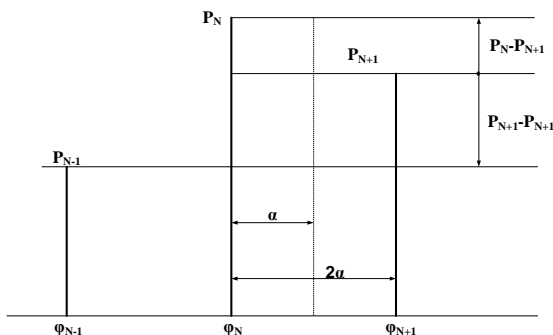


Рис. 13.5. Эвристический алгоритм измерения пеленга

– на участке ДД, в котором происходит сравнение относительных уровней мощности сигнала от P_N до P_{N+1} , отклик сигнала принимается только одним каналом N . В этом случае отсчитывается направление φ_N ;

– на участке ДД от P_N до P_{N-1} отклик сигнала принимается двумя каналами N и $N+1$. В этом случае отсчитывается среднее направление $(\varphi_N + \varphi_{N+1})/2$ или $\varphi_N + \alpha$;

– на участке ДД от P_{N-1} до уровня чувствительности отклик сигнала принимается каналами N , $N+1$, $N-1$. В этом случае отсчитывается среднее направление – φ_N :

$$\frac{\varphi_{N-1} + \varphi_N + \varphi_{N+1}}{3} = \frac{\varphi_N + \varphi_{N+2\alpha} + \varphi_{N-2\alpha}}{3} = \varphi_N. \quad (13.3)$$

Усредненное по ДД (среднее взвешенное) значение направления возможных отсчетов φ_1 определяется аналогично (13.1):

$$\varphi_1 = \varphi_N + \alpha \frac{(P_{N+1} - P_{N-1})}{P_N} \quad (13.4)$$

Рассчитанные значения математических ожиданий измеренных направлений φ_1 ошибок пеленгования на трех частотах f_H , f_{CP} , f_B при сравнении уровней мощности и сигналов в динамическом диапазоне 10, 13 и 15дБ соответственно приведены в табл. 13.5.

Оценка среднеквадратических ошибок пеленгования σ в 95% случаев производилась следующим образом:

Таблица 13.5

Ф _{ист} , град	Ф ₁ , град			m, град		
	f _н	f _{ср}	f _в	f _н	f _{ср}	f _в
0	0,55	0	-0,42	0,55	0	09,42
1	1,55	0,69	0,86	0,55	0,81	0,14
2	2,68	1,3	2,17	0,68	0,7	0,17
3	3,69	1,89	3,25	0,69	1,11	0,25
4	4,71	2,59	4,28	0,71	1,41	0,28
5	5,63	3,98	5,1	0,63	1,02	0,1
6	6,56	5,31	6,03	0,56	0,69	0,03
7	7,52	6,49	6,88	0,52	0,51	0,12
8	8,38	7,5	7,13	0,38	0,5	0,27
9	8,89	8,58	8,59	0,11	0,42	0,41
10	10,07	9,51	9,51	0,07	0,49	0,49
11,25	11,14	10,82	11,05	0,11	0,43	0,2

– определялись составляющие среднеквадратических ошибок пеленгования $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ при среднеквадратической величине отклонения от номинального значения коэффициента передачи в каждом канале пеленгатора, принимающем сигнал с заданного направления. Величина среднеквадратического отклонения принималась равной 1дБ (одна третья часть максимального отклонения 3 дБ);

– определялись значения суммарных среднеквадратических ошибок пеленгования по формуле

$$\sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2}, \quad (13.5)$$

– вычислялись ошибки пеленгования в 95% случаев $m \pm 2\sigma$.

Рассчитанные значения σ и $m \pm 2\sigma$ приведены в табл. 13.6.

Таблица 13.6

Ф _{ист} , град	σ, град			m±2σ, град		
	f _н	f _{ср}	f _в	f _н	f _{ср}	f _в
0	1,79	1,5	1,63	4,25	3	3,68
1	1,71	1,41	1,44	3,87	3,13	3,02
2	1,86	1,34	1,29	4,4	3,38	2,75
3	1,85	1,28	1,18	4,39	3,67	2,61
4	1,78	1,22	1,09	4,27	3,85	2,46
5	1,74	1,44	1,02	4,11	3,9	2,14
6	1,68	1,04	0,96	3,92	2,77	1,95
7	1,65	0,99	0,91	3,82	2,49	1,94
8	1,62	0,94	0,87	3,62	2,38	2,01
9	1,61	0,26	0,85	3,33	2,94	2,11
10	1,6	0,88	0,82	3,27	2,25	2,13
11,25	1,73	0,87	0,2	3,6	2,17	0,6

Из табл.13.6 видно, что СКО не превышает $1,86^\circ$, а рассчитанные для 95% случаев ошибки пеленгования не превышают $\pm 4,5^\circ$.

Контроллер (CPU) упаковывает коды f, N и сопрягает систему с АРМ, обеспечивающим выполнение следующих задач:

- формирование интегрированной объектово-координатной обстановки (картографического фона) в зоне ответственности комплекса;
- определение текущих координат местоположения ИРИ при совместной работе с другими аналогичными системами;
- передача картографического фона зоны ответственности в реальном масштабе времени в систему обработки обобщенной информации.

Таким образом, предложенное построение информационно-измерительной системы мгновенного измерения частоты и направления ИРИ сантиметрового диапазона позволяет более эффективно по сравнению с известными многоканальными измерителями направления и частоты с независимым отсчетом использовать его для целей контроля радиотехнической обстановки.

При использовании нормирования коэффициентов передачи в каналах тракта измерителя N по частоте и записи поправок в ПЗУ АРМ погрешность измерения направления, с учётом одновременного определения частоты, может быть снижена на 25 - 30%.

14. ПОСТРОЕНИЕ ПОИСКОВОГО КОМПЛЕКСА КОНТРОЛЯ СРЕДСТВ РАДИОЛОКАЦИИ

Беспоисковый способ радиотехнического контроля не обеспечивает в полной мере выполнения задач по классификации радиоизлучений из-за низкой точности определения несущей частоты и малой чувствительности приемника. Ввиду широкополосности у него низкая помехоустойчивость и при большом потоке входных сигналов он теряет свое преимущество в высокой вероятности обнаружения сигналов, является избыточным, дорогостоящим и сложным для применения.

Перспективнее поисковый способ построения комплексов, так как уже имеется элементная база (фильтры на ЖИГ, управляемые аттенюаторы, маломощные усилители и т.д.) с характеристиками, удовлетворяющими требованиям по созданию высокоэффективных средств радиотехнического контроля.

Комплексы радиоконтроля перекрывают четыре поддиапазона (от дециметрового до миллиметрового). Все поддиапазоны идентичны и

работают независимо друг от друга. Структура построения одного из поддиапазонов комплекса дана на рис. 14.1.

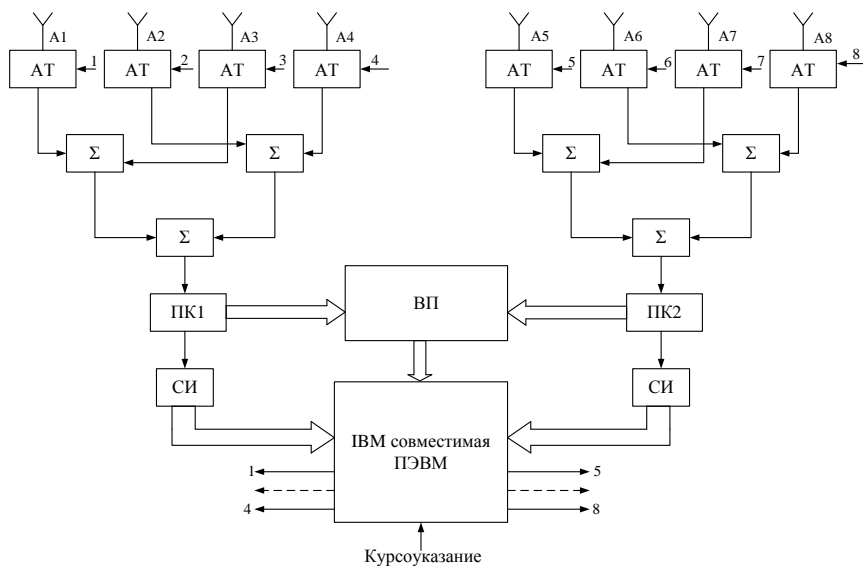


Рис. 14.1. Структурная схема поискового комплекса контроля

Для каждого ее поддиапазона имеется по 8 направленных антенн (A1 - A8), перекрывающих сектор обзора по азимуту 0 - 360° по углу места 45°. Поиск по направлению обеспечивается электронно-управляемыми аттенуаторами (АТ). Четные и нечетные антенны объединяются сумматорами соответственно в два приемных канала (ПК1, ПК2) и, таким образом, пеленгование ведется путем моноимпульсного сравнения амплитуд сигналов в соседних антеннах и вычисляется пеленг (ВП).

Поиск по частоте и определение несущей частоты в каждом ПК обеспечивается фильтром на ЖИГ. Высокая чувствительность (10^{-9} - 10^{-10} Вт) создается за счет мал шумящих усилителей. Управление ПК и обработка принимаемых сигналов, их классификация с определением типа осуществляется ПЭВМ.

Комплекс может работать в режимах обзора, анализа и пеленгования сигналов. Для повышения вероятности обнаружения радиоизлучения предусмотрен подрежим работы с открытыми АТ, т.е. проводится поиск по частоте за время 10 - 100 мс, а также быстрый поиск по направлению за время - 50 мкс. Временные параметры принимае-

мых сигналов измеряются специальными измерителями и обрабатываются в ПЭВМ.

Для обеспечения высокой точности пеленгования используются скалярные рупорные антенны с симметричной диаграммой направленности $2\tau = 45^\circ \times 45^\circ$. Они имеют почти треугольную форму ДН, позволяющую обеспечить дискретность измерения уровня сигналов 1-1,5 дБ, что соответствует дискретности пеленгования по азимуту 1,4 - 2,8°. ДН рупоров в дециметровом и миллиметровом поддиапазонах частот практически не изменяются, изменение ДН на краях поддиапазонов не более $\pm(3-4)^\circ$, что обеспечивает высокую идентичность антенн. Уровень боковых и задних лепестков ДН в пределах 25-30 дБ. Антенны обеспечивают прием сигналов с любой поляризацией практически без потерь.

Основное влияние на ошибку пеленгования оказывает неидентичность ПК, которая может быть уменьшена при обработке сигналов в ПЭВМ путем учета их АЧХ.

СКО составляет 1,8° при значениях неидентичности ПК 1,5 дБ, шаге квантования сигнала 1,5 дБ и усреднении по 4 импульсам.

Натурные испытания комплекса подтвердили результаты моделирования (СКО составила 2°).

Основные характеристики комплекса представлены в табл.14.1.

Таблица 14.1

Наименование параметра	Значение
Чувствительность, дБ Вт	100
Точность измерения несущей частоты, %	0,1
Время обзора:	
по частоте, мс	10
по направлению, мкс	40
Точностные параметры	
по длительности импульсов, мкс	0,1
по периоду следования, мкс	1
по азимуту, град	2
Виды принимаемых сигналов	Любые излучения РЛС
Вероятность обнаружения одновременно работающих РЛС при входном потоке сигналов:	
25 кГц	0,72
50 кГц	0,66

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Во второй части учебного пособия описаны средства радиоэлектронного наблюдения, рассмотрены теоретические и практические аспекты построения типовых средств наблюдения. Описаны принципы построения устройств селекции и измерения параметров сигналов, особенности обнаружения и анализа сигналов радиосвязных средств, в том числе широкополосных и спутниковых систем связи.

Дана оценка методов распознавания РЭС, моделирования радиоэлектронной обстановки и эффективности средств радиоэлектронного наблюдения.

Сравнительно новыми являются вопросы построения беспойскового и поискового комплексов контроля на перспективной элементной базе, где дан анализ погрешностей измерения частоты, направления, длительности и уровня сигнала.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Радзиевский В. Г., Сирота А. А.. Информационное обеспечение радиоэлектронных систем в условиях конфликта. – М.: ИПЖР, 2001.
2. Антагонистический конфликт радиоэлектронных систем. Методы и математические модели / Под ред. В. М. Шляхина. – М.: Радиотехника, 2004.
3. Радзиевский В. Г., Сирота А. А.. Теоретические основы радиоэлектронной разведки. 2-е изд. – М.: Радиотехника, 2002.
4. Основы теории радиоэлектронной борьбы / Под ред. Н. Ф. Николенко. – М.: Воениздат, 1987.
5. Вартанисян В. И. Радиоэлектронная разведка. 2-е изд. – М.: Воениздат, 1991.
6. Вакин С. А., Шустов Л. Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. – М.: Сов. радио, 1968.
7. Демин В. П., Куприянов А. И., Сахаров А. В. Радиоэлектронная разведка и радиомаскировка. – М.: изд. МАИ, 1997.
8. В. В. Цветнов, В. П. Демин, А. И. Куприянов. Радиоэлектронная борьба: радиомаскировка и помехозащита. – М.: изд. МАИ, 1999.
9. В. В. Цветнов, В. П. Демин, А. И. Куприянов. Радиоэлектронная борьба: радиоразведка и радиопротиводействие. – М.: изд. МАИ, 1998.
10. Рембовский А. М.. Комплекс АРК-МК ЦСКЛ. 464349. 051РЭ.
11. Чекрыгин Э. В., Андреев В. М., Байлов В. В. и др. Вариант построения информационно-измерительного комплекса ИГИ// Вопросы специальной радиоэлектроники. Серия ОВР. – М. – Таганрог, 2001.

12. Чекрыгин Э. В., Андреев В. М., Байлов В. В. и др. Информационно-измерительная система источников радиоизлучений// Вопросы специальной радиоэлектроники, Серия ОВР. – М. – Таганрог, 2003, вып.1.

13. Молодцов Е. А., Байлов В. В.. Вариант построения комплекса радиотехнического контроля// Научно-технический сборник ФГУП «ТНИИС»- 10 лет конверсии – М. – Таганрог, 2000.

14. Чекрыгин Э. В., Байлов В. В. и др. Комплекс автоматизированного радиоконтроля аналоговых и цифровых каналов связи// Научно-технический сборник ФГУП «ТНИИС»- 10 лет конверсии – М.- Таганрог, 2000.

15. Чекрыгин Э. В., Байлов В. В. и др. Система картографического отображения зон ответственности вертолетов типа МИ-8, МИ-24// Научно-технический сборник ФГУП «ТНИИС»- 10 лет конверсии – М: – Таганрог, 2000.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	3
1. Селекция сигналов при радиоэлектронном наблюдении	4
1.1 Общие сведения об анализе и селекции сигналов	4
1.2. Принцип работы селектирующих устройств	5
1.3. Характеристики качества решения задач селекции сигналов	10
2. Оценка распознавания при радиоэлектронном наблюдении	14
2.1. Распознавание радиоэлектронных средств	14
2.2. Статистическая сущность распознавания РЭС	15
2.3. Некоторые понятия и определения	16
2.4. Вероятность распознавания типа РЭС	18
2.5. Вероятность распознавания назначения радиоэлектронных средств	20
2.6. Влияние ошибок измерения параметров радиосигналов на вероятность распознавания типа и назначения РЭС	22
2.7. Поэкземплярное распознавание радиоэлектронных средств	24
2.8. Индивидуальные признаки сигналов для поэкземплярного распознавания РЭС	26
3. Построение средств пассивного наблюдения	30
3.1. Типовые схемы построения приемоанализирующей аппаратуры	30

3.2. Поисковый по частоте приемник панорамного типа	33
3.3. Беспойсковый по частоте приемник многоканального типа	35
3.4. Беспойсковый приемник с функциональной обработкой сигналов при измерении частоты	37
3.5. Приемники комбинированного типа	38
3.6. Амплитудный приемник-пеленгатор	40
3.7. Фазовый приемник-пеленгатор	42
4. Использование перспективной элементной базы функциональной электроники и цифровой техники обработки сигналов	43
4.1. Акустооптоэлектронная техника обработки сигналов	43
4.2. Акустоэлектронная техника обработки сигналов	46
4.3. Магнитоэлектронная техника обработки сигналов	49
5. Цифровая техника обработки сигналов	51
5.1. Цифровой прием сигналов	51
6. Особенности анализа сигналов радиосвязных средств	54
6.1. Общие сведения об анализе сигналов радиосвязных средств	54
6.2. Особенности анализа сигналов КВ- и УКВ- систем связи .	57
6.3. Особенности анализа сигналов систем спутниковой связи .	59
7. Моделирование радиоэлектронной обстановки	61
8. Применение теории массового обслуживания к решению задач радиоэлектронного наблюдения	71
9. Характеристика поисковых способов определения частоты	73
10. Оценка эффективности средств радиоэлектронного наблюдения	76
11. Роль и место пассивных средств радиоэлектронного наблюдения	77
12. Комплекс АРК-МК	82
12.1. Назначение и состав комплекса	82
12.2. Основные параметры комплекса	83
12.3. Устройство и работа комплекса	85
13. Построение беспойскового комплекса контроля средств радиолокации	90
14. Построение поискового комплекса контроля средств радиолокации	98
Заключение	101
Библиографический список	101
Содержание	102

Байлов Владимир Васильевич

Плаксиенко Владимир Сергеевич

Средства радиоэлектронного наблюдения

Учебное пособие

Редактор

Белова Л.Ф.

Корректор

Селезнева Н.И.

ЛР № 02565 от 23.06.1997 г. Подписано к печати «__». _____.2009 г.

Формат 60×84 $\frac{1}{16}$

Печать офсетная

Усл. п. л. – 6,7

Заказ №

Бумага офсетная

Уч. изд. л. – 6,5

Тираж 50 экз.

«С»

Издательство Технологического института
Южного федерального университета
ГСП 17А, Таганрог, 28, Некрасовский, 44
Типография Технологического института
Южного федерального университета
ГСП 17А, Таганрог, 28, Энгельса. 1