

Федеральное агентство по образованию

Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского

Национальный проект «Образование»

Инновационная образовательная программа Нижегородского университета:

Образовательно-научный центр

«Информационно-телекоммуникационные системы:
физические основы и математическое обеспечение»

Защита информационных радиосистем от помех

Учебное пособие

Нижний Новгород
Издательство Нижегородского госуниверситета
2006

УДК 621.396.6 : 621.391

ББК 23.2.2.1

3–40

Рецензент

В.И. Есипенко — д.ф.-м.н., профессор,

зав. кафедрой теории сигналов и цепей

Нижегородского государственного технического университета

340 Защита информационных радиосистем от помех: Учебное пособие / Под ред. И.Я. Орлова. — Нижний Новгород: Изд-во Нижегородского государственного университета, 2006. — 200 с.

ISBN 5-85746-924-4

В учебном пособии приведены данные об основных источниках помех в современных информационных системах. Изложены основные понятия проблемы электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств (РЭС), оценивается влияние нелинейных и нестационарных эффектов на эффективность радиоприемных устройств. Приводятся основные способы защиты РЭС от непрерывных и импульсных помех, рассматриваются способы защиты радиоприемных устройств от перегрузок. Анализируются методы защиты радиоустройств от внутренних радиопомех.

Для студентов радиофизического факультета специальностей «Радиофизика и электроника» и «Информационные системы в радиофизике и телекоммуникациях».

Издано в рамках Инновационной образовательной программы ННГУ: Образовательно-научный центр «Информационно-телекоммуникационные системы: физические основы и математическое обеспечение»

ISBN 5-85746-924-4

ББК 23.2.2.1

© Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, 2006

1. Современная электромагнитная обстановка

Интенсивное развитие средств передачи информации (радиосвязи, телеметрии, радиолокации и т.д.) привело к значительной насыщенности эфира электромагнитными излучениями. Причем ситуация осложняется тем, что в ограниченном пространстве одновременно могут работать десятки и сотни радиоэлектронных средств (РЭС) в непрерывном и импульсном излучении, простыми и сложными сигналами, на прием и на передачу. Так, на океанском корабле, используемом в качестве пункта слежения, связи и управления космическим кораблем, имеется: радиосвязное КВ- и УКВ-оборудование; система определения координат корабля; система единого времени; система приема данных о координатах спутника; система медицинского контроля состояния космонавтов; система слежения за спутником при помощи РЛС ($P_{изл}=1$ МВт, $f \in 5,4 \div 5,8$ Гц); система командного управления ($P_{изл}=10$ кВт, $f \in 400 \div 500$ МГц); система приема телеметрических данных ($P_{пр} = -127$ дБ/Вт, $f \in 105 \div 140$ МГц, $210 \div 200$ МГц; $2,2 \div 2,3$ ГГц); система КВ- и ДМВ-радиосвязи для передачи в реальном масштабе времени телеметрических данных, полученных от спутника, и т.д.

Тесноту в эфире увеличивает не только количественный рост радиоэлектронной техники, но и некоторые ее качественные изменения. Высокий уровень чувствительности (до 10^{-22} Вт) и широкая полоса пропускания многих современных радиоприемных устройств (РПУ) делают их весьма подверженными радиопомехам. Это относится, например, к приемной аппаратуре с малошумящими входными усилителями, при разработке которых главное внимание уделяется повышению чувствительности. Подобная аппаратура подвержена не только регулярным излучениям передатчиков, но и воздействию хаотических широкополосных помех, порождаемых разнообразными переключателями, коммуникационными устройствами, системами зажигания и т.д.

Создание сверхмощных импульсных передатчиков привело к росту излучений на второй, третьей и последующих гармониках основной частоты.

Необходимо отметить, что значительное количество РЭС работает одновременно в одном и том же диапазоне частот. Отсюда видно, что в современных условиях весьма вероятно поступление помехи на вход радиоприемных устройств от близрасположенных РЭС, причем эта помеха может иметь весьма большой уровень. Несмотря на это, часто основное внимание разработчиков радиоаппаратуры уделяется получению максимально возможного отношения сигнал/шум. Здесь необходимо остановиться на критерии целесообразности, т.е. в столь сложной помеховой ситуации, о которой было сказано выше, может быть и нецелесообразно добиваться очень большого отношения сигнал/шум. Целесообразно при определенном (удовлетворительном для практики) отношении сигнал/шум стремиться к получению лучших характеристик совместимости РЭС. Таким образом, одной из проблем, возникающих при создании и эксплуатации РЭС, является обеспечение электромагнитной совместимости РЭС (ЭМС РЭС). Под этим названием понимается также совокупность свойств РЭС и условий их использования, при которых возможна нормальная работа РЭС (т.е. сохранение их определенных качественных характеристик). Эта проблема охватывает широкую область радиоэлектроники и включает в себя:

- 1) анализ помеховых ситуаций и прохождения сигналов (помех) через типовые РЭС;
- 2) синтез сигналов, РПУ, передатчиков и антенных устройств, обеспечивающих ЭМС РЭС;
- 3) организацию работы РЭС, обеспечивающую минимальное влияние РЭС друг на друга (частотная, временная и поляризационная регламентация и т.д.);
- 4) разработку нормирования и методов измерения параметров ЭМС.

1.1. Излучения передатчиков

С точки зрения непреднамеренных помех радиопередатчики являются РЭС, излучающими высокочастотные электромагнитные колебания, которые могут воздействовать на радиоприемные устройства и мешать приему полезных радиосигналов. Все компоненты энергетического спектра высокочастотных колебаний, излучаемых передатчиком, можно разделить на основные и неосновные излучения (см. рис. 1.1).

Основное излучение — это излучение на частоте или частотах, находящихся в пределах полосы частот, необходимой для передачи данного вида сигналов.

Необходимой полосой излучения является ширина полосы частот для данного класса излучения, достаточная для передачи информации с такой скоростью и таким качеством, которые требуются при определенных условиях.

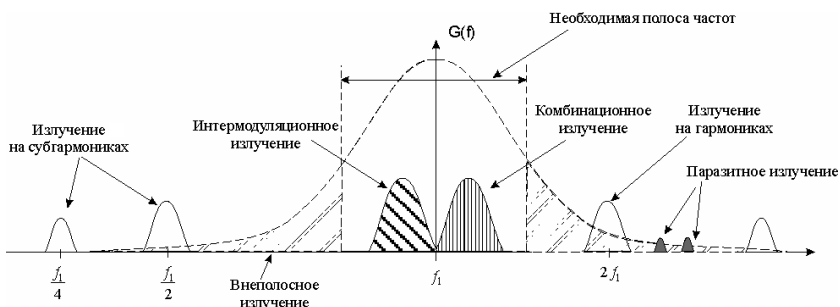


Рис. 1.1

К неосновным радиоизлучениям относятся все радиоизлучения на частотах, находящихся за пределами необходимой полосы излучения. Все компоненты неосновного излучения подразделяются на внеполосные и побочные излучения.

К внеполосным излучениям относятся радиоизлучения в полосе частот, примыкающей к необходимой полосе. Внеполосное излучение обусловлено спектральными свойствами передаваемых сигналов, которые в силу своей конечной продолжительности во времени имеют, строго говоря, бесконечно широкий по частоте спектр, т.е. возникает в ходе модуляционных процессов в передатчике. Кроме того, внеполосное излучение передатчика может быть обусловлено взаимодействием спектральных компонентов передаваемых сигналов, высокочастотных колебаний и шумов различных активных и пассивных цепей передатчика.

К побочным относятся все остальные излучения, частота и уровни которых определяются нелинейными процессами, возникающими при прохождении высокочастотных токов в активных и пассивных цепях передающего устройства.

Как правило, возникновение побочных излучений не связано с управлением колебаниями. Однако при излучении с подавлением несущей побочные колебания могут возникать при наличии модуляции. Эти излучения могут содержать ряд характерных компонентов: излучения на гармониках, на субгармониках, комбинационные и интермодуляционные, модуляционные и паразитные излучения.

Излучения на гармониках — это побочные излучения на частотах, кратных частотам основного излучения. Одна из причин возникновения их в передатчике — наличие высокочастотных каскадов, работающих с углом отсечки $\theta < 180^\circ$. В недонапряженном режиме таких каскадов при косинусоидальной форме импульса тока амплитуда n -й гармоники вычисляется через амплитуду импульса I_m и коэффициент разложения $\alpha_n(\theta)$

$$I_n = I_m \cdot \alpha_n(\theta).$$

Уменьшение уровня излучения гармоник антенной передающего устройства достигается фильтрацией гармоник промежуточным и антенным контурами. Одним из способов борьбы с излучениями на четных гармониках является применение в каскадах передатчика двухтактных схем. Теоретически при двухтактной схеме и угле отсечки $\theta = 90^\circ$ должны отсутствовать вторая и четвертая гармоники, а также третья, т.к. при указанной отсечке коэффициент разложения $\alpha_3 = 0$.

На высоких частотах для ослабления излучения на гармониках применяют и различные виды волноводных и коаксиальных фильтров. Так, поглощающий фильтр можно выполнить на намагниченном феррите. При определенных соотношениях между величиной постоянного магнитного поля, в котором находится феррит, и частотой электромагнитного поля возникает значительное поглощение энергии. Можно так подобрать величину постоянного магнитного поля, что особенно активно будет поглощаться энергия определенной гармоники.

Одним из распространенных способов уменьшения уровня колебаний на гармониках является применение ФНЧ, включенных, как правило, между промежуточным контуром и антенной.

Излучение на субгармониках — это побочное излучение на частотах, в целое число раз меньших частоты основного излучения. Они возникают в тех передатчиках, где основное излучение получается умножением более низкой частоты. В этом случае колебание более низкой частоты проходит через умножители и излучается в эфир. Число субгармо-

ник растет с увеличением числа умножителей. Для борьбы с субгармониками используют фильтры, антенный и промежуточный контуры, ФВЧ, включенный между ними, а также улучшают избирательные свойства умножителей, оптимизируют режимы их работы.

Комбинационные излучения — это побочные излучения, частоты которых являются линейными комбинациями (с целочисленными или дробными коэффициентами) частот высокочастотных колебаний, участвующих в формировании колебаний основного излучения путем нелинейных преобразований. Они образуются в диапазонных передатчиках, возбудители которых формируют заданную волну из сетки дискретных частот.

В простейшем случае комбинационные излучения появляются от смещения двух колебаний с частотами f_1 и f_2 (и их гармоник) в передатчике, основная частота которого получается путем преобразования, деления или умножения частоты нескольких кварцевых генераторов. В результате такого смещения возникают колебания, частоты которых определяются как

$$\pm mf_1 \pm nf_2 = f_{nc} \pm \Delta f_{nc},$$

где m и n — номера гармоник смешиваемых колебаний (целые числа), f_{nc} — промежуточные частоты преобразователя, Δf_{nc} — полоса частот преобразователя.

То есть эти излучения обязательно попадают в основную полосу.

Существенным является определение не только значений частот комбинационных составляющих, но и их амплитуды по сравнению с амплитудой формируемых колебаний основного излучения. Обычно приходится считаться с гармониками исходных колебаний до пятой–шестой включительно.

Интермодуляционные излучения — это побочные излучения, возникающие в передатчике при воздействии на него излучений других передатчиков, вследствие нежелательных электромагнитных связей. В данном случае радиочастотные колебания одного из передатчиков воздействуют на выходной каскад другого, представляющего для этих колебаний нелинейный активный четырехполюсник. Чем сильнее связь между передатчиками и чем больше их мощность, тем значительнее будет уровень интермодуляционных излучений. Закон их образования ничем не отличается от уже рассмотренного закона образования комбинационных излучений. Наибольший уровень у интермодуляционных излучений,

частота которых является суммой или разностью основных частот передатчиков и близка к основной частоте одного из передатчиков. Для уменьшения уровня интермодуляционных излучений применяются специальные устройства согласования, развязки и фильтрации. Правильный выбор частот основных излучений передатчиков путем расчета комбинационных частот также может способствовать уменьшению интермодуляционных излучений.

Паразитные излучения — излучения, не связанные с получением основного колебания. Причина возникновения паразитных излучений часто носит случайный характер, связана с непреднамеренным выполнением условий самовозбуждения и зависит от схемных особенностей передатчика и приемных приборов. Так, в СВЧ-приборах, например мощных многорезонансных магнетронах, паразитное излучение возникает из-за свойств этих приборов генерировать другие виды колебаний помимо основного вида колебаний и его гармоник.

В отличие от компонентов гармоник, субгармоник, комбинационных и интермодуляционных излучений, частоты которых могут быть заранее вычислены, частоты колебаний паразитного излучения носят случайный характер.

Распространенным способом устранения паразитных излучений является либо изменение параметров цепи, влияющей на условия самовозбуждения, либо внесение в соответствующую цепь дополнительного затухания.

Для изоляции источников прямых и паразитных излучений применяются экраны из проводящих стекол и материалы с алюминиевыми и магниевыми покрытиями, а также радиопоглощающие материалы и краски.

1.2. Основные типы помех радиоприему

Возможные типы электромагнитных помех (ЭМП), действующих на радиоприемное устройство информационного или информационно-измерительного комплекса, показаны на рис. 1.2.

На рис. 1.3 представлена зависимость шумовой температуры антенны от частоты: внутренних шумов (1); промышленных шумов в городе (2) и в сельской местности (3); радиопомех космического происхождения (4) и атмосферных радиопомех (5) ($T_0 = 273 \text{ K}$).

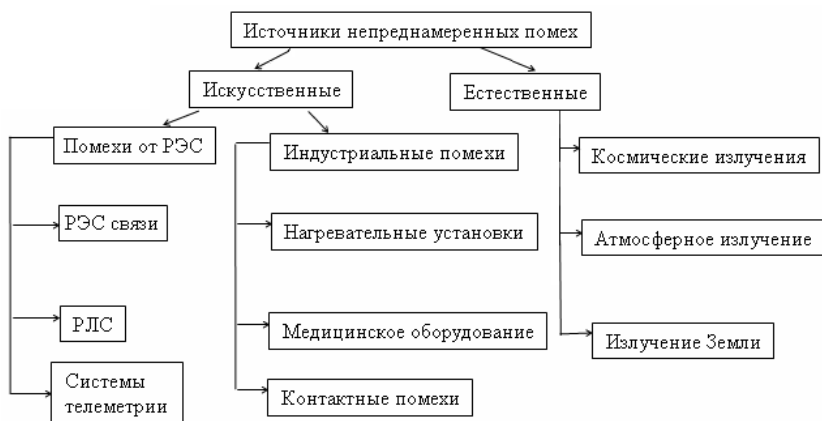


Рис. 1.2

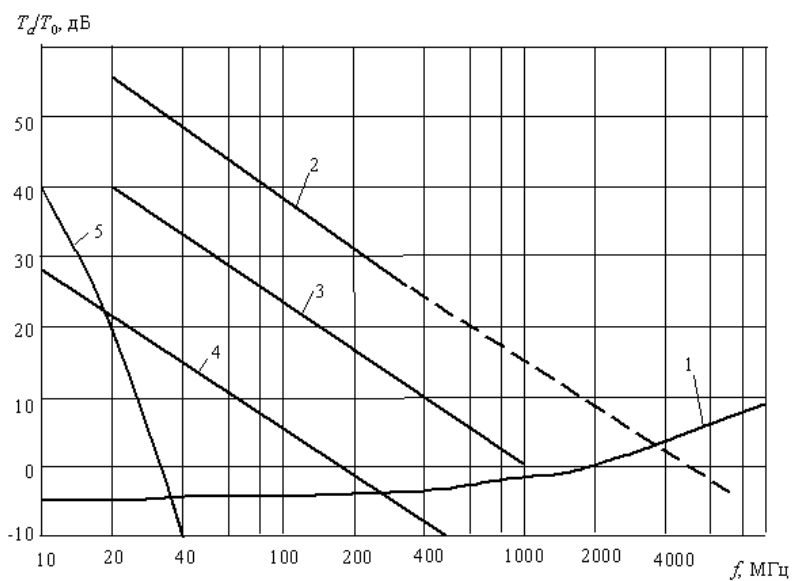


Рис.1.3

1.2.1. Естественные ЭМП. Атмосферные ЭМП имеют сравнительно узкую полосу частотного спектра (0,01 МГц — 30 МГц) и наибольшую плотность мощности — 60 Дбм/(м²·Гц) в диапазоне частот 2÷30 кГц. Источником атмосферных помех являются многочисленные грозовые разряды. Если не учитывать местных гроз, уровень атмосферных ЭМП носит квазистационарный характер. Он зависит от географических координат места измерений и сравнительно медленно меняется в течение суток и от сезона к сезону. Это позволяет прогнозировать уровень атмосферных помех.

Космические ЭМП (шум неба, радиоизлучение Солнца и т.д.) имеют в пределах полосы пропускания приемника равномерный спектр в диапазоне частот 0,01÷10 ГГц. Максимальная плотность мощности составляет примерно 120 Дбм/(м²·Гц).

1.2.2. Искусственные непреднамеренные ЭМП. Источником непреднамеренных помех являются индустриальные системы различного назначения, работающие практически во всём радиочастотном диапазоне (РЧД). Наряду с большой и всё возрастающей загрузкой освоенной части РЧД имеет место ее неравномерность. Наиболее загруженными оказываются участки, для которых хорошо освоены элементная база и производство электронных приборов. В настоящее время наиболее перегруженными оказались метровый (30 ÷ 300 МГц), дециметровый (300 ÷ 3000 МГц) и частично (500÷3000 кГц) гектаметровый диапазон волн. В районе крупных административных центров число РЭС может достигать (50÷60)·10³. В результате плотность размещения РЭС в РЧД и интенсивность излучений становится весьма большой.

Структура и параметры непреднамеренных помех могут быть разнообразными и определяются типом излучения мешающего РЭС.

По характеру временной структуры непреднамеренные ЭМП разделяются на непрерывные и импульсные.

а) Непрерывные непреднамеренные ЭМП. Основным источником этих ЭМП являются передатчики радиовещательных и телевизионных центров, систем радиосвязи различного назначения, радиорелейные линии, а также РЛС непрерывного излучения. В таблице 1.1 приведены характеристики некоторых источников непрерывных ЭМП.

Таблица 1.1

Источник ЭМП	РЧД	Мощность излучения
Радиовещание	11,7÷12,7 ГГц 500÷2500 МГц 3÷30 МГц	до 500 Вт
Радиорелейная связь	1,8÷5,6 ГГц 2÷11,7 ГГц	до $50 \cdot 10^3$ Вт
Телецентры	40÷230 МГц 470÷960 МГц	до $50 \cdot 10^3$ Вт
РЛС непрерывного излучения	200÷500 МГц	
Спутниковые линии связи	2,4÷16 ГГц	

По отношению к широкополосным системам эти помехи представляют собой узкополосные сосредоточенные по спектру процессы, т.к. в общем случае передаваемое сообщение является низкочастотным процессом с ограниченной полосой частот. Спектры этих сигналов при различных видах модуляции достаточно подробно описаны. Как правило, составляющие сосредоточенной помехи имеют распределение, отличное от нормального. Во многих случаях распределение квадрата амплитуды U_n сосредоточенной помехи близко к нормально-логарифмическому:

$$W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\beta x} \exp\left\{-\frac{1}{2\beta^2} \ln^2\left(\frac{x}{\alpha_n}\right)\right\},$$

где α_n — медианное значение U_n^2 , β — среднеквадратичное отклонение величины $\ln U_n^2$, $x = U_n^2$.

б) Импульсные непреднамеренные ЭМП. Основным источником импульсных непреднамеренных ЭМП являются передатчики навигационных и радиолокационных станций (РЛС). К ним относятся системы, излучающие импульсы большой мощности (от 5 кВт до 60 МВт) и из-за малой длительности занимающие сравнительно широкую полосу частот. РЛС используют часть спектра от 225 МГц до 35 ГГц, навигационные системы — область РЧД от 74 МГц до 355 МГц, 3÷25 ГГц. В таблице 1.2 приведены параметры некоторых типов импульсных РЛС.

Таблица 1.2

Источник ЭМП	Частота несущего колебания (МГц)	Частота повторения (Гц)	Длительность импульса (мсек)	Скорость вращения ДН (об./мин)
Судовые РЛС	3000–3100 9300–9500	500–6000	0,05–1,2	12–25
Самолетные РЛС	9200–9400	500–6000	0,05–1,2	-
Наземные РЛС УВД	3000 9000	500–6000	0,5–2	-
РЛС слежения за спутниками	2500–5000	—	—	—

Помехи от импульсных РЛС носят во времени, как правило, регулярный периодический характер или же представляют собой последовательность пачек радиоимпульсов.

в) Индустриальные ЭМП. Источники помех этого типа можно разделить на две большие группы. К первой группе относятся устройства, генерирующие относительно регулярные высокочастотные колебания, не предназначенные для излучения: система развертки ЭЛТ, медицинские высокочастотные установки и т.д. Помехи, излучаемые такими источниками, как на основной рабочей частоте, так и на гармониках, представляют собой колебания, близкие к синусоидальным. По статистическим свойствам они близки к детерминированным.

К источникам второй группы можно отнести различные промышленные устройства, не вырабатывающие периодических высокочастотных сигналов: система зажигания, электросварочные аппараты, динамомашины и т.д. В крупных индустриальных городах и прилегающих к ним районах в диапазоне $30 \div 1000$ МГц основным источником помех являются системы зажигания, аппаратура дуговой сварки, электротранспорт.

ЭМП от систем зажигания

Система зажигания излучает серию импульсов со случайными амплитудами и временными интервалами. Длительность регистрируемых

групп импульсов колеблется в пределах 2 мксек — 4 мсек, длительность отдельных импульсов составляет от долей микросекунды до единиц наносекунд. Вследствие этого спектр помехи оказывается широким, занимающим область частот примерно до 1 ГГц. Интенсивность помех от систем зажигания обычно максимальна в полосе частот от 30 до 300 МГц. На частотах выше 1 ГГц уровень напряженности поля излучения уменьшается со скоростью около 20 дБ на октаву.

ЭМП от линий электропередач (ЛЭП)

ЭМП от ЛЭП являются случайными импульсами, но с большей длительностью импульсов и меньшей частотой повторения, чем от систем зажигания. Типичная длительность импульса несколько миллисекунд, он может дробиться на короткие импульсы, период повторения которых сравним с их длительностью. Спектр этих помех занимает полосу частот примерно от 14 кГц до 1 ГГц. Максимум напряженности ЭМП от ЛЭП лежит в спектральной области 0,01–10 МГц.

ЭМП от сварочных аппаратов

Эти аппараты создают помехи очень высокой интенсивности, несут импульсный характер и концентрируются в РЧД на частотах 750 кГц, 3 и 20 МГц, однако высшие гармоники влияют на частотах 1 ГГц.

Контактные помехи

При облучении мощным электромагнитным полем электрических контактов возникают контактные помехи. Спектр этих излучений сосредоточен около основной частоты облучающего поля и ее гармоник. Структура контактных помех имеет квазиимпульсный характер. Средняя длительность импульсов помех составляет микросекунды при средней частоте повторения от одного до нескольких импульсов в секунду.

1.2.3. Организованные радиопомехи. Организованные помехи создаются преднамеренно и бывают следующих видов.

- Непрерывные шумовые помехи, которые приблизительно можно представить в виде $V_n(t) = U_n(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_n(t)]$, где $U_n(t)$ и $\varphi_n(t)$ — медленно меняющиеся по сравнению с $\cos \omega_0 t$ случайные функции.

Эта помеха характеризуется относительной узостью спектра излучаемых колебаний $V_n(t)$ ($\Delta f_n \ll f_0$), сравнительной равномерностью спектральной плотности помехи в полосе излучения $G_n = \frac{\sigma_n^2}{\Delta f_n} \approx \text{const}$.

- Хаотические импульсные помехи (ХИП) можно представить как последовательность радиоимпульсов с заданной частотой заполнения, амплитуды и длительности которых, а также интервалы между соседними импульсами изменяются случайным образом. ХИП оказывают эффективное воздействие на командные радиолинии управления (КРУ), линии радиосвязи, а также на некоторые типы РЛС. Применительно к работе КРУ ХИП являются заградительными по коду.

- Примером последовательности детерминированных импульсных помех являются многократные синхронные импульсные помехи, представляющие собой серию радиоимпульсов, излучаемых в ответ на принятый сигнал.

- Активные имитирующие помехи предназначены для внесения ложной информации в подавляемое РЭС:

- для систем обнаружения — это многократные и однократные ответные импульсные помехи;
- для РЛС автоматического сопровождения по направлению (АСН) с коническим сканированием — помеха на частоте сканирования (прицельная или заградительная);
- для моноимпульсной РЛС АСН — многоточечные помехи;
- для систем автоматического сопровождения по дальности (АСД) — импульсные уведящие помехи. Это последовательность ответных импульсов, задержанных относительно сигнала на величину, монотонно изменяющуюся от нуля до некоторого заданного значения τ_3 .

- Маскирующие пассивные помехи — дипольные отражатели.

1.3. Виды сигнально-помеховых ситуаций

Все помехи, ухудшающие качественные характеристики приемного устройства, по спектральному признаку можно разделить на две группы: помехи в полосе пропускания радиоприемника и внеполосные. Первые имеют место как в реальном, так и в идеальном (обладающем потенциальной частотной избирательностью) радиоприемнике. Вторая группа помех свойственна только реальному радиоприемнику. Если спектр помехи совпадает (полностью или частично) с полосой пропускания радиоприемника, имеет место прямое прохождение помехи на выход радиоприемника. Это явление возникает не только при перекрытии спектров полезного сигнала и помехи, но и в том случае, когда частота помехи оказывается на скате амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) радиоприемника и помеха с некоторым ослаблением проходит к детектору.

В радиоприемниках супергетеродинного типа эффект, аналогичный прямому прохождению помехи, имеет место и на определенных частотах — так называемые каналы комбинационного приема.

Воздействие мощных мешающих излучений на приемный тракт РЭС может привести к существенным нежелательным эффектам в отдельных каскадах приемного устройства. Эти эффекты могут проявляться как в виде нелинейных искажений мощного мешающего сигнала, так и в форме нелинейных взаимодействий между сигналами (блокирование, перекрестная модуляция, прием по неосновным каналам и т.д.). Нелинейные взаимодействия с помехой могут привести к снижению качества работы РЭС. Однако ухудшение характеристик РЭС определяется не только уровнем мешающего сигнала, но и режимом работы РЭС, структурой приемного тракта, параметрами полезного и мешающего сигналов.

Последующий анализ будем проводить в предположении, что на входе РПУ с частотным коэффициентом передачи $\left| \tilde{K}(\omega) \right|$ (см. рис. 1.4) действуют полезный и мешающий сигналы, которые могут быть простыми узкополосными импульсами ($\Delta f_u \tau_u \approx 1$), широкополосными импульсами ($\Delta f_u \tau_u \gg 1$), импульсными последовательностями большой скважности (ИБС) и малой скважности (ИМС), непрерывными и квазинепрерывными излучениями.

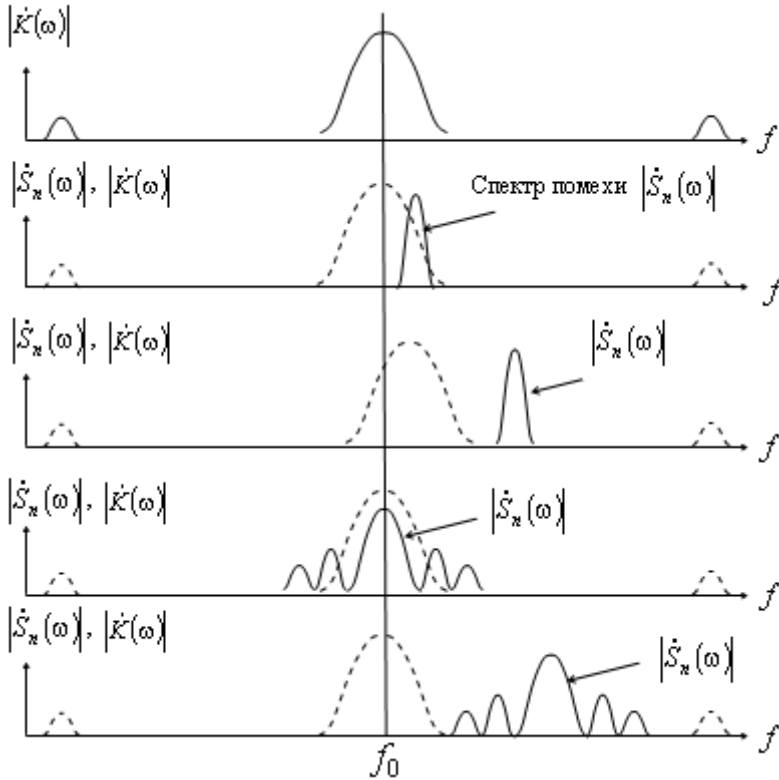


Рис. 1.4

При таких предпосылках могут иметь место помеховые ситуации, изображенные на рис. 1.5. Здесь предполагается, что фильтр основной селекции согласован с сигналом ($f_c = f_0$, $\Delta f_c \approx \Delta f_{УПЧ}$) и действует только один мешающий сигнал. В зависимости от параметров сигнала и помехи в этих ситуациях могут иметь место нелинейные эффекты в тракте предварительной селекции (УВЧ, смеситель), в тракте основной селекции (УПЧ, детектор), в тракте последетекторной обработки (ВУ, индикатор).

Ситуация I (рис. 1.5а). Спектр помехи попадает в тракт предварительной селекции.

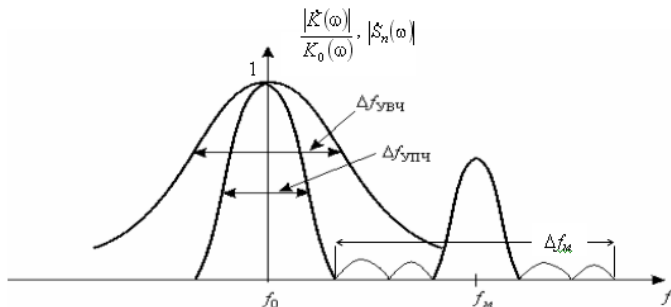


Рис. 1.5а

Здесь $K_0(\omega)$ — резонансный коэффициент усилителей предварительной и основной селекции, $\Delta f_{УВЧ}$ — полоса тракта предварительной селекции, $\Delta f_{УПЧ}$ — полоса тракта основной селекции, Δf_M — полоса, занимаемая помехой; $f_0 + \frac{\Delta f_{УПЧ}}{2} < f_M - \frac{\Delta f_M}{2} < f_0 + \frac{\Delta f_{УВЧ}}{2}$. В зависимости от $|\dot{K}(\omega)|$, $|\dot{S}(\omega)|$ и расстройки $\Delta(\omega)$ здесь возможна перегрузка УВЧ за счет прямого прохождения помехи в тракт ВЧ, блокирование смесителя, блокирование УПЧ и перекрестная модуляция УПЧ.

Ситуация II (рис. 1.5б). В тракт основной селекции проходит неосновной участок спектра импульсной помехи.

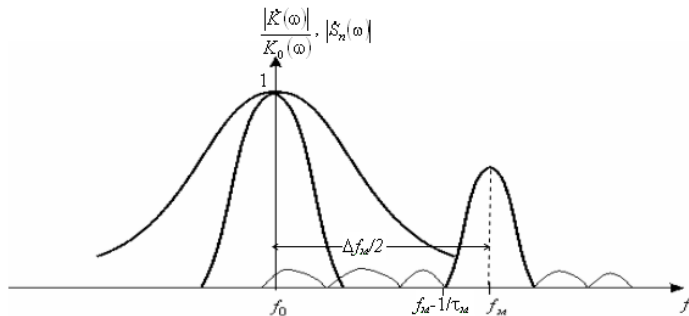


Рис. 1.5б

$$f_m - \frac{\Delta f_m}{2} < f_0 + \frac{\Delta f_{\text{УПЧ}}}{2} < f_m - \frac{1}{\tau_m}. \text{ В этой ситуации (в зависимости от } |\dot{K}(\omega)|, |\dot{S}(\omega)| \text{ и } \Delta(\omega)) \text{ возможны перегрузка УВЧ; блокирование смесителя.}$$

сти от $|\dot{K}(\omega)|$, $|\dot{S}(\omega)|$ и $\Delta(\omega)$) возможны перегрузка УВЧ; блокирование смесителя.

Наличие суммарного эффекта от прямого прохождения боковой зоны спектра помех в тракт ПЧ и блокирование УПЧ (перекрестная модуляция) обусловлено основной зоной спектра помехи. При определенных уровнях сигнала и помехи возможно также нелинейное взаимодействие в видеоусилителе.

Ситуация III (рис. 1.5в). Спектр импульсной помехи проходит в тракт основной селекции.

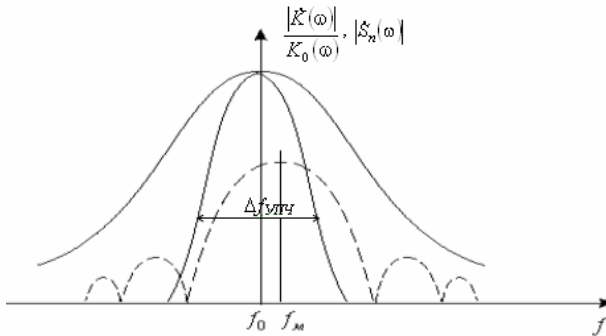


Рис. 1.5в

$$f_0 + \frac{\Delta f_{\text{УПЧ}}}{2} > f_m > f_0. \text{ В этом случае происходит перегрузка УПЧ и}$$

ВУ, подавление слабого сигнала в смесителе, а также нелинейное взаимодействие в тракте последетекторной обработки.

Выше отмечалась возможность определенных нелинейных взаимодействий в тракте РЭС. Степень этих эффектов зависит от многих параметров приемного тракта и воздействующих сигналов, и делать выводы о преобладании каких-либо конкретных эффектов можно только на основе их тщательного анализа.

Необходимо отметить, что нелинейные взаимодействия между сигналами имеют место только при одновременном их воздействии на нелинейный каскад. Вследствие этого в случае импульсной структуры

сигнала и потока помех наряду с взаимным частотным расположением спектров необходимо иметь информацию о вероятности временного перекрытия импульсов сигнала и помех.

Более того, вероятность совпадения импульсов сигнала и помехи может изменяться при прохождении тракта РЭС. Возможно увеличение этой вероятности (вследствие переходных процессов) и уменьшение ее (например, вследствие сжатия сигнала)

Таким образом, определению характеристик РЭС по отношению к мощным помехам должно предшествовать решение следующих вопросов:

- 1) Анализ энергетических соотношений сигнала и помехи на входе РЭС.
- 2) Оценка степени нелинейных взаимодействий между сигналом и помехой в тракте РЭС.
- 3) Оценка нестационарных процессов в РПУ.

1.4. Сигнально-помеховая ситуация в сотовых системах связи

1.4.1. Помеха по основному каналу приема. Помеха по основному каналу приема (*CCI*) образуется тогда, когда два или более независимых сигналов (модулированных или немодулированных) передаются одновременно в одной и той же полосе частот. Одни и те же частоты (полосы частот) используются многократно. Повторное использование частот приводит к проектированию систем с ограничением уровня *CCI*.

Например, на рис. 1.6 частотные полосы с f_1 до f_7 повторно используются в соответствии с семиэлементной структурой размещения сот ($k=7$). Если подвижная станция находится в точке M_7 , то она принимает полезный сигнал на частоте f_7 от ближайшей базовой станции B_7 . Одновременно подвижная станция в точке M_7 принимает также в той же самой полосе частот независимый сигнал помехи от базовой станции A_7 . Отношение полезной средней мощности несущей C от ближайшей базовой станции B_7 к средней мощности помехи I от удаленной базовой станции A_7 определяет среднее отношение C/I или *CCI* (рис. 1.7 и 1.8). Коэффициент a ослабления *CCI* определяется как

$$a = D/R, \quad (1.1)$$

где D — расстояние между базовыми станциями, передающими на одних и тех же частотах, например расстояние между A_7 и B_7 на рис. 1.8, R — радиус покрытия одной соты передатчиком базовой станции.

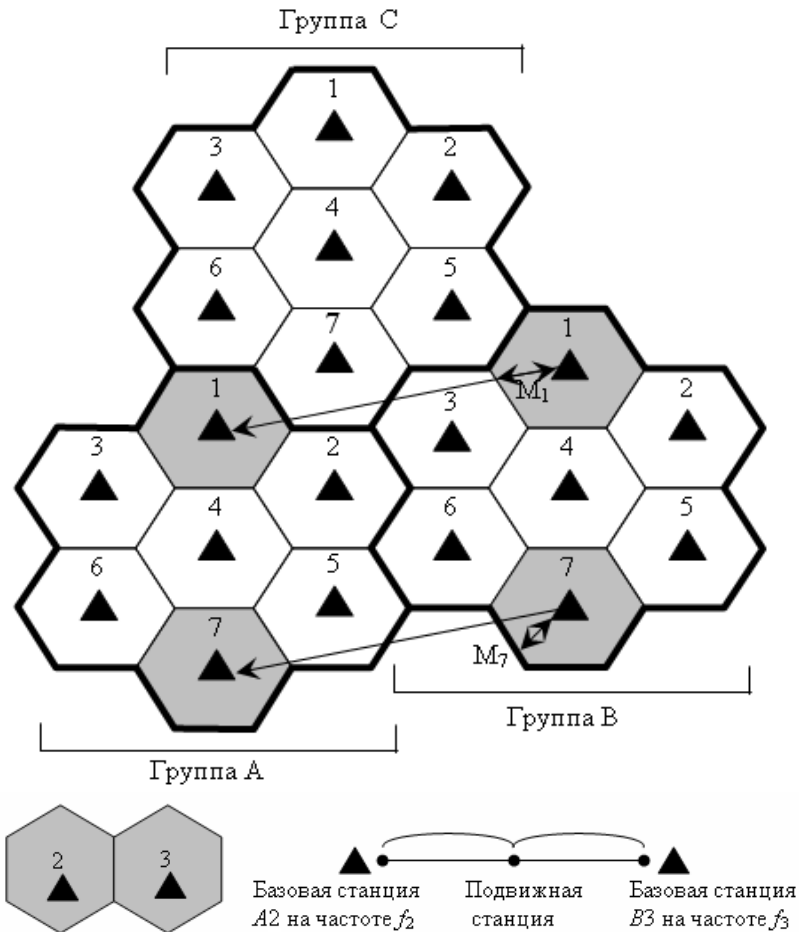


Рис. 1.6. Сотовая система с семиэлементной структурой групп и повторным использованием частоты ($k = 7$). Влияние помехи по соседнему каналу (АСИ) на помеху по основному каналу приема (ССИ) от первой соседней соты. Считается, что первая АСИ действует в сотах А2 и В3

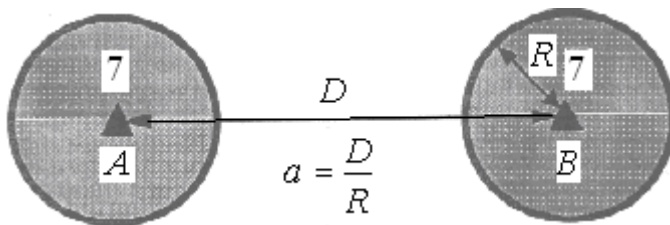


Рис. 1.7. Коэффициент a ослабления уровня помехи по основному каналу приема для двух сот, работающих на одной и той же частоте



Рис. 1.8. Помеха по основному каналу приема в системе с семиэлементной структурой групп и повторным использованием частот ($k=7$). Показана только одна помеха по основному каналу приема (закрашено темным). Спектральная плотность мощности отображена в децибелах относительно спектральной плотности полезного сигнала

Увеличение коэффициента a приводит к увеличению C/I , а значит, и увеличению значений CCI . Для получения больших значений C/I необходимо увеличивать коэффициент повторного использования частот, но емкость системы при этом уменьшается. Связь между D и R для шестиугольных сот, совместно использующих k частот, определяется выражением

$$D = \sqrt{3k} R. \quad (1.2)$$

Помехи по соседним каналам (*ACI*) вызываются неидеальностью реализации модулятора, фильтра и радиотракта. Спектр передаваемого сигнала не имеет четких границ, поэтому часть энергии сигнала будет излучаться в соседних каналах, как показано на рис. 1.9. Если C_D — мощность полезного сигнала, то заштрихованная площадь представляет собой мощность *ACI*, попадающую в заданную полосу частот. Здесь считается, что только два соседних канала создают помехи в основном канале. Разнос между центральными частотами каналов равен

$$\Delta f = f_{c2} - f_{c1},$$

а идеальный прямоугольный фильтр приемника имеет полосу W_R , причем $W_R \leq \Delta f$. Мощность помех, создаваемых первыми верхним и нижним каналами, обозначена *ACI*-1. Передатчики, имеющие большой разнос частот, также вызывают *ACI*, как показано на рис. 1.10.

В некоторых спецификациях предполагается, что приемный фильтр имеет прямоугольную частотную характеристику. Например, в американской цифровой сотовой системе (*IS-54*) значение *ACI* первого порядка установлено на 26 дБ ниже мощности несущей полезного сигнала, т.е. $ACI = -26$ дБ в полосе $W_R = 30$ кГц канала с прямоугольной частотной характеристикой. Ближайший разнос частот в этой системе $\Delta f = 30$ кГц, т.е. $W_R = \Delta f$. В европейской цифровой системе бесшнуровой телефонии (*DECT*) частотный разнос между каналами $\Delta f \approx 1,8$ МГц, в то время как *ACI* задана в полосе частот $W_R = 1,1$ МГц.

Характеристика демодулятора определяется уровнем суммарной помехи *ACI* или отношением *C/I* на входе порогового детектора демодулятора. По этой причине предлагается использовать следующее определение *ACI*:

$$ACI = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} G(f) |H(f - \Delta f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} G(f) |H(f)|^2 df}, \quad (1.4)$$

где $G(f)$ — спектральная плотность мощности сигнала; $H(f)$ — частотная характеристика приемного полосового фильтра (ПФ); Δf — разнос несущих соседних каналов.

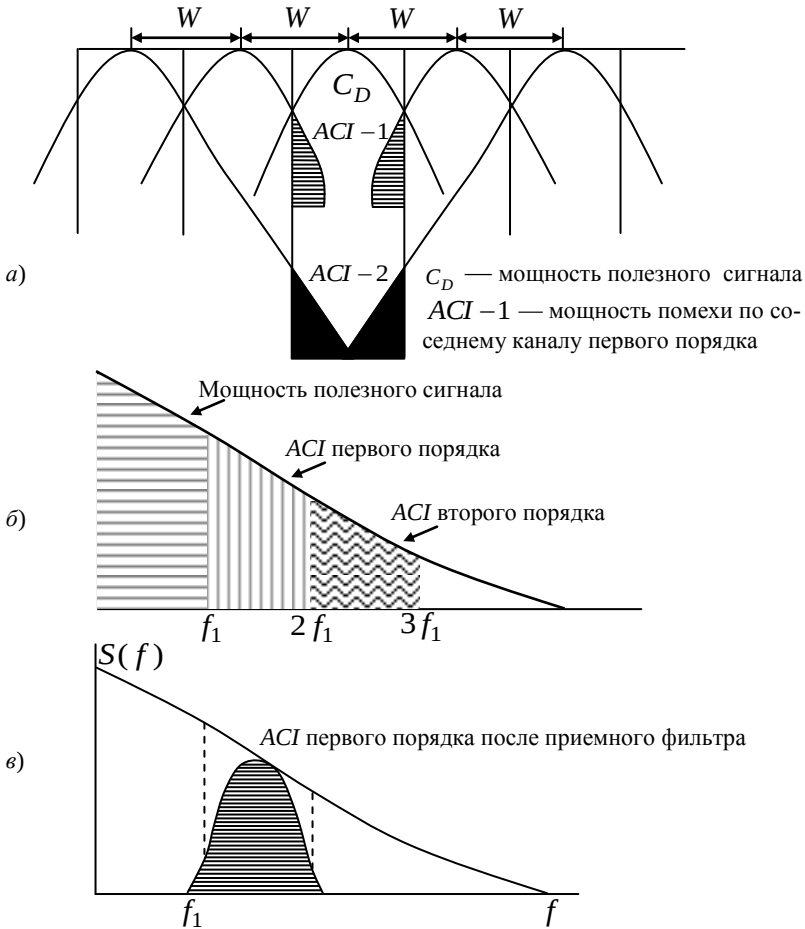


Рис. 1.10. Помехи по соседним каналам на радиочастоте, промежуточной частоте и в полосе модулирующих частот: а и б — суммарная ACI в полосе идеального фильтра с прямоугольной частотной характеристикой; в — ACI после приемного фильтра

На основе этого определения рассчитывается фактическая мощность *ACI* в демодуляторе. Некоторые комитеты по стандартизации используют концепцию идеального приемного фильтра с прямоугольной частотной характеристикой, что позволяет упростить вычисления, но усложняет измерения. Для измерения *ACI*, соответствующей выражению (1.4), не требуется иметь фильтры с прямоугольной частотной характеристикой.

1.4.3. Внешняя помеха по основному каналу приема. В «чистых» или хорошо регламентированных диапазонах радиочастот *CCI* и *ACI* являются основными видами помех. Основываясь на подробной информации о конструктивных параметрах оборудования, условиях распространения и частотном планировании сот, можно прогнозировать суммарное значение *C/I* с учетом *CCI* и *ACI*.

Для регламентируемых диапазонов, например диапазонов, указанных Федеральной комиссией связи в ч. 15:

902...928 МГц,

2,4...2,485 ГГц,

5,725...5,850 ГГц,

внешние по отношению к сотовой системе помехи могут быть наиболее опасными.

В ходе некоторых измерений внешних помех по основному каналу приема (*ECI*) уровень помех *ECI* составил от -40 до -60 дБм в диапазоне 2,4...2,485 ГГц. Часто причиной увеличения мощности *ECI* служили СВЧ-печи. В диапазоне 902...928 МГц разрешено также излучение мощностью до 1 Вт системам с многостанционным доступом на основе кодового разделения каналов с прямым расширением спектра (*DS-CDMA*) и с медленной перестройкой рабочей частоты (*SFH-CDMA*). Такая большая излучаемая мощность вызывает значительную *ECI* для близко расположенных приемников.

1.5. Некоторые особенности прямого прохождения и внеполосного воздействия в РПУ

В радиоприемниках супергетеродинного типа эффект, аналогичный прямому прохождению помехи, имеет место и на определенных частотах — каналы комбинационного приема.

Воздействие помехи большого уровня может привести к так называемому явлению блокирования усилительных или преобразовательных каскадов приемного устройства. Явление блокирования заключается в уменьшении усиления радиоприемного устройства и соответствующем ослаблении полезного сигнала при воздействии помехи.

Явление нелинейного взаимодействия помехи и сигнала (блокирование, перекрестная модуляция) и эффект прямого прохождения помехи, в принципе, могут иметь место одновременно. Оценим, какой из эффектов является преобладающим в зависимости от параметров и режима работы приемного устройства.

При исследовании влияния на работу приемника помехи большого уровня обычно рассматриваются явления блокирования и перекрестной модуляции. По принятой методике при изучении этих явлений оценивается только изменение полезного сигнала на выходе приемника, прохождением помехи на выход приемника обычно не интересуются.

В то же время прямое прохождение помехи может привести к изменению постоянной составляющей на выходе амплитудного (фазового) детектора, что вызовет, в частности, ложное срабатывание системы автоматической регулировки усиления (APY). Кроме того, в тех системах, где измеряется постоянная составляющая, это явление приведет к ошибке в измерениях. Наиболее опасно прямое прохождение модулированной помехи, так как если законы модуляции сигнала и помехи подобны, то различить их на выходе приемника не представляется возможным.

Для оценки прямого прохождения помехи будем в дальнейшем считать, что явление прямого прохождения имеет место, если уровень помехи на выходе приемного устройства не меньше уровня полезного сигнала. На основе этого критерия можно ввести характеристику прямого прохождения помехи как зависимость

$$U_{n\text{ вх}} = f(\Delta\omega) \text{ при } U_{n\text{ вых}} = U_{с\text{ вых}} = \text{const.}$$

Здесь $U_{n\text{ вх}}$, $U_{n\text{ вых}}$, $U_{с\text{ вых}}$ — соответственно амплитуды помехи на входе, помехи и сигнала на выходе, $\Delta\omega = \omega_0 - \omega_n$ — расстройка частоты помехи ω_n относительно частоты настройки ω_0 резонансной характеристики приемного устройства.

При малых расстройках характеристика прямого прохождения совпадает с резонансной характеристикой приемного устройства, что обу-

словлено линейным режимом работы приемного тракта (по определению характеристики прямого прохождения $U_{n \text{ вых}} = U_{с \text{ вых}}$, т.е. в этом случае достаточным для прохождения уровнем помехи будет $U_{n \text{ вх}} = U_{с \text{ вх}}$). При больших расстройках для получения нормального выходного напряжения необходим большой уровень помехи, режим работы приемника становится нелинейным, а такое понятие, как резонансная кривая, теряет смысл. Прохождение сигнала (помехи) через приемник в этом случае можно оценивать только по характеристике прямого прохождения (при этом необходимо учитывать возможное блокирование приемника).

Если коэффициент усиления помехи K_{yn} приемника до детектора больше единицы $K_{yn} > 1$, то в нелинейный режим, вызывающий блокирование, с ростом уровня помехи попадают первоначально последние усилительные каскады до детекторного тракта приемника. При этом явление прямого прохождения и явление блокирования сопутствуют друг другу. Характеристика прямого прохождения совпадает с резонансной кривой приемника, а кривая блокирования расположена выше кривой прямого прохождения помехи, т.к. для блокирования нужен больший уровень помехи.

Если же на частоте помехи коэффициент усиления приемника до детектора меньше единицы ($K_{yn} < 1$), то блокирование сигнала осуществляется в первых каскадах приемника. В этом случае уровень помехи, вызывающей блокирование, недостаточен для прохождения помехи на выход приемника. Режим работы приемника при этом будет существенно нелинейным. Уровня помехи на выходе, равного уровню полезного сигнала, не всегда удастся достичь, поэтому характеристику прямого прохождения помехи приемника при таких расстройках можно оценивать только по уровню несущего колебания помехи.

Необходимо отметить, что режим работы приемника с коэффициентом усиления больше или меньше единицы при значительных расстройках зависит от прямоугольности резонансной кривой. В случае систем с хорошей прямоугольностью резонансной кривой коэффициент усиления приемника становится меньше единицы ($K_{yn} < 1$) практически сразу за полосой пропускания приемника. В таких системах прямое прохождение помехи вне полосы пропускания отсутствует, преобладает эффект блокирования.

В системах, резонансная кривая которых имеет плохую прямоугольность (коэффициент усиления с расстройкой убывает медленно), явления блокирования и прямого прохождения помехи сопутствуют друг другу при значительных расстройках. Поэтому для таких систем кроме характеристик блокирования необходимо знание характеристик прямого прохождения помехи.

На рис. 1.11 приведены результаты экспериментальных исследований по двухсигнальной методике. Для узкополосной системы с высокой прямоугольностью резонансной кривой:

$$P_{0,7} = 13 \text{ кГц}, f_{рез} = 20 \text{ МГц}$$

при расстройке на $\Delta f = 14 \text{ кГц}$ — ослабление в 100 раз; при расстройке на $\Delta f = 15 \text{ кГц}$ — ослабление в 1000 раз; для широкополосной системы с относительно слабой прямоугольностью резонансной характеристики:

$$P_{0,7} = 6 \text{ МГц}, f_{рез} = 50 \text{ МГц}$$

при расстройке на 10 МГц — ослабление в 100 раз; при расстройке на 14 МГц — ослабление в 400 раз.

При снятии резонансной кривой приемника и характеристики прямого прохождения помехи был использован модулированный сигнал. Контролировалось выходное напряжение приемника и уровень несущего колебания.

На рис. 1.11 кривые 1 и 2, соответственно, — характеристики прямого прохождения помехи $U_{п\text{ вх}} = f(\Delta f)$, $U_{п\text{ вых}} = U_{с\text{ вых}} = 40 \text{ мВ}$ и блокирования узкополосной системы $U_{п\text{ вх}} = f(\Delta f)$. Кривые 3 и 4 — аналогичные характеристики широкополосной системы.

Проведенные измерения подтверждают указанные выше особенности воздействия сильных помех на приемные устройства, а именно:

1) Для систем с хорошей прямоугольностью резонансной кривой (кривые 1 и 2) явление прямого прохождения помехи практически полностью отсутствует вне полосы приема. Для таких систем влияние сильной внеполосной помехи сказывается в явлениях блокирования и перекрестной модуляции. В этих системах необходимо расширение динамического диапазона первых каскадов приемного тракта.

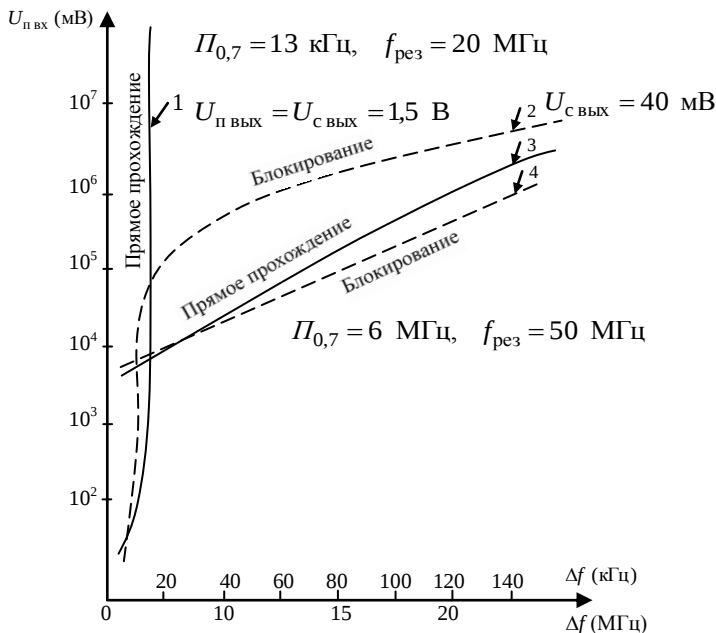


Рис. 1.11. Характеристики блокирования и прямого прохождения непрерывной помехи в резонансном каскаде (верхняя шкала оси абсцисс — расстройка для узкополосной системы, нижняя — отстройка для широкополосной системы)

2) Для систем с плохой прямоугольностью резонансной характеристики (кривые 3 и 4) явления нелинейного взаимодействия сигнала и помехи и прямое прохождение помехи сопутствуют друг другу даже при значительных расстройках. В таких системах необходимо наряду с характеристикой блокирования знание характеристики прямого прохождения помехи.

В этих системах наиболее подверженными перегрузке являются конечные каскады приемного тракта, которые и требуют наибольшего динамического диапазона.

2. Некоторые нелинейные и нестационарные эффекты, сопровождающие воздействие помех на РПУ

Учтем в дальнейшем существенное различие характера воздействия помех в тракте основной селекции и вне полосы основной селекции.

2.1. Помеха в полосе основной частотной селекции

Поскольку прохождение помехи в тракт основной селекции сопровождается ее усилением, наибольшую интенсивность она имеет в оконечных каскадах РПУ.

2.1.1. *Последствие импульсных помех в видеоусилителе (ВУ).*

Искажения формы выходного импульса длительностью τ_n принято рассматривать раздельно для областей низких частот (так называемых больших времен) и высоких частот (малых времен), т.к. в импульсных каскадах эти области достаточно удалены друг от друга. В каждом случае к форме импульса предъявляются различные требования. Нас интересуют искажения в области больших времен с целью выбора оптимальных условий, обеспечивающих минимальную длительность переходного процесса по окончании импульсной помехи. Поскольку определение искажений импульсов в общем виде является одной из сложнейших задач теории радиотехнических цепей, то для качественного их рассмотрения необходимо ввести условные понятия напряжения, функции и времени последствия помехи. Под напряжением последствия помехи будем понимать напряжение на выходе каскада по окончании действия помехи (окончании заднего фронта импульса), а функцию последствия — аналитическое выражение, описывающее временную зависимость этого напряжения $U_n(t)$, $t > \tau_n$. Время последствия — это время, в течение которого напряжение последствия остается заметным по сравнению с сигналом. Время последствия t_n отсчитывается от момента прохождения

заднего фронта помехи и продолжается до того момента, когда напряжение последействия становится меньше некоторого значения $U_{c \min}$, т.е. когда выполняется условие $|U_n(t)| \leq |U_{c \min}|$. Величина $U_{c \min}$ зависит от конкретных требований к отношению U_c/U_n . Например, для надежного выделения сигнала на фоне помехи часто принимают это отношение равным 2. В общем случае аналитически процесс восстановления описывается исходя из равенства характерного уровня полезного сигнала $U_{c \min}$ и напряжения последействия $U_n(t_n)$, где время t_n отсчитывается от момента прихода заднего фронта.

Уравнение $|U_{c \min}| \approx n|U_n(t_n)|$ (где коэффициент пропорциональности n выбирается на основе принятых критериев обнаружения сигнала) позволяет определить время t_n , в течение которого приемник нечувствителен к сигналам с амплитудой $U_c \leq U_{c \min}$, как функцию $U_{c \min}$ и параметров элементов приемника.

Как известно, спад плоской вершины прямоугольного видеоимпульса и последующий выброс противоположной полярности связаны с переходными процессами в базовой и эмиттерной цепях ВУ. Эти искажения обусловлены свойствами частотной характеристики каскада в области низких частот. В упрощенном виде эти свойства можно отразить с помощью следующей математической модели

$$\tau_{\text{ВУ}} \cdot \dot{U}_{\text{ВУ}}(t) + U_{\text{ВУ}}(t) = K_{\text{ВУ}} \cdot U_n(t). \quad (2.1)$$

Здесь $\tau_{\text{ВУ}} = R_{\text{ВУ}} \cdot C_{\text{ВУ}}$ — постоянная времени видеоусилителя в области низких частот, $K_{\text{ВУ}}$ — максимальный коэффициент усиления видеоусилителя, $U_n(t)$ — огибающая импульса помехи на входе ВУ, $U_{\text{ВУ}}(t)$ — огибающая импульса помехи на выходе ВУ. Напряжение на выходе ВУ при действии на входе прямоугольного импульса запишется следующим образом:

$$U_{\text{ВУ}}(t) = U_{\text{ВУ}m} \cdot \begin{cases} \exp(-t/\tau_{\text{ВУ}}) & \text{при } 0 \leq t \leq \tau_n \\ \left[e^{-\frac{t}{\tau_{\text{ВУ}}}} - e^{-\frac{t+\tau_n}{\tau_{\text{ВУ}}}} \right] & \text{при } t \geq \tau_n \end{cases}, \quad (2.2)$$

где $e^{-t/\tau_{\text{ВУ}}} = h(t)$ нормированная переходная характеристика в области больших времен; $U_{\text{ВУ}m}$ — амплитуда выходного импульса, $U_{\text{ВУ}m} = K_{\text{ВУ}} \cdot U_n$.

Импульс сигнала с достаточной точностью можно охарактеризовать его амплитудой, не интересуясь небольшими изменениями его формы, обусловленными действиями усилителя, т.е. полагать $U_c = U_{cm}$.

Из условия — $U_{cm}(t_n) = nU_n$ имеем

$$-nU_{nm} \left(e^{-\frac{\tau_n + t_n}{\tau_{BY}}} - e^{-\frac{t_n}{\tau_{BY}}} \right) = U_{cm}.$$

Из этого уравнения имеем для времени последствия:

$$t_n = \tau_{BY} \ln \left[\frac{nU_{nm}}{U_{cm}} \left(1 - e^{-\frac{\tau_n}{\tau_{BY}}} \right)^{-1} \right]. \quad (2.3)$$

Здесь и в дальнейшем будем рассматривать два предельных случая: длительной импульсной помехи $\tau_n \gg \tau_{BY}$ и кратковременной помехи $\tau_n \ll \tau_{BY}$. Уточним понятие «кратковременная» и «длительная» помехи. Такая идеализация необходима для упрощения расчетов и получения легко анализируемых выражений. Математически такая идеализация позволяет обратить экспоненциальную функцию $\exp(-x)$ в нуль (если $x \geq 5$) или представить ее линейной зависимостью вида $(1-x)$ (если $x \leq 0,5$). При таком подходе можно считать помеху длительностью $\tau_n \geq 5\tau_{BY}$ длительной, а помеху $\tau_n \leq 0,5\tau_{BY}$ — кратковременной (здесь τ_{BY} — постоянная времени анализируемого каскада). Физически такая идеализация позволяет рассмотреть два наиболее интересных случая: установившийся режим и режим линейного изменения исследуемого напряжения.

1. Длительная помеха $\tau_n \gg \tau_{BY}$. Из выражения (2.3) имеем

$$t_n = \tau_{BY} \ln \frac{nU_{nm}}{U_{cm}}. \quad (2.4)$$

Таким образом, в случае воздействия на видеоусилитель длительной помехи, для уменьшения времени ее последствия надо уменьшать постоянную времени усилителя только до определенного предела, который зависит от допустимых искажений полезного сигнала.

2. Кратковременная мощная помеха $\tau_n \ll \tau_{BY}$. В этом случае уравнение (2.3) примет вид

$$t_n = \tau_{BY} \ln \left(n \frac{U_{nm}}{U_{cm}} \cdot \frac{\tau_n}{\tau_{BY}} \right). \quad (2.5)$$

Проанализируем это выражение при некоторых значениях аргумента, стоящего под знаком логарифмической функции (при $n = 2$).

При $\frac{U_{cm}}{U_{nm}} < 1$, $\frac{1}{2} \cdot \frac{\tau_{ВУ}}{\tau_n} \cdot \frac{U_{cm}}{U_{nm}} \geq 1$ время последствия помехи равно

нулю или отрицательно $t_n \leq 0$. Отрицательные значения t_n означают, что всегда уровень сигнала выше максимального уровня напряжения последствия помехи, т.е. измерение всегда возможно. Иначе говоря, в данном случае схема слишком инерционна и не успевает среагировать на короткую помеху. Из этого условия оптимальная постоянная времени усилителя определяется как

$$\tau_{ВУ} \geq \tau_0 = 2 \frac{U_{nm} \tau_n}{U_{cm}}. \quad (2.6)$$

Отсюда ясно, что чем сильнее кратковременная помеха (чем больше $\tau_n \cdot U_{nm}$ — «площадь» помехи), тем больше должна быть постоянная времени усилителя, чтобы был возможен прием сигнала.

Наиболее перспективным методом уменьшения времени последствия ВУ, по-видимому, является управление величинами его реактивных элементов в зависимости от потока измеряемых сигналов и помех. Так, целесообразно после окончания действия импульса помехи на входе ВУ быстро уменьшать низкочастотную постоянную времени ВУ. Это приводит к очень быстрому разряду накопительных элементов (емкости, индуктивности) и, как следствие этого, к уменьшению времени последствия.

В ВУ, последствие которого определяется эмиттерной цепью, поставленная цель достигается тем, что разряд конденсатора, стоящего в цепи эмиттера, обуславливающий возникновение импульса противоположной полярности, осуществляется через транзистор, работающий в ключевом режиме и управляемый триггером Шмитта (рис. 2.1).

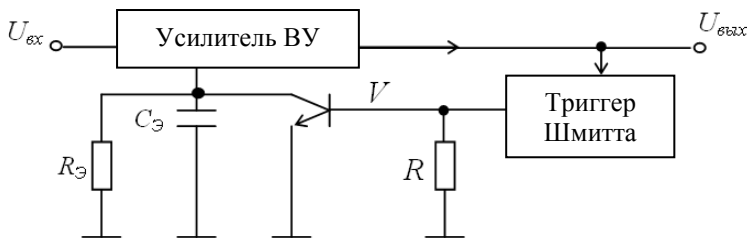


Рис. 2.1

Триггер Шмитта, соединенный с выходом ВУ, подключает к конденсатору C_3 транзистор V на время действия обратного выброса. Транзистор V , работающий в ключевом режиме, практически мгновенно, разряжает конденсатор C_3 после окончания действия импульса, тем самым уменьшая время его разряда и длительность выброса противоположной полярности.

На осциллограммах, изображенных на рис. 2.2, показаны импульс помехи и сигнала на входе ВУ (рис. 2.2а), на выходе ВУ без устройства защиты (рис. 2.2б) и на выходе ВУ с устройством защиты (рис. 2.2в). По полученным результатам можно судить о целесообразности применения такого устройства в ВУ.

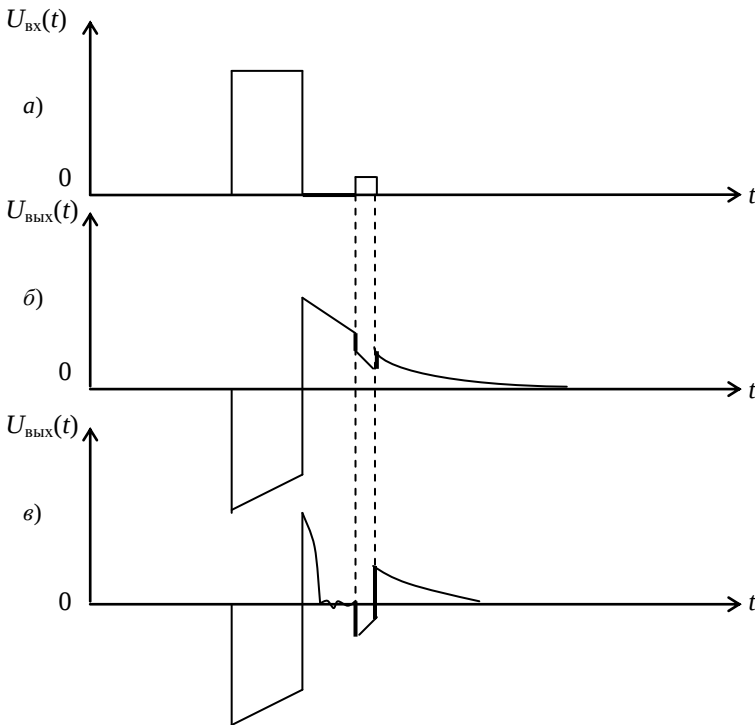


Рис. 2.2

2.1.2. Одновременное детектирование сигнала и помехи

Подавление модуляции сигнала синусоидальной помехой

Рассмотрим случай одновременного воздействия на безынерционный линейный детектор сигнала и помехи при любом соотношении их амплитуд.

Пусть на входе детектора имеется напряжение сигнала

$$u_c = U_{mc} \cos \omega_c t, \quad (2.7)$$

где $U_{mc} = U_{mc0}(1 + m \sin \Omega t)$, и напряжение помехи

$$u_{\Pi} = U_{m\Pi0} \cos(\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi}). \quad (2.8)$$

Тогда напряжение на выходе линейного безынерционного детектора будет пропорционально амплитуде результирующего напряжения

$$\begin{aligned} u_{\text{вых дет}} = U_m &= \sqrt{U_{mc}^2 + U_{m\Pi}^2 + 2U_{mc}U_{m\Pi} \cos \varphi} = \\ &= \sqrt{U_{mc}^2 + U_{m\Pi}^2} \sqrt{1 + \frac{2U_{mc}U_{m\Pi} \cos \varphi}{U_{mc}^2 + U_{m\Pi}^2}}, \end{aligned} \quad (2.9)$$

где $\varphi = (\omega_c - \omega_{\Pi})t - \varphi_{\Pi}$, $U_{m\Pi0}$ — амплитуда несущего колебания помехи, $U_{m\Pi}$ — амплитуда помехи, U_{mc} — амплитуда сигнала.

Разлагая выражение (2.9) в биномиальный ряд и суммируя члены, получим выражение для амплитуды напряжения частоты модуляции Ω на выходе детектора для случая модуляции сигнала синусоидальным напряжением

$$U_{m\Omega} = mU_{mc0} \frac{h}{\sqrt{1+h^2}} \left[1 - \frac{1}{2} \frac{1}{1+h^2} + \frac{3}{4} \frac{h^2}{(1+h^2)^2} \right], \quad (2.10)$$

где $h = \frac{U_{mc0}}{U_{m\Pi0}}$ — отношение сигнал/помеха.

Если пользоваться формулой (2.10), то при любом h погрешность не превышает двух процентов. Выражение (2.10) можно записать и в другом виде

$$U_{m\Omega} = mU_{mc0}k_{\Pi}, \quad (2.11)$$

где k_{Π} — коэффициент помехоустойчивости модуляции сигнала. Выражения (2.10) и (2.11) справедливы при любом отношении сигнала к по-

мехе h , которое может быть больше, меньше или равно единице. Они показывают, что имеет место подавление не только слабого сигнала сильным, но и сильного слабым.

На рис. 2.3 дан график зависимости коэффициента помехоустойчивости модуляции сигнала равного, согласно (2.10),

$$k_{\Pi} = \frac{h}{\sqrt{1+h^2}} \left[1 - \frac{1}{2} \frac{1}{1+h^2} + \frac{3}{4} \frac{h^2}{(1+h^2)^2} \right]. \quad (2.12)$$

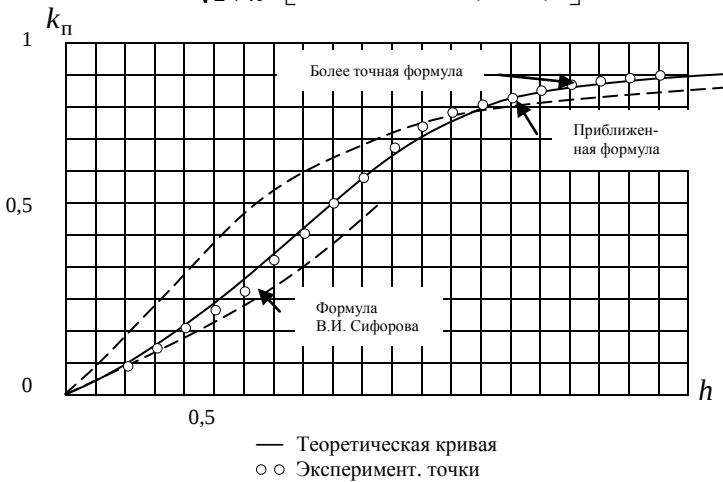


Рис. 2.3

На том же рисунке приведены кривые, вычисленные по формуле В.И. Сифорова

$$k_{\Pi} = 0,5 h, \quad (2.13)$$

справедливой при $h < 0,5$, и по приближённой формуле

$$k_{\Pi} = \frac{h}{\sqrt{1+h^2}}, \quad (2.14)$$

справедливой для синусоидальной помехи лишь при $h > 0,6 \div 0,7$, а для флуктуационной помехи при любом h .

На рис. 2.3 приведены также экспериментальные точки, показывающие хорошее совпадение с результатами расчёта по формуле (2.12).

Подавление модуляции сигнала флюктуационной помехой

Пусть к детектору приложено напряжение сигнала (2.7) и напряжение помех, состоящее из n синусоидальных напряжений различных частот. Напряжение на выходе линейного безынерционного детектора будет пропорционально амплитуде результирующего напряжения. Разлагая выражение для амплитуды результирующего напряжения в биномиальный ряд, найдём постоянное напряжение на выходе детектора:

$$U \approx \sqrt{U_{mc}^2 + U_{мп}^2} \cdot \left[1 - \frac{1}{4} \frac{U_{mc}^2 U_{мп}^2 + U_{m1}^2 U_{m2}^2 + \dots + U_{m,n-1}^2 U_{мп}^2}{(U_{mc}^2 + U_{мп}^2)^2} \right]. \quad (2.15)$$

Пусть

$$U_{m1}^2 = U_{m2}^2 = \dots = U_{mn}^2 = \frac{U_{мп}^2}{n}. \quad (2.16)$$

В этом случае

$$U \approx \sqrt{U_{mc}^2 + U_{мп}^2} \cdot \left[1 - \frac{1}{4} \frac{U_{mc}^2 U_{мп}^2 + C_n^2 U_{m1}^4}{(U_{mc}^2 + U_{мп}^2)^2} \right], \quad (2.17)$$

где C_n^2 — число сочетаний из n по 2.

При большом n

$$C_n^2 = \frac{n(n-1)}{2} \approx \frac{n^2}{2}, \quad (2.18)$$

откуда

$$U \approx \sqrt{U_{mc}^2 + U_{мп}^2} \cdot \left[1 - \frac{1}{4} \frac{U_{mc}^2 U_{мп}^2 + \frac{1}{2} U_{мп}^4}{(U_{mc}^2 + U_{мп}^2)^2} \right]. \quad (2.19)$$

Пусть

$$U_{mc} = U_{mc0}(1 + m \sin \Omega t). \quad (2.20)$$

Тогда, полагая коэффициент модуляции m малым, получим амплитуду напряжения низкой частоты модуляции на выходе детектора

$$U_{m\Omega} = k_{\Pi} m U_{mc}, \quad (2.21)$$

где

$$k_{\Pi} = \frac{h}{\sqrt{1+h^2}} \left[1 - \frac{1}{2} \frac{1}{1+h^2} + \frac{3}{4} \frac{h^2}{(1+h^2)^2} + \frac{3}{8} \frac{1}{(1+h^2)^2} \right]. \quad (2.22)$$

Выражения (2.21) и (2.22) характеризуют подавление модуляции сигнала флюктуационной помехой, которую можно представить в виде n синусоидальных составляющих различных частот; амплитуда каждой из них равна $U_{m1} = \frac{U_{m\Pi}}{\sqrt{n}}$, причём $n \rightarrow \infty$.

На рис. 2.4 сплошной линией показана зависимость коэффициента помехоустойчивости модуляции сигнала при флюктуационной помехе, рассчитанная по формуле (2.22), а пунктирной — вычисленная по формуле

$$k_{\Pi} = \frac{h}{\sqrt{1+h^2}}. \quad (2.23)$$

Здесь же нанесены точки, полученные экспериментально.

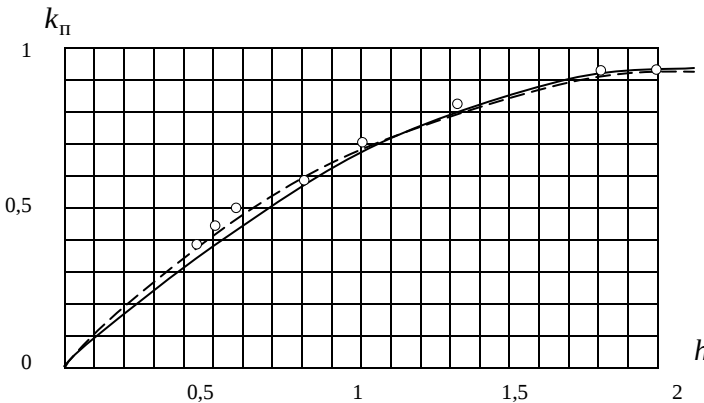


Рис. 2.4

При флюктуационной помехе расчёт по формуле (2.23) даёт хорошее совпадение с данными эксперимента. Её можно вывести следующим

образом. При большем числе составляющих помехи вероятное эффективное значение результирующей амплитуды

$$U_m = \sqrt{U_{mc}^2 + U_{мп}^2}.$$

Если $U_{mc} = U_{mc0}(1 + m \sin \Omega t)$ и $m \ll 1$, то

$$u_{вых\ det} = U_m \approx \sqrt{U_{mc}^2 + U_{мп}^2} \left[1 + \frac{U_{mc0}^2 m \sin \Omega t}{U_{mc0}^2 + U_{мп}^2} \right]. \quad (2.24)$$

Отсюда амплитуда напряжения частоты Ω на выходе

$$U_{m\Omega} = m U_{mc0} \frac{h}{\sqrt{1 + h^2}}. \quad (2.25)$$

Воздействие помехи на фазовый детектор

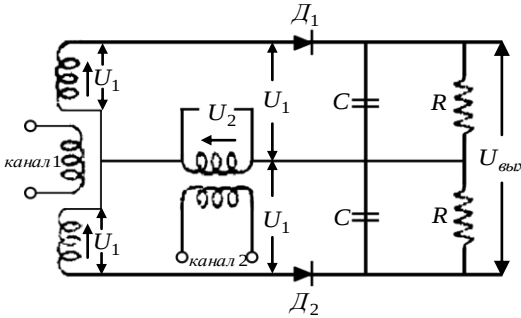


Рис. 2.5

Простейшая схема фазового детектора показана на рис. 2.5. В каждом из каналов детектора может действовать не только напряжение сигнала, но и напряжение помехи, поэтому желательно выяснить характер влияния помехи на работу фазового детектора.

Положим, что к каждому из двух входов фазового детектора подводятся напряжения сигнала и помехи. Пусть напряжение на первой половине вторичной обмотки входного трансформатора равно

$$u_1 = U_{m1} \cos \omega t + U_{мп1} \cos(\omega_{п1} t + \varphi_{п1}), \quad (2.26)$$

а напряжение на одной половине вторичной обмотки второго входного трансформатора

$$u_2 = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi) + U_{мп2} \cos(\omega_{п2} t + \varphi_{п2}),$$

где φ_{Π_1} — начальная фаза напряжения помехи в канале 1; $\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right)$ — сдвиг фаз между напряжениями в каналах 1 и 2; φ_{Π_2} — начальная фаза напряжения помехи в канале 2.

Будем считать напряжения помех в каналах 1 и 2 статистически не зависимыми друг от друга. Напряжения, действующие в цепи первого D_1 и второго D_2 детекторов, соответственно равны:

$$u_I = u_1 + u_2, \quad (2.27)$$

$$u_{II} = u_1 - u_2. \quad (2.28)$$

Если постоянные времени детекторов достаточно малы, так что выполняется условие безынерционности, то напряжения на выходе детекторов D_1 и D_2 пропорциональны амплитудам действующих в их цепях напряжений.

Разлагая амплитуды результирующих напряжений в биномиальные ряды и беря разность между ними, убеждаемся в том, что напряжение на выходе фазового детектора состоит из постоянного и переменного напряжений. Постоянное выходное напряжение будет

$$u_{\text{вых}} \approx \frac{2U_{m1}U_{m2} \sin \varphi}{C} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{U_{m\Pi_1}^2 + U_{m\Pi_2}^2}{C^2} \right), \quad (2.29)$$

где

$$C = \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 + U_{m\Pi_1}^2 + U_{m\Pi_2}^2}, \quad (2.30)$$

а переменное в основном определяется лишь следующими тремя членами:

$$\begin{aligned} U_{\text{подвых}} \approx & \frac{2U_{m\Pi_1}U_{m\Pi_2} \cos \varphi}{C} + \\ & + \frac{\sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 + 2U_{m1}U_{m2} \sin \varphi} \sqrt{U_{m\Pi_1}^2 + U_{m\Pi_2}^2 + 2U_{m\Pi_1}U_{m\Pi_2} \cos \varphi_{\Pi}}}{C} \cos \varphi_{\Pi} - \\ & - \frac{\sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 - 2U_{m1}U_{m2} \sin \varphi} \sqrt{U_{m\Pi_1}^2 + U_{m\Pi_2}^2 - 2U_{m\Pi_1}U_{m\Pi_2} \cos \varphi_{\Pi}}}{C} \cos \varphi_{\Pi}. \end{aligned}$$

При этом углы φ_1 и φ_{Π} зависят от соотношения помехи и сигналов в каналах 1 и 2.

Подавление постоянного напряжения на выходе фазового детектора

Как показано в предыдущем параграфе, постоянное напряжение на выходе фазового детектора

$$u_{\text{вых}} \approx \frac{2U_{m1}U_{m2} \sin \varphi}{\sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 + U_{m\Pi1}^2 + U_{m\Pi2}^2}} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{U_{m\Pi1}^2 + U_{m\Pi2}^2}{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 + U_{m\Pi1}^2 + U_{m\Pi2}^2} \right). \quad (2.31)$$

Принимая во внимание, что в отсутствие помехи

$$u_{\text{вых}} \approx \frac{2U_{m1}U_{m2} \sin \varphi}{\sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2}}, \quad (2.32)$$

а также умножив и поделив предыдущее выражение на $\sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2}$ получим

$$u_{\text{вых}} \approx \frac{2U_{m1}U_{m2} \sin \varphi}{\sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2}} k_{\Pi}, \quad (2.33)$$

где коэффициент помехоустойчивости постоянного напряжения на выходе фазового детектора

$$k_{\Pi} \approx \sqrt{\frac{1}{1 + \gamma^2}} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\gamma^2}{1 + \gamma^2} \right), \quad (2.34)$$

где

$$\gamma^2 = \frac{Z^2 p_1^2 + p_2^2}{Z^2 + 1}, \quad (2.35)$$

причём

$$Z = \frac{U_{m1}}{U_{m2}}, \quad p_1 = \frac{U_{m\Pi1}}{U_{m1}}, \quad p_2 = \frac{U_{m\Pi2}}{U_{m2}}. \quad (2.36)$$

Изменяя соотношение амплитуд сигнала в каналах фазового детектора Z , можно изменять коэффициент помехоустойчивости постоянного напряжения на выходе фазового детектора. Так, при $Z = 0$

$$k_{\pi} = \sqrt{\frac{1}{1+p_2^2}} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{p_2^2}{1+p_2^2} \right), \quad (2.37)$$

при $Z = \infty$

$$k_{\pi} = \sqrt{\frac{1}{1+p_1^2}} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{p_1^2}{1+p_1^2} \right). \quad (2.38)$$

Можно убедиться в том, что при $p_1 = p_2 = p$ независимо от величины Z k_{π} можно определить по формулам (2.37) или (2.38). Выгодно иметь при $p_1 > p_2$ $Z \ll 1$, а при $p_1 < p_2$ $Z \gg 1$.

При этом получим

$$k_{\pi} \approx \sqrt{\frac{1}{1+p^2}} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{p^2}{1+p^2} \right), \quad (2.39)$$

где p — наименьшее отношение помехи к сигналу; p_2 — для первого случая и p_1 — для второго.

При $p_1 = p_2$ величину Z можно взять любой, но из условия влияния асимметрии плеч фазового детектора желательно иметь $Z \approx 1$.

В отсутствие помехи в одном из каналов и Z , стремящемся к нулю или бесконечности, можно получить $k_{\pi} \rightarrow 1$. На практике невозможно сделать $Z = 0$ или $Z = \infty$, однако можно взять Z в 3–5 раз больше или меньше единицы. Это позволит значительно увеличить коэффициент помехоустойчивости.

Пример: $p_1 = 0, p_2 = 2$;
при $Z = 1$; $k_{\pi} = 0,39$;
при $Z = 5$; $k_{\pi} = 0,87$.

Отношение помехи к сигналу на выходе фазового детектора

В предыдущем параграфе было показано, что минимальное подавление постоянного напряжения на выходе фазового детектора получается при максимальном превышении напряжения канала, в котором отношение сигнал/помеха минимально.

Если не требуется большой скорости изменения постоянного напряжения на выходе детектора, то это напряжение можно усилить усилителем постоянного тока с весьма узкой полосой пропускания. В результа-

те переменное напряжение, создаваемое помехами на выходе усилителя, будет уменьшено по сравнению с напряжением сигнала.

Анализ воздействия сигнала и помехи на фазовый детектор показывает, что отношение помехи к сигналу на выходе фазового детектора (т. е. $\Phi(p_1; p_2; Z)$), во-первых, всегда больше, чем на его входе, а во-вторых, с ростом этого отношения на входе на выходе наблюдается ещё более быстрый рост его. Исключением является лишь случай, когда помеха имеется в одном из каналов, а напряжение сигнала в другом во много раз больше, чем в первом. Этот случай оптимального режима соответствует избирательному детектированию, при котором приведённое отношение помеха/сигнал на выходе всегда равно этому же отношению на входе детектора.

Анализ показывает, что при действии помехи в двух каналах отношение помеха/сигнал на выходе увеличивается более чем в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с отношением, получаемым при действии помехи в одном канале. Так, при $Z = 1$ получим увеличение в $\sqrt{2 + p^2}$ раз.

Последствие в амплитудном детекторе

Эффект подавления слабого сигнала в амплитудном детекторе имеет место при одновременном воздействии полезного сигнала и помехи. Этот эффект в системах связи приводит к демодуляции полезного АМ-сигнала, в системах РЛС — к усилению вероятности пропуска сигнала. Этот эффект наиболее опасен в случае воздействия непрерывных помех и импульсных потоков малой скважности T/τ (большой плотности).

Воздействие интенсивных импульсных помех, проходящих в полосу пропускания УПЧ, может вывести приемное устройство (и амплитудный детектор в частности) из рабочего режима на относительно длительное время после окончания действия помехи. В течение этого времени приемник теряет чувствительность к полезным сигналам, которые следуют за сильной помехой. Очевидно, что для улучшения характеристики помехозащищенности следует добиваться уменьшения времени последствия помех.

Детектирование радиоимпульсных сигналов сопровождается переходными процессами, которые могут существенно повлиять на совместимость РЭС. Действительно, в типовой схеме амплитудного детектора

радиоимпульс с прямоугольной огибающей детектируется следующим образом (см. рис. 2.7).

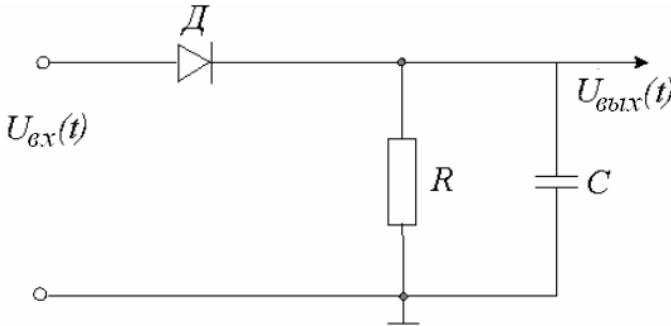


Рис. 2.6

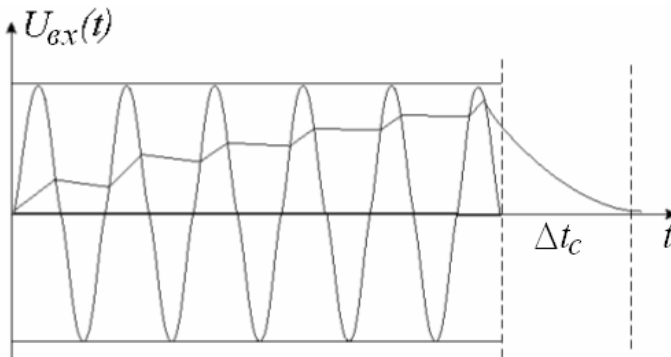


Рис. 2.7

Если длительность импульса τ_u больше длительности переднего фронта Δt_y ($\Delta t_y \geq (2 \div 3)T_n$), то устанавливается амплитудное значение. В момент $t = \tau_u$ импульс помехи исчезает и начинается свободный разряд конденсатора C через резистор R . В результате, если следом за импульсом помехи на вход амплитудного детектора поступает импульс полезного сигнала, то он может быть не зафиксирован индикатором вследствие последействия по окончании импульса помехи. Определим время последействия амплитудного детектора по огибающей импульса

помехи. Под временем последействия будем понимать временной интервал Δt_n , на котором переходный процесс по окончании помехи достигает величины, в n раз превышающей амплитуду сигнала, т.е.

$$\left| U_{n \text{ вбл}} (\Delta t_n) \right| = \left| U_{c \text{ вбл}} \right| \cdot n. \quad (2.40)$$

Согласно этому критерию, время последействия импульсной помехи в амплитудном детекторе равно

$$t_{n \text{ АД}} = RC \ln \frac{n U_n}{U_c}. \quad (2.41)$$

Таким образом, на таком интервале импульсный сигнал, следующий за помехой, не будет зафиксирован.

Отсюда видно, что время последействия не зависит от схемы включения детектора, а определяется постоянной времени RC и соотношением сигнал/помеха. Необходимо отметить, что время последействия больше времени нарастания колебаний. Это связано с нелинейными явлениями при детектировании. Как известно, в линейных системах время нарастания импульса равно времени спада импульса.

Влияние на работу диодного детектора разделительной цепи

Разделительная цепь $R_0 C_p$ приводит не только к частотным искажениям на низких частотах, но также может привести к нелинейным искажениям при детектировании.

Нелинейные искажения могут возникнуть вследствие того, что разделительная цепь создает отрицательное смещение для диода, которое нарушает нормальную работу детектора.

Действительно, в процессе детектирования на конденсаторе C_p выделяется постоянная составляющая выпрямленного напряжения U_{on} :

$$U_{on} = U_{0 \text{ вх}} \cos \theta, \quad (2.42)$$

где $U_{0 \text{ вх}}$ — амплитуда несущей, θ — угол отсечки в детекторе.

Если амплитуда входного напряжения уменьшается до нуля из-за амплитудной модуляции, то ток через диод прекращается и напряжение на нагрузке U_n стремится к нулю. При этом необходимо учитывать переходные процессы. Однако из-за наличия разделительной цепи это на-

пряжение не станет равным нулю, даже если постоянная времени нагрузки детектора достаточно мала. Объясняется это тем, что после прекращения тока диода емкость разделительной цепи C_p становится источником постоянного (если АМ-помеха) напряжения U_{on} и создает на сопротивлении нагрузки детектора R_n напряжение запирающего диода

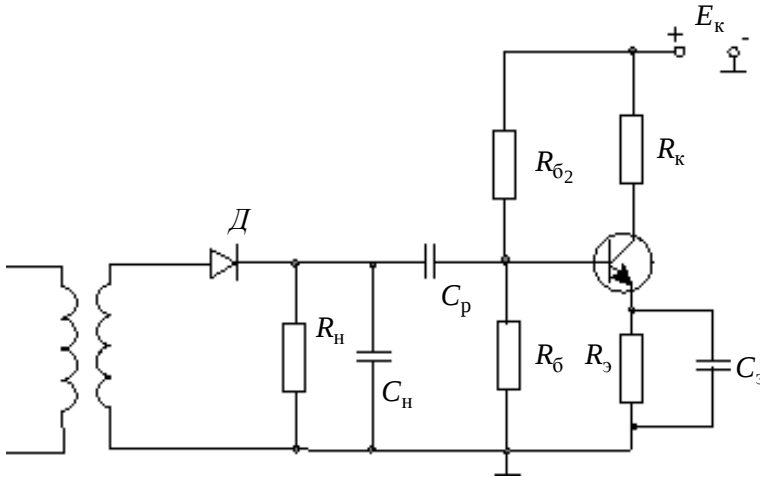


Рис. 2.8

$$U_3 = U_{on} \frac{R_n}{R_n + R_б}. \quad (2.43)$$

Таким образом, напряжение на нагрузке не может стать меньше U_3 , что приводит к нелинейным искажениям. Полярность напряжения U_3 является отрицательной для диода, и поэтому он будет закрыт в течение всего времени, пока амплитуда входного напряжения U_{ex} будет меньше U_3 (см. рис. 2.9).

Для того чтобы не было нелинейных искажений из-за разделительной цепи, минимальная амплитуда входного сигнала должна быть больше порогового напряжения U_3 , т.е. $U_{ex \min} \geq U_3$.

Но минимальная амплитуда входного сигнала

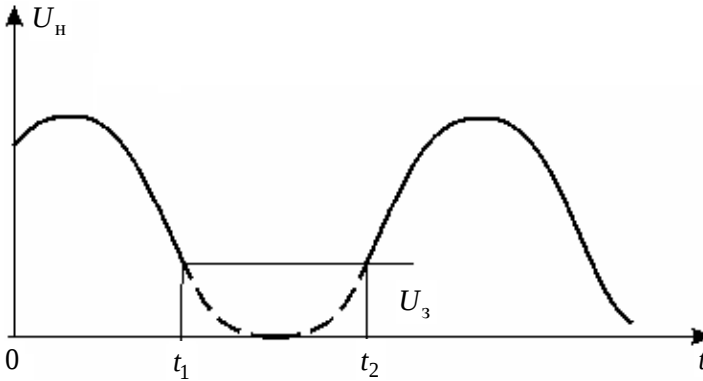


Рис. 2.9

$U_{\text{ex min}} = U_{0 \text{ ex}}(1 - m)$, m — глубина модуляции АМ-помехи.

Считая, что $U_{\text{on}} \approx U_{0 \text{ ex}} (\cos \theta \approx 1)$ получим следующие условия отсутствия искажений

$$m \leq \frac{R_{\text{с}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{с}}}. \quad (2.44)$$

Если на вход амплитудного детектора поступает последовательность импульсов помехи, то в установившемся режиме постоянная составляющая помехи

$$U_{\text{on}} = I_{\text{н}} R_{\text{н}} = \frac{1}{Q} \frac{R_{\text{н}} S U_{\text{n}}}{Q} (\sin \theta - \theta \cos \theta), \quad (2.45)$$

где Q — скважность импульсного потока; S — крутизна ВАХ диода; θ — угол отсечки.

Это постоянное напряжение при малом угле отсечки θ может закрыть диод. Необходимо отметить, что эффект последействия приводит к уменьшению скважности

$$Q = \frac{T}{\tau_{\text{n}} + \Delta t_{\text{n}}}, \quad (2.46)$$

что эквивалентно увеличению постоянного напряжения $U_{\text{н}}$ и может привести к полной потере чувствительности РПУ.

2.1.3. Потеря чувствительности и последствие частотно-избирательного усилителя. Воспользуемся математической моделью усилителя, использующей метод огибающей, который базируется на теореме о низкочастотном эквиваленте.

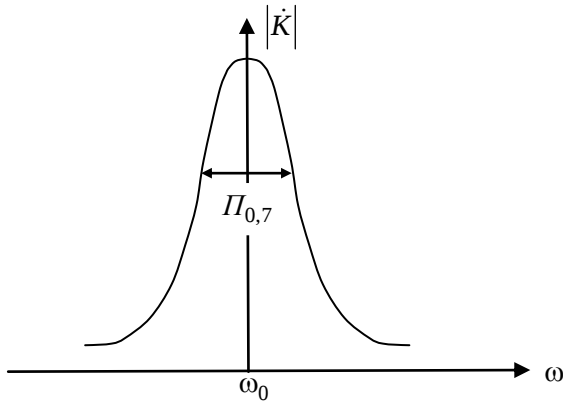


Рис. 2.10

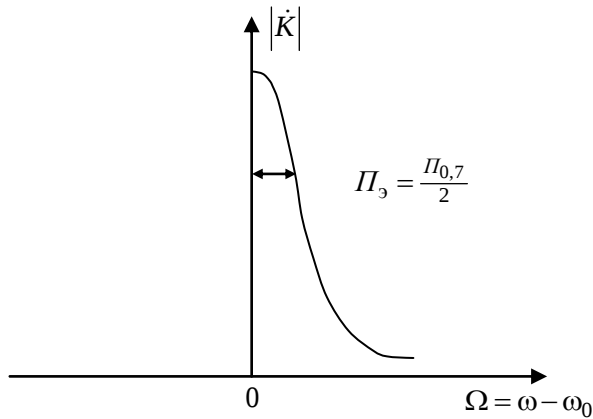


Рис. 2.11

Низкочастотным эквивалентом УВЧ называется видеоусилитель, комплексный коэффициент передачи $\dot{K}_3(j\Omega)$ которого равен комплексному коэффициенту передачи $\dot{K}_3(j\omega)$ усилителя высокой частоты для огибающей.

Укороченное дифференциальное уравнение по огибающей, описывающее работу этого усилителя, имеет вид:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} + \Pi_3 U_{\text{ВЫХ}} = K_0 \Pi_3 U_{\text{ВХ}} \quad (2.47)$$

или

$$\tau \dot{U}_{\text{ВЫХ}} + U_{\text{ВЫХ}} = K_0 U_{\text{ВХ}} \quad (2.48)$$

где $\tau = \frac{1}{\Pi_3} = \frac{2}{\Pi_{0,7}}$, Π_3 — полоса эквивалентного ВУ, K_0 — резонансный коэффициент усиления.

Модель вида (2.48) учитывает инерционные и усилительные свойства устройства.

Учтем далее в математической модели одноконтурного избирательного усилителя наличие цепи АРУ.

Системы АРУ подразделяются по принципу действия на прямые и обратные. Прямые АРУ (ПАРУ) — это АРУ без обратной связи, в которых регулирующее напряжение поступает со входа регулируемого каскада. Обратная АРУ (ОАРУ) — это АРУ, в которой регулирующее напряжение подается с выхода регулируемого каскада.

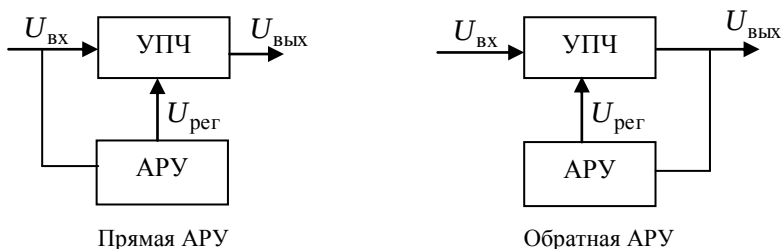


Рис. 2.12

По структуре цепи АРУ эти системы могут быть усиленными и неусиленными в зависимости от наличия или отсутствия в цепи АРУ усилителя (усиление может присутствовать как по переменному току до детектора, так и по постоянному току после детектора). АРУ могут быть

задержанными и незадержанными. В первом случае регулировка начинается при превышении сигналом некоторого минимального значения (порога).

Общая структура усилителя с ОАРУ представлена на рис. 2.13.

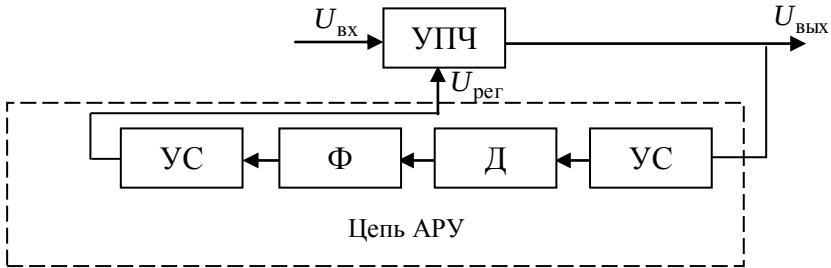


Рис. 2.13

В зависимости от соотношения инерционности регулируемого усилителя τ и цепи АРУ τ_ϕ мы будем различать безынерционную АРУ ($\tau_\phi < \tau$) и инерционную АРУ ($\tau_\phi > \tau$).

Напряжение на выходе цепи АРУ и входное напряжение в усилителе не суммируются, а связаны через параметр, каким является коэффициент усиления, поэтому систему АРУ следует отнести к системам с параметрической обратной связью.

Состояние усилителя с АРУ полностью описывается тремя уравнениями: уравнением для коэффициента передачи регулируемого усилителя, уравнением для коэффициента передачи усилителя в цепи АРУ и уравнением регулировочной характеристики регулируемого усилителя. Основное уравнение, определяющее процессы в системе АРУ, в общем случае является нелинейным дифференциальным уравнением n -го порядка с переменными коэффициентами, зависящими от входного сигнала. Теоретически задача исследования процессов в системе АРУ является очень сложной, поэтому при решении конкретных задач вводят ряд идеализаций и упрощений.

1) Поскольку порядок и коэффициенты дифференциального уравнения определяются применяемым фильтром низких частот (ФНЧ) в цепи АРУ, то в большинстве случаев при анализе этот фильтр берут в

виде одной интегрирующей цепочки RC и очень редко применяют двух-звенный RC -фильтр.

2) Регулировочная характеристика усилителя $K=K(U_p)$ в общем виде имеет нелинейный характер, определяемый нелинейной зависимостью коэффициента передачи усилителя от величины регулирующего напряжения. Однако при анализе системы АРУ функцию $K = K(U_p)$ аппроксимируют линейной зависимостью, т.е. полагают, что $K = K_0 - \alpha U_p$, где $\alpha = \operatorname{tg} \varphi = K_0 / U_{p \max}$ — угловой коэффициент характеристики; $U_{p \max}$ — максимальное регулирующее напряжение, при котором $K = 0$; K_0 — начальный коэффициент усиления, U_p — регулирующее напряжение.

Следует отметить, что линейная аппроксимация зависимости $K = K(U_p)$ позволяет существенно упростить последующий анализ, хотя и приводит к некоторому завышению искажений огибающей сигнала за счет завышения величины α при больших U_p .

3) Будем полагать, что в усилителе отсутствуют нелинейные искажения и что он остается линейным по отношению к любому амплитудно-модулированному входному сигналу. Поэтому цепь АРУ предполагается также линейной для огибающего сигнала.

Поскольку при передаче импульсов свойства полосового усилителя оцениваются качеством воспроизведения огибающей входного сигнала на выходе, то в дальнейшем под входным и выходным напряжением всюду будем понимать огибающие этих сигналов.

Несмотря на линеаризацию регулировочной характеристики и ряд упрощений, система АРУ описывается дифференциальным уравнением с переменными коэффициентами, зависящими от входного сигнала. Поэтому для каждого конкретного сигнала надо составлять и решать свое уравнение динамики АРУ.

Задача об определении времени последствия импульсной помехи в УПЧ с АРУ сводится к рассмотрению прохождения прямоугольного радиоимпульса через такую систему.

Для простоты будем рассматривать однокаскадный резонансный усилитель, частота настройки которого ω совпадает с частотой сигнала (см. рис. 2.10). Согласно теореме о НЧ-эквиваленте сигнала резонансный усилитель можно представить в виде двух звеньев: непосредственно усилителя с коэффициентом усиления $K_1 = K_0 - \alpha U_p$ и одиночного контура. Одиночный контур по отношению к огибающим входного $U_1(t)$ и

выходного $U_2(t)$ сигналов ведёт себя как фильтр нижних частот с постоянной времени $\tau = 2/\Delta\omega$. Здесь K_0 — максимальный коэффициент усиления регулируемого усилителя, U_p — регулирующее напряжение, α — угловой коэффициент регулировочной характеристики, $\Delta\omega$ — полоса пропускания одиночного контура. Цепь АРУ включает в себя безынерционный детектор с коэффициентом передачи, равным 1, усилитель НЧ с коэффициентом усиления K_2 и фильтр НЧ, представляющий собой RC-цепочку с постоянной времени $\tau_\phi = RC$, E_3 — напряжение задержки.

Сигнал и помеха представляют собой радиоимпульсы с прямоугольной огибающей и одинаковыми частотами заполнения, совпадающими с частотой настройки усилителя. Введение этих идеализаций позволяет без ограничения общности полученных выводов существенно упростить теоретический анализ. Соотношение постоянных времени τ и τ_ϕ определяет инерционную ($\tau_\phi > \tau$) и безынерционную ($\tau_\phi < \tau$) АРУ. Дальнейший анализ будем проводить для обоих типов АРУ на примере широко применяемых систем с обратной связью или обратной АРУ (ОАРУ) и без обратной связи или прямой АРУ (ПАРУ).

Эффект потери чувствительности в системе АРУ оценим при условии, что амплитуда помехи $U_n(t)$ намного превышает амплитуду сигнала $U_c(t)$. Система работает по импульсу $U_n(t)$.

Состояние усилителя с ОАРУ после окончания действия помехи описывается системой уравнений:

$$\begin{cases} \tau \dot{U}_{c \text{ вых}}(t) + U_{c \text{ вых}}(t) = [K_0 - \alpha U_p(t, U_n)] U_c(t); \\ \tau \dot{U}_{n \text{ вых}}(t) + U_{n \text{ вых}}(t) = 0; \\ \tau_\phi \dot{U}_p(t) + U_p(t) = [U_{n \text{ вых}}(t) - E_3] K_2; U_{p \text{ вых}} > E_3, \end{cases} \quad (2.49)$$

где $U_n(t)$, $U_c(t)$ и $U_{n \text{ вых}}(t)$, $U_{c \text{ вых}}(t)$ — огибающие помехи и сигнала на входе и выходе усилителя соответственно; E_3 — напряжение задержки; K_2 — коэффициент усиления цепи АРУ. Из этих уравнений можно найти как напряжение последствия помехи $U_{n \text{ вых}}(t)$, необходимое для определения времени последствия помехи по ВЧ, так и зависимость $U_p(t)$, которая характеризует процесс восстановления номинального коэффициента усиления усилителя. Таким образом, определение времени потери чувствительности системы АРУ после воздействия мощной импульсной помехи сводится к двум задачам:

1. Определение времени последействия t_{π} по огибающей $U_{\pi \text{ вых}}(t)$.
2. Определение времени восстановления начального КУ регулируемого усилителя t_b .

Время последействия будем определять исходя из равенства амплитуды сигнала $U_{c \text{ вых}}(t)$ и напряжения последействия помехи $U_{\pi \text{ вых}}(t)$:

$$U_{\pi \text{ вых}}(t) = U_{c \text{ вых}}(t). \quad (2.50)$$

Время восстановления КУ определим как временной интервал, в течение которого коэффициент усиления $K = K_0 - \alpha U_p(t, U_{\pi})$ возрастет до уровня $0,9 K_0$, т.е. из уравнения:

$$K_0 - \alpha U_p(t_b) = 0,9 K_0. \quad (2.51)$$

Значения t_{π} и t_b найдем для двух предельных случаев: длительного ($T_{\pi} \gg \tau, \tau_{\phi}$) и кратковременного ($T_{\pi} < \tau, \tau_{\phi}$) импульсов $U_{\pi}(t)$. Здесь T_{π} — длительность импульса помехи.

Воздействие длительных импульсов на систему с ОАРУ. Огибающая выходного напряжения $U_{\pi \text{ вых}}(t)$ после окончания действия длительной помехи имеет вид:

$$U_{\pi \text{ вых}}(t) = A \exp\left\{-\frac{t'}{\tau}\right\}, \quad t' = t - T_{\pi} > 0, \quad A = \frac{U_{\pi}(K_0 + \alpha K_2 E_3)}{1 + \alpha K_2 N_{\pi}}. \quad (2.52)$$

Тогда время последействия для системы с инерционной АРУ

$$t_{\pi} = \tau \ln \frac{U_{\pi}}{U_c}, \quad (2.53)$$

с безынерционной

$$t_{\pi} = \tau \ln \frac{A}{K_0 U_c}. \quad (2.54)$$

Как видно из (2.53) и (2.54), введение инерционной АРУ не изменяет времени последействия, а безынерционной — уменьшает его.

Напряжение последействия кратковременной помехи и регулирующее напряжение в случае инерционной АРУ описываются выражениями:

$$U_{n \text{ вих}}(t) \approx K_0 U_n \frac{T_n}{\tau} \exp\left\{-\frac{t}{\tau}\right\}, \quad (2.55)$$

$$U_{p \text{ вых}}(t) \approx K_0 K_2 U_{\pi} \frac{T_{\pi}}{\tau} \exp \left\{ -\frac{t}{\tau_{\phi}} \right\}. \quad (2.56)$$

Тогда на основании критерия (2.50) находим время последствия помехи

$$t_{\pi} \approx \tau \ln \left(\frac{U_{\pi} T_{\pi}}{U_c \tau} \right).$$

Вследствие большой инерционности кольца АРУ и кратковременности импульса ($T_{\pi} \ll \tau, \tau_{\phi}$) время последствия зависит только от параметров импульсов и характеристик усилителя. Время восстановления КУ определяется выражением:

$$t_{\text{в}} \approx 2,3\tau_{\phi} + \tau_{\phi} \ln \alpha K_2 U_{\pi} \frac{T_{\pi}}{\tau_{\phi}}. \quad (2.57)$$

2.1.4. Последствие в частотно-избирательном усилителе, незгруженном импульсной помехой. Воздействие непреднамеренных импульсных помех большого уровня может привести к существенно нелинейному режиму работы отдельных каскадов приемного тракта и повлиять на время переходных процессов.

Экспериментальное исследование позволяет оценить наиболее существенные изменения в форме сигналов на выходе нелинейного УПЧ.

Такое исследование проводится на УПЧ, собранном по типовой схеме, изображенной на рис. 2.14.

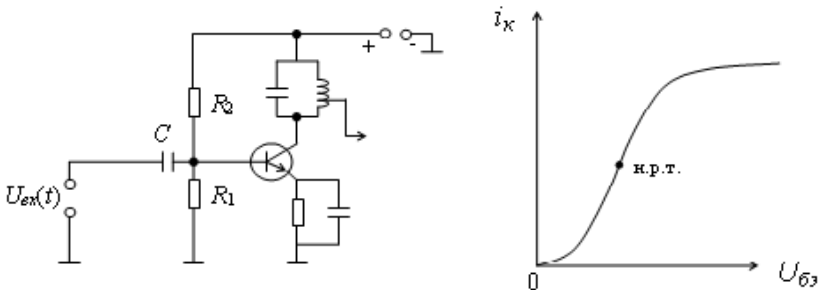


Рис. 2.14

Для анализа эффектов последствия импульсной помехи при нелинейном режиме работы УПЧ целесообразно первоначально рассмотреть деформацию импульса помехи на выходе УПЧ при изменении его амплитуды на входе.

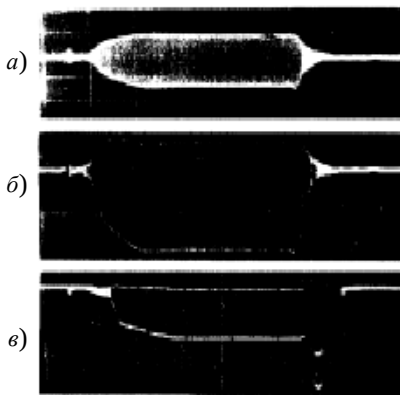


Рис. 2.15. Осциллограммы сигнала на выходе транзистора УПЧ (p-n-p):
а — $U_n = 4 \text{ мВ}$;
б — $U_n = 40 \text{ мВ}$;
в — $U_n = 170 \text{ мВ}$

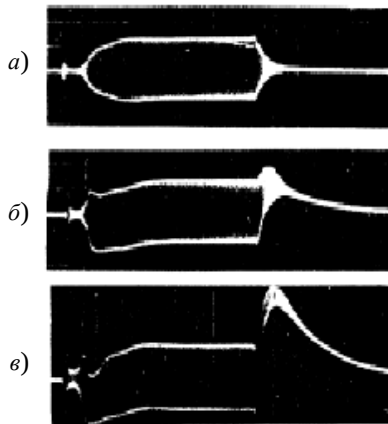


Рис. 2.16. Осциллограммы сигнала на выходе транзистора УПЧ (n-p-n):
а — $U_n = 4 \text{ мВ}$;
б — $U_n = 40 \text{ мВ}$;
в — $U_n = 170 \text{ мВ}$

Итак, с увеличением амплитуды импульса помехи на входе УПЧ происходят следующие изменения его формы на выходе. Первоначально, если начальная рабочая точка (н.р.т.) выбрана в активной области работы транзистора, с увеличением амплитуды импульса растет его амплитуда на выходе. В этом режиме работы переходные процессы определяются, в основном, инерционностью транзисторов (временем рассасывания и накопления избыточных носителей в базе) (рис. 2.15). С ростом амплитуды импульса происходит его расширение, затем ограничение положительной и отрицательной полуволн. Эти искажения определяются выходной цепью каскада и обусловлены заходом сигнала в область насыщения и отсечки, соответственно. Дальнейшее увеличение

амплитуды помехи может привести к провалу вершины выходного импульса (рис. 2.15). Это обусловлено уменьшением коллекторного тока в режиме насыщения $U_{\text{бэ}} > U_{\text{кз}} > 0$. В этом режиме значительно растет время рассасывания неосновных носителей. Эффект рассасывания может сопровождаться появлением выбросов коллекторного тока у фронтов импульса (рис. 2.16). Увеличение амплитуды импульса помехи наряду с известными эффектами отсечки, провала вершины и т.д. приводит к появлению по окончании импульса мощного выброса. Для транзисторов типа *p-n-p* выброс имеет отрицательную полярность, типа *n-p-n* — положительную (рис. 2.15 и 2.16). Длительность этих выбросов в зависимости от режима работы каскада и амплитуды входного импульса изменяется от долей до десятков микросекунд. Наличие выбросов приводит к потере чувствительности УПЧ после действия помехи.

На рис. 2.17 показана зависимость времени последствия $t_{\text{п}}$ от амплитуды помехи $U_{\text{п}}$ при линейном и нелинейном режимах работы УПЧ. Из рисунка видно, что время последствия резко возрастает при нелинейном режиме работы УПЧ и определяется в основном длительностью выброса заднего фронта помехи. Наличие этих выбросов обусловлено эффектом детектирования радиоимпульса на участке база — эмиттер транзистора. Действительно, предположим, что смещение на базе $U_{\text{бэ}}$ равно нулю. Появление радиоимпульса помехи приводит к росту тока базы. В результате детектирования на участке база — эмиттер постоянная составляющая тока базы $I_{\text{бэ}}$ заряжает емкость нагрузки детектора C_1 . На сопротивлении нагрузки детектора R_1/R_2 во время действия радиоимпульса выделяется экспоненциальное напряжение, полярность которого определяется типом проводимости транзистора. В результате на базе создается динамическое смещение, и огибающая импульса помехи искажается (рис. 2.18). Переходный процесс по окончании действия импульса помехи обусловлен разрядом емкости C через сопротивление R_2 (закрытый переход база — эмиттер имеет сопротивление намного больше, чем R_2).

В режиме насыщения наряду с отмеченным детекторным эффектом в цепи база — эмиттер имеет место коллекторное детектирование. Эффект коллекторного детектирования определяется нелинейностью проходной характеристики $I_k = f(U_{\text{бэ}})$. Детектирование в базовой и коллекторных цепях противоположны по своему влиянию на коллекторный

ток. Следовательно, эффект базового детектирования радиоимпульса помехи может быть нейтрализован операцией коллекторного детектирования. В результате амплитуда обратного выброса может быть существенно уменьшена, что приведет к уменьшению времени последствия.

Проведенная выше физическая оценка влияния нелинейных эффектов на время последствия УПЧ и формулы, приведенные в разделе 2.1.4, позволят сделать определенные рекомендации по уменьшению величины t_n . С увеличением уровня помехи целесообразно в целях уменьшения времени t_n смещать рабочую точку транзисторного каскада таким образом, чтобы эффекты базового и коллекторного детектирования нейтрализовали друг друга.

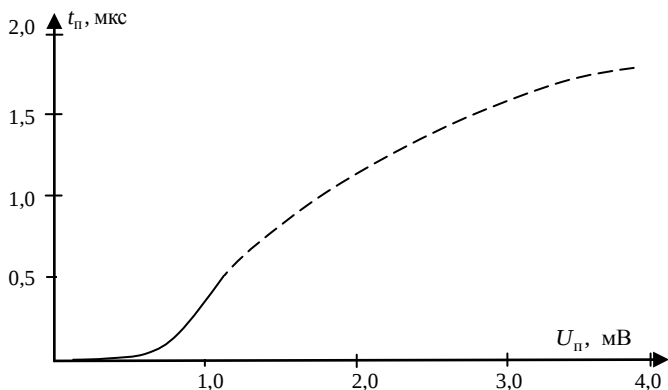


Рис. 2.17. Зависимость времени последней амплитуды помехи при линейном (сплошная линия) и нелинейном (штриховая линия) режимах работы

На рис. 2.19 показана зависимость времени последствия t_n от величины сопротивления смещения R_1 (см. рис. 2.14). При полной нейтрализации эффектов детектирования время последствия определяется временем рассасывания неосновных носителей.

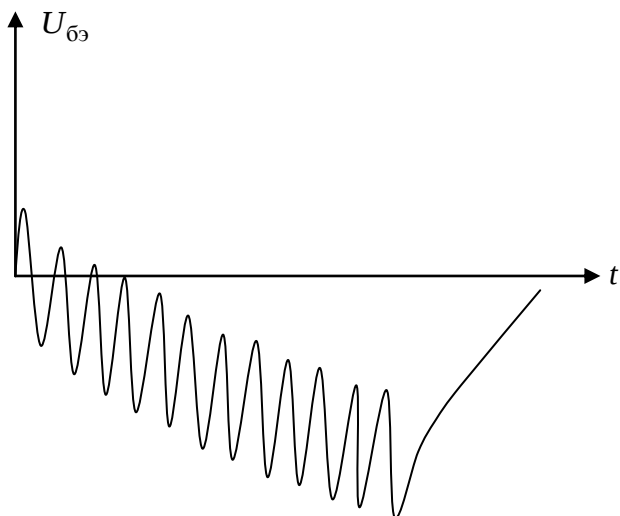


Рис. 2.18. Искажение огибающей импульса помехи в результате создания динамического смещения на базе

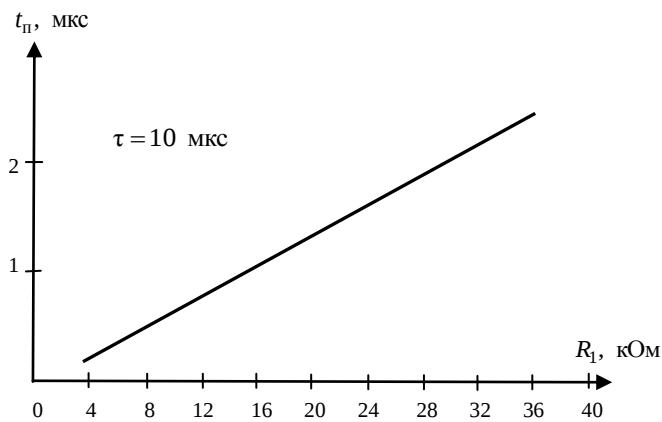


Рис. 2.19. Зависимость времени последствия в УПЧ от сопротивления смещения

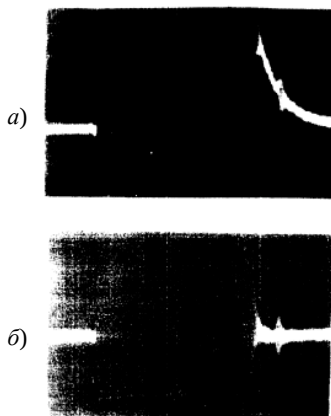


Рис. 2.20. Осциллограммы сигнала и мощной помехи на выходе УПЧ: *а* — без нейтрализации обратного выброса; *б* — с нейтрализацией обратного выброса

На рис. 2.20*а* и 2.20*б* показаны, соответственно, осциллограммы смеси полезного и мощного мешающего импульсных сигналов на выходе УПЧ без нейтрализации обратного выброса и с его нейтрализацией.

Из осциллограмм видно, что время последствий можно существенно уменьшить путем взаимной нейтрализации нелинейных эффектов в цепи базы и в цепи коллектора.

2.1.5. Преобразовательные свойства полупроводникового диода.

Теория преобразования частоты с помощью полупроводниковых диодов подробно разработана для режима малого сигнала. Этот режим характеризуется пропорциональной зависимостью между мощностью входного сигнала и выходной мощностью промежуточной частоты, а величина потерь преобразования не зависит от мощности сигнала. В работе при анализе преобразовательных свойств полупроводникового диода учитывается влияние лишь прямой ветви характеристики диода при сравнительно малых мощностях ($P_c < P_r$, $P_r < 20$ мВт, где P_c — мощность сигнала, P_r — мощность гетеродина). При этом получено: ток и потери преобразования увеличиваются по нелинейному закону с ростом мощности сигнала, причем рост потерь преобразования не зависит от пара-

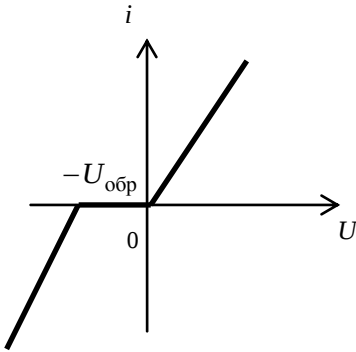


Рис. 2.21

метров диода и определяется только отношением мощности сигнала к мощности гетеродина.

Учтем влияние обратной ветви характеристики диода, проявляющееся при воздействии мощных помех. Проведение полного количественного анализа преобразовательных свойств полупроводниковых диодов при учете влияния обеих ветвей характеристики связано с определенными

трудностями, заключающимися в сложности достаточно точной аппроксимации характеристики. Выполним анализ при условии идеализированной характеристики диода, что, однако, позволит полностью выяснить те дополнительные эффекты при преобразовании частоты, которые обусловлены влиянием обратной ветви. Аппроксимируем характеристику диода кусочно-ломаной кривой (рис. 2.21).

Полагая амплитуду сигнала достаточно большой, будем считать, что излом прямой ветви имеет место при напряжении $U = 0$, а автосмещение рабочей точки отсутствует. При этих допущениях характеристику диода $i = f(U)$ можно записать следующим образом:

$$i = S U_{\text{вх}} = \begin{cases} S_{\text{пр}} U, & U > 0, \\ 0, & -U_{\text{обр}} < U < 0, \\ -S_{\text{обр}} U, & U < -U_{\text{обр}}, \end{cases} \quad (2.58)$$

где S — обобщенная крутизна характеристики, $S_{\text{пр}}$ — крутизна прямой ветви характеристики, $S_{\text{обр}}$ — крутизна обратной ветви характеристики.

Пусть на вход смесительного диода с вольт-амперной характеристикой вида (2.58) поступает следующее напряжение

$$U_{\text{вх}}(t) = U_c \cos \omega_c t + U_m \cos \omega_m t + U_r \cos \omega_r t, \quad (2.59)$$

где U_m и ω_m — амплитуда и частота несущего колебания мешающего сигнала, U_r , ω_r и U_c , ω_c — амплитуды и частоты гетеродинного колебания и сигнала.

Так же как и в случае одного воздействия сигнала большой мощности, поставленную задачу будем решать, рассматривая процесс преобразования как сочетание модуляции и демодуляции напряжения сигнала большой мощности. Исследования будем проводить при трех различных режимах работы смесителя:

$$\begin{aligned}\text{режим I} &— P_M \gg P_\Gamma \gg P_c, \\ \text{режим II} &— P_\Gamma \gg P_M \gg P_c, \\ \text{режим III} &— P_\Gamma \gg P_c \gg P_M,\end{aligned}$$

где P_M , P_c и P_Γ — мощности мешающего, полезного сигналов и гетеродина.

Режим I

Входная смесь (2.59) представляет собой следующее модулированное по амплитуде и фазе колебание:

$$U_{\text{вх}}(t) \approx U_\Gamma (1 + \mu \cos \omega_{\text{пр}} t) \cos \omega_\Gamma t + U_M \cos \omega_M t = U(t) \cos[\omega_M t + \Phi(t)],$$

где $U(t) = U_M [\xi^2 (1 + \mu \cos \omega_{\text{пр}} t)^2 + 2\xi (1 + \mu \cos \omega_{\text{пр}} t) \cos \Delta \omega t + 1]^{1/2}$,

$$\xi = \frac{U_\Gamma}{U_M} = \sqrt{\frac{P_\Gamma}{P_M}}, \quad \mu = \frac{U_c}{U_\Gamma} = \sqrt{\frac{P_c}{P_\Gamma}},$$

$$\Delta \omega = \omega_M - \omega_\Gamma, \quad \omega_{\text{пр}} = \omega_c - \omega_\Gamma.$$

В режиме мощной помехи (режим I), когда $\xi \ll 1$ и $\mu \ll 1$, имеем:

$$U_{\text{вх}}(t) \approx U_M [1 + \xi (1 + \mu \cos \omega_{\text{пр}} t) \cos \Delta \omega t] \cos[\omega_M t + \Phi(t)]. \quad (2.60)$$

Обобщенная крутизна в режиме I имеет вид:

$$S(t) = S_0 + S_1 \cos \omega_M t + S_2 \cos 2\omega_M t \dots$$

Считая, что смесительный диод можно представить как нелинейное активное сопротивление, запишем ток смесителя в следующем виде:

$$i(t) = S(t) U_{\text{вх}}(t), \quad (2.61)$$

где $U_{\text{вх}}(t)$ определяется выражением (2.60).

В результате несложных вычислений находим ток промежуточной частоты I_n как полезный продукт преобразования частоты и постоянную составляющую тока смесителя I_0 как результат детектирования входного сигнала.

В общем случае, когда частота несущего колебания мешающего сигнала ω_M не совпадает с несущей частотой полезного сигнала ω_c , в режиме I имеем:

$$I_{\Pi} = \frac{S_1}{2} U_c \cos \Delta \omega t; \quad I_0 = \frac{S_1}{2} [U_M + U_r \cos \Delta \omega t].$$

В частных случаях:

а) когда $\omega_M = \omega_r$, то

$$I_{\Pi} = \frac{S_1}{2} U_c; \quad I_0 = \frac{S_1}{2} [U_M + U_r];$$

б) когда $\omega_M = \omega_c$, то

$$I_{\Pi} = \frac{S_1}{2} U_r; \quad I_0 = \frac{S_1}{2} [U_M + U_c].$$

Проведя аналогичные вычисления для режимов II и III получим:

Для режима II ($P_r \gg P_M \gg P_c$) в общем случае, когда $\omega_c \neq \omega_M \neq \omega_r$, имеем:

$$I_{\Pi} = \frac{S_1}{2} [U_M + U_c \cos \omega_p t] \quad I_0 = \frac{S_1}{2} U_r,$$

где $\omega_p = \omega_c - \omega_M$.

В частных случаях:

$$\text{а) при } \omega_M = \omega_c \quad I_{\Pi} = \frac{S_1}{2} [U_M + U_c]; \quad I_0 = \frac{S_1}{2} [U_M + U_r];$$

$$\text{б) при } \omega_M = \omega_r \quad I_{\Pi} = \frac{S_1}{2} U_c; \quad I_0 = \frac{S_1}{2} [U_M + U_r]. \quad (2.62)$$

Выше было отмечено, что при совпадении несущей частоты мешающего колебания и частоты гетеродинного напряжения ток переменной частоты зависит только от огибающей сигнала $I_{\Pi} = \frac{S_1}{2} U_c$, т.е. в

этом случае возможно выделение огибающей полезного сигнала. Следовательно, для устранения влияния помехи можно в ряде случаев автоматически изменять частоту гетеродина ω_r до ее совпадения с частотой помехи ω_M (за этой операцией, естественно, должна следовать автоматическая подстройка частоты задающего генератора ω_c для сохранения постоянства промежуточной частоты $\omega_{\text{пр}} = \omega_c - \omega_r$).

Заметим, что способ близок к системе «помеховый гетеродин», применяемой для селекции движущихся целей.

Отмеченная возможность расширения динамического диапазона смесителя справедлива до таких мощностей помехи, когда еще не сказывается влияние обратной ветви характеристики смесителя. При мощностях, при которых это влияние велико, требуется применение некоторых дополнительных операций. Дело в том, что искажающее действие обратной ветви будет проявляться при больших уровнях входного сигнала, если сдвигать рабочую точку вправо (точка излома вольт-амперной характеристики находится при этом в области отрицательных напряжений).

Следовательно, в целях расширения динамического диапазона полупроводникового смесителя имеет смысл производить автоматическое смещение рабочей точки характеристики вправо после того, как максимальное значение амплитуды входного сигнала достигнет величины $U_{обр}$. Следует заметить, что сдвиг рабочей точки вправо нельзя осуществить до больших положительных напряжений смещения, так как возможен пробой диода за счет большого прямого тока. Таким образом, автоматически смещая рабочую точку, с увеличением мощности входного сигнала можно минимизировать влияние обратной ветви вольт-амперной характеристики диода и, следовательно, расширить его динамический диапазон.

2.1.6. Характеристики обнаружения импульсных измерительных систем при воздействии импульсных помех. Рассмотренные ранее эффекты последствия и потери чувствительности измерительного тракта могут привести к значительной потере информации об измеряемом сигнале. Так, при измерении функции распределения дискретного случайного процесса эти эффекты приводят к ошибке, обусловленной потерей «слабых» импульсов, следующих за импульсами большой амплитуды.

Одними из важнейших характеристик импульсных измерительных систем (ИИС) являются вероятность правильного обнаружения сигнала $P_{по}$ и вероятность ложной тревоги $P_{лт}$. Используя предложенную математическую модель (2.49), можно определить эти характеристики измерительной системы с учетом следующих эффектов: избирательности резонансного усилителя, инерционности видеусилителя, нелинейного взаимодействия сигнала и помехи с шумами в детектирующем каскаде и потери чувствительности, обусловленной работой системы АРУ и блоки-

рованием РПУ помехой. Опуская промежуточные вычисления, приведем графические результаты вычислений характеристик обнаружения $P_{\text{лт}}$ и $P_{\text{по}}$ для следующих частных случаев: измерительный тракт без АРУ, измерительный тракт с безынерционной АРУ (БАРУ) — $\tau_{\text{п}} \gg \tau_{\text{ф}} \sim \tau$, измерительный тракт с инерционной АРУ (ИАРУ) — $\tau_{\text{ф}} > \tau_{\text{п}} \gg \tau$.

Здесь $\tau_{\text{п}}$ — длительность импульса помехи; $\tau_{\text{ф}}$ — постоянная времени фильтра АРУ; τ — постоянная времени измерительного тракта без АРУ.

Вероятность правильного обнаружения определялась как вероятность превышения сигналом некоторого порога x_0

$$P_{\text{по}} = \int_{x_0}^{\infty} W_S(x) dx, \quad (2.63)$$

где $W_S(x)$ — плотность вероятности выходного эффекта ИИС при наличии сигнала на ее входе.

В присутствии импульсных помех вероятность ложной тревоги определяется выражением

$$P_{\text{лт}} = P_{\text{п}} P_{\text{пр}} + (1 - P_{\text{п}}) F, \quad (2.64)$$

где F — вероятность ложной тревоги в отсутствие помехи

$$F = \int_{x_0}^{\infty} W_0(x) dx, \quad (2.65)$$

$W_0(x)$ — плотность вероятности выходного эффекта ИИС в отсутствие сигнала и импульсных помех на ее входе; $P_{\text{пр}}$ — вероятность превышения порога измерительной системы импульсными помехами; $P_{\text{п}}$ — вероятность попадания импульсной помехи на вход измерительной системы.

На рис. 2.22 приведена зависимость вероятности правильного обнаружения сигнала $P_{\text{по}}$ от момента появления сигнального импульса (отсчитывается от момента окончания импульса помехи). В качестве изменяемых параметров используются соотношение мощностей помехи и сигнала $P_{\text{п}}/P_{\text{с}}$ при фиксированном соотношении мощностей сигнал/шум $P_{\text{с}}/\sigma_0^2 = 2,5$ и пороге $x_0 = 2$.

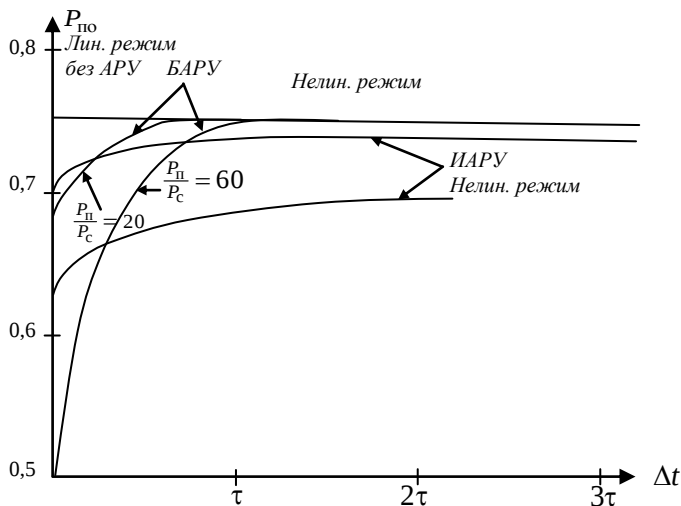


Рис. 2.22. Зависимость вероятности правильного обнаружения сигнала от величины задержки импульса сигнала относительно момента окончания импульса помехи

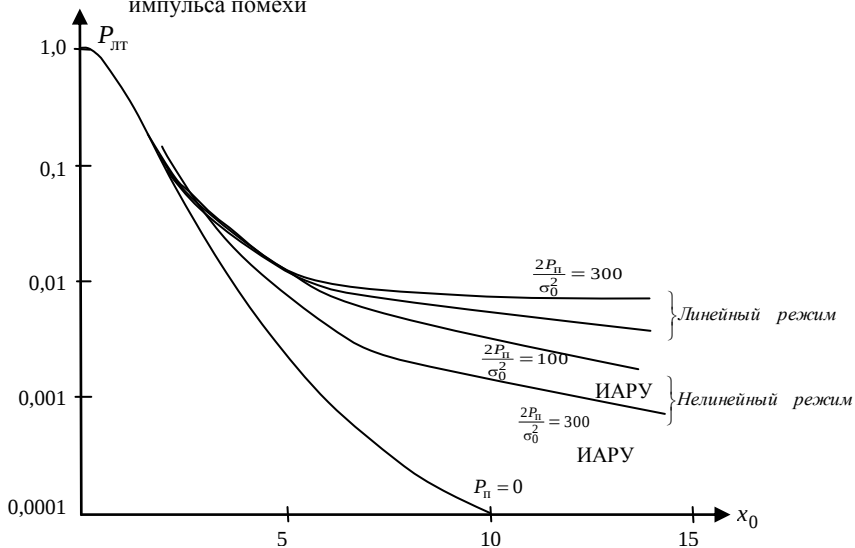


Рис. 2.23. Зависимость вероятности ложной тревоги от порога обнаружения

Из приведенных графиков видно, что в момент окончания импульса помехи ($\Delta t = 0$) имеет место уменьшение вероятности $P_{\text{по}}$ вследствие блокирования или работы цепи АРУ. В системе с БАРУ и ИАРУ $P_{\text{по}}$ уменьшается и восстанавливается с разной скоростью, что обусловлено отличием в их инерционности. Естественно, что чем меньше соотношение помеха/сигнал, тем в меньшей степени проявится это свойство в ИИС.

Необходимо отметить, что наряду с уменьшением вероятности правильного обнаружения блокирование приводит и к уменьшению вероятности ложной тревоги (рис. 2.23). Причем при $P_{\text{п}} = 0$ помеха на вход ИИС не попадает и $P_{\text{лт}} = F$, т.е. определяется только шумами и порогом x_0 . С ростом соотношения помеха/сигнал возрастает вероятность $P_{\text{лт}}$, обусловленная действием помехи, и достигает некоторого максимального значения, определяемого вероятностью попадания помехи на вход ИИС. В результате этого в дальнейшем с увеличением $P_{\text{п}}/P_{\text{с}}$ вероятность ложной тревоги стремится к постоянной величине.

2.2. Воздействие внеполосной помехи на приемный тракт

Характер влияния помехи определяется следующими обстоятельствами: режимом работы, в котором находится система (линейный или нелинейный); местоположением каскадов, находящихся в нелинейном режиме (тракт предварительной селекции, основной селекции и тракт обработки); временным перекрытием и спектральным перекрытием сигнала и помехи.

Нами рассмотрены (в первом приближении) эффекты, сопровождающие прямое прохождение помех в тракт основной селекции. Нелинейность после фильтра основной селекции (ФОС) не влияет на характеристику частотной избирательности радиоприемника.

Так, в линейном режиме работы РПУ дискретных сигналов воздействие помех приводит к возрастанию вероятности ложной тревоги $P_{\text{лт}}$ вследствие прямого прохождения помехи и уменьшению вероятности правильного обнаружения $P_{\text{по}}$ вследствие потери чувствительности после воздействия импульсной помехи. Внеполосные помехи при линейном режиме работы приемного тракта не приводят к изменению качественных показателей РЭС вследствие значительного ослабления частотно-избирательными цепями. Внеполосные помехи большого уровня

могут привести к существенно нелинейному режиму работы тракта предварительной селекции (УВЧ), что вызовет изменение частотной избирательности приемного устройства и приведет к искажению или полной потере полезной информации.

Нелинейные взаимодействия между сигналами могут проявляться следующим образом: в виде блокирования приемного устройства, перекрестной модуляции (перенос модуляции с мешающего сигнала на полезный), в виде взаимной модуляции (интермодуляции) между сигналами, частоты которых не совпадают с частотой настройки радиоприемника, приема на комбинационных частотах.

2.2.1. Эффекты нелинейного взаимодействия сигнала и внеполосной помехи

Блокирование радиоприемника помехой. Явление блокирования усилительного или преобразовательного каскадов приемника заключается в изменении коэффициента передачи полезного сигнала при одновременном действии сигнала и помехи на входе каскада. Интересно отметить, что мы не оговариваем здесь величину расстройки сигнала и помехи, т.е. этот эффект может проявляться и при прямом прохождении помехи.

Физической причиной блокирования является нелинейность каскадов, как следствие этому явлению подвержен любой каскад приемного устройства, работающий в нелинейном режиме (УВЧ, ПЧ, УПЧ, АД, ВУ). В каскадах детекторных (АД, ФД) и видеоусилителе этот эффект сопровождается прямым прохождением помехи и проявляется в виде подавления сигнала помехой.

Коэффициент усиления каскада пропорционален крутизне характеристики активного элемента в рабочей точке, если каскад работает в линейном режиме. Если одновременно с сигналом на активный элемент поступает помеха большого уровня, то средняя крутизна элемента изменится в зависимости от уровня помехи. Причем если помеха периодическая, то крутизна является периодической функцией частоты мощной помехи и может быть представлена в виде ряда

$$S(t) = S_0 + S_1 \cos \omega_n t + S_2 \cos 2\omega_n t + \dots + \dots \quad (2.66)$$

Тогда ток нелинейного элемента $i = S(U_{\text{вх}}) U_c$.

При нелинейном режиме работы активного элемента коэффициент усиления по сигналу пропорционален средней крутизне и зависит от

уровня входного колебания. Это справедливо, если на выходе активного элемента стоит избирательная нагрузка. Тогда

$$i = i_r S(V_r) V_C + g_i(V_r) V_{ПЧ}.$$

По определению

$$S_{np} = \frac{1}{2} S_K, \quad (2.67)$$

где $U_{вх}$ — амплитуда напряжения на входе, $I_{вых1}$ — амплитуда первой гармоники выходного тока на частоте входного напряжения.

Относительное изменение амплитуды тока сигнала под действием помехи эквивалентно изменению усиления каскада

$$\frac{\Delta I_{c1}}{I_{c1}} = \frac{\Delta \bar{S}}{S_0} = \frac{\bar{S}(U_{п}) - S_0}{S_0}.$$

Из этого выражения следует, что блокирование не зависит от амплитуды полезного сигнала (пока $U_c \ll U_{п}$), но существенно зависит от выбранного смещения.

Зависит ли $\Delta \bar{S}$ от наличия модуляции мешающего сигнала? Зависит, если $\Delta \bar{S}$ является функцией параметров модуляции помехи (например, в случае импульсной модуляции помехи).

Необходимо отметить, что нами получено выражение без учета перегрузки входных цепей каскада. Перегрузка этих каскадов увеличит степень блокирования системы.

Перекрестная модуляция. Явление перекрестной модуляции также обусловлено нелинейностью характеристик активных элементов и проявляется при одновременном действии на них двух и более радиосигналов. Это явление характеризует перенос модуляции помехи на сигнал. Следовательно, после детектирования напряжение низкой частоты будет содержать составляющие как с частотой модуляции полезного сигнала (в случае гармонической модуляции — Ω_c), так и с частотой модуляции помехи (в случае гармонической модуляции — $\Omega_{п}$).

Найдем составляющую тока первой гармоники сигнала на выходе каскада.

$$U_{вх} = V_c \cos \omega_c t + V_{п} \cos \omega_{п} t, \quad i_c = \bar{S} V_c,$$

где $\bar{S} = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{(2n+1)! a_{2n+1} V_{\text{п}}^{2n}}{2^{2n} (n!)^2}$, a_{2n+1} — коэффициенты разложения

проходной характеристики в ряд.

Если $V_c = V_{c0} [1 + m_c x(t)]$, а $V_{\text{п}} = V_{n0} [1 + m_n y(t)]$,

$$i_{c1} = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{(2n+1)! a_{2n+1} [1 + m_n y(t)]^{2n} V_0^{2n} V_{c0} [1 + m_c x(t)]}{2^{2n} (n!)^2}.$$

Из этого выражения видно, что вне зависимости от наличия модуляции сигнала выходной ток на частоте сигнала оказывается промодулированным модулирующей функцией помехи $y(t)$.

При слабой нелинейности характеристики получим коэффициент перекрестной модуляции:

$$K_{\text{пер}} = \frac{3! a_3 m_n V_{n0}^2}{2 a_1} = \frac{1}{2} \frac{S''}{S_0} m_n V_{n0}^2, \quad (2.68)$$

где $\frac{S_2 R_{\text{э}}}{2} S_0$ и S'' — соответственно, крутизна проходной характеристики в рабочей точке и ее вторая производная.

Неосновные каналы радиоприема. Неосновные каналы радиоприема обусловлены способностью радиоприемного устройства супергетеродинного типа принимать радиосигналы, не совпадающие по частоте с его полосой пропускания. Эта способность связана с эффектами нелинейного взаимодействия сигнала, помехи и гетеродина в смесительном устройстве. В результате взаимодействия сигнала, помехи и гетеродина в полосу пропускания УПЧ пройдут колебания с частотами

$$\pm m f_c \pm n f_{\Gamma} \pm l f_{\text{нк}} = f_{\text{уп}} \pm \Delta f_{\text{УПЧ}}, \quad (2.69)$$

$$f_{\text{нк}} = \frac{f_{\text{пр}} \pm \Delta f_{\text{УПЧ}} \mp n f_{\Gamma} \mp m f_c}{l}, \quad (2.70)$$

$f_c, f_r, f_{нк}, f_{пр}$ — соответственно, частота несущего колебания сигнала, частота гетеродина, частота неосновного канала, резонансная частота настройки преобразователя частоты, $\Delta f_{УПЧ}$ — полоса пропускания УПЧ, m, n, l — любые целые положительные числа.

Сумма $|m| + |n| + |l|$ называется порядком комбинационного канала приема.

Если расстройка между частотами неосновного канала и резонансной значительна, чувствительность по данному каналу существенно ослабляется преселектором и канал практически не влияет на эффективную избирательность приемника. Отметим два частных случая:

— зеркальный канал ($m = 1, n = 2, l = 1$):

$$f_{зк} = f_c \mp 2 f_{пр} \text{ (минус, если } f_c > f_r; \text{ плюс, если } f_c < f_r),$$

— прием по промежуточной частоте ($m = 0, n = 0, l = 1$):

$$f_{нк} = f_{пр}.$$

Интермодуляционные искажения. Взаимная модуляция характеризуется образованием в усилительных каскадах и преобразованием колебаний с частотами, определяемыми выражением (см. рис. 2.24 и 2.25)

$$\pm m f_{n1} \pm n f_{n2} \pm \dots \pm k f_{nk} = f_0. \quad (2.71)$$

Здесь f_{nk} — частота k -ой помехи

Частный случай:

$$f_c \pm f_n = f_{пр}; \quad f_{n1} \pm f_{n2} = f_0.$$

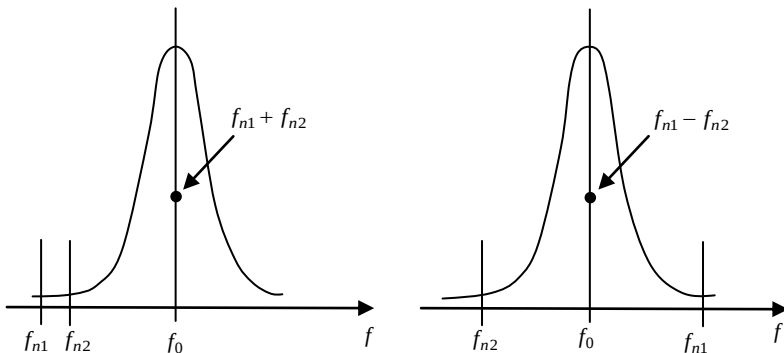


Рис. 2.24

Рис. 2.25

2.2.2. Блокирование приемной системы потоком случайных импульсных помех. При нелинейном режиме работы резонансных каскадов приемной системы переменная составляющая выходного тока отлична от синусоидальной, т.к. в спектре выходного тока появляются слагаемые высших гармоник. Однако вследствие узкополосности нагрузки резонансного каскада можно пренебречь высокочастотными составляющими тока и пользоваться при анализе понятием средней крутизны каскада. Для определенности рассмотрим процесс блокирования приемного устройства потоком импульсных помех на примере транзисторного каскада. Итак, для транзисторного каскада средняя крутизна

$$\bar{S} = \frac{I_{k1}}{U_{\text{бз}}}, \text{ где } I_{k1} \text{ — амплитуда первой гармоники коллекторного тока;}$$

$U_{\text{бз}}$ — амплитуда переменного напряжения на базе.

Относительное изменение амплитуды тока I_k под действием помехи

$$\frac{\Delta I_k}{I_k} = \frac{\Delta \bar{S}}{S_0} \text{ определяется изменением средней крутизны и эквивалентно}$$

изменению коэффициента передачи каскада, где S_0 — крутизна передаточной характеристики при отсутствии помехи, $\Delta S = S(U_{\text{п}}, U_{\text{бз}}, t) - S_0$ — изменение средней крутизны, $U_{\text{п}}$ — амплитуда помехи.

В общем случае средняя крутизна, определяемая как среднее значение крутизны передаточной характеристики за период действия помехи, зависит от вида передаточной характеристики каскада и является функцией амплитуды и длительности помехи, времени, а также начального и динамического смещения. Под динамическим смещением здесь будем понимать смещение, обусловленное постоянной составляющей эмиттерного и базового токов, вызванное действием помехи. В установившемся режиме работы каскада (при воздействии импульсных помех) и при воздействии непрерывной немодулированной помехи средняя крутизна $\bar{S} = \bar{S}_{\text{п}}$ является только функцией амплитуды помехи $U_{\text{п}}$ и режима работы каскада (не являясь функцией времени).

Учитывая узкополосность нагрузки, можно в отсутствие прямого прохождения помехи рассматривать усилительный каскад, работающий в нелинейном режиме, как линейный каскад с переменным параметром

$\bar{S} = \bar{S}(U_{\text{п}})$. В этом случае выходной ток $I_{\text{вых}}$ представляет собой произведение импульсного потока сигнала $V_c(t) = U_c(t) \cos \omega t$ и крутизны проходной характеристики активного элемента $\bar{S}(U_{\text{п}}, t)$ т.е. $I_{\text{вых}} = \bar{S}(U_{\text{п}}, t) V_c(t)$.

Если помеха является внеполосной импульсной последовательностью, то для сигнала крутизна проходной характеристики активного элемента будет периодической последовательностью видеоимпульсов, равных по длительности импульсам помехи $\tau_{\text{и}}$, с периодом следования $T_{\text{п}}$ этих импульсов (рис. 2.26).

В результате в этом случае выходной ток можно определить как произведение двух импульсных потоков $S(U_{\text{п}}, t)$ и $V_c(t)$ (рис. 2.26). Причем во время действия импульса помехи крутизна активного элемента (в установившемся режиме) равна средней крутизне элемента при воздействии непрерывной помехи такой же амплитуды, т.е.

$$\bar{S}_{\text{и}} = \bar{S}_{\text{н}} = I_{k1} / U_{\text{п}},$$

а в отсутствие помехи средняя крутизна каскада равна крутизне активного элемента в начальной рабочей точке $\bar{S} = S_0$.

Используя теорию случайных импульсных потоков, получим среднюю крутизну каскада за время анализа $T_{\text{ан}}$:

$$\bar{S}_{\text{и}}(U_{\text{п}}) = S_0 \left(1 - \frac{\bar{\tau}_{\text{совп}}}{\bar{\tau}_c} P_{\text{совп}} \right) + \bar{S}_{\text{н}} P_{\text{совп}} \frac{\bar{\tau}_{\text{совп}}}{\bar{\tau}_c} = S_0 - \alpha (S_0 - \bar{S}_{\text{н}}), \quad (2.72)$$

где $P_{\text{совп}}$ — вероятность совпадения l импульсов потока сигнала с импульсами потока помех; коэффициент $\frac{\bar{\tau}_{\text{совп}}}{\bar{\tau}_c}$ характеризует относи-

тельное перекрытие импульсов сигнала средней длительности $\bar{\tau}_c$ импульсами помехи средней длительности $\bar{\tau}_1$; $\bar{\tau}_{\text{совп}}$ — средняя длитель-

ность импульса потока совпадения сигнал – помеха; $\alpha = \frac{\bar{\tau}_{\text{совп}}}{\bar{\tau}_c} P_{\text{совп}}$ — параметр, зависящий от статистики потоков сигнала и помехи.

В случае периодических последовательностей флуктуирующих по длительности и периоду импульсов сигнала и помехи имеем

$$\alpha = \frac{\bar{\tau}_{\text{совп}}}{\bar{\tau}_c} \cdot \frac{\bar{F}_\Pi}{\bar{F}_c}, \quad (2.73)$$

где $\bar{F}_c$ и $\bar{F}_\Pi$ — средние частоты следования импульсов сигнала и помехи, соответственно.

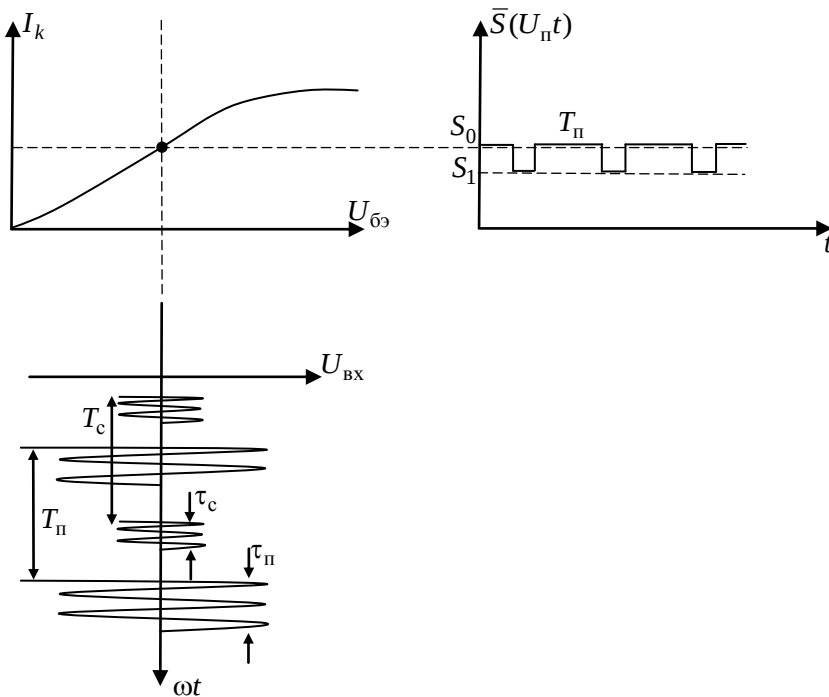


Рис. 2.26. Изменение средней крутизны активного элемента при воздействии интенсивных импульсных помех

Определим $\bar{S}_\Pi$ в случае нестационарных импульсных последовательностей сигнала и помехи, распределение моментов появления которых подчиняется закону Пуассона. Для таких потоков вероятность совпадения импульсов $P_{\text{совп}} = 1 - e^{-z\Delta t}$, где z — среднее число импульсов потока совпадения в секунду, Δt — заданный временной интервал

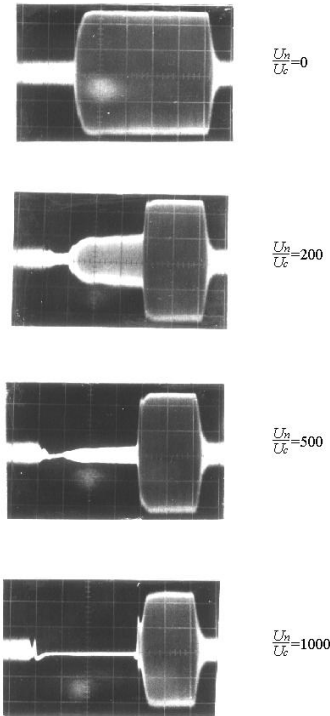


Рис. 2.27. Блокирование импульсного сигнала внеполосной импульсной помехой ($\tau_c=10$ мкс, $\tau_n=5$ мкс)

$\Delta t = \tau_n + \tau_c$. Для малых плотностей потоков $z\Delta t \ll 1$ и $P_{\text{совп}} \approx z(\bar{\tau}_n + \bar{\tau}_c)$. В случае двух импульсных потоков $\bar{\tau}_{\text{совп}} = \bar{\tau}_n \bar{\tau}_c / (\bar{\tau}_n + \bar{\tau}_c)$, следовательно, в этом случае $\alpha = z\bar{\tau}_n$.

Относительное изменение коэффициента усиления (КУ) каскада при воздействии потока импульсных помех равно

$$\delta S_n = \frac{\bar{S}_n - S_0}{S_0} = \alpha \delta S_n, \quad (2.74)$$

где $\delta S_n = \frac{\bar{S}_n - S_0}{S_0}$ — относительное

изменение крутизны каскада при воздействии непрерывной помехи.

Выражения (2.73) и (2.74) позволяют найти изменение КУ каскада в общем случае при любом взаимном расположении потоков сигнала и помехи. Так, в случае их полного перекрытия ($\alpha = 1$) относительное изменение КУ максимально $\delta S_n = \delta S_n$, при их несовпадении $\tau_{\text{совп}} = 0$ блокирование отсутствует $\delta S_n = 0$. На осциллограммах рис. 2.27 показан характер блокирования полезного импульсно-

го сигнала при частичном перекрытии его с внеполосной импульсной помехой.

Включение в приемный тракт устройств защиты от импульсных помех может повлиять на степень блокирования РПУ. Так, при бланкировании одного из каскадов РПУ крутизна активного элемента во время действия помехи равна нулю $\bar{S}_n^{\text{бланк}} = 0$, следовательно, из (2.72) $\bar{S}_n^{\text{бланк}} = S_0(1 - \alpha)$. Относительное изменение КУ РПУ в этом случае

равно $\delta S_{\text{и}}^{\text{бланк}} = -\alpha$ и определяется только временными параметрами потока импульсных помех и сигнала.

Стробирование любого каскада РПУ не вносит изменений в характеристику блокирования РПУ по сравнению с незащищенной системой $\delta S_{\text{и}}^{\text{строб}} = \delta S_{\text{и}}$.

Интересно отметить, что широко применяемая для борьбы с импульсными помехами система «широкая полоса — ограничитель — узкая полоса» (ШОУ) увеличивает степень блокирования РПУ. Так, средняя крутизна идеального амплитудного ограничителя при воздействии непрерывной помехи с амплитудой, превышающий порог ограничения $U_{\text{п}} > U_{\text{огр}}$, равна

$$\bar{S}_{\text{н}}^{\text{ШОУ}} = S_{\text{огр}} \frac{U_{\text{огр}}}{U_{\text{п}}}, \quad (2.75)$$

где $S_{\text{огр}}$ — крутизна линейного участка амплитудной характеристики ограничителя, $S_{\text{огр}} = S_0$.

Отсюда с учетом (2.72) получим, что относительное изменение КУ РПУ, защищенного системой ШОУ, при воздействии импульсных помех равно $\bar{S}_{\text{н}}^{\text{ШОУ}} = \alpha \left(\frac{U_{\text{огр}}}{U_{\text{п}}} - 1 \right)$.

Применение инерционной АРУ (ИАРУ) может существенно изменить степень блокирования регулируемого каскада, так как в зависимости от соотношения постоянной времени фильтра АРУ $\tau_{\text{ф}}$ и длительности импульса помехи $\tau_{\text{п}}$ возможно изменение эквивалентной длительности импульса помехи на выходе каскада. Вследствие этого может измениться длительность импульса совпадения $\bar{\tau}_{\text{совп}}$. Относительное изменение КУ каскада при воздействии импульсных помех в этом случае может быть вычислено по формуле

$$\delta S_{\text{и}}^{\text{ИАРУ}} = \alpha' \delta S_{\text{н}}^{\text{ИАРУ}},$$

где $\alpha' = \bar{F}_{\text{п}} \bar{\tau}'_{\text{совп}} / \bar{F}_{\text{с}} \bar{\tau}_{\text{с}}$, $\bar{\tau}'_{\text{совп}}$ — длительность импульса совпадения сигнала и помехи с учетом времени потери чувствительности каскада за счет инерционности АРУ ($\bar{\tau}'_{\text{совп}} = \bar{\tau}_{\text{совп}} + t_{\text{р}}$), $S_{\text{н}}^{\text{ИАРУ}}$ — средняя кру-

тизна каскада, охваченного цепью ИАРУ при воздействии непрерывной помехи, t_p — время потери чувствительности системы АРУ.

На рис. 2.28 приведены экспериментальные зависимости относительного изменения КУ незащищенного РПУ и РПУ с устройствами защиты от импульсных помех в случае воздействия периодических импульсных потоков сигнала и помехи. Отклонение этих зависимостей от теоретических не превышает 5%. Выражения (2.72) и (2.74) и приведенные экспериментальные зависимости показывают, что с уменьшением параметра совпадения потоков α изменение КУ РПУ стремится к нулю.

Как видно из рис. 2.28, введение ИАРУ существенно увеличивает степень блокирования каскада в результате увеличения длительности импульсов совпадения.

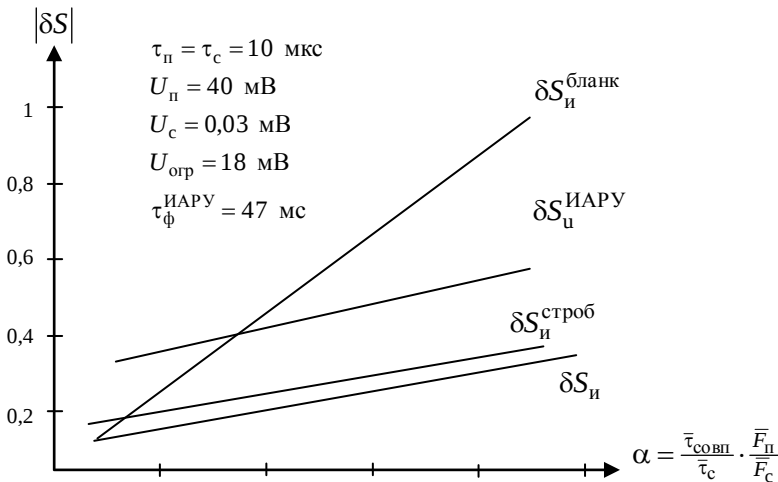


Рис. 2.28. Экспериментальная оценка относительного изменения крутизны резонансной системы с устройствами защиты от помех

Найдем, далее, амплитуду $U_{\text{и экв}}$ непрерывной помехи, действие которой эквивалентно действию потока импульсных помех с амплитудой

U_{Π} и параметрами $\bar{\tau}_{\Pi}$ и $\bar{F}_{\Pi}$. За критерий эквивалентности примем равенство степени блокирования РПУ непрерывной и импульсной помехами, т.е.

$$\delta S_{\Pi} = \delta S_{\Pi}^{\text{ЭКВ}},$$

где $S_{\Pi}^{\text{ЭКВ}}$ — средняя крутизна активного элемента при воздействии непрерывной эквивалентной помехи с амплитудой $U_{\Pi \text{ ЭКВ}}$.

Из (2.74) имеем

$$\delta S_{\Pi} = \alpha \delta S_{\Pi}(U_{\Pi}) = \delta S_{\Pi}^{\text{ЭКВ}}(U_{\Pi \text{ ЭКВ}})$$

или

$$\alpha \left(\frac{\bar{S}_{\Pi} - S_0}{S_0} \right) = \frac{S_{\Pi}^{\text{ЭКВ}} - S_0}{S_0}. \quad (2.76)$$

На рис. 2.29 приведены экспериментальные и теоретические зависимости $U_{\Pi}/U_{\Pi \text{ ЭКВ}} = f(\alpha)$.

Из этой зависимости видно, что с разрежением потока импульсных помех (уменьшение α) происходит нелинейный рост амплитуды импульсов помехи, необходимой для блокирования РПУ. Отсюда следует, что априорное знание помеховой ситуации (плотность потока помех) позволяет изменить требования по допустимому динамическому диапазону информационно-измерительной системы. Так, при изменении параметра α от 1 (непрерывная помеха) до 0,2 динамический диапазон по блокированию (без изменения структуры РПУ) увеличивается более чем на 20 дБ.

Из рис. 2.29 видно, что с уменьшением α амплитуда импульсной помехи, необходимой для блокирования каскада, резко увеличивается по сравнению с амплитудой непрерывной помехи в диапазоне $\alpha \in [0; 0,5]$. Необходимо отметить, что явление потери чувствительности каскада после окончания действия помехи эквивалентно увеличению длительности помехи на входе. Это приводит как бы к увеличению длительности совпадения потоков сигнала и помехи на входе системы, т.е. к увеличению $\tau_{\text{совп.}}$.

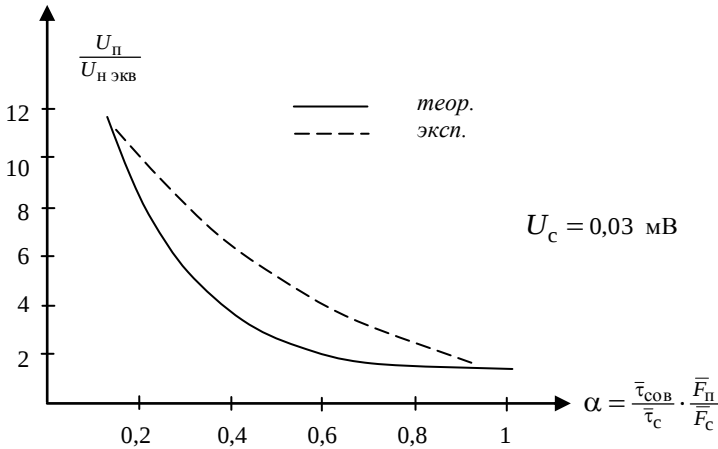


Рис. 2.29. Экспериментальная и теоретическая зависимости характера блокирования РПУ от плотности потока импульсных помех

Следовательно, потеря чувствительности каскада по окончании действия помехи увеличивает степень блокирования системы потоком импульсных помех. Увеличение времени восстановления коэффициента усиления РПУ t_v приводит к уменьшению амплитуды импульсной помехи, необходимой для блокирования системы.

2.2.3. Время восстановления коэффициента усиления РПУ с учетом перегрузки усилительных каскадов. Рассмотренные нами эффекты блокирования и прямого прохождения помехи имеют место при воздействии как непрерывных, так и импульсных помех.

Причём воздействие импульсных помех зачастую сопровождается эффектами последствия и потери чувствительности. В разделах 2.1.3 и 2.1.4 эти эффекты исследованы в предположении линейного режима работы. В то же время превышение помехой динамического диапазона РПУ может, вследствие нелинейного преобразования помехи с учётом инерционности системы, привести к потере чувствительности РПУ и по окончании действия помехи.

В общем случае, каскад, работающий в нелинейном режиме, описывается нелинейным интегродифференциальным уравнением, отражаю-

щим нелинейные и нестационарные свойства каскада. Решение таких уравнений представляет значительные сложности, а иногда вообще невозможно. Более того, строгий учёт всех эффектов в исследуемом каскаде требует знания многих факторов (инерционность транзистора, режим по постоянному току, особенности схемы и т.д.). Только при введении ряда упрощений этот анализ становится практически целесообразным. Одно из основных допущений — это пренебрежение высокочастотными эффектами в активном элементе, что позволяет использовать при анализе его статические характеристики.

В качестве исследуемой системы примем последовательность нелинейных безынерционных и линейных инерционных каскадов. Такая последовательность представляет собой типовое радиотехническое звено. Таким звеном могут быть представлены, в принципе, все блоки приёмного устройства — УВЧ, ПЧ, УПЧ, ИД, ВУ. Для упрощения анализа будем считать, что линейные инерционные элементы представляют собой одиночные контуры с постоянной времени $\tau_i = 2/P_i$, где P_i — полоса пропускания контура на уровне 0,7. Учитывая узкополосность системы ($\omega_0 \gg P_i$), анализ будем проводить методом медленно меняющихся амплитуд.

Как было показано в разделе 2.1.3, работа однокаскадного УПЧ в линейном режиме достаточно точно описывается дифференциальным уравнением:

$$\tau \dot{U}_{\text{вых}} + U_{\text{вых}} = K_0(\Delta\omega)U_{\text{вх}}. \quad (2.77)$$

Здесь $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$ — соответственно, огибающая входного и выходного сигнала; $\tau = 2/P_{0,7}$ — постоянная времени УПЧ; $P_{0,7}$ — полоса пропускания УПЧ на уровне 0,707; $K_0(\Delta\omega)$ — коэффициент передачи УПЧ.

Воздействие помехи на активный элемент (например, транзистор) приводит к изменению его средней крутизны $\bar{S}$. Средняя крутизна при воздействии импульсных помех является функцией времени вследствие возможной инерционности предыдущих каскадов и динамического смещения. Именно это и обуславливает изменение коэффициента усиления (КУ) каскада по окончании действия помехи. Причём в зависимости от выбора начальной рабочей точки нелинейного элемента и амплитуды помехи возможно как уменьшение, так и увеличение КУ каскада. Таким образом, перегруженный каскад работает как система, охваченная цепью автоматической регулировки усиления (АРУ). Причём эта

«АРУ» начинает работать только при проявлении нелинейности проходной (или входной) характеристик активного элемента, т.е. при появлении определённого напряжения $U_{i \max}$. Напряжение $U_{i \max}$ является напряжением задержки этой своеобразной системы АРУ. Оно совпадает с максимальным напряжением, характеризующим динамический диапазон каскада. Итак, воздействие помехи на активный элемент приводит к изменению средней крутизны. Это изменение эквивалентно изменению КУ от величины $K_0(\Delta\omega)$ до значения $K(\Delta\omega)$. Действительно,

$$\dot{K}(\Delta\omega) = \bar{S} \cdot \dot{Z}_k(\Delta\omega),$$

$$Z_k(\Delta\omega) = R_{\text{рез}} / \sqrt{1 + \xi^2},$$

$$R_{\text{рез}} = L/RC = \rho^2/R \text{ — резонансное сопротивление контура; } \xi = Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

— обобщенная расстройка. Так как сопротивление контура $Z_k(\Delta\omega)$ не зависит от переменного напряжения (в пренебрежении возможным влиянием последующих каскадов), то $K(\Delta\omega) \sim \bar{S}$.

При прохождении прямоугольного импульса через безынерционную нелинейность изменяется только его амплитуда, а на изменение формы влияет инерционность контура. Тогда дифференциальное уравнение, моделирующее работу УПЧ в нелинейном режиме, можно записать в виде:

$$\tau \dot{U}_{\text{вых}} + U_{\text{вых}} = K(\Delta\omega, \bar{S}) U_{\text{вх}}. \quad (2.78)$$

В общем случае $U_{\text{вых}}(t)$ зависит от вида передаточной характеристики каскада и является функцией амплитуды и длительности помехи, времени, а также начального и динамического смещения. Под динамическим смещением ΔE здесь и в дальнейшем мы будем понимать смещение, обусловленное постоянной составляющей эмиттерного и базового токов, вызванное действием импульса помехи.

В схеме, изображенной на рис. 2.30, в случае пренебрежения базовым током динамическое смещение обусловлено только детекторным эффектом за счет нелинейности проходной характеристики каскада. Нагрузкой детектора является цепь в эмиттере. Ток эмиттера равен: $i_{\text{э}} = i_{R_3} + i_{C_3}$.

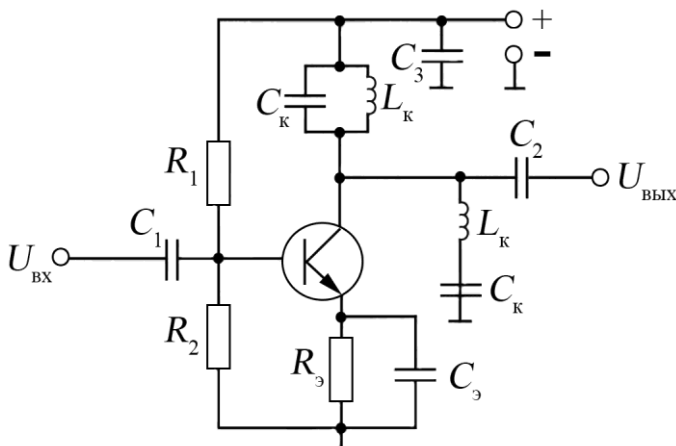


Рис. 2. 30. Схема типового резонансного усилителя

Динамическое смещение определим из дифференциального уравнения:

$$R_3 I = \tau_\phi \dot{U}_R + U_R,$$

где $\tau_\phi = R_3 C_3$; $U_R = E_0 - E$; I — постоянная составляющая тока; U_R — напряжение на сопротивлении в цепи эмиттера — динамическое смещение; E_0 — смещение, определяющее положение начальной рабочей точки; E — результирующее смещение. Отсюда дифференциальное уравнение, отражающее временную зависимость смещения:

$$\tau_\phi \dot{E} + E = E_0 - R_3 I.$$

С изменением проходной характеристики каскада изменяется правая часть уравнения — ток I , в общем виде модель каскада имеет вид:

$$\begin{cases} \tau \dot{U}_{\text{ВЫХ}} + U_{\text{ВЫХ}} = Z(\Delta\omega) \bar{S} U_{\text{ВХ}}, \\ \tau_\phi \dot{E} + E = E_0 - R_3 I, \\ \bar{S} = f(E, U_{\text{ВХ}}, E_0). \end{cases} \quad (2.79)$$

В активной области проходная характеристика транзистора достаточно точно аппроксимируется зависимостью вида:

$$I_k = i_0 \exp\{a U_{\phi 3}\}, \quad (2.80)$$

где i_0 и a — коэффициенты аппроксимации; i_0 — начальный ток коллектора; $a = 1/\varphi_T$; φ_T — температурный потенциал перехода транзистора (равный 25,6 мВ при 25°C). Во всем диапазоне изменения напряжения база — эмиттер $U_{бэ}$ не удастся получить крутизну S в явном виде. Однако возможно графическое решение уравнений проходной характеристики и характеристики ее крутизны

$$I_k = i_0 \exp\{aU_{бэ}\},$$

$$S = \frac{dI_k}{daU_{бэ}} = \frac{I_k}{1 + I_k/\gamma},$$

где $\gamma = \varphi_T \beta/r_б$, $r_б$ — объемное сопротивление базы; $\beta = \alpha_N/(1 - \alpha_N)$ — интегральный коэффициент передачи по току в схеме с ОЭ; α_N — интегральный коэффициент передачи I_k при нормальном включении транзистора.

В области малых токов коллектора можно считать, что рабочая точка не выходит за пределы экспоненциального участка передаточной характеристики. Изменение ее крутизны при перемещении рабочей точки на ΔU равно:

$$\Delta S = S_0(\exp\{a\Delta U\} - 1),$$

где S_0 — крутизна характеристики в начальной рабочей точке, ΔU — динамическое смещение.

Как показано, средняя крутизна транзисторного каскада в активном режиме равна:

$$\bar{S} = S_0 I_0(U_{эв}),$$

где $I_0(U_{эв})$ — модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

В результате динамического смещения крутизна изменяется и определяется выражением:

$$S'_0 = S_0 + \Delta S.$$

Отсюда $\bar{S}' = S'_0 I_0(U_{вх})$.

Коэффициент усиления каскада имеет следующий вид:

$$K(\Delta\omega) = \bar{S}' Z(\Delta\omega) = S_0 e^{a\Delta U} I_0(U_{вх}) Z(\Delta\omega)$$

или

$$K(\Delta\omega) = \bar{S} e^{a\Delta U} Z(\Delta\omega).$$

В этом выражении $\bar{S}$ — средняя крутизна при воздействии помехи, $e^{a\Delta U}$ — изменение средней крутизны за счет динамического смещения рабочей точки. Если ΔU мало, то

$$e^{a\Delta U} \approx 1 + a\Delta U / 2.$$

Отсюда

$$K(\Delta\omega) \approx Z(\Delta\omega)\bar{S}(1 + a\Delta U / 2) = \bar{K} \left[1 + \frac{a}{2} \Delta U(t) \right].$$

Таким образом, в приближении малых приращений ΔU УПЧ, работающий в нелинейном режиме, можно достаточно точно представить каскадом с КУ, равным $\bar{K}$, т.е. каскад охвачен цепью АРУ с линейной регулировочной характеристикой. Необходимо отметить, что в зависимости от начального смещения рабочей точки динамическое смещение ΔU может быть как положительным, так и отрицательным, т.е. будет иметь место как уменьшение, так и увеличение КУ.

Первое уравнение системы (2.79) в этом случае будет следующим

$$\tau \dot{U}_{\text{вых}} + U_{\text{вых}} = \bar{K} [1 + a\Delta U(t) / 2] U_{\text{вх}}.$$

Эффект потери чувствительности в этом случае аналогичен рассмотренным ранее в разделе 2.1.3.

3. Основные методы защиты радиосистем от помех

Методы защиты от помех основываются, как правило, на использовании различия параметров сигнала и помехи.

3.1. Пространственная селекция

Работоспособность приемного устройства во многом определяется пространственным расположением приемника, передатчика и источника помех.

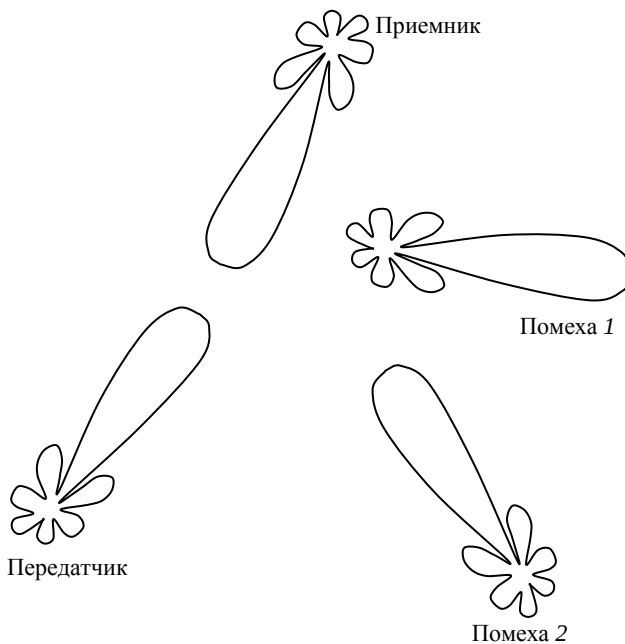


Рис. 3.1

В настоящее время распространены следующие пути использования различий в местоположении РПУ и источника помехи:

- выбор распределения амплитуды и фазы электромагнитного поля на раскрыве антенны;
- применение антенн с нелинейной обработкой сигналов;
- применение адаптивных антенн.

Выбор распределения амплитуды и фазы электромагнитного поля на раскрыве антенны. В синфазных антенных системах улучшение их пространственной избирательности достигается выбором амплитудного распределения поля на раскрыве. Чтобы исключить неоднозначность измерения угловых координат источников излучения, необходимо уменьшить уровень боковых лепестков диаграммы направленности. При заданных размерах антенны это обеспечивается выбором амплитудного распределения, плавно спадающего к краям раскрыва. Однако такое распределение вызывает увеличение ширины главного лепестка диаграммы направленности (ДН).

В теории антенн доказывается, что может быть создана оптимальная антенна, ДН которой при заданной ширине главного лепестка имеет минимальный уровень боковых лепестков. Такая ДН описывается полиномом Чебышева.

В принципе, подбором соответствующих амплитудных и фазовых распределений при заданной апертуре антенны можно получить чрезвычайно узкие ДН. Это обеспечивается созданием резко осциллирующего по фазе и амплитуде распределения поля по раскрыву. Поля, создаваемые каждым элементом такой антенны, вследствие благоприятной интерференции складываются в пространстве, что и приводит к явлению сверхнаправленности. Однако при осциллирующих распределениях амплитуды и фазы по раскрыву резко возрастает доля реактивной энергии, накапливаемой вблизи антенны. Вследствие этого уменьшается излучаемая мощность.

В антенных решетках сверхнаправленность получается путем более тесного расположения излучателей на расстояниях, меньших $\lambda/4$. Достигаемое таким образом увеличение направленных свойств антенны приводит к уменьшению ее КПД, т.к. растет число фидерных линий, передающих энергию с потерями.

Общие недостатки сверхнаправленных антенн:

- уменьшение КПД;
- сужение диапазона рабочих частот;
- невозможность электрического управления пространственным положением луча;
- сложность выполнения фидерных систем.

Антенны с нелинейной обработкой. Результирующий выходной сигнал такой антенной системы характеризуется нелинейной функцией сигналов (произведением, степенью и т.д.), формируемых элементарными антеннами.

Нелинейная обработка позволяет синтезировать любую диаграмму направленности, которая может быть получена выбором амплитудно-фазового распределения в обычной линейной решетке. Как правило, нелинейная обработка проводится для увеличения направленности антенны (при заданных ее размерах) и снижения уровня боковых лепестков.

Значительное увеличение направленности может быть получено многократным перемножением сигналов нескольких антенн.

Адаптивные антенны. Адаптивная антенна без априорной информации о помеховой ситуации автоматически обнаруживает присутствие источников помех и подавляет их сигналы, улучшая тем самым условия приема полезного сигнала. Подавление помех достигается за счет формирования глубоких провалов в ДН антенны в направлении на источники помех. Условия приема полезного сигнала при этом несколько ухудшаются вследствие искажения формы и расширения главного лепестка ДН.

Основными характеристиками адаптивных антенн является число каналов, коэффициент подавления помех и время адаптации. Число подавляемых разнесенных по углам источников помех соответствует числу каналов. В зависимости от числа управляемых элементов антенные решетки разделяются на частично или полностью адаптивные. Если в антенной решетке управляют всеми элементами, то она полностью адаптивна. В частично адаптивной антенной решетке управляют примерно 10÷50% ее элементов. Если управление меньше 10%, то такое устройство относится к многоканальным автокомпенсаторам боковых лепестков.

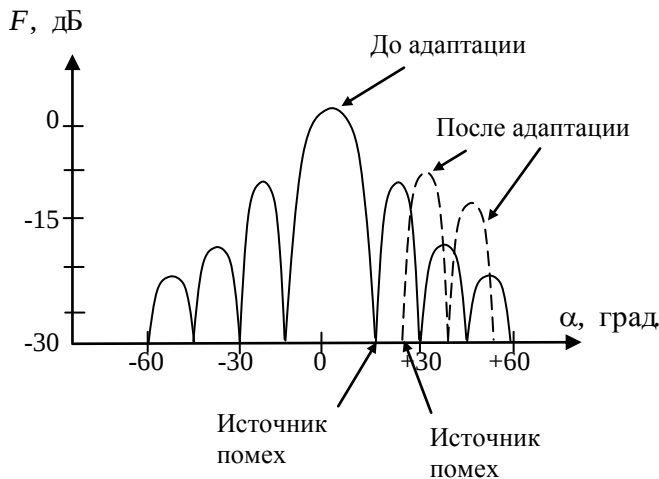


Рис. 3.1а

Коэффициент подавления помех главным образом зависит от межэлементного расстояния антенной решетки, ширины полосы частот помехи и частотно-зависимого межканального рассогласования в полосе частот помехи, а также от разрядности фазовращателей и числа действующих источников помех.

3.2. Поляризационная селекция

Поляризация является пространственно-временной характеристикой электромагнитной волны. Она определяет закономерность пространственной ориентации вектора электрического (или магнитного) поля за период несущего колебания.

Типы поляризации. Для плоских однородных волн векторы напряженности $\vec{E}$ и $\vec{H}$ лежат в плоскости, перпендикулярной направлению распространения волны.

Обычно поляризацию оценивают по ориентации вектора $\vec{E}$.

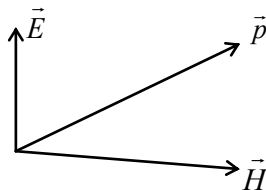
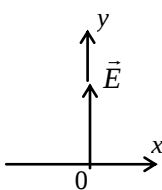


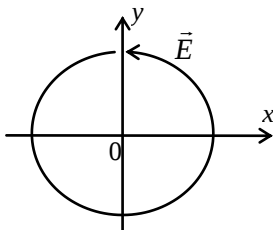
Рис. 3.2

Поляризацию волны характеризуют поляризационной диаграммой, представляющей собой проекцию кривой, описываемой концом вектора $\vec{E}$, на плоскость, перпендикулярную направлению распространения волны.

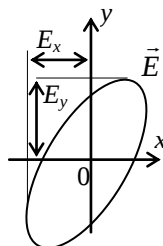
Различают три вида поляризации (см. рис. 3.3).



Линейная



Круговая
 $V_{\text{угл.вр.}} = \text{const}$
 $T_{\text{вр}} = T_{\text{изл}}$



Эллиптическая
 $V_{\text{угл.вр.}}$ периодически
 меняется за период
 времени

Рис. 3.3. $V_{\text{угл.вр}}$ — угловая частота вращения вектора поляризации, $T_{\text{вр}}$ — период вращения, $T_{\text{изл}}$ — период излучаемого колебания

В зависимости от того изменяются параметры поляризационной диаграммы с течением времени или остаются постоянными, электромагнитные волны делятся на три группы: полностью поляризованные, частично поляризованные и неполяризованные.

Полностью поляризованная волна — параметры поляризации не меняются во времени.

Частично поляризованная — непрерывное медленное изменение параметров поляризации ($T_{\text{изм}} \gg T_{\text{в.ч.}}$).

Неполяризованная или хаотически поляризованная — быстрые флуктуации вектора $\vec{E}$ как по модулю, так и по направлению.

Из рис. 3.3 видно, что проекции вектора $\vec{E}$ на оси x и y равны

$$e_x = E_x \cos(\omega_0 t + \varphi_x),$$

$$e_y = E_y \cos(\omega_0 t + \varphi_y).$$

При изменении амплитуды составляющих (E_x и E_y) и фазового сдвига между ними ($\Delta\varphi = \varphi_x - \varphi_y$) можно получить поляризацию любого вида. Так, если $\Delta\varphi = 0$ или π — линейная поляризация, при этом

если $E_x = 0, E_y \neq 0$ — вертикальная;

если $E_x \neq 0, E_y = 0$ — горизонтальная;

если $E_x \neq 0, E_y \neq 0, \Delta\varphi = 0$ — будет линейная поляризация ориентации α , где α — угол между осью Ox и вектором $\vec{E}$, который определяется равенством $\operatorname{tg} \alpha = \frac{E_y}{E_x}$.

Если разность фаз колебаний e_x и e_y равна нечетному числу $\pi/2$, т.е. $\Delta\varphi = (2n + 1)\pi/2$, а $E_x = E_y$ — круговая поляризация.

Если разность фаз $0 < \Delta\varphi < \pi/2$, $E_x \neq E_y$ — эллиптическая поляризация.

Поляризационные селекторы. Любой приемный антенно-фидерный тракт является поляризационным селектором. Мощность сигнала на выходе селектора зависит (при прочих равных условиях) от поляризации приходящей электромагнитной волны.

Поляризационным фильтром может служить конструкция, объединяющая отрезки прямоугольного и круглого волновода с диэлектрической пластиной (рис. 3.4).

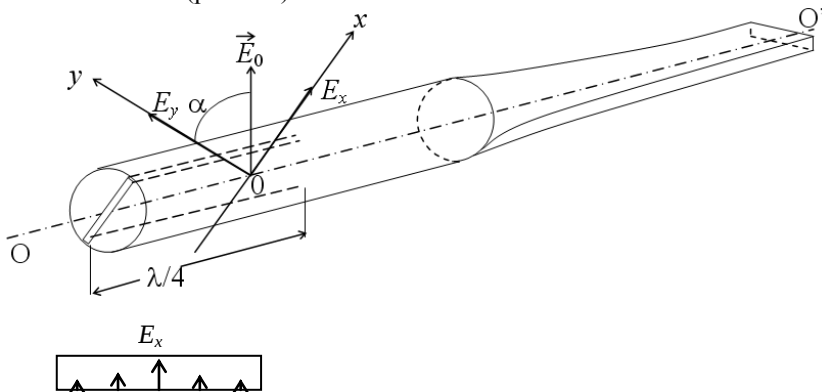


Рис. 3.4

Длина диэлектрической пластины $\lambda/4$. В прямоугольном волноводе возбуждается волна H_{10} , $E = E_x$. В круглом волноводе возбуждается волна H_{11} . В круглом волноводе вектор $\vec{E}$ можно разложить на две ортогональные составляющие: $\vec{E}_x$ лежит в плоскости вставки, $\vec{E}_y \perp \vec{E}_x$. Составляющая $\vec{E}_y$ практически не меняется при прохождении через вставку. Составляющая $\vec{E}_x$ получает отставание на $\pi/2$. В результате таких трансформаций входное линейно поляризованное поле с напряженностью $E \cos \omega_0 t$ преобразуется в эллиптически поляризованное

$$\begin{cases} E_x = E \sin \alpha \sin \omega_0 t \\ E_y = E \cos \alpha \cos \omega_0 t, \end{cases}$$

где α — угол поворота диэлектрической пластины относительно плоскости, перпендикулярной оси Ox .

При плавном изменении α от 0 до $\pi/2$ (поворот секции со вставкой вокруг оси OO') коэффициент эллиптичности волны будет меняться от 0 до 1. При $\alpha = 0$ и $\alpha = \pi/2$ — линейная вертикальная поляризация, а при $\alpha = 0,25\pi$ — круговая поляризация.

Можно считать, что поляризация излученного антенной сигнала не изменяется зеркалом в процессе формирования ДН (хотя бы в пределах основного лепестка). Для такой антенны поляризационная диаграмма остается одинаковой и на прием и на передачу, причем наилучшим образом принимается волна той поляризации, которой характеризуется излучаемая волна (принцип взаимности).

Рассмотренное устройство работает как поляризационный селектор. Так, если $\alpha = \pi/4$, то излучается волна круговой поляризации правого вращения. Это же устройство не пропустит волну круговой поляризации, но левого вращения.

Поляризационный селектор позволяет анализировать мощность помех, принятых одновременно несколькими каналами с различными видами поляризации, и выбрать поляризацию сигнала, наиболее близкую к ортогональной по отношению к поляризации помехи (см. рис. 3.5). На рис. 3.5 Г и В обозначают горизонтальную и вертикальную поляризации.

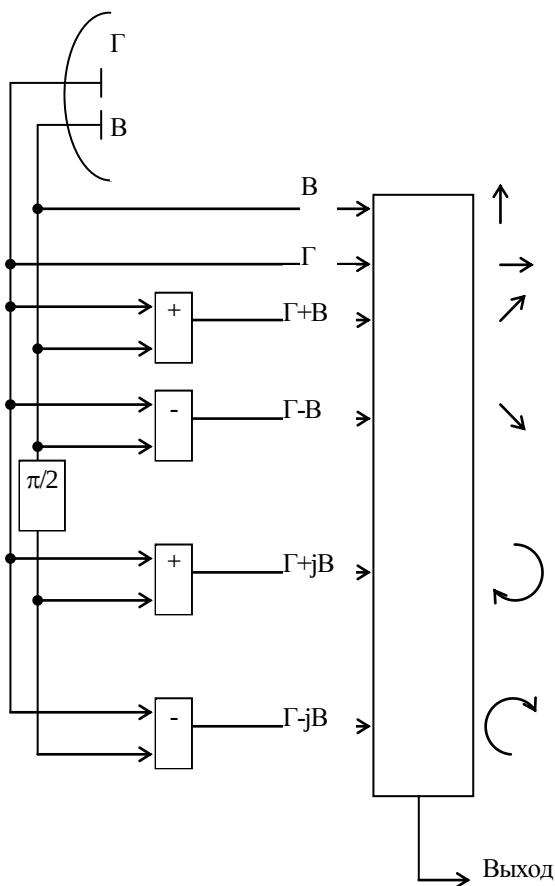


Рис. 3.5

3.3. Компенсация радиопомех

Для улучшения пространственной селекции сигнала на фоне помех, приходящих с отдельных направлений, могут быть использованы методы компенсации помех. Для этого наряду с основной могут быть задействованы дополнительные антенны (в фазированной решетке — ее отдельные элементы).

Идея компенсации радиопомех впервые была высказана советским ученым Н.Д. Папалекси в 1942 году.

Компенсация помех, поступающих на вход приемника по боковым лепесткам ДН антенны, достигается путем использования дополнительного (компенсационного) приемника и всенаправленной антенны, на вход которой поступает практически только помеха. Полезный сигнал во вспомогательном канале очень слаб. Усиление всенаправленной компенсационной антенны согласовано с уровнем боковых лепестков ДН основной антенны. Помехи на выходе компенсационного и основного приемника устанавливаются равными по амплитуде и противофазными.

Компенсация помех может осуществляться на высокой частоте, на промежуточной частоте и на видеочастоте после детектора.

3.3.1. Бланкирование помех, принятых по боковым лепесткам.

Устройство сравнения, на которое подается напряжение обоих каналов, сравнивает их амплитуды и пропускает для дальнейшей обработки сигналы основного канала лишь в том случае, если их амплитуда больше амплитуды импульсов дополнительного канала. Это приводит к тому, что полезные сигналы основного канала беспрепятственно проходят на вход системы обработки информации, а помеховые импульсы основного канала не пропускаются.

Недостатком данного метода является то, что устройство бланкирования при отсутствии помех снижает вероятность правильного обнаружения. Это обусловлено тем, что на любом отрезке времени существует вероятность того, что собственный шум дополнительного канала будет иметь больший уровень, чем сумма амплитуд сигнала и шума на выходе приемника основного канала. Это может привести к запираанию приемника основного канала.

При использовании вспомогательного приемника проще всего компенсируются помехи, которые поступают на РЭС с направлений, соответствующих боковым лепесткам диаграммы направленности антенны. Различаются некогерентный (амплитудный) и когерентный методы компенсации таких помех. Первый из них сводится к тому, что компенсация помех осуществляется в процессе обработки видеосигналов, при когерентном методе это происходит в трактах ВЧ или ПЧ. Для обеспе-

чения как когерентной, так и некогерентной компенсации помехи должны быть пространственно когерентны (коррелированы).

3.3.2. Некогерентная компенсация помех

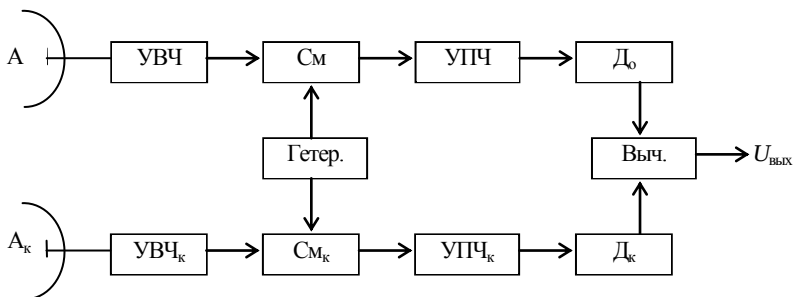


Рис.3.6

Основной приемник содержит антенну A , усилитель высокой частоты УВЧ, смеситель См, усилитель промежуточной частоты УПЧ и амплитудный детектор. Аналогичные каскады имеет компенсационный приемник.

Будем предполагать, что компенсации подлежат активные импульсные радиопомехи в РПУ импульсной РЭС.

Компенсация достигается в вычитающем устройстве при условии, что помеховые импульсы на выходе детекторов D_o и D_k начинают действовать в одно и то же время и имеют одинаковые длительности и огибающие. Чтобы это условие выполнить, требуется полная идентичность одноименных каскадов в основном и компенсационном РПУ, а антенны A и A_k должны иметь диаграммы направленности $F_o(\theta)$ и $F_k(\theta)$ удовлетворяющие равенствам

$$F_k(\theta) = 0, \quad -\frac{\theta_0}{2} \leq \theta \leq \frac{\theta_0}{2}, \quad (*)$$

$$F_k(\theta) = F_o(\theta), \quad \text{при } \theta_k > \frac{\theta_0}{2} \text{ и } \theta_k < -\frac{\theta_0}{2}.$$

Здесь θ — угол, отсчитываемый от направления максимума диаграммы направленности приемной антенны A , θ_0 — ширина главного лепестка диаграммы направленности той же антенны.

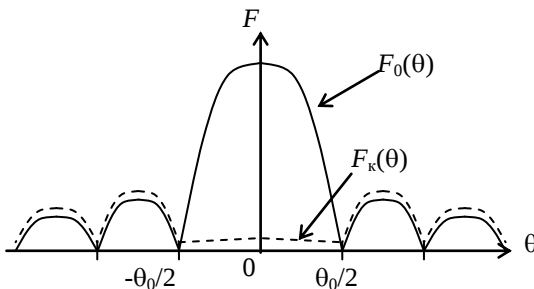


Рис. 3.7

При выполнении этого условия отсутствует ослабление полезного сигнала, источник которого располагается в зоне основного лепестка ДН антенны A , и происходит полная компенсация помех по боковым лепесткам ДН.

Однако при одновременном действии помех, принимаемых по боковым лепесткам ДН антенны A , и полезного сигнала полная компенсация не происходит. Покажем это, полагая, что напряжения $U_o(t)$ и $U_k(t)$, образующиеся на выходах УПЧ и УПЧ_к, равны

$$U_o(t) = [U_{co}(t) + U_{по}(t)] \cos \omega_{пр} t,$$

$$U_k(t) = U_{пк}(t) \cos \omega_{пр} t.$$

Здесь $U_{co}(t)$ и $U_{по}(t)$ — огибающие полезного сигнала и помех в основном РПУ; $U_{пк}(t)$ — огибающая помех в компенсационном РПУ, $\omega_{пр}$ — промежуточная частота.

Если детекторы D_o и D_k квадратичные, то выходные напряжения, приближенно:

$$U_{до}(t) = 0,5K_{до} [U_{co}^2 + U_{по}^2 + 2U_{co}U_{по}]$$

$$U_{дк}(t) = 0,5K_{дк} U_{пк}^2(t)$$

где $K_{до}$ и $K_{дк}$ — коэффициенты передачи детекторов D_o и D_k . Из этих соотношений видно, что при $U_{по} = U_{пк}$ и $K_{до} = K_{дк}$ напряжение на выходе вычитающего устройства составляет $U_{вых} = 0,5K_{до}[U_{со}^2(t) + 2U_{со}(t)U_{по}(t)]$ и полезный сигнал оказывается искаженным помехами.

На практике обычно не удастся реализовать диаграммы направленности $F_k(\theta)$, определяемые равенствами (*). Более простыми являются ненаправленные компенсационные антенны, ДН которых показана на рис. 3.8.

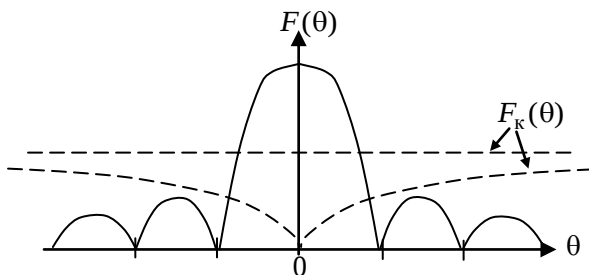


Рис. 3.8

При использовании таких антенн идеальная компенсация в принципе невозможна. Поэтому компенсационные приемники делают так, чтобы во всех случаях, когда антенной A принимаются помехи, соответствующие наибольшему из боковых лепестков ее диаграммы направленности, выполнялось неравенство $U_{дк} > U_{до}$. В таких условиях возникает эффект перекомпенсации помехи и ослабления полезного сигнала на выходе вычитающего устройства.

Недостатки амплитудного метода:

- при эффекте перекомпенсации происходит ослабление полезного сигнала на выходе вычитающего устройства;
- эффективность падает при интенсивных шумовых и хаотических импульсных помехах, частота следования которых $F_{след.пом.}$ намного больше частоты следования импульсов сигнала $F_{след.сиг.}$;
- дополнительное уменьшение чувствительности РПУ за счет шумов компенсационного РПУ, т.к. шумы основного $\sigma_{ш0}$ и компен-

сационного $\sigma_{\text{шк}}$ РПУ независимы, то дисперсия шума $\sigma_{\text{ш}}^2 = \sigma_{\text{шо}}^2 + \sigma_{\text{шк}}^2$.

Это приводит к выводу о целесообразности выключения компенсационного РПУ при работе РЭС в условиях, когда радиопомехи не приводят к ухудшению характеристики РЭС.

Одним из существенных недостатков автокомпенсаторов является нарушение их работоспособности в случае воздействия импульсных помех. Для борьбы с импульсными помехами может применяться метод бланкирования (запираания) помех, принятых по боковым лепесткам ДН. Этот метод, как и метод автокомпенсации, требует использования дополнительного приемника и антенны с широкой диаграммой направленности.

Принцип действия устройства бланкирования импульсных помех, принятых по боковым лепесткам, заключается в следующем. Помеховые и полезные импульсы принимаются и раздельно обрабатываются в основном и дополнительном каналах. В связи с тем, что коэффициент усиления основной антенны в направлении приема значительно больше, чем дополнительной, то и полезный сигнал в основном канале значительно больше, чем в дополнительном. В то же время коэффициент усиления дополнительной антенны выше, чем коэффициент усиления антенны по боковым лепесткам. Это приводит к тому, что помехи в дополнительном канале имеют большую амплитуду, чем в основном.

3.3.3. Когерентный метод компенсации помех. Как и амплитудный, когерентный метод компенсации возможен при наличии двух РПУ: основного и компенсационного. Компенсационный должен принимать лишь помехи, а основной — смесь полезного сигнала и помехи. Сущность когерентного метода компенсации помех, именуемого амплитудно-фазовым, состоит в том, что теми или иными средствами обеспечивается получение одинаковых по интенсивности и противоположных по фазе помех на выходах УВЧ или УПЧ в основном и компенсационном РПУ. С этих усилителей принятое излучение сигнала и помехи подается на сумматор.

Поскольку УВЧ и УПЧ в основном и компенсационном приемниках являются линейными, помехи на выходе сумматора устраняются, а сигнал остается без изменений при ДН антенны $A_{\text{к}}$, изображенной на рис. 3.7. Если ДН $A_{\text{к}}$ отличается от этой (например, см. рис. 3.8), то, как

и при амплитудном методе, наряду с компенсацией помех происходит ослабление сигнала. Однако степень ослабления будет меньше, поскольку при когерентном методе не производится нелинейная обработка сигнала и помех. Рассмотрим два способа получения требуемых напряжений $U_{\text{пк}}(t)$ так, чтобы выходной сигнал $U_{\text{пк}}(t)$ в этой системе равнялся $[-U_{\text{по}}(t)]$.

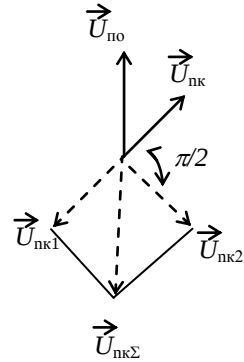


Рис. 3.9

а) Система компенсации помех с квадратурными преобразователями. Принцип такой компенсации проиллюстрируем на примере, когда $U_{\text{пк}}(t)$ и $U_{\text{по}}(t)$ — гармонические сигналы с одинаковой частотой, но различными амплитудами и фазами. Это напряжение можно представить в векторной форме.

Из рис. 3.9 видно, что для получения вектора $\vec{U}_{\text{пк}\Sigma} = -\vec{U}_{\text{по}}$, необходимо иметь два взаимно перпендикулярных вектора $\vec{U}_{\text{пк}1} \perp \vec{U}_{\text{пк}2}$, причем $\vec{U}_{\text{пк}1} = -k_1 \vec{U}_{\text{пк}}$, $\vec{U}_{\text{пк}2} = k_2 \vec{U}_{\text{пк}k}$, где $|\vec{U}_{\text{пк}k}| = |\vec{U}_{\text{пк}}|$, $\vec{U}_{\text{пк}} \perp \vec{U}_{\text{пк}2}$. $\vec{U}_{\text{пк}k}$ — квадратурная составляющая компенсационного напряжения, т.е. $U_{\text{пк}k} = -jU_{\text{пк}}$.

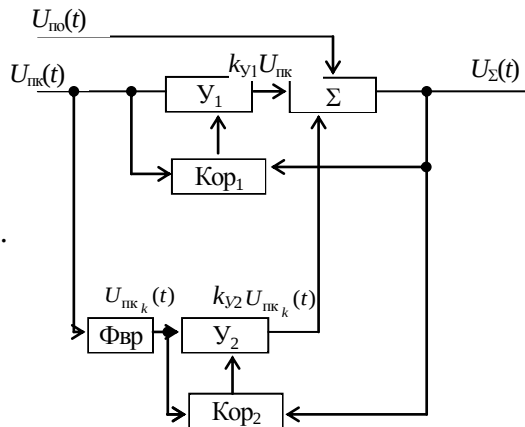


Рис. 3.10

При этом коэффициенты пропорционально-сти k_1 и k_2 выбираются из условия $-k_1 U_{\text{пк}} + k_2 U_{\text{пк}k} = U_{\text{к}\Sigma} = -U_{\text{по}}$.

Схема устройства, обеспечивающего когерентную компенсацию помех с помощью квадратурных преобразователей, показана на рис. 3.10.

Она содержит корреляторы Кор₁ и Кор₂; усилители У₁ и У₂ с регулируемым коэффициентом передачи; фазовращатель Фвр, обеспечивающий получение квадратурной составляющей напряжения $U_{\text{пк}}(t)$; сумматор Σ .

Если с УПЧ основного и компенсационного РПУ поступают напряжения помех $U_{\text{пк}}(t)$ и $U_{\text{по}}(t)$, то выходное напряжение $U_{\Sigma}(t)$ сумматора Σ с единичным коэффициентом передачи будет равно $U_{\Sigma}(t) = U_{\text{по}}(t) + k_{y1}U_{\text{пк}}(t) + k_{y2}U_{\text{пк}_k}(t)$. Здесь k_{y1} и k_{y2} — коэффициенты передачи усилителей У₁ и У₂, которые изменяются пропорционально напряжениям, вырабатываемым корреляторами Кор₁ и Кор₂, и равны

$$k_{y1} = k_1 \{ U_{\text{пк}}(t) U_{\Sigma}(t) \}_{\text{ср}},$$

$$k_{y2} = k_2 \{ U_{\text{пк}_k}(t) U_{\Sigma}(t) \}_{\text{ср}},$$

где $\{ \} = \frac{1}{T} \int_0^T U_{\text{пк}}(t) U_{\Sigma}(t - \tau) dt$.

Из этих выражений имеем:

$$k_{y1} = \frac{k_1 \{ U_{\text{по}}(t) U_{\text{пк}}(t) \}_{\text{ср}}}{1 - k_1 \sigma_{\text{пк}}^2},$$

$$k_{y2} = \frac{k_2 \{ U_{\text{по}}(t) U_{\text{пк}_k}(t) \}_{\text{ср}}}{1 - k_2 \sigma_{\text{пк}}^2},$$

где $\sigma_{\text{пк}}^2$ — дисперсия напряжения $U_{\text{пк}_k}(t)$, равная дисперсии напряжения $U_{\text{пк}}$.

В работе [1] показано, что дисперсия напряжения $U_{\Sigma}(t)$ равна $\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma_{n0}^2 (1 - \rho^2)$, где $\rho^2 = \rho_{\text{по}}^2 + \rho_{\text{пк}}^2$; ρ_{n0} и $\rho_{\text{пк}}$ — коэффициенты взаимной корреляции напряжений $U_{\text{по}}(t)$, $U_{\text{пк}}(t)$ и $U_{\text{по}}(t)$, $U_{\text{пк}_k}(t)$ соответственно; σ_{n0}^2 — дисперсия напряжения $U_{n0}(t)$.

При полном соблюдении квадратичности обработки принимаемых колебаний шумы компенсационных каналов некоррелированы и подканалы настраиваются независимо.

Показателем качества работы автокомпенсатора является коэффициент подавления помехи $K_n = \frac{\sigma_{n0}^2}{\sigma_{\Sigma}^2} = \frac{1}{1-\rho^2}$.

Для эффективной компенсации помехи коэффициент корреляции должен быть близок к 1.

Отсюда следует, что при реализации этого типа когерентного метода компенсации помех необходимо добиваться как можно большей корреляции между помехами в УПЧ основного и компенсационного РПУ.

б) Устройство компенсации помех с системами АРУ и ФАПЧ. Функциональная схема может иметь вид, изображенный на рис. 3.11.

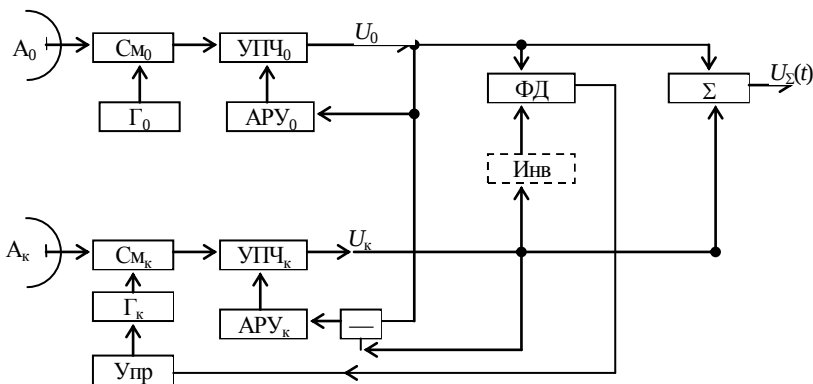


Рис. 3.11

Система содержит основное РПУ и устройство компенсации. В состав основного приемника входит антенна A_0 , смеситель $СМ_0$, гетеродин Γ_0 , УПЧ $_0$ с системой АРУ $_0$, поддерживающей неизменный уровень напряжения на его выходе.

Основными элементами устройства компенсации являются антенна A_K , смеситель $СМ_K$, гетеродин Γ_K , УПЧ $_K$ с системой АРУ $_K$, управитель Упр и фазовый детектор ФД.

В сумматоре осуществляется сложение напряжений, формируемых в УПЧ $_0$ и УПЧ $_K$. Система АРУ $_K$ работает под действием сигнала, равного

разности выходных напряжений УПЧ₀ и УПЧ_к, обеспечивая равенство мгновенных значений помехи на входах сумматора Σ .

Систему ФАПЧ образуют фазовый детектор ФД и управитель Упр.

Напряжение $U_{\text{фд}}$, вырабатываемое ФД и зависящее лишь от разности фаз φ поступающих на него напряжений с выходов УПЧ₀ и УПЧ_к — $U_0(t)$ и $U_k(t)$, подается на Упр. Последний изменяет частоту и однозначно связанную с ним фазу гетеродина $\varphi_{\text{гк}}$. Вместе с этим меняется и фаза напряжения, формируемого смесителем $S_{\text{мк}}$ и УПЧ_к.

Когда фазы напряжений, поступающих на ФД, становятся одинаковыми, величина $U_{\text{фд}}$ не изменяется во времени и пропорциональна

$\varphi = \int_0^t \Delta\omega dt$, где $\Delta\omega = \omega_{\text{пр0}} - \omega_{\text{прк}}$, $\omega_{\text{пр0}}$ и $\omega_{\text{прк}}$ — промежуточные частоты напряжений $U_0(t)$ и $U_k(t)$.

Вместе с $U_{\text{фд}}$ постоянной будет и частота колебаний гетеродина Γ_k .

Благодаря этому возникает возможность снимать с УПЧ_к напряжение, противоположное по фазе напряжению $U_0(t)$. Такая возможность реализуется, если включить инвертор между УПЧ_к и ФД.

Совместная работа АРУ и ФАПЧ обеспечивает необходимые фазовые и амплитудные соотношения между помехами, поступающими в сумматор Σ с УПЧ₀ и УПЧ_к.

Замечания:

1. Системы АРУ_к и ФАПЧ должны быть быстродействующими.
2. Система АРУ_к не должна срабатывать по полезному сигналу.

3.4. Частотная и фазовая селекция

Частотная селекция основана на различии спектров сигналов и помех. Эта селекция рассматривается как одно из основных средств помехозащиты от преднамеренных активных и пассивных помех. Основой принципа частотной селекции является известное из радиотехники выражение спектральной функции сигнала на выходе линейного четырехполюсника.

$$\dot{S}_{\text{вых}}(\omega) = \dot{K}(j\omega)\dot{S}_{\text{вх}}(\omega).$$

Если выбрать частотную характеристику четырехполосника $|\dot{K}(j\omega)|$, пропускающую только спектр полезного сигнала $|\dot{S}_c|$, то можно устранить влияние помех $|\dot{S}_n(\omega)|$, находящихся вне полосы приема (здесь не учитывается явление блокирования). Возможная ситуация показана на рис. 3.12а.

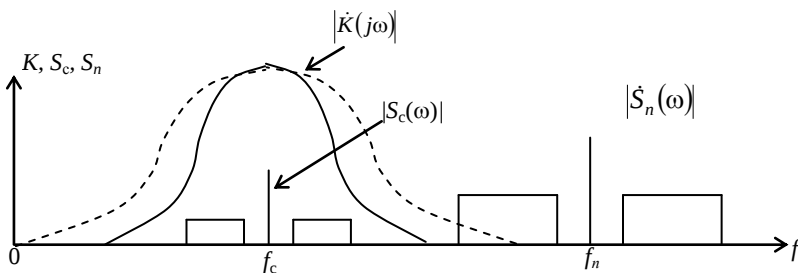


Рис. 3.12а

Напомним, что для неискаженного приема необходимо, чтобы $|\dot{K}(j\omega)| = K_0$ в полосе существования спектра сигнала, а фазовая характеристика была линейна (см. рис. 3.12б).

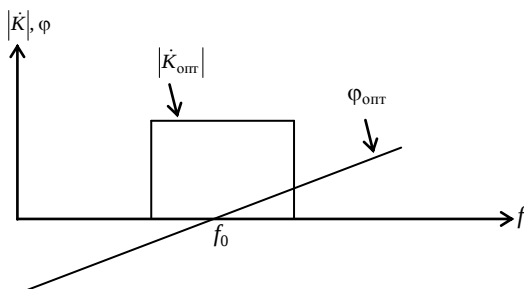


Рис. 3.12б

Рассмотрим некоторые варианты частотной и фазовой селекции.

3.4.1. Изменение рабочей частоты РЭС. Известны несколько способов изменения несущей частоты приемопередающих РЭС.

а) Использование двух приемопередающих каналов, настроенных на различные частоты f_1 и f_2 . Каналы работают попеременно. Переключение проводится вручную оператором или автоматически с помощью анализатора электромагнитной обстановки (ЭМО), фиксирующего наличие помехи в приемном канале.

б) Относительно медленное непрерывное изменение рабочей частоты РЭС по заданному закону, например $f_c = f_0(1 + k \sin \Omega t)$, где Ω — низкая частота, k — коэффициент, определяющий девиацию частоты.

в) Частота изменяется скачкообразно от одного значения к другому, но на каждой из выбранных частот ведется достаточно долго (например, в течение большого числа периодов следования импульсов РЭС).

г) Быстрое изменение частоты РЭС по случайному закону (например, в системах цифровой связи — расширение спектра, в РЛС — изменение частоты от импульса к импульсу).

Если несущая частота сигналов изменяется случайно от импульса к импульсу в пределах полосы $\Delta f_{\text{РЭС}}$, плотность распределения частот постоянна и закон распределения интервала между скачками симметричен, то математическое ожидание модуля разности частот двух следующих друг за другом импульсов равно

$$M_{|f_i - f_{i+1}|} = \frac{\Delta f_{\text{РЭС}}}{2}.$$

Этот способ хорошо защищает от активных маскирующих помех и от прицельных шумовых помех. При использовании заградительных по всей полосе помех он неэффективен, но для заградительной помехи должна быть больше мощность. Например: в настоящее время в РЛС применяется быстрая перестройка частоты от $(0,03 \text{ до } 0,2)f_0$. Тогда для РЛС с длиной волны $\lambda = 10 \text{ см}$ ($f_0 = 3000 \text{ МГц}$) перестройка на 5% от f_0 составляет $\Delta f_{\text{РЭС}} = 150 \text{ МГц}$ при полосе пропускания приемника РЛС (имеется в виду УПЧ) $\Delta f_{\text{УПЧ}} = 1,5 \text{ МГц}$, отношение $\Delta f_{\text{РЭС}}/\Delta f_{\text{УПЧ}} = 100$. То есть при прочих равных условиях мощность передатчика заградительных помех должна быть в 100 раз больше по сравнению с мощностью передатчика прицельных помех.

Быстрая настройка частоты в широких пределах является мерой борьбы с непреднамеренными помехами РЭС одного частотного поддиапазона. Если эффективная полоса приемника РЭС равна $\Delta f_{\text{эфф}}$, эф-

эффективное значение ширины спектра излучаемого сигнала — Δf_c и полоса перестройки $\Delta f_{PЭС}$ (причем $\Delta f_{PЭС} \gg N_{PЭС} \Delta f_{эфф}$ и $\Delta f_{PЭС} \gg N_{PЭС} \Delta f_c$, $N_{PЭС}$ — число РЭС в одном частотном диапазоне), то вероятность $P_{\text{поп}}$ попадания сигналов соседних РЭС в приемный канал каждой из них

$$\text{будет равна } P_{\text{поп}} = \frac{\Delta f_{эфф} + \Delta f_c}{\Delta f_{PЭС}} (N_{PЭС} - 1).$$

При этом предполагается, что для возникновения непреднамеренных помех достаточно совпадения хотя бы крайних частот j -го сигнала с шириной спектра Δf_{cj} и полосы пропускания i -го приемника $\Delta f_{эфф i}$ (см. рис. 3.13).

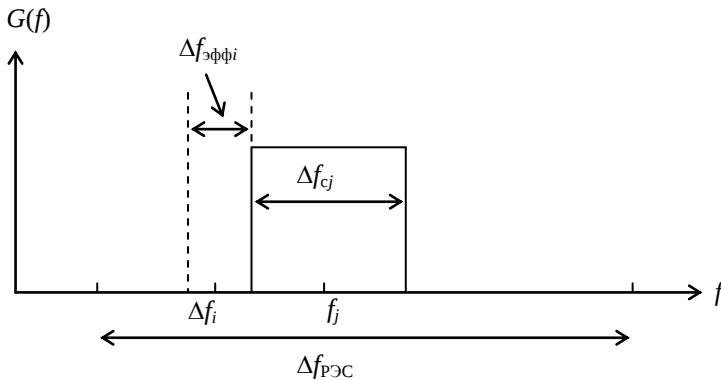


Рис. 3.13

При $\Delta f_c = 2$ МГц, $\Delta f_{эфф} = \Delta f_c = 2$ МГц, $\Delta f_{PЭС} = 500$ МГц (5% от $f_0 = 10000$ МГц) и $N_{PЭС} = 10$ получим вероятность попадания помехи на вход приемника $P_{\text{поп}} = 0,1$. То есть в среднем только десятая часть цикла будет сопровождаться непреднамеренными помехами.

Для защиты от заградительной помехи методом частотной селекции целесообразна перестройка на частоту, обеспечивающую минимальную мощность помехи. Этот способ защиты основан на использовании неравномерного распределения частотной плотности мощности помех в диапазоне возможной перестройки несущей частоты РЭС.

3.4.2. Использование системы автоматического слежения за частотой (АСЧ) для защиты от помех. Системы АСЧ могут функционировать как при наличии опорного сигнала (там, где рядом имеется передатчик, например РЛС, система мобильной связи и т.д.), так и в отсутствие опорного сигнала (т.е. происходит подстройка по принимаемому радиосигналу).

Эти системы представляют собой систему автоматического поиска и захвата базовым элементом, которым является частотный дискриминатор с петлей обратной связи.

Остановимся подробнее на устройстве фазовой системы слежения за частотой и фазой (ФАПЧ).

Действие таких систем основано на использовании фазовых детекторов для различения фаз или частот входных колебаний.

Снижение мешающего действия помех с помощью фазовой системы АСЧ основано не на уменьшении полосы УПЧ РПУ (как это имеет место в случае применения частотных систем АСЧ), а на фильтрующем устройстве этой системы и обработке сигнала, близкой к когерентной.

На фазовую систему АСЧ можно смотреть как на устройство, осуществляющее синхронное детектирование. Для выполнения этой операции в синхронном детекторе (СД) требуется опорный сигнал, совпадающий по фазе с входным сигналом. Опорным сигналом может служить напряжение следящего генератора системы ФАПЧ.

При синхронном детектировании АМ-сигнала отсутствует подавление сигнала шумом практически при любом уровне шума. Пусть на СД вместе с сигналом $V_c(t)$ действует нормальный узкополосный шум $n(t)$

$$V_{\text{вх}}(t) = V_c(t) \cos \omega_c t + n(t).$$

Представим шум в виде двух случайных процессов

$$n(t) = A(t) \cos \omega_c t + B(t) \sin \omega_c t,$$

где $A(t) = U_m(t) \cos \theta(t)$; $B(t) = U_m(t) \sin \theta(t)$ — нормальные шумы с той же дисперсией, что и $n(t)$; $U_m(t)$, $\theta(t)$ — медленно изменяющиеся случайные процессы.

При опорном напряжении $V_{\text{оп}}(t) = U_{\text{оп}} \cos \omega_c t$ выходное напряжение после СД с интегратором

$$\begin{aligned} V_{сд} &= K_{сд} [U_c(t) \cos \omega_c t + n(t)] U_{оп} \cos \omega_c t = \\ &= \frac{1}{2} K_{сд} U_c(t) + \frac{1}{2} K_{сд} A(t) - U_{оп}. \end{aligned}$$

Благодаря синхронному детектированию квадратичная составляющая $B(t)$ в выходном напряжении отсутствует, а отношение сигнал/шум на выходе сохраняется тем же, что и на входе, поскольку дисперсии процессов $A(t)$ и $n(t)$ одинаковы.

Использование СД с фазовой системой АСЧ иллюстрируется схемой рис. 3.14.

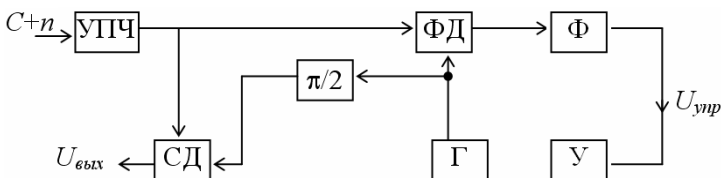


Рис. 3.14

В состав фазовой системы АСЧ входит фазовый детектор ФД, фильтр низких частот Ф, устройство управления частотой У и следящий генератор Г. Здесь следящий генератор осуществляет слежение за частотой сигнала ω_c , поступающего с выхода УПЧ РПУ.

Если ω_c — величина постоянная (или медленно меняется в сравнительно небольших пределах) и начальная частота $\omega_{г0}$ (при нулевом управляющем напряжении $U_{упр}$) совпадает с частотой сигнала $\omega_c = \omega_{г0}$, можно показать, что в этом случае между напряжением сигнала и генератора Г устанавливается разность фаз $\Delta\varphi = \frac{3}{2} \pi \pm 2k\pi$.

После поворота фазы на $\pi/2$ напряжение генератора подается в качестве опорного на СД. На сигнальный вход СД поступает сигнал с выхода УПЧ.

Для подавления узкополосных помех (непрерывные помехи, модулированные узким спектром, импульсы большой длительности) применяются режекторные фильтры. Полоса этих фильтров выбирается в соответствии с полосой помехи (см. рис. 3.15).

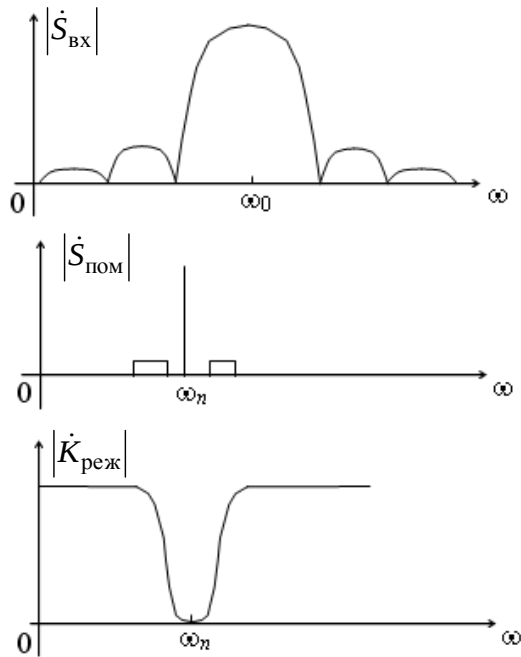


Рис. 3.15

Отдельную группу приемных систем с повышенной помехозащищенностью по отношению к импульсным помехам составляют «следящие фильтры». Область их применения — системы приема ЧМ- и ФМ-сигналов. На рис. 3.16 приведена функциональная схема такой системы.



Рис. 3.16

Управляющее напряжение, поступающее с выхода частотного детектора, через фильтр нижних частот и блок управления воздействует на реактивные параметры следящего режекторного фильтра, изменяя его настройку в нужном направлении. За счет узкополосности следящего фильтра в цепи связи (ФНЧ) появляется возможность уменьшения уровня помех на следящем фильтре при практической неискаженности-полезной информации ЧМ-сигнала. В этом случае система реализует прием «активного спектра» сигнала, значительно более узкого по сравнению с полным спектром, определяемым Фурье-преобразованием. Пороговый выигрыш приема со следящей настройкой практически определяется соотношением эффективных полос широкополосного приема и приема со следящей настройкой.

3.4.3. Использование частотной селекции в широкополосных системах связи. Широкополосные системы связи (ШСС) или системы, использующие для кодирования информации шумоподобные сигналы (ШПС), известны довольно давно. Одним из важнейших достоинств ШСС, обеспечивших их стремительное развитие, является высокая устойчивость по отношению к широкому классу помех как искусственного, так и естественного происхождения. Помехоустойчивость ШСС определяется отношением мощности сигнала и мощности помехи на выходе согласованного фильтра (коррелятора):

$$q^2 = \frac{P_C}{P_{\Pi}} \cdot 2 \cdot B, \quad (3.1)$$

где P_C и P_{Π} — мощность сигнала и мощность помехи на входе приемного устройства (ПУ); $B = FT$ — база используемого ШПС.

Соотношение (3.1) означает, что при фиксированных значениях P_C и P_{Π} на входе ПУ ШСС повысить отношение сигнал/помеха на выходе можно только увеличивая базу используемого шумоподобного сигнала.

Для фазоманипулированных ШПС, фаза которых принимает только два значения — 0 и π , база сигнала равна числу элементов порождающей его кодовой последовательности N . Среди ШПС с небольшими базами наиболее известны сигналы Баркера и M -последовательности.

Для защиты ШСС от помех, уровень которых превышает обеспечиваемый базой допустимый запас помехоустойчивости, применяют дополнительные методы подавления. Эти методы можно разделить на две группы — режекция пораженной части спектра ШПС и компенсация помехи в ПУ путем создания ее копии с последующим вычитанием соз-

данной копии помехи из входного сигнала. Реализация дополнительных методов защиты осуществляется, в основном, цифровым способом на промежуточной или видеочастоте ПУ. При этом полагают, что входные сверхвысокочастотные (СВЧ) каскады ПУ преобразуют входную смесь полезного сигнала, шума и помех линейно, не внося значительных искажений в принимаемый сигнал.

В условиях роста количества работающих систем беспроводной связи, который наблюдается в последнее десятилетие, возникают ситуации, когда уровень помех, поступающих на вход ШСС, превышает возможности динамического диапазона (ДД) ПУ. Аналогичная ситуация возможна в случае целенаправленного подавления действующей ШСС мощной узкополосной помехой (УП), поскольку именно УП постановщику помех легче всего генерировать. В этом случае входные СВЧ-каскады ПУ, а именно маломощный усилитель (МШУ) и смеситель, переходят в нелинейный режим работы. Искажения полезного ШПС, возникающие вследствие нелинейных преобразований во входных каскадах ПУ, невозможно компенсировать последующей цифровой обработкой, так как характер таких искажений трудно предсказать. Следовательно, возникает необходимость дополнительной защиты входных каскадов ШСС от воздействия мощных помех.

Одним из вариантов защиты входных каскадов ШСС от мощной УП может быть ее режекция в спектре полезного сигнала на СВЧ с помощью режекторного фильтра, а если помех несколько, то с помощью блока режекторных фильтров.

На рисунке 3.17 показана блок-схема входных каскадов ШСС с включенным в нее режекторным фильтром.

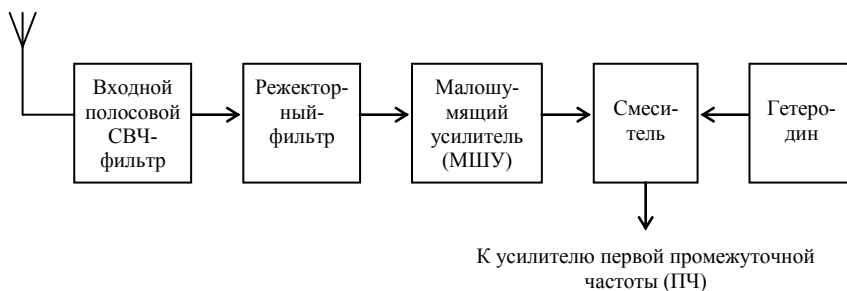


Рис. 3.17

Один из возможных алгоритмов защиты ШСС от мощных УП с использованием СВЧ-фильтров представлен на рис. 3.18. Под пределом регулирования в данном случае понимается максимальная область спектра ШПС, которая может быть подвержена режекции при сохранении заданного качества связи. Режекция спектра ШПС вызывает искажение корреляционной функции (КФ), величина и форма основного пика которой являются основным фактором, используемым в приемнике ШСС при обнаружении и приеме сигнала. КФ сигнала $\Psi(t)$, прошедшего через режекторный фильтр, и эталонного ШПС можно найти через его энергетический спектр $S(\omega)$ следующим образом:

$$\Psi(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) K(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (3.2)$$

$K(\omega)$ — коэффициент передачи режекторного фильтра.

Поскольку нахождение коэффициента передачи режекторного фильтра на ДР представляет собой сложную электродинамическую задачу, воспользуемся для дальнейших расчетов более простой моделью, а именно моделью однозвенного параллельного LC -фильтра с высоким значением добротности. По определению, коэффициент передачи равен

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{R_H}{Z_\phi + R_H}, \quad (3.3)$$

где Z_ϕ — реактивное сопротивление параллельного LC -фильтра.

Нетрудно определить, что реактивное сопротивление в (3.3) равно

$$\dot{Z}_\phi = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}. \quad (3.4)$$

После несложных преобразований из (3.3) и (3.4) получим коэффициент передачи параллельного однозвенного LC -фильтра

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{R_H(1 - \omega^2 LC)}{j\omega L + R_H(1 - \omega^2 LC)}. \quad (3.5)$$

Энергетический спектр $S(\omega)$ в (3.2) равен квадрату амплитудного спектра $G(\omega)$, который можно представить в виде произведения

$$G(\omega) = S_0(\omega) H(\omega), \quad (3.6)$$

где $S_0(\omega)$ — спектр прямоугольного импульса $u_0(t)$ с единичной амплитудой и длительностью τ_0

Алгоритм адаптивной аналоговой режекции в ШСС

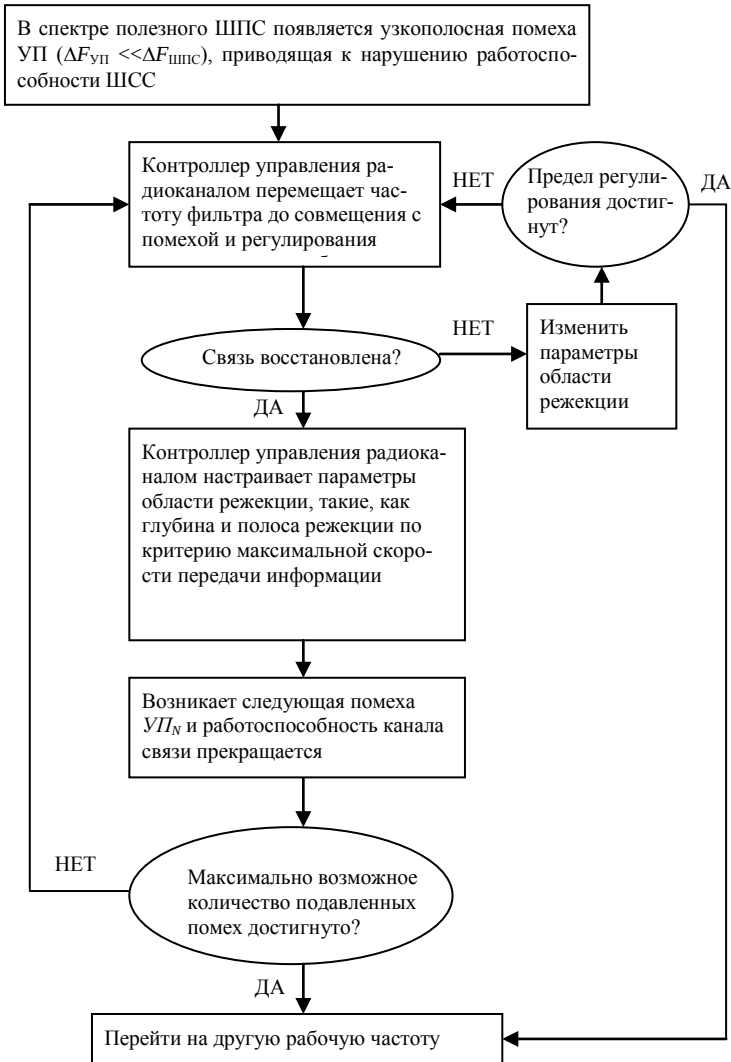


Рис. 3.18. Один из возможных алгоритмов защиты ШСС от мощных УП

$$S_0(\omega) = \int_0^{\tau_0} u_0(t) e^{-j\omega t} dt = \tau_0 \frac{\sin(\omega \cdot \tau_0 / 2)}{\omega \cdot \tau_0 / 2} e^{-j\omega \tau_0 / 2}, \quad (3.7)$$

а $H(\omega)$ — спектр кодовой последовательности:

$$H(\omega) = \sum a_n e^{-j(n-1)\omega \tau_0}. \quad (3.8)$$

Спектр фазоманипулированного ШПС, образованного М-последовательностью длиной 63 элемента, рассчитанный согласно (3.6)–(3.8), прошедший через два режекторных фильтра с коэффициентом передачи (3.3)–(3.5), настроенных на две произвольные частоты, показан на рис. 3.19. КФ этого сигнала, рассчитанная согласно (3.2)–(3.8), по отношению к КФ неискаженного ШПС приведена на рис. 3.20. Нетрудно видеть, что форма основного пика КФ меняется незначительно, уменьшается лишь его амплитуда.

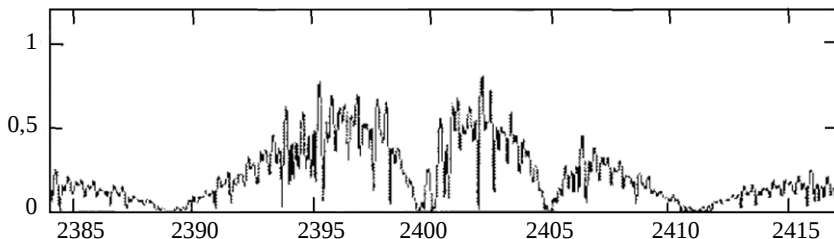


Рис. 3.19. Спектр фазоманипулированного ШПС, прошедшего через два режекторных фильтра

Чтобы выяснить максимальное число $N_{\text{МАКС}}$ мощных УП, которые могут быть подавлены описанным способом, необходимо знать ширину спектра полезного сигнала ΔF , ширину полосы режекции каждого включенного фильтра на Δf_i , которая должна превышать ширину спектра помехи $\Delta F_{\text{УП}}$. В этом случае

$$N_{\text{МАКС}} = \frac{1}{4} \frac{\Delta F}{\Delta f_i} \quad (3.9)$$

при $\Delta f_i \leq \Delta F_{\text{УП}}$.

Для более точного определения $N_{\text{МАКС}}$ в каждом конкретном случае необходимо задаться величиной порога обнаружения, которая зависит от принятого в системе критерия обнаружения.

Высказанные здесь предположения справедливы в том случае, когда на ШСС действуют только мощные УП, ширина спектра которых значительно меньше ширины спектра полезного сигнала $\Delta F_{\text{УП}} \ll \Delta F$, а мощность значительно превышает границы динамического диапазона ПУ $P_{\text{УП}} \gg P_{\text{МАКС.ПУ}}$.

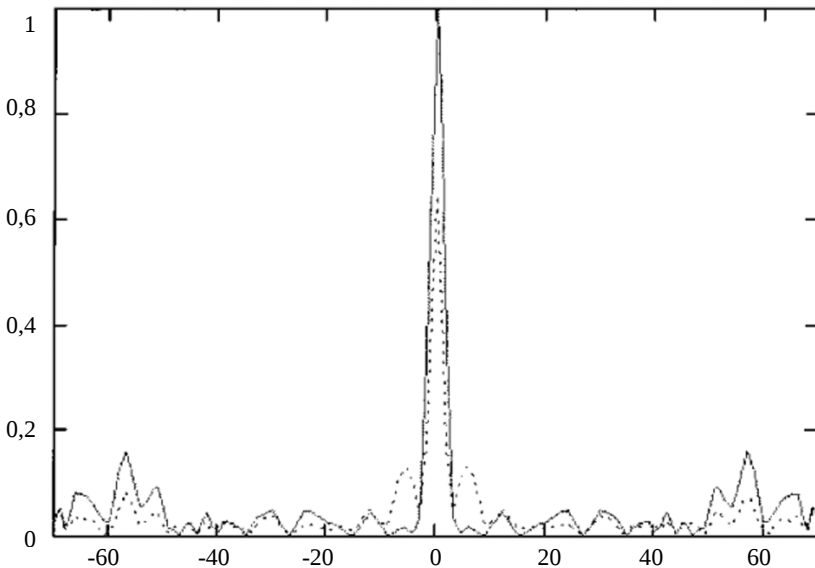


Рис. 3.20. Корреляционная функция шумоподобного сигнала (пунктир), в сравнении с КФ неискаженного ШПС (сплошная линия)

Таким образом, защиту широкополосных систем связи от воздействия узкополосных помех, мощность которых превышает границы динамического диапазона приемного устройства, необходимо осуществлять во входных каскадах ПУ, до малошумящего усилителя и смесителя.

Для защиты ШСС от мощных нестационарных УП можно использовать перестраиваемые режекторные СВЧ-фильтры на диэлектрических резонаторах.

3.4.4. Синхронный детектор как инструмент частотной селекции. Синхронный детектор (СД) — это устройство, в котором входная измеряемая величина $x(t)$ умножается на не зависящую от нее периодическую функцию $g(t)$, называемую вектором коммутации, с последующим интегрированием.

Выходная величина перемножителя:

$$z(t) = c x(t) g(t).$$

Обычно синхронное детектирование осуществляется линейной цепью с переменным параметром, изменение параметра происходит синхронно с вектором коммутации $g(t)$. В зависимости от вида вектора коммутации и входного сигнала синхронный детектор может быть различных типов и работать в разных режимах.

Гармонический синхронный детектор

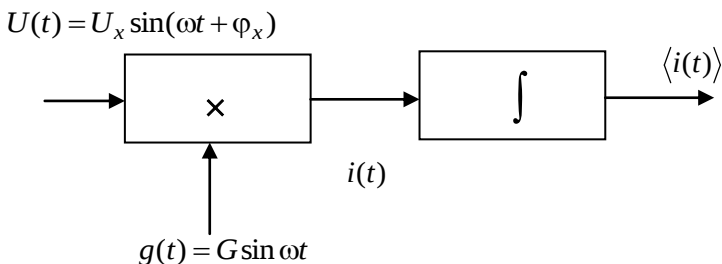


Рис. 3.21

Для гармонического СД

$$i(t) = U(t)g(t) = \frac{GU_x}{2} \cos \varphi_x - \frac{GU_x}{2} \cos(2\omega t + \varphi_x) \quad (3.10)$$

$$\langle i(t) \rangle = \frac{GU_x}{2} \cos \varphi_x.$$

а) $U_x; \varphi_x=0; \quad \langle i(t) \rangle = \frac{GU_x}{2}.$

$$\text{б) } U_0; \varphi = \varphi_x; \quad \langle i(t) \rangle = \frac{GU_0}{2} \cos \varphi_x.$$

$$\text{в) } U(t) = \sum_{k=0}^n U_k \sin(\omega_k t + \varphi_k), \quad (3.11)$$

$$g(t) = G \sin \omega_0 t.$$

Отсюда

$$\begin{aligned} i(t) &= \sum_{k=0}^n U_k G \sin(\omega_k t + \varphi_k) \sin \omega_0 t, \\ \langle i(t) \rangle &= U_0 G \sin \varphi_0, \end{aligned} \quad (3.12)$$

т.е. синхронный детектор обладает частотной и фазовой избирательностью.

3.5. Амплитудная селекция

Поскольку обычно амплитуды сигнала и помехи существенно различаются, одним из наиболее распространенных методов защиты от помех является использование амплитудной селекции.

3.5.1. Селекция сигналов при ограничении их снизу. Этот вид селекции применяется в тех случаях, когда амплитуда полезного сигнала существенно превышает амплитуду помехи.

Селекция осуществляется амплитудным селектором (АС), представляющим собой ограничитель снизу или ждущий генератор импульсов (см. рис. 3.22).

Применительно к высокочастотным сигналам такую селекцию можно назвать селекцией при ограничении по минимуму.

Применяя раздельное ограничение высокочастотного колебания снизу и сверху (рис. 3.23) и затем суммируя выходные напряжения ограничителей, можно «вырезать» все помехи, для которых $|U_n(t)| < U_{огр}$ (рис. 3.24).

При использовании в качестве селектора ждущего генератора импульсов (мультипликатор, блокинг-генератор) пороговый уровень представляет собой запирающее напряжение этих устройств.

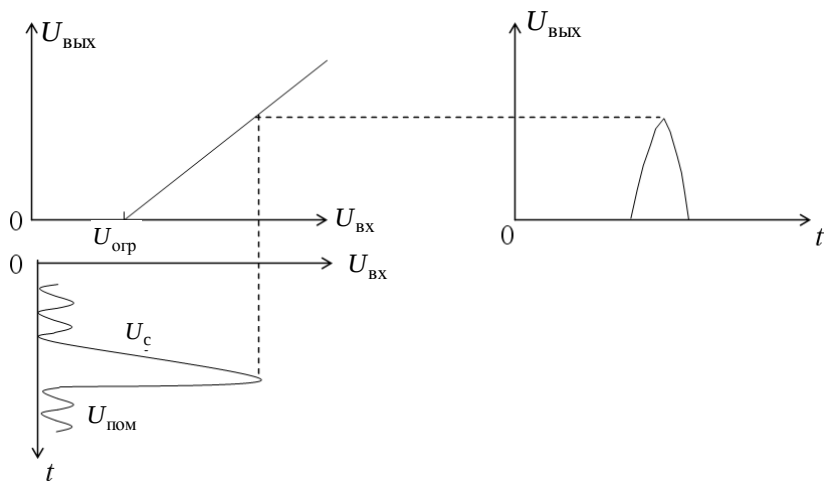


Рис. 3.22

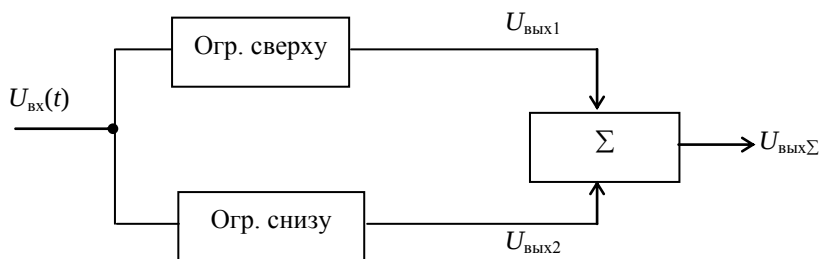


Рис. 3.23

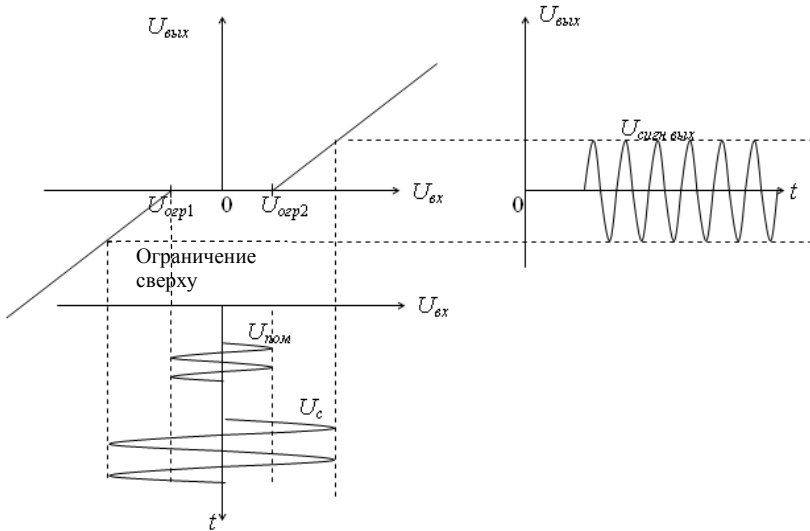


Рис. 3.24

3.5.2. Селекция импульсов по уровню (бланкирование). Селекция такого вида целесообразна в тех случаях, когда амплитуда полезного сигнала существенно меньше амплитуды помехи либо амплитуды сигналов колеблются вблизи известного уровня.

а) Для селекции импульсов малой амплитуды совместно используются ограничитель снизу и логическая схема запрета. Функциональная схема и эюры напряжений селекторного устройства изображены на рис. 3.25.

Через ограничитель снизу проходят те импульсы, амплитуда которых превышает пороговый уровень $U_{\text{огр}}$. С выхода ограничителя импульсы с амплитудой $U_{\text{имп}}$ поступают к запрещающему входу схемы «Запрет». Ко второму входу (информационному) подводят входное напряжение. Напряжение на вход поступает только тогда, когда отсутствует напряжение на запрещающем входе. Итак, пройдут только импульсы $U_c < U_{\text{огр}}$.

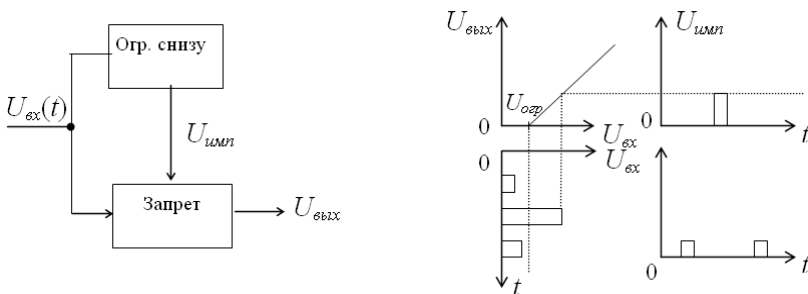


Рис. 3.25

б) Можно использовать селектирующее устройство, которое пропускает только такие импульсы, амплитуда которых не выходит за заданные границы $U_{огр1} < U_c < U_{огр2}$ (см. рис. 3.26).

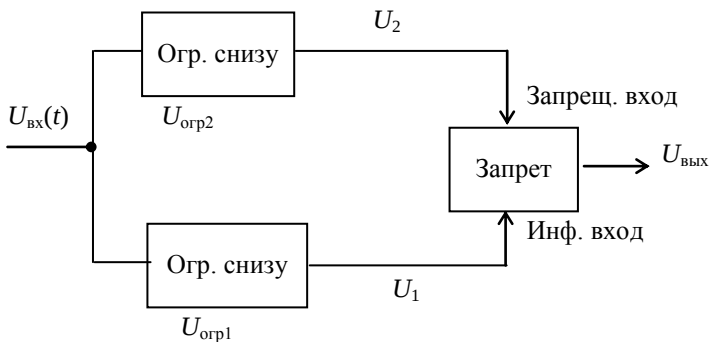


Рис. 3.26

Эпюры напряжений селектирующего устройства приведены на рис. 3.27.

Входное напряжение пропускается через два ограничителя снизу, имеющие уровни ограничения $U_{огр1}$ и $U_{огр2}$. Если $U_{вх} < U_{огр1} < U_{огр2}$, то импульсы не проходят через селектор, т.к. нет напряжения на информационном входе. При $U_{вх} > U_{огр2}$ импульсы не проходят, т.к. есть напря-

жение на запрещающем входе. И только если $U_{огр1} < U_{вх} < U_{огр2}$ на выходе будет импульс сигнала.

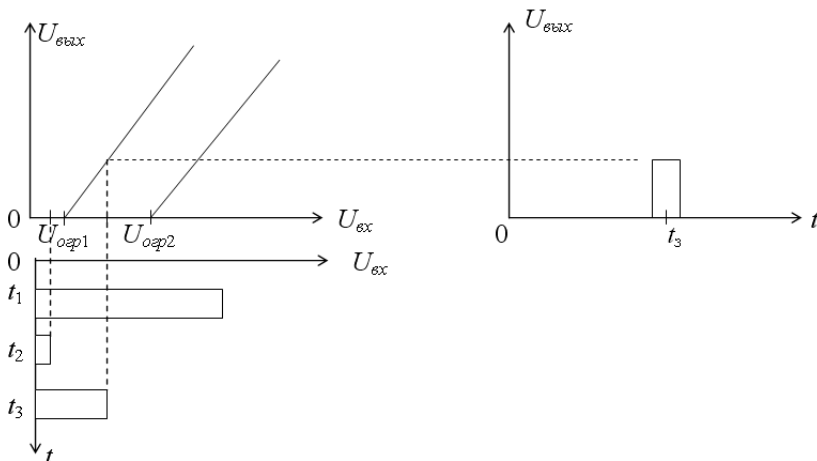


Рис. 3.27

3.5.3. Использование накопления сигнала. Метод накопления представляет собой частный случай метода согласованной фильтрации, при которой обеспечивается максимальное отношение мощностей полезного сигнала и помехи, если помеха — белый шум. Метод накопления, независимо от формы полезного сигнала, реализуется с помощью сумматора или интегратора, именуемых накопителями.

Сущность метода накопления при использовании сумматора сводится к тому, что в течение заданного времени T_H в смеси $U_{вх}(t)$ сигнала и помехи берется заранее установленное количество отсчетов. Значения $U_{вх}(t)$ в точке отсчета суммируются, а затем на основании суммарного сигнала решающее (пороговое) устройство дает ответ о наличии или отсутствии сигнала в смеси $U_{вх}(t)$.

Если это интеграл, то $U_{вых}(t) = \frac{1}{T_H} \int_0^{T_H} U_{вх}(t) dt$. Если накопитель реагирует на n отсчетов, то сигнал $U_{вых}(t)$ на выходе сумматора равен

$U_{\text{вых}}(t) = \sum_{i=0}^n (U_c + U_i) = nU_c + \sum_{i=1}^n U_i$, где U_i — значение помехи в моменты времени t_i ($i = 1, 2, \dots, n$), соответствующие фиксации i -го импульса сигнала.

В случае белого шума, т.к. случайные величины $U_1, U_2, \dots, U_n$ взаимно не коррелированы, то при нулевом математическом ожидании функции $U_i(t)$ дисперсия помехи $\sigma_U^2 = n\sigma_{U_n}^2$. Здесь $\sigma_{U_n}^2$ — дисперсия случайной функции $U(t)$. Тогда отношение квадрата амплитуды $n^2 U_c^2$, которую имеет полезный сигнал, к дисперсии помехи на выходе сумматора $q_n = \frac{nU_c^2}{\sigma_{U_n}^2}$. Если бы накопления не было, то $q = \frac{U_c^2}{\sigma_{U_n}^2}$, т.е. выигрыш в n раз! При наличии взаимной корреляции между $U_1, U_2, \dots, U_n$ отношение $\frac{q_n}{q} < n$.

Если полезный сигнал характеризуется непрерывной функцией времени, то в состав накопителя вместо сумматора включают интегратор.

В РЭС часто используются кодовые группы импульсов. В таких системах также возможно применение накопителей. Здесь возможно когерентное (додетекторное) и некогерентное (последетекторное) накопление импульсов, характеризующих каждую из позиций кода. В таких условиях использование n -значного кода требует в приемнике n накопителей.

Итак, увеличение отношения сигнал/помеха при методе накопления достигается увеличением времени, в течение которого принимается решение о наличии сигнала.

3.6. Амплитудно-частотная селекция

При амплитудно-частотной селекции выделение сигналов в присутствии помех основывается на использовании их различий по амплитуде и по частоте одновременно.

3.6.1. Система ШОУ (широкая – ограничитель – узкая). Типичной является ШОУ-система. Это устройство широко используется в радио-

связи для борьбы с импульсными помехами большой амплитуды и малой длительности (см. рис. 3.28).

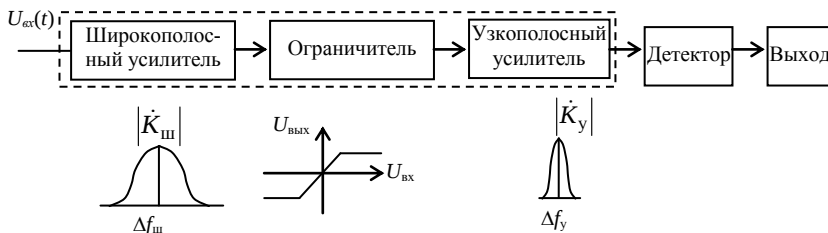


Рис. 3.28

Широкая $\Delta f_{\text{ш}}$ и узкая $\Delta f_{\text{у}}$ полосы пропускания усилителей симметричны относительно центральной частоты входного напряжения (рис. 3.29). Полоса пропускания $\Delta f_{\text{у}}$ согласуется с полосой, занимаемой спектром сигнала $\Delta f_{\text{с}} \approx \Delta f_{\text{с}}$.

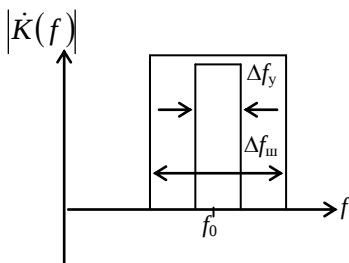


Рис. 3.29

Полоса $\Delta f_{\text{ш}}$ выбирается с учетом возможной длительности $\tau_{\text{п}}$ помеховых импульсов $\Delta f_{\text{ш}} \leq \frac{1}{\tau_{\text{п}}}$, $\Delta f_{\text{ш}} \gg \Delta f_{\text{у}}$,

т.к. среднее значение ширины спектра помехи существенно больше ширины спектра сигнала.

Уровень ограничения устанавливается в соответствии с амплитудой сигнала $V_{\text{с}}(t)$ на выходе широкополосного усилителя.

Чтобы обеспечить оптимальное соотношение между уровнем ограничения и амплитудой сигнала, предусматривается возможность управления порогом ограничения и усилением широкополосного усилителя.

На вход приемника воздействует ВЧ-импульс помехи $V_{\text{п}}(t)$ с прямоугольной огибающей, длительностью $\tau_{\text{п}}$ и амплитудой $U_{\text{п}}$ (см. рис. 3.30).

На выходе широкополосного усилителя образуется импульс $V_{\text{пш}}(t)$ с экспоненциальными фронтами. Длительность фронта этого импульса определяется длительностью импульса на входе $\tau_{\text{п}}$.

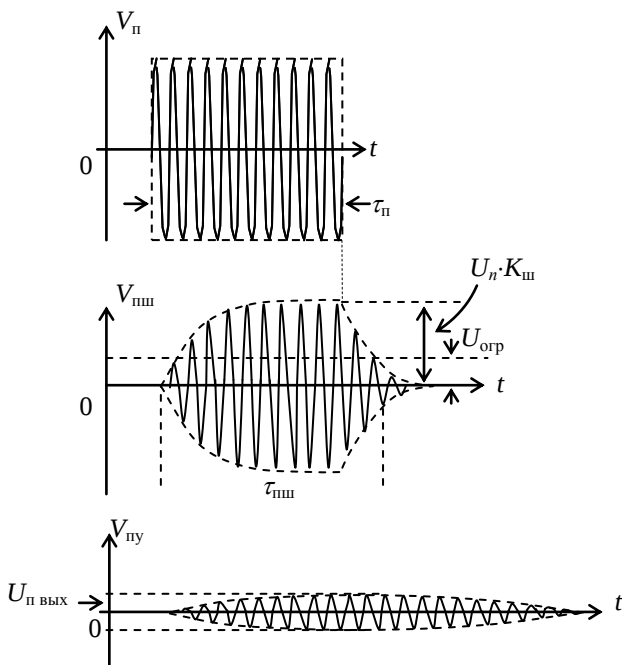


Рис. 3.30

С помощью ограничителя резко уменьшается амплитуда, а, следовательно, и энергия импульсной помехи. На выходе двустороннего ограничителя помеха представляет собой импульс с трапецидальной огибающей, амплитудой $U_{огр}$ и длительностью $\tau_{пш}$.

На выходе узкополосного усилителя короткий помеховый импульс растягивается, т.к. $\tau_y \sim 1/\Delta f_y$.

$$U_{п\text{ вых}} = K_y U_{огр} \left[1 - \exp\left(-\frac{\tau_{пш}}{\tau_y}\right) \right], \quad U_{с\text{ вых}} = K_{ш} K_y U_c.$$

где $K_{ш}$ — коэффициент усиления широкополосного усилителя; K_y — коэффициент усиления узкополосного усилителя.

Мешающее действие помехи резко снижается, если перед выходным устройством обеспечить превышение сигнала над помехой в 2–3 раза.

Система ШОУ может повысить отношение сигнал/помеха на порядок (если $\tau_y \gg \tau_{\text{пш}}$, то $\exp\left(-\frac{\tau_{\text{пш}}}{\tau_y}\right) \rightarrow 1$).

Выше был рассмотрен случай прихода сигнала и помехи в разные моменты времени. Теперь обратимся к оценке воздействия импульсной помехи на непрерывно существующий сигнал.

Примем следующее условие: $\Delta f_y \ll \Delta f_{\text{ш}} \ll \frac{1}{\tau_n}$, т.е. будем считать, что широкая полоса пропускания значительно меньше эффективного значения спектра помехи.

Оценим увеличение отношения сигнал/помеха в этих условиях. Будем считать, что

$$V_c(t) = U_c \cos \omega_0 t \quad -\infty < t < \infty,$$

$$V_n(t) = \begin{cases} U_n \cos(\omega_0 t + \pi) & 0 \leq t \leq \tau_n, \\ 0 & t \notin [0, \tau_n], \end{cases}$$

$$\left(\frac{U_c}{U_n}\right)_{\text{вх}} \ll 1.$$

Взяв наиболее «опасный» случай совпадающих частот сигнала и помехи

$$V_n(t) = K_{\text{ш}} U_c \cos \omega_c t + K_{\text{ш}} U_n \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\text{ш}}}}\right) \cos(\omega_0 t + \pi),$$

$$U_{\text{ш max}} = K_{\text{ш}} \left[U_n \left(1 - e^{-\frac{\tau_n}{\tau_{\text{ш}}}}\right) - U_c \right]$$

в момент $t = \tau_n$.

При $\tau_n \ll \tau_{\text{ш}}$, раскладывая в ряд $e^{-\tau_n/\tau_{\text{ш}}}$, имеем $U_{\text{ш max}} \approx K_{\text{ш}} (3U_n \tau_n \Delta f_{\text{ш}} - U_c)$.

Итак, после окончания импульса помехи имеет место последствие, определяемое помехой $V_{\text{ш}}(t) = K_{\text{ш}}(3U_n \tau_n \Delta f_{\text{ш}} - U_c) e^{-t/\tau} \cdot \cos(\omega_0 t + \pi)$, и оно уменьшилось до порога ограничения, т.е. $K_{\text{ш}}(3U_n \tau_n \Delta f_{\text{ш}} - U_c) \times \times e^{-\tau_{\text{пш}}/\tau_{\text{ш}}} = U_{\text{огр}}$.

$$\text{Следовательно, } \tau_{\text{пш}} = \tau_{\text{ш}} \ln \left[3\tau_n \Delta f_{\text{ш}} \left(\frac{U_n}{U_c} \right)_{\text{вх}} - 1 \right].$$

На выходе ограничителя при отсутствии помехи действует только сигнал $V_{\text{огр с}} = U_c \cos \omega_0 t$.

Когда разность амплитуд помехи и сигнала превышает пороговый уровень, то выходное напряжение имеет фазу помехи $V_{\text{огр п}} = U_{\text{огр}} \cos(\omega_0 t + \pi)$.

При прохождении этого напряжения через узкополосный усилитель, этот импульс «растягивается» и его амплитуда $U_{\text{п вых}} = 2K_y U_{\text{огр}} \left(1 - e^{-\tau_{\text{пш}}/\tau_y} \right)$, т.к. $\tau_{\text{пш}} \ll \tau_y$, то $U_{\text{п вых}} \approx 2U_{\text{огр}} K_y \frac{\tau_{\text{пш}}}{\tau_y}$.

Отметим:

1. Система ШОУ, эффективно подавляющая импульсные помехи, несколько ухудшает отношение сигнал/белый шум.
2. Серьезным недостатком системы ШОУ является возникновение перекрестных искажений при одновременном попадании в широкую полосу входного усилителя полезного сигнала и сигнала мощной мешающей станции, частота которой существенно отличается от f_0 . Пусть

$$V_{\text{вх}}(t) = U_c \cos \omega_0 t + U_n \cos \omega_n t; \quad U_c \ll U_n, \quad |\omega_0 - \omega_n| > 2\pi f_y.$$

Обозначим $\omega_0 - \omega_n = \Omega$ и проведем замену

$$\cos \omega_0 t = \cos(\omega_n + \Omega)t = \cos \omega_n t \cdot \cos \Omega t - \sin \omega_n t \sin \Omega t.$$

$$\text{Получим } V_{\text{вх}}(t) = (U_c \cos \Omega t + U_n) \cos \omega_n t - U_c \sin \Omega t \sin \omega_n t.$$

Множители при $\cos \omega_n t$ и $\sin \omega_n t$ можно рассматривать как медленно меняющиеся функции времени (т.к. $\Omega \ll \omega_n$). Тогда можно записать

$$V_{\text{вх}}(t) = U(t) \cos[\omega_n t + \varphi(t)],$$

где

$$U(t) = \sqrt{(U_c \cos \Omega t + U_n)^2 + U_c^2 \sin^2 \Omega t},$$

$$\varphi(t) = \arctg \frac{U_c \sin \Omega t}{U_n + U_c \cos \Omega t} \approx \frac{U_c}{U_n} \sin \Omega t.$$

Предполагая, что уровень ограничения ниже наименьшего значения огибающей результирующего колебания, получим на выходе ограничителя $V_{\text{вых}}(t) = U_{\text{огр}} \cos \left(\omega_n t + \frac{U_c}{U_n} \sin \Omega t \right)$, т.е. образуется ФМ-колеба-

ние, спектр которого при $\frac{U_c}{U_n} \ll 1$ включает три составляющие ω_n , $\omega_n + \Omega = \omega_0$, $\omega_n - \Omega = 2\omega_n - \omega_0$.

Через узкополосный усилитель пройдет только одна составляющая с частотой ω_0 и амплитудой $U_{\text{вых}} = U_{\text{огр}} \frac{U_c}{U_n}$, что и обуславливает ее зависимость от амплитуды помехового сигнала.

3.6.2. Система ШПУ (широкая – прерыватель – узкая). Для устранения перекрестных искажений, характерных для системы ШОУ, используется система ШПУ, у которой вместо амплитудного ограничителя используется управляемый прерыватель (рис. 3.31).

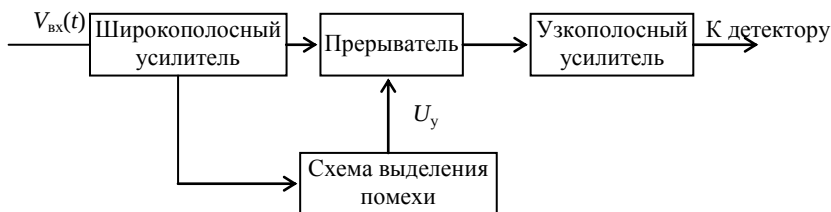


Рис. 3.31

Принимаемое излучение анализируется с помощью схемы выделения помехи. Если входное напряжение имеет характеристики импульсной помехи, то указанная схема вырабатывает управляющее напряжение, которое приводит к запирающему РПУ на время действия помехи. При наличии полезного сигнала (импульсного или непрерывного) РПУ открыто.

3.6.3. Селектор помехи ШОР (широкая – ограничитель – режекция). Эта система (рис. 3.32) может использоваться в качестве схемы выделения помехи в ШПУ.

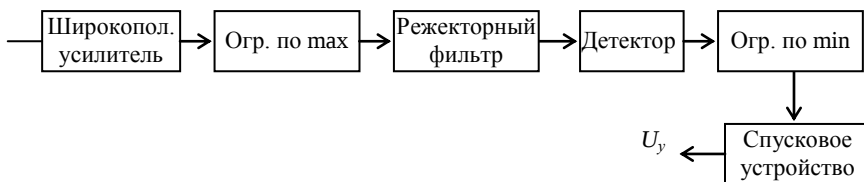


Рис. 3.32

Через широкополосный усилитель сигнал и помехи проходят без искажения формы огибающей. Ограничитель уравнивает амплитуды выходных напряжений вне зависимости от флуктуаций сигнала и помех на входе РПУ. С помощью режекторного фильтра (РФ) вырезается область частот, соответствующая спектру полезного сигнала с частотой f_0 . После ограничителя и РФ амплитуда напряжения помехи будет существенно превышать амплитуду сигнала вне зависимости от картины на входе. ВЧ-колебание детектируется. Затем ограничитель по минимуму не пропустит на выход относительно малое напряжение полезного сигнала. Выходным устройством является спусковое устройство (типа блокинг-генератора), которое запирает РПУ.

Схема ШОР эффективно работает при относительно низких частотах следования помех (десятки-сотни герц).

3.7. Временная селекция

Временная селекция полезных импульсных сигналов на фоне помех основана на отличии селектируемых импульсов от импульсов помех по временному положению (фазе), частоте повторения и длительности.

3.7.1. Селекция импульсов по временному положению. Временная селекция достигается благодаря использованию автоматической системы, осуществляющей слежение за временным положением импульсов селектируемой последовательности, — системы автоматической временной селекции по временному положению.

Удобно различать две группы таких систем в зависимости от того, имеются ли в месте приема опорные импульсы или они отсутствуют. Типичная система первой группы — система автоматического сопровождения по дальности (АСД) в импульсной РЛС. Типичная система второй группы — дальномерно-разностная радионавигационная система.

Система АСД представляет собой замкнутую систему регулирования. На рис. 3.33 приведена функциональная схема системы АСД импульсной РЛС.

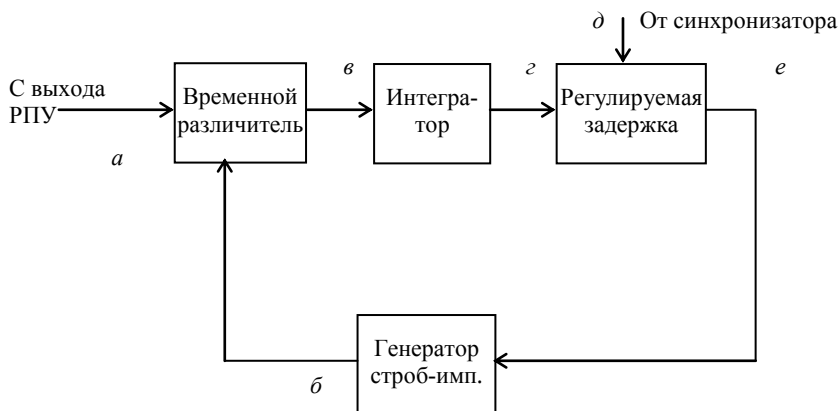


Рис. 3.33

На один вход временного различителя поступают эхо-импульсы с РПУ (*a*), на второй — два стробирующих импульса (*б*), вырабатываемых специальным генератором.

Временной различитель представляет собой две схемы совпадения. На одну схему совпадения подается первый (опережающий) строб 1, на вторую — строб 2. Кроме того, на эти схемы поступают сигналы с выхода РПУ.

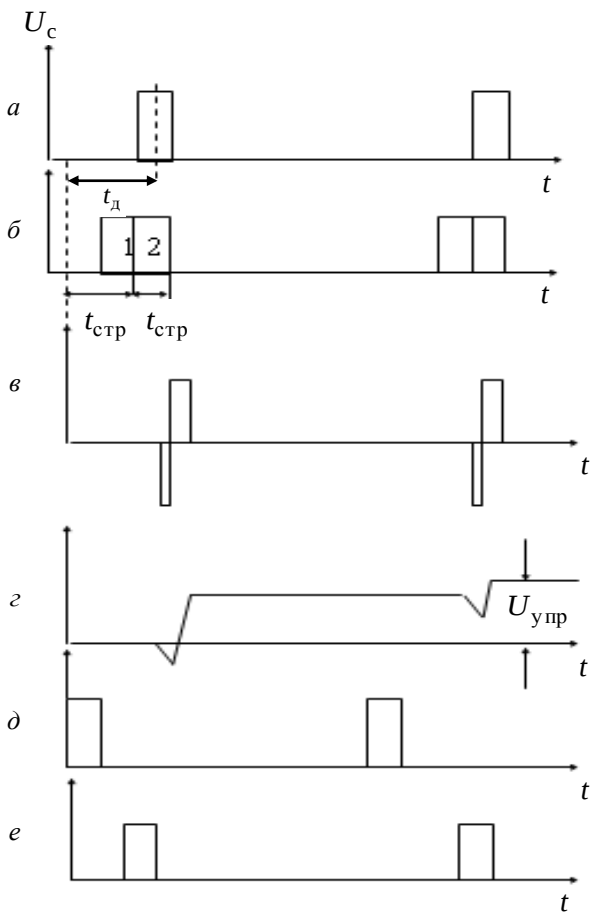


Рис. 3.34

На выходе каждой схемы возникают импульсы, длительность которых зависит от степени «перекрытия» соответствующего stroba отраженным от цели сигналом. Полярности этих импульсов противоположны (рис. 3.34e). После интегрирования выходных импульсов схем совпадения получается напряжение (рис. 3.34f), которое поступает на устройство регулируемой задержки и выполняет роль управляющего на-

пряжения. На выходе регулируемой задержки получают импульсы, задержанные относительно синхронизирующих на время t_{cmp} (рис. 3.34е), определяемое управляющим напряжением $U_{упр}$. В генераторе стробирующих импульсов (ГСИ) из этого напряжения формируется первый строб. Второй строб получается с помощью линии задержки, входящей в состав ГСИ.

При изменении расстояния до цели эхо-сигнал переместится относительно стробов, что вызовет, в свою очередь, перемещение стробов, восстанавливающее первое, т.е. симметричное расположение их относительно эхо-сигнала.

Информацию о дальности содержит напряжение на выходе интегратора. Так как при сопровождении стробы совпадают с сигналом цели, то представляется возможность работать с нормально запертым приемником, открывая его при помощи этих стробов на короткое время, когда приходит эхо-сигнал. Благодаря этому повышается помехозащищенность РЛС.

3.7.2. Селекция импульсов по частоте повторения. При точно известном (и почти постоянном) периоде повторения импульсов T_u можно использовать схему с каскадами совпадений, действующую по разомкнутому циклу (рис. 3.35).

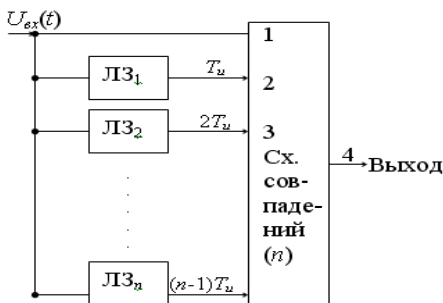


Рис. 3.35

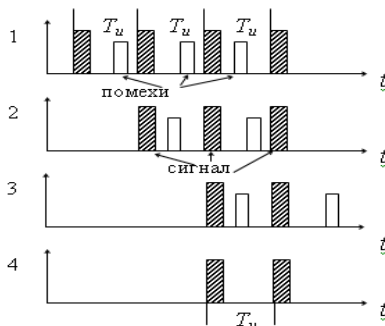


Рис. 3.36

Сигнал на выходе схем совпадения появляется только в том случае, когда частота повторения входных импульсов равна (или кратна) времени задержки. Диаграмма работы схемы для трехимпульсной схемы совпадений дана на рис. 3.36, откуда видно, что на выход проходят

только импульсы с периодом, равным $T_u = t_3$, а хаотически следующие импульсы помех отсеиваются.

3.7.3. Селекция импульсов по длительности. С точки зрения помехозащиты интерес представляют селекторы импульсов определенной длительности. Функциональная схема приведена на рис. 3.37. На рис. 3.38 показаны эпюры напряжений.

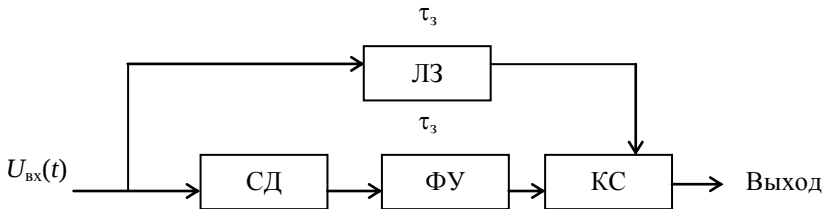


Рис. 3.37

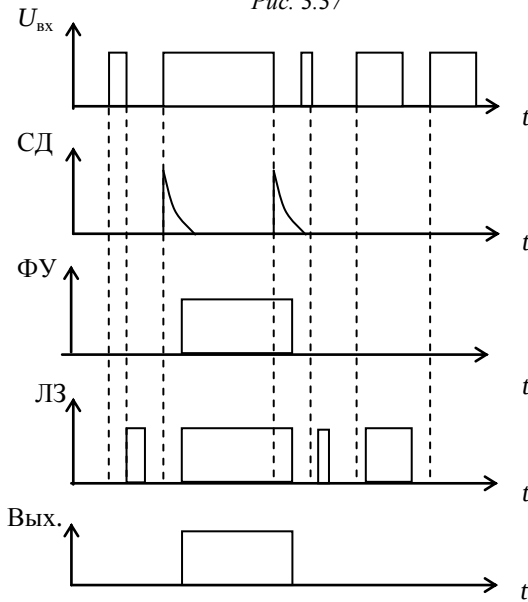


Рис. 3.38

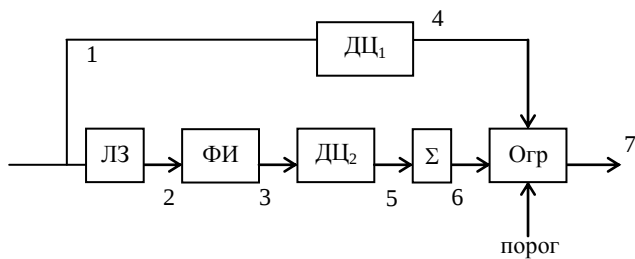


Рис. 3.39

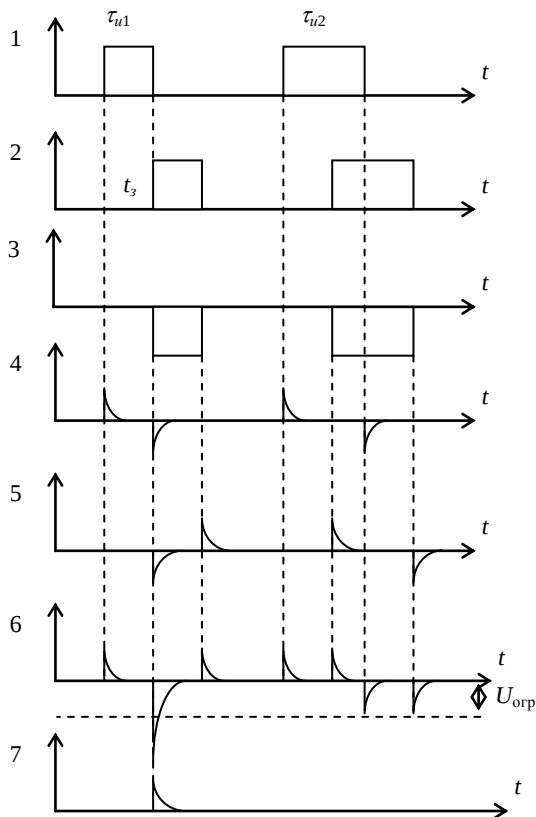


Рис. 3.40

Входная последовательность поступает на селектор длительности (СД), который пропускает на выход импульсы выбранной длительности. Из этих импульсов в формирующем устройстве (ФУ) образуется стандартный импульс, длительность которого соответствует заданной для селекции. Затем следует каскад совпадения (КС), который пропускает отселектированный импульс. Линия задержки (ЛЗ) предназначена для задержки входных импульсов на время, равное временной задержке в формирующем устройстве (ФУ). Такая схема обеспечивает неискаженную передачу селектируемого импульса.

Функциональная схема селектора длительности может быть представлена в виде линии задержки ЛЗ на длительность селектируемого импульса, фазоинвертора (ФИ), сумматора Σ , дифференцирующей цепи (ДЦ) и ограничителя (Огр) (рис. 3.39).

Как видно из рис. 3.40 на выходе ограничителя импульс будет только в том случае, когда длительность $\tau_{и1}$ импульсов будет равна времени задержки t_3 в линии ЛЗ.

3.8. Структурная селекция в системах с расширением спектра

3.8.1. Ослабление влияния узкополосной помехи. Будем предполагать, что мощность аддитивного белого гауссова шума (АБГШ) в полосе пропускания существенно меньше мощности узкополосной помехи. Входной сигнал приемника (см. рис. 3.41) определяется следующим выражением:

$$u_{\text{пр}}(t) = \sqrt{2P_S} d(t)g(t)\cos\omega_0 t + \sqrt{2P_J} \cos(\omega_0 t + \theta), \quad (3.13)$$

где $d(t)$ — сигнал передаваемого сообщения на входе передатчика и выходе приемника; $g(t)$ — сигнал псевдослучайной последовательности (ПСП) с частотой следования символов $f_0 = 1/T_C$; ω_0 — частота несущей или промежуточная после преобразования частоты вниз; P_J — мощность помехи на входе приемника; P_S — мощность полезного сигнала на входе приемника; θ — случайная фаза, равномерно распределенная в интервале $[0, \pi]$.

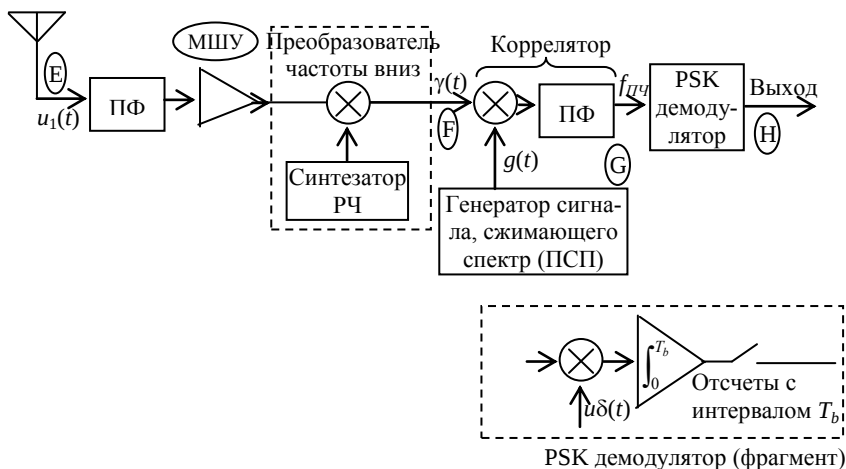


Рис. 3.41. Структурная схема приемника системы с прямым расширением спектра сигнала с помощью псевдослучайной последовательности

На рис. 3.41 приведена концептуальная схема системы с прямым расширением спектра на основе псевдослучайных последовательностей. В первом модуляторе осуществляется фазовая манипуляция (PSK) сигнала промежуточной частоты двоичным цифровым сигналом передаваемого сообщения $d(t)$ в формате без возвращения к нулю (NRZ) с частотой следования символов $f_b = 1/T_b$. Для иллюстрации основных концепций будем полагать, что осуществляется простая без предмодуляционной фильтрации двоичная PSK с постоянной огибающей. PSK-сигнал определяется следующим выражением:

$$s(t) = \sqrt{2P_S} d(t) \cos \omega_{ПЧ} t, \quad (3.14)$$

где $d(t)$ — нефильтрованный двухуровневый сигнал, имеющий два состояния: +1 и -1; $\omega_{ПЧ}$ — промежуточная частота, P_S — мощность сигнала.

При сжатии спектра входной сигнал умножается на синхронный сигнал ПСП $g(t)$. При наличии упрощающих предположений $g^2(t) = 1$, поэтому входной сигнал интегратора

$$u'_0(t) = \sqrt{P_c} d(t) + \sqrt{P_J} g(t) \cos \theta. \quad (3.15)$$

Если длительность бита T_b намного превышает период несущей частоты $T_0 = 1/f_0 = 2\pi/\omega_0$ и/или она кратна полупериоду несущей, то на входе интегратора спектральная плотность демодулированной помехи $G_J(f)$ определяется следующим выражением:

$$G_J(f) = \frac{P_J \cos^2 \theta}{2 f_0} = \frac{\sin \pi f / f_0}{\pi f / f_0}. \quad (3.16)$$

Демодулированная помеха оказывается широкополосной, причем первые нули спектральной плотности имеют место при $f = f_0$. На рис. 3.42 изображена эквивалентная спектральная плотность помехи, расположенная в окрестности частоты $f_{ПЧ}$; ее первые нули имеют место на частотах $f_{ПЧ} \pm f_0$.

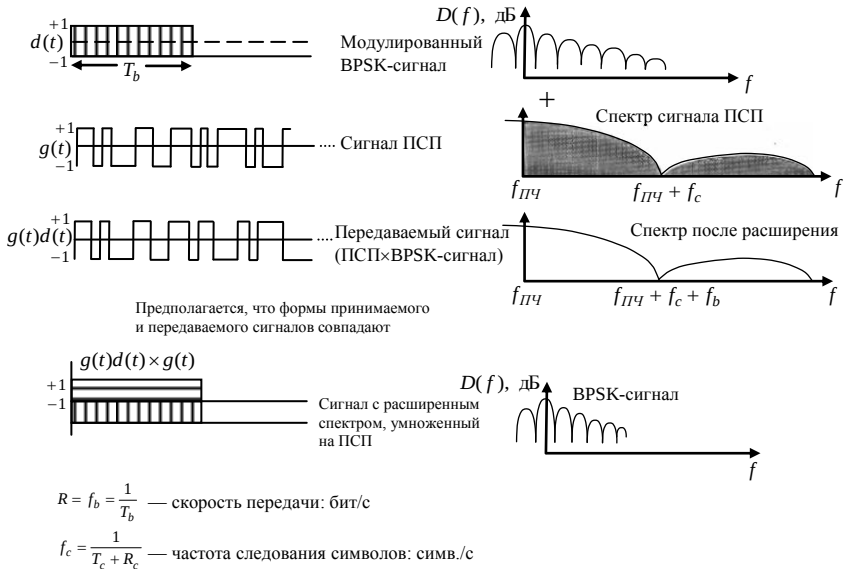


Рис. 3.42. Временные и спектральные диаграммы, иллюстрирующие процессы расширения и сжатия спектра в системах с прямым расширением спектра

После интегрирующего фильтра со сбросом, имеющего эквивалентную полосу пропускания $f_b = 1/T_b$, имеем

$$G_J(f) = \frac{P_J \cos^2 \theta}{2 f_0}, \quad |f| \leq f_b. \quad (3.17)$$

Так как фаза θ относительно узкополосной помехи является случайной величиной с равномерным распределением и не зависящей от фазы несущей полезного сигнала, то $\overline{\cos^2 \theta} = 1/2$ и спектральная плотность узкополосной помехи на выходе демодулятора будет определяться следующим выражением:

$$G_J(f) = \frac{P_J}{4 f_0}, \quad |f| \leq f_b. \quad (3.18)$$

Из (3.16) и (3.17) следует, что гармоническая узкополосная помеха, имеющая мощность P_J на частоте $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi f_{\text{рч}}$, преобразуется в широкополосный сигнал, имеющий практически равномерную спектральную плотность $G_J(f) = P_J / 4f_0$.

Таким образом, спектральная плотность помехи на выходе демодулятора обратно пропорциональна частоте следования символов ПСП (f_0). Спектральная плотность помехи $G_J(f)$ определена для положительных и отрицательных частот $-f_b \leq f \leq f_b$. Практическое значение имеют только положительные частоты, поэтому введем спектральную плотность, определенную только для положительных частот $0 \leq f \leq f_b$:

$$I(f) = 2G_J(f), \quad 0 \leq f \leq f_b. \quad (3.19)$$

Выражение для вероятности ошибки можно использовать также и в случае узкополосных помех, предполагая, что демодулированная помеха I в полосе модулирующих частот на входе решающего устройства обладает свойствами АБГШ.

В случае когерентной демодуляции PSK-сигналов имеем энергетическую эффективность

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{I(f)}} \right) = \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{2P_J/(4f_0)}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{P_s f_0}{P_J f_b}} \right), \end{aligned} \quad (3.20)$$

где $E_b = cT_b$ — удельные энергетические затраты, средняя энергии принимаемого сигнала на бит сообщения, c — средняя мощность принимаемой несущей, N_0 — спектральная плотность шума, т.е. мощность шума на 1 Гц полосы, $T_b = 1/f_b$ — длительность бита сообщения; f_b — скорость передачи в сек.

Величину

$$P'_J = \frac{P_J}{2(f_0/f_b)} \quad (3.21)$$

можно рассматривать как эффективную мощность помехи. Поэтому отношение мощности сигнала P_S к эффективной мощности определяет вероятность ошибки в системе с расширенным спектром.

Из (3.20) следует, что отношение частоты следования символов к скорости передачи (f_0/f_b) определяет степень ослабления узкополосной помехи. Поэтому выигрыш при обработке может быть определен как

$$G_p = \frac{f_0}{f_b}. \quad (3.22)$$

Выигрыш при обработке формально можно определить как

$$G_p = \frac{(S/I)_{\text{ВЫХ}}}{(S/I)_{\text{ВХ}}} = \frac{BW_{\text{рч}}}{f_b}. \quad (3.23)$$

Здесь $BW_{\text{рч}}$ — ширина радиочастотной полосы, $(S/I)_{\text{ВЫХ}}$ представляет собой отношение сигнал/помеха на выходе демодулятора, $(S/I)_{\text{ВХ}}$ — отношение сигнал/помеха на входе приемника, т.е. здесь произведена замена величины N (мощности шума) на величину I (мощность помехи), которая адекватно характеризует ситуацию при воздействии узкополосной помехи.

3.8.2. Подавление широкополосной помехи. Принципиально механизм подавления узкополосной помехи, описанный в разделе 3.8.1, оказывается справедливым и для широкополосных мешающих сигналов. Суммарная мощность широкополосных мешающих сигналов, например внутрисистемной помехи, создаваемой в системе с прямым расширением спектра, имеющей различные псевдослучайные последовательности (расширяющие спектр функции) $g_1(t)$, $g_2(t)$, ..., $g_N(t)$, уменьшается в результате выполнения операции сжатия спектра. Причем уменьшение мощности широкополосной помехи происходит во столько же раз, во

сколько уменьшается мощность узкополосной помехи, рассмотренной в предыдущих разделах.

Физический механизм ослабления широкополосной помехи во многом схож с механизмом ослабления узкополосной помехи. В результате выполнения операции сжатия спектра энергия полезного сигнала оказывается сосредоточенной в полосе модулирующих частот. Сжатие спектра касается лишь полезного сигнала, поскольку передаваемая ПСП $g_k(t)$ оказывается при перемножении коррелированной с аналогичной последовательностью $g_L(t)$, формируемой в приемнике. Широкополосная помеха перемножается с некоррелированным опорным сигналом $g_L(t)$, поэтому их произведение имеет широкий спектр. При фильтрации относительно узкополосным фильтром лишь небольшая часть энергии широкополосной помехи, пропорциональная отношению полосы узкополосного фильтра к полосе, занятой широкополосной помехой, будет проходить на выход демодулятора.

3.8.3. Многостанционный доступ на основе кодового разделения каналов (МДКРК): системы с прямым расширением спектра и перестройкой рабочей частоты

МДКРК: принципы функционирования. Системы с многостанционным доступом на основе кодового разделения каналов представляют собой развитие систем с прямым расширением спектра с помощью псевдослучайных последовательностей и систем с расширением спектра путем перестройки рабочей частоты. Они создают основу для многостанционной связи. В системе МДКРК каждому пользователю выделена отдельная, отличающаяся от других ПСП. Если эти ПСП взаимно некоррелированы, то в пределах одной соты K независимых абонентов могут передавать сообщения одновременно, занимая одну и ту же полосу радиочастот. В приемниках осуществляется корреляционная обработка сигналов (сжатие спектра), в результате чего происходит восстановление переданных сообщений $d_i(t) = 1, \dots, K$. На рис. 3.43 показана концепция совместного использования спектра в системе МДКРК на примере $K = 10$ несущих с прямым расширением спектра. Если предположить, что $K = 10$ мобильных передатчиков осуществляют передачу одновременно, то на входе приемника базовой станции будут присутствовать 10 перекрывающихся во времени и по частоте сигналов. То же самое можно сказать о приемнике мобильной станции. Если мощности

всех принимаемых сигналов считать равными P_s и только один полезный сигнал интерферирует с остальными девятью МДКРК-сигналами равной мощности, то отношение сигнал/помеха (C/I) на РЧ-входе приемника будет равно $1/9$ или (C/I) = $-9,54$ дБ. Такое отрицательное значение отношения сигнал/помеха обусловлено внутрисистемной помехой, создаваемой девятью другими несущими с прямым расширением спектра, одновременно занимающими ту же самую полосу частот, что и несущая полезного сигнала.

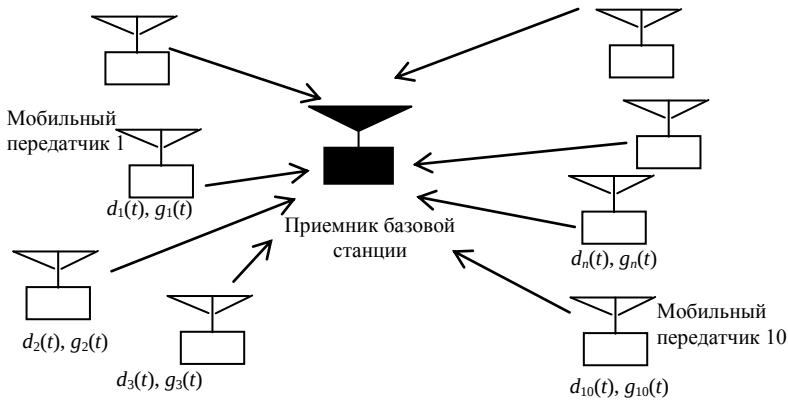
В результате корреляционной обработки (сжатие спектра) это отрицательное значение отношения несущая/помеха (C/I) в широкой полосе радиочастот преобразуется в положительное значение отношения сигнал/помеха (S/I) в узкой полосе модулирующих частот. Отношение сигнал/помеха в полосе модулирующих частот должно быть достаточно высоким, чтобы гарантировать достижение относительно низких значений P_e . Значение отношения сигнал/помеха (S/I) в полосе модулирующих частот выбирается на несколько децибелов выше по сравнению с отношением сигнал/шум (S/N).

В дальнейшем при вычислении мощности внутрисистемной помехи в полосе модулирующих частот, создаваемой другими несущими системы МДКРК, и определении соответствующей P_e будем пренебрегать влиянием теплового шума и считать, что все ПСП являются некоррелированными. При этом будем использовать все обозначения и допущения, принятые в разделе 3.8.1.

В течение одного и того же временного интервала одновременно K пользователей передают сигналы с прямым расширением спектра, занимающие одну и ту же полосу радиочастот с центральной частотой f_0 и имеющие случайные фазы φ_i , статистически независимые от фаз других пользователей. Каждый мобильный передатчик имеет уникальную ПСП расширения спектра $g_i(t)$. Если предположить наличие идеальной адаптивной регулировки мощности, на входе базовой станции присутствует K радиосигналов с равной мощностью P_s .

Каждый пользователь передает сообщение с примерно одинаковой скоростью f_b , и частота следования символов ПСП поддерживается примерно постоянной. На входе приемника базовой станции присутствует суммарный РЧ-сигнал, определяемый выражением

$$u(t) = \sum_{i=1}^K \sqrt{2P_s} g_i(t) d_i(t) \cos(\omega_0 t + \theta_i). \quad (3.24)$$



Спектральная плотность 10 перекрывающихся сигналов с одинаковой мощностью, принимаемых на базовой МДКРК-станции

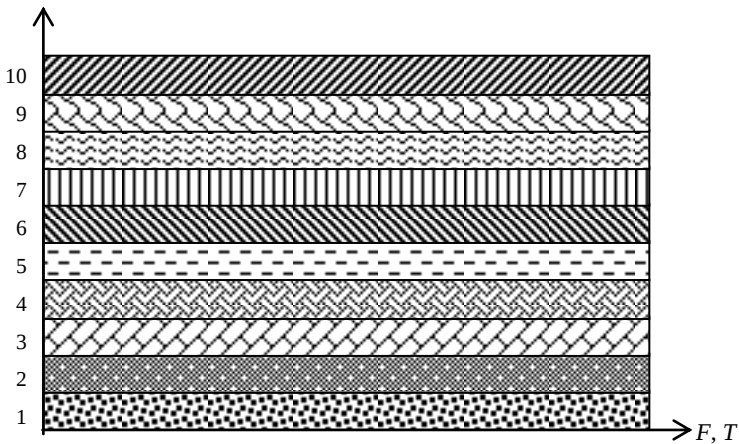


Рис. 3.43. Многостанционный доступ на основе кодового разделения каналов (МДКРК) 10 активных мобильных пользователей в пределах одной и той же соты. Каждый мобильный передатчик передает сигнал с расширенным спектром одновременно с сигналами других пользователей, и все они занимают одну и ту же РЧ-полосу. Адаптивное управление мощностью обеспечивает равенство мощностей всех перекрывающихся во времени сигналов, принимаемых на базовой станции. В каждом передатчике используются некоррелированные ПСП

В приемнике базовой станции необходимо осуществить сжатие спектра сигнала и демодулировать K независимых сигналов с прямым расширением спектра. Для этого используется K корреляторов, как показано на рис. 3.44. По существу МДКРК-приемник, содержащий набор корреляторов и представленный на рис. 3.44а, является расширенной версией приемника, изображенного на рис. 3.41. В этом варианте сжатие спектра осуществляется на промежуточной частоте (ПЧ). Другой вариант приемника приведен на рис. 3.44б. Суммарный РЧ-сигнал преобразуется по частоте вниз на удобную промежуточную частоту, равную, например, 70 МГц, и демодулируется одним общим когерентным широкополосным демодулятором. Полоса пропускания фильтра нижних частот этого демодулятора выбирается достаточно широкой и согласованной с частотой следования символов f_0 . Каждый из K отдельных корреляторов осуществляет обработку сигналов на выходной ступени обработки в полосе модулирующих частот.

Приведенные ниже уравнения справедливы для обоих вариантов реализации приемника, изображенных на рис. 3.44. Сигнал на выходе демодулятора приемника, изображенного на рис. 3.44а, с учетом эффекта низкочастотной фильтрации интегратора, встроенного в PSK-демодулятор, определяется следующими выражениями:

$$u' = \sum_{i=1}^K \sqrt{2P_S} g_1(t) g_i(t) d_i(t) \cos(\theta_i - \theta_1); \quad (3.25)$$

$$u' = \sqrt{P_S} d_1(t) + \sum_{i=2}^K \sqrt{2P_S} g_1(t) g_i(t) d_i(t) \cos(\theta_i - \theta_1). \quad (3.26)$$

Эти выражения аналогичны выражению (3.15), определяющему выходной сигнал приемника с прямым расширением спектра в полосе модулирующих частот, за исключением дополнительных $(K - 1)$ составляющих помехи. Можно показать, что суммарная спектральная плотность $(K - 1)$ составляющих помехи будет определяться следующим выражением:

$$G_J(f) \approx (K - 1) \frac{P_C}{4 f_0}, \quad |f| \leq f_b. \quad (3.27)$$

Если суммарную мощность помехи принять равной

$$P_J = (K - 1) P_S, \quad (3.28)$$

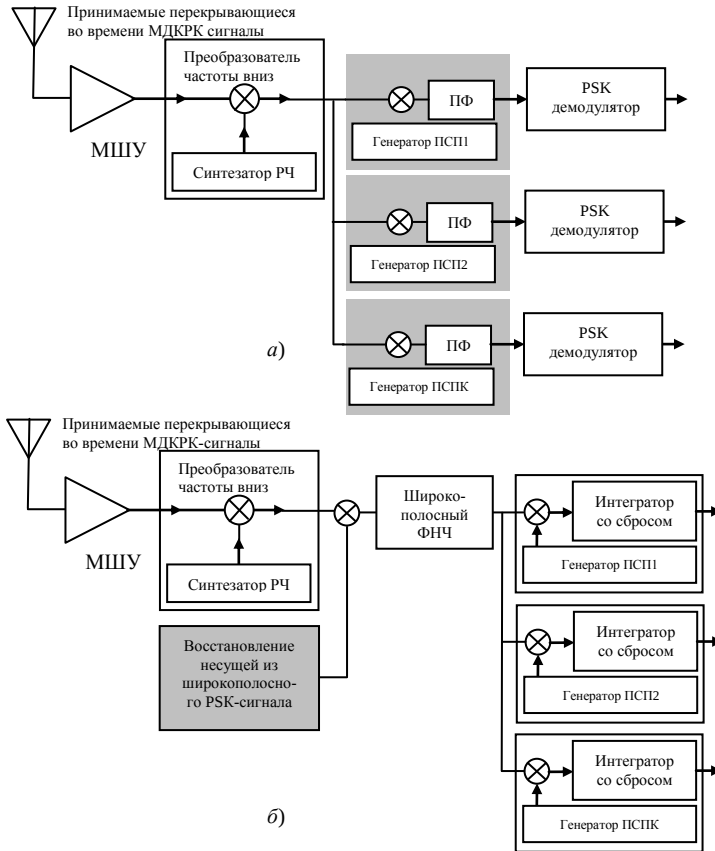


Рис. 3.44. Варианты построения МДКРК-приемников: а — сначала осуществляется сжатие спектра сигнала (корреляционная обработка), а затем узкополосная демодуляция; б — сначала осуществляется широкополосная демодуляция, а затем корреляционная обработка

то вероятность ошибки P_e при воздействии «внутрисистемной помехи», создаваемой $(K - 1)$ одновременно принимаемыми сигналами с равной мощностью, будет определяться выражением

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{2 \frac{1}{K-1} \frac{f_0}{f_b}} \right), \quad (3.29)$$

где f_b — скорость передачи; f_0 — частота следования символов.

Из приведенного результата следует, что для обеспечения заданного значения P_e при фиксированном количестве пользователей K необходимо тщательно согласовывать значения скорости передачи f_b и частоты следования символов ПСП f_0 .

Что касается выражения (3.29), то необходимо отметить следующие допущения, которые были приняты при его выводе.

1. Принимаемые сигналы с прямым расширением спектра имеют равные мощности и формируются с помощью некоррелированных ПСП. Равные мощности предполагают идеальную адаптивную регулировку мощности.
2. Учитывалось влияние только внутрисистемной помехи и не учитывалось влияние теплового шума.

3.8.4. Проблемы помех, создаваемых близкорасположенными и удаленными пользователями в системах с прямым расширением спектра. В системах с прямым расширением спектра все каналы передачи сообщений (каналы трафика) в пределах одной соты одновременно совместно используют одну и ту же полосу радиочастот, т.е. радиоканал. Соседние соты могут использовать либо те же самые, либо соседние частотные каналы. Некоторые из подвижных объектов могут располагаться близко к базовой станции, а другие далеко от нее. Сильный сигнал, принимаемый базовой станцией от близкорасположенного подвижного объекта, будет маскировать слабый сигнал, принимаемый от удаленного подвижного объекта. Например, предположим, что все 10 подвижных объектов, изображенных на рис. 3.43а, передают сигналы с одной и той же РЧ мощностью $P_s = +30$ дБмВт, потери при распространении радиоволн от удаленного подвижного объекта № 10 составляют 95 дБ, а аналогичные потери от близкорасположенного объекта № 4 составляют лишь 35 дБ. В этом случае мощность принимаемого на базовой станции сигнала подвижного объекта № 4 будет равна $P_{np4} = +30$ дБмВт — 30 дБ = -5 дБмВт, а мощность принимаемого сигнала удаленного подвижного объекта № 10 будет равна $P_{np4} = 30$ дБмВт —

– 95 дБ = –65 дБмВт. Таким образом, мощность внутриполосной помехи, создаваемой близкорасположенным объектом, будет на 60 дБ превышать мощность принимаемого сигнала от удаленного подвижного объекта. Этот эффект маскирования или внутриполосной помехи, создаваемой близкорасположенным подвижным объектом, известен под названием помехи «ближний – дальний». Помеха этого вида представляет серьезную проблему при проектировании и применении МДКРК систем.

Выражение (3.29) устанавливает математическую зависимость между частотой следования символов f_0 , скоростью передачи f_b и заданным значением P_e для K одновременно работающих пользователей.

При выводе этого выражения предполагалось, что все сигналы, принимаемые на базовой станции, имеют одну и ту же мощность. Требование равенства мощностей по существу максимизирует емкость МДКРК-систем. В ходе обсуждения проблемы близкорасположенного и удаленного пользователей было отмечено, что в реальных сотовых подвижных системах это допущение не выполняется без адаптивного управления мощностью.

В целях оптимизации емкости и спектральной эффективности были разработаны схемы адаптивного управления мощностью. Управление мощностью позволяет снизить уровень помехи «ближний – дальний». Идеальная схема управления мощностью обеспечивает равенство мощностей всех принимаемых базовой станцией сигналов подвижных объектов, расположенных в данной соте, независимо от перемещений, потерь при распространении радиоволн и/или расположения подвижного объекта. Здесь будет рассмотрен простой и эффективный метод адаптивного управления мощностью.

Прямая линия в МДКРК-системе — это линия связи между базовой станцией и приемником подвижного объекта. Обратная линия — это линия связи между подвижным объектом и приемником базовой станции. В случае разомкнутой петли управления передаваемой мощностью ($TxPC$) передаются аналоговые или цифровые пилот-сигналы по прямой линии. Измеренный уровень принимаемого пилот-сигнала на подвижном объекте позволяет оценить потери при распространении радиоволн от передатчика базовой станции до приемника подвижного объекта. По результатам оценки потерь на подвижном объекте формируется сигнал управления передаваемой мощностью и устанавливается необходимая

мощность передатчика. Эта процедура повторяется с необходимой скважностью, и благодаря этому достигается адаптивное управление с разомкнутой петлей. Здесь предполагается, что потери при распространении в прямой и обратной радиоперелиниях одинаковы. Однако регулирование с разомкнутой петлей не всегда может обеспечивать достаточную точность и качество.

3.8.5. Характеристики систем с перестройкой рабочей частоты при воздействии помех. Приведем простой и интуитивно объяснимый вывод выражения для вероятности ошибки P_e , вытекающий из понимания принципов и возможностей ослабления помех, присущих этим системам. Будем полагать, что уровень помехи существенно превышает уровень теплового шума, так что появление ошибок обусловлено воздействием «сильной» помехи. При такой модели воздействия помех на систему ошибки появятся с вероятностью 0,5 всякий раз, когда мощность помехи в пределах ширины полосы некоторого частотного канала превысит мощность несущей (ширина полосы демодулятора приемника примерно равна минимальному частотному разнесу соседних частот).

Для системы с перестройкой рабочей частоты и без какой-либо информационной избыточности, например за счет кодирования/декодирования с исправлением ошибок, среднее значение вероятности ошибки равно

$$P_e = \frac{J}{M}, \quad (3.30)$$

где J — число источников помехи, мощность которых не меньше мощности несущей полезного сигнала; M — общее число имеющихся частот в системе.

На рис. 3.45 приведены зависимости коэффициента ослабления помехи (J/M) от количества имеющихся частотных каналов (M) при разном количестве источников помехи (J). При построении этих зависимостей предполагалось, что частотные каналы располагаются без перекрытия (рис. 3.46а). Чтобы обеспечить экономию РЧ-полосы, можно допустить значительное перекрытие частотных каналов, как показано на рис. 3.46б.



Рис. 3.45. Зависимость необходимого количества частотных каналов от количества «пораженных» помехой каналов и количества источников помех

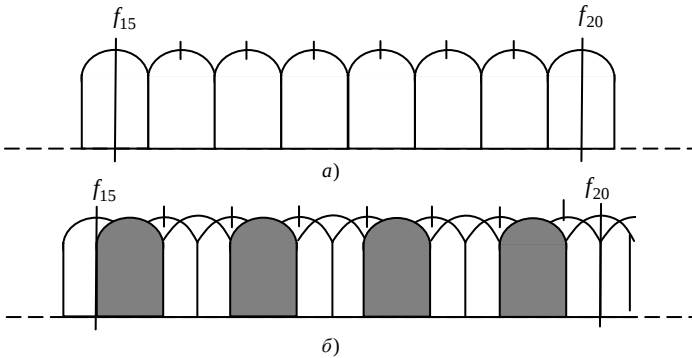


Рис. 3.46. Иллюстрация возможности использования неперекрывающихся (а) и перекрывающихся (б) частотных каналов. В последнем случае удастся увеличить количество частотных каналов, приходящихся на единицу полосы

3.9. Адаптивные методы защиты от помех

Основным свойством адаптивной системы является изменяющееся во времени функционирование с саморегулированием. Необходимость такого функционирования очевидна из следующих рассуждений. Если

разработчик проектирует «неизменяемую систему», которую он считает оптимальной, то это означает, что он предвидит все возможные условия на ее входе, по меньшей мере в статистическом смысле, и рассчитывает, что система будет работать при каждом из этих условий. Далее разработчик выбирает критерий, по которому должно оцениваться функционирование, например среднее число ошибок между выходными сигналами реальной системы и выходным сигналом некоторой выбранной модели или «идеальной» системы. Наконец, разработчик выбирает систему, которая оказывается лучшей в соответствии с установленным критерием функционирования, обычно из некоторого априорно ограниченного класса (например, из класса линейных систем).

Однако во многих случаях весь диапазон входных условий может быть неизвестен точно даже в статистическом смысле или условия могут время от времени меняться. Тогда адаптивная система, которая постоянно ищет оптимум в пределах некоторого допустимого класса возможностей с использованием регулярного процесса поиска, имеет преимущества по сравнению с неизменяемой системой.

Процесс адаптации состоит из измерений характеристик входного сигнала или окружающей среды, ввода этой информации в вычислительный алгоритм и использования полученных результатов для регулирования адаптивной системы. Регулирование системы заключается в автоматической коррекции ее параметров. Адаптивные алгоритмы корректируют органы управления устройства обработки исходя из заранее выбранного критерия функционирования. В качестве критерия могут быть выбраны некоторые характеристики входного и выходного сигналов. Управление устройством обработки производится для того, чтобы поддержать оптимальное функционирование в соответствии с заранее выбранным критерием. «Другими данными» для адаптивной системы могут быть сведения об окружающей среде или, например, необходимый вид выходного сигнала (рис. 3.47).

Достоинством адаптивных алгоритмов является их работоспособность во многих приложениях, где либо не существует аналитических методов анализа, либо они неизвестны. Такая ситуация имеет место, например, при работе с нелинейными системами или нестационарными сигналами. Кроме того, адаптацию можно эффективно использовать в случаях, когда значения параметров системы являются переменными

или известны неточно. В такой ситуации адаптация обеспечит выбор наилучших значений этих параметров.

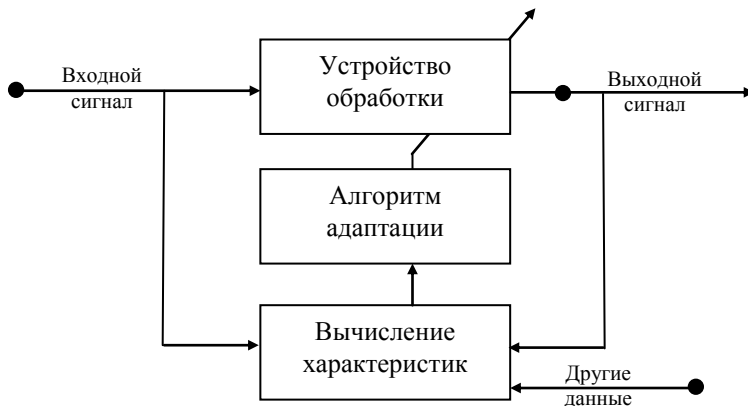


Рис. 3.47. Общая схема процесса адаптации

3.9.1. Механизм адаптации в условиях априорной неопределенности распределения помех в диапазоне возможных значений измеряемого параметра. Рассмотрим измерительный тракт, состоящий из передающего V , приемного W устройств и линии связи. На вход приемного устройства W поступает аддитивная смесь

$$U(t) = S(t, \lambda) + r(t, \beta) + n(t),$$

где $S(t, \lambda)$ — сигнал с измеряемыми параметрами λ , $r(t, \beta)$ — помеха с параметрами β , $n(t)$ — нормальный белый шум.

Как правило, параметры помехи β и их статистические характеристики заранее неизвестны и могут изменяться в процессе измерения параметров λ полезного сигнала. Поэтому возникает необходимость в такой структуре измерительного тракта, которая была бы защищена от действия не только шума $n(t)$, но и помехи $r(t, \beta)$.

Поиск оптимальной структуры измерителя параметра λ будем проводить пользуясь критерием максимума апостериорной плотности вероятности

$$P(\lambda|U) = \frac{P(\lambda)P(U|\lambda)}{P(U)},$$

где $P(U|\lambda)$ — плотность условной вероятности принимаемого колебания $U(t)$ при условии, что передавался сигнал с параметром λ ; $P(\lambda)$ и $P(U)$ — соответственно априорные распределения λ и $U(t)$.

Параметры помехи β в данном случае можно рассматривать как несущественные, и функция правдоподобия только для измеряемых параметров λ находится путем статистического усреднения по параметрам β :

$$P(U|\lambda) = \int_B P(\beta)P(U|\lambda, \beta)d\beta, \quad (3.31)$$

где B — область значений β .

В том случае когда параметры помехи известны полностью и равны β_0 , априорная плотность распределения $P(\beta) = \delta(\beta - \beta_0)$, а $P(U|\lambda) = P(U|\lambda, \beta_0)$

Неопределенность параметров помехи β влечет за собой увеличение погрешности измерения параметров сигнала. Это легко показать, когда $n(t)$ является белым шумом. В этом случае функция правдоподобия

$$P(U|\lambda) = k \exp\{-\mu + q\}, \quad (3.32)$$

где k — коэффициент, не зависящий от λ и β ; N_0 — мощность шума;

$$\mu = \mu(\lambda, \beta) = \frac{2}{N_0} \int_{T_1}^{T_2} (S^2 + r^2) dt;$$

$$q = q(\lambda, \beta) = -\frac{2}{N_0} \left\{ \int_{T_1}^{T_2} US dt + \int_{T_1}^{T_2} Ur dt - \int_{T_1}^{T_2} rS dt \right\},$$

$[T_1, T_2]$ — интервал наблюдения $U(t)$. Если параметры помехи r и сигнала S неэнергетические, то величина $\mu = \text{const}$, в отсутствие помехи ($r=0$)

функция q определяется корреляционным интегралом $\Psi_{US} = \int_{T_1}^{T_2} US dt$,

максимум которого соответствует оптимальной оценке $\lambda = \lambda^*$.

При $r \neq 0$ $q(\lambda, \beta)$ состоит из трех корреляционных интегралов. Если параметры помехи известны, то $\Psi_{Ur} = \int_{T_1}^{T_2} Urdt$ имеет вполне определен-

ную величину, а корреляционный интеграл $\Psi_{rS} = \int_{T_1}^{T_2} rSdt$ включает в себе только неопределенность, связанную с неопределенностью измеряемого параметра λ .

Если параметры помехи β неизвестны, то Ψ_{Ur} и Ψ_{rS} могут значительно изменяться по величине от одного измерения к другому, что неизбежно отразится на точности оценки $\lambda = \lambda^*$.

Очевидный выход из такого положения заключается в минимизации корреляционного интеграла Ψ_{rS} . Одной из возможностей является использование ортогональных с помехой сигналов, для которых на интервале времени измерения $[T_1, T_2]$ $\Psi_{rS} = 0$. Но этот путь влечет за собой усложнение структуры сигнала и изменение связанного с ним оптимального оператора W .

Реализация управления оператором W с помощью адаптивных фильтров довольно сложна. Определенные трудности представляет и выбор структуры сигнала, который был бы ортогонален помехе.

Другим, наиболее простым из возможных способов уменьшения Ψ_{rS} является способ, состоящий в смещении начала отсчета λ_0 измеряемого параметра λ или интервала измерения $[T_1, T_2]$ в ту область значений этих величин, где помеха отсутствует или, по крайней мере, минимальна. Такой путь не требует изменения структуры сигнала $S(t, \lambda)$ и его последующей обработки W . Он тем более оправдан, если учесть, что реальные помехи являются нестационарными процессами с изменяющимися по случайному закону значениями β .

Рассмотрим такой способ минимизации Ψ_{rS} в применении к широко используемым следящим измерителям. Такие следящие измерители наиболее подвержены действию помех, параметры которых однотипны с параметрами сигнала λ и попадают в апертуру его дискриминационной характеристики. Таковыми параметрами могут быть временная задержка, фазовый сдвиг, девиация частоты, направление распространения и т.д. Адаптивное управление оператором V должно учитывать те-

кущие значения $P(\beta) = P(\beta, t)$. Здесь явная зависимость априорной плотности распределения от времени отражает тот факт, что $P(\beta)$ может изменяться в процессе измерения по заранее неизвестному закону.

Получить заметный выигрыш от такого адаптивного воздействия на способ формирования сигнала $S(t, \lambda)$ удастся лишь в случае, когда распределение $P(\beta)$ неравномерно, и на интервале L «абсолютных» значений измеряемого параметра $\lambda_{\text{abs}} = \lambda_0 + \lambda$ (λ измеряется относительно λ_0) имеется достаточно глубокий перепад $\Delta P = P_{\text{max}}(\beta) - P_{\text{min}}(\beta)$ между максимумом P_{max} и минимумом P_{min} плотности вероятности $P(\beta)$, где $\beta < L$. При этом L является частью множества B возможных значений β , т.е. $L \subset B$.

Пусть в распределении β есть интервал $\Delta\beta$, где помеха отсутствует, т.е. имеются значения $\beta \in \Delta\beta$, которым соответствует $P_{\text{min}}(\beta) = 0$. Соответствующее этому интервалу среднее значение β можно оценить по формуле

$$\overline{\beta(t)} \approx \frac{\int_{\beta_1}^{\beta_2} \beta [P_{\Delta} - P(\beta)] d\beta}{\int_{\beta_1}^{\beta_2} [P_{\Delta} - P(\beta)] d\beta}, \quad (3.33)$$

где P_{Δ} — минимальное из двух значений плотности вероятности $P(\beta)$ на границах интервала $\Delta\beta$, соответствующее $\beta = \beta_1$; $\beta_2 \in \Delta\beta$ находится из условия $P(\beta_2) = P(\beta_1)$. Если $P_{\text{min}}(\beta) \neq 0$, когда $\beta_2 \in \Delta\beta$ то в выражении (3.33) $P(\beta)$ следует заменить разностью $P(\beta) - P_{\text{min}}(\beta)$.

Мерой качества определения $\overline{\beta(t)}$ может служить минимум средне-квадратичной ошибки $\overline{\varepsilon^2(\beta)}$; $\varepsilon(\beta) = \beta(t) - \overline{\beta(t)}$.

Оптимальным при этом, как известно, оказывается следящий фильтр. Другими словами, адаптивный алгоритм должен работать в совокупности со следящим измерителем минимума в распределении помехи на множестве значений ее параметра β . Адаптивный механизм, используя данные о $\overline{\beta(t)}$, управляет оператором V таким образом, чтобы абсолютная величина измеряемого параметра $\lambda_{\text{abs}} = \lambda_0 + \lambda$ попадала в интервал $\Delta\beta$ с минимальной интенсивностью помех, т.е. $\lambda_{\text{abs}} \in \Delta\beta$.

При известном λ управление сводится к соответствующему изменению λ_0 .

Заметим, что необходимость точного измерения $\bar{\beta}(t)$ отпадает в том случае, когда область с минимальной интенсивностью помех $\Delta\beta$ достаточно протяженна, в частности, если $\Delta\beta$ выходит за пределы апертуры дискриминационной характеристики D_A системы, следящей за минимумом $P(\beta, t)$ (системы адаптации). Роль последней при этом сводится лишь к предотвращению возможного перекрытия измеряемого параметра с параметрами помехи β .

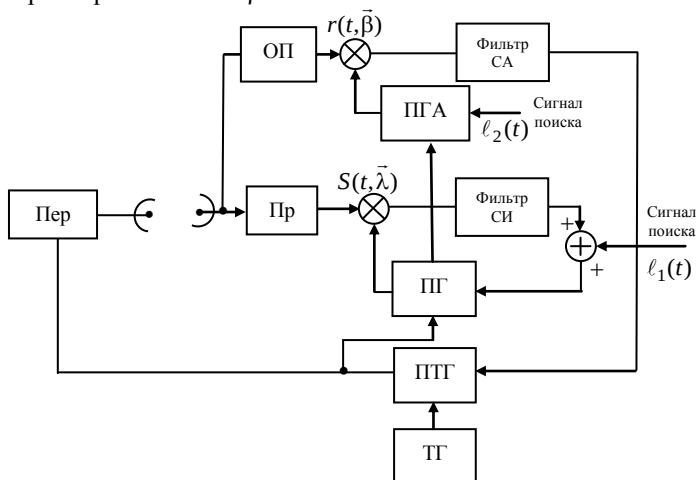


Рис. 3.48. Блок-схема адаптивного следящего измерителя

Анализ выражения (3.33) показывает, что адаптивный измеритель можно построить по схеме, приведенной на рис. 3.48. Измерительный тракт на нем включает в себя передатчик (Пер), приемник (Пр), линию связи и автоматическую систему слежения за измеряемым параметром λ , состоящую из перемножителя, фильтра следящего измерителя (СИ) и перестраиваемого генератора (ПГ). В режиме поиска напряжение, подаваемое на перестраиваемый генератор с фильтра СИ, суммируется с напряжением сигнала поиска $\ell_1(t)$. Для обеспечения минимума корреляционного интеграла Ψ_{rs} введена система адаптации, образованная

дополнительным кольцом слежения за минимумом распределения помехи. Это кольцо включает обнаружитель помехи ОП, перемножающее устройство, фильтр системы адаптации (СА) и перестраиваемый генератор ПГА. Работой ПГА управляют последовательно включенные генератор ПГ следящего измерителя и перестраиваемый тактовый генератор ПТГ в соответствии со значением измеряемого параметра λ и распределением помехи $r(t, \beta)$ по параметрам β в окрестности оценки $\lambda = \lambda^*$.

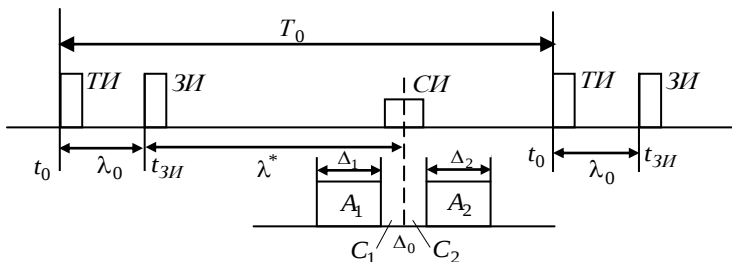


Рис. 3.49. Временное расположение сигнальных импульсов относительно зондирующих импульсов, следящих стробов и стробов адаптации

Перестраиваемый генератор ПТГ управляет работой передатчика таким образом, чтобы поступающий на вход приемника сигнал имел параметры λ_{abs} , расположенные в области минимума интенсивности помехи. Такая привязка к минимуму в распределении $P(\beta)$ возможна в силу того, что генератор системы адаптации ПГА подстраивается с учетом измеряемой величины λ . Для нахождения минимума $P(\beta)$ используется сигнал поиска $\ell_2(t)$.

Обнаружитель помех ОП отделяет помехи от сигнала. Для этой цели может быть использован любой признак, позволяющий вынести достаточно определенное решение относительно принадлежности его выходного эффекта к сигналу или помехе. В частности, это может быть пороговый обнаружитель, если поступающие на вход приемника помехи достаточно отличаются по уровню от сигнала (превышают его).

Рассмотрим далее применение адаптивного подхода к синтезу следящего измерителя временной задержки. Решение данной частной задачи не ограничивает общность полученных результатов и может быть использовано при синтезе измерителей таких незнергетических параметров, как частота, фаза и т.д.

3.9.2. Некоторые примеры технических использований принципа адаптации

1. *Адаптивный следающий измеритель дальности.* Задача измерения дальности до объекта методами импульсной радиолокации сводится к измерению временного сдвига информационной периодической последовательности импульсов (например, прямоугольных сигнальных импульсов СИ на рис. 3.49) относительно последовательности зондирующих импульсов ЗИ, определяющих время излучения передающего устройства. Измеряемый параметр λ в этом случае соответствует временной задержке импульсов сигнала СИ относительно ЗИ, а положение зондирующих импульсов фиксирует начало отсчета λ_0 . Сразу же следует отметить, что в процессе адаптации последовательность ЗИ, а следовательно, и последовательность СИ не будет соответствовать строго периодическому процессу, т.е. алгоритм адаптации основан на управлении положением начала отсчета λ_0 .

Оценка $\lambda = \lambda^*$ совпадает с осью симметрии следящих стробов C_1 и C_2 (рис. 3.49), вырабатываемых в перестраиваемом генераторе ПГ (рис. 3.48). Для отделения помех, не перекрывающихся по времени со следящими стробами, обычно применяется временная селекция путем стробирования приемника селекторными импульсами $C = C_1 + C_2$. Эти же импульсы селекции можно использовать для бланкирования входа обнаружителя помехи на время действия C .

Характеристика дискриминатора кольца слежения за минимумом помехи r формируется с помощью генерируемых в ПГА стробов адаптации A_1 и A_2 , которые расположены по обе стороны от следящих стробов. Их длительности Δ_1 и Δ_2 , а также длительность следящих стробов Δ_0 определяют апертуру дискриминационной характеристики $D_A \approx \Delta_0 + \Delta_1 + \Delta_2$ системы адаптации.

Работа всей системы синхронизируется периодической последовательностью тактовых импульсов ТИ с периодом T_0 , вырабатываемых генератором ТГ.

Таким образом, в данном случае система адаптации представляет собой систему слежения за минимумом временного распределения помех $P_{\min}(\beta)$ на тактовом интервале между соседними ЗИ. Вырабатываемая системой адаптации в соответствии с положением $P_{\min}(\beta)$ задержка λ_0 должна быть такой, чтобы исключалась (или уменьшалась) вероят-

ность попадания помех в апертуру дискриминационной характеристики $D_S \approx \Delta_0$ основного кольца слежения за сигналом.

Помимо задачи слежения за минимумом временного распределения помех и выработки соответствующего этому минимуму значения λ_0 система адаптации должна обеспечить в реальных условиях поиск $P_{min}(\beta)$. Эта задача может быть решена подачей на перестраиваемый генератор ПГА напряжения поиска $e_2(t)$. Поиск может быть осуществлен и без подключения $e_2(t)$, если характеристику дискриминатора кольца слежения за минимумом помех взять несимметричной, что достигается неравенством в длительности стробов A_1 и A_2 ($\Delta_1 \neq \Delta_2$).

Пусть соотношение между Δ_1 и Δ_2 таково, что $\Delta_1 > \Delta_2$ (или $\Delta_2 > \Delta_1$), а распределение помех равномерно. Тогда в установившемся режиме на выходе дискриминатора системы адаптации будет действовать сигнал рассогласования, приводящий к одностороннему смещению стробов A_1 и A_2 . Направление смещения зависит от знака неравенства между Δ_1 и Δ_2 . Таким образом будет осуществляться последовательный просмотр всего тактового интервала до тех пор, пока не будет обнаружен ближайший в направлении перемещения минимум распределения помех. В дальнейшем этом минимум будет отслеживаться.

Рассмотренный алгоритм адаптации следящего измерителя дальности осуществляет последовательный анализ помеховой ситуации на тактовом интервале, длительность которого определяется частотой следования сигнальных импульсов.

Оценку помеховой ситуации можно осуществлять и путем параллельного анализа, разбивая тактовый интервал на N каналов.

Это способ имеет намного более высокую скорость анализа, чем первый, однако аппаратура, необходимая для параллельного анализа, более сложна, т.к. требует применения многоканальных анализаторов с большим числом каналов. Более разумным является сочетание в одном устройстве обоих способов анализа.

2. Адаптивная система подавления прицельной по частоте помехой

а) Для подавления прицельной шумовой помехи в РПУ применяют систему быстрого измерения частоты и режекции помехи по результатам измерения (рис. 3.50).

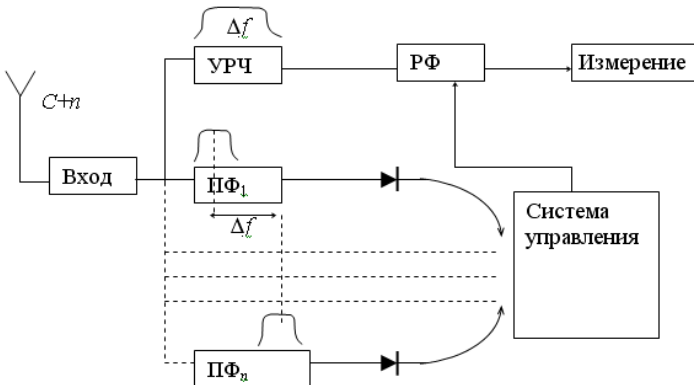


Рис. 3.50

РПУ оценивает частоту несущей f_c в рабочей полосе УРЧ Δf . Если вместе с сигналом наблюдается узкополосная помеха с полосой $\Delta f_{\min} \ll \Delta f$ один из полосовых фильтров ее зафиксирует и с помощью системы управления включит режекторный фильтр в эту полосу. В результате этого РПУ адаптируется к сигнальной обстановке не пропуская прицельной помехи.

б) Возможен второй вариант — перестройка несущей частоты f_c колебания сигнала на участок с минимумом помех.

Если спектр помехи на входе РПУ неравномерен (рис. 3.51), перестраивая частоту гетеродина (режим поиска) отыскивают провал в спектре помехи.

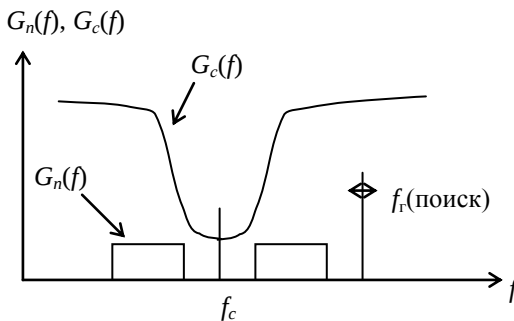


Рис. 3.51

Подстройка под провал в спектре помехи адаптирует РПУ к помеховой обстановке. Для поиска минимума в спектре помехи можно использовать систему со «сторожевыми» частотными фильтрами, находящимися по краям полосового фильтра УПЧ (рис. 3.52).

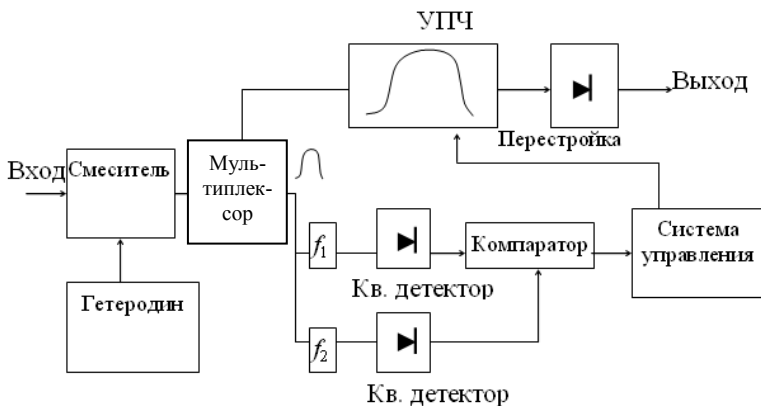


Рис. 3.52

В схеме имеются два канала приема — нормальный на частоте $f_{\text{пр}}$ с полосой Δf , и канал сторожевых фильтров $f_{\text{пр}1} < f_{\text{пр}}$, $f_{\text{пр}2} > f_{\text{пр}}$ с одинаковыми полосами Δf . С выхода каналов на компаратор поступают напряжения, пропорциональные спектральной плотности помех в полосах сторожевых фильтров. По знаку разности напряжений с этих фильтров осуществляется перестройка частоты сигнала.

3. Система обнаружения с адаптивным порогом (стабилизация ложных тревог). Рассмотрим один из примеров схемы стабилизации, использующий расширение полосы РПУ (рис. 3.53).

Пусть, для определенности, сигнал находится в полосе 2 УПЧ, а шумовая помеха — в полосах 1 и 3. После фильтрации в трех таких фильтрах напряжение шумов с выходов фильтров Ф1 и Ф3 используется для корректировки порога обнаружения $E_{\text{пор}}$.

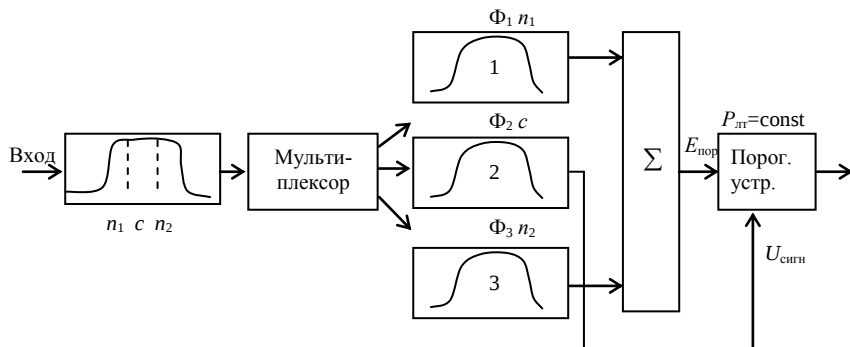


Рис. 3.55

3.10. Методы предотвращения перегрузки РПУ и расширения динамического диапазона

При действии полезного сигнала совместно с помехой большой интенсивности на РПУ его каскады работают в перегруженном режиме, т.е. нормальный режим их работы нарушается. Перегрузка РПУ является опасной при приеме как непрерывных, так и импульсных сигналов.

Чтобы устранить перегрузку РПУ и тем самым сохранить наиболее существенные параметры сигнала, необходимо:

- попытаться не допустить попадания помехи на вход РПУ или существенно уменьшить ее мощность (амплитудная селекция с помощью бланкирования или режекторной фильтрации и т.д.);
- регулировать динамический диапазон РПУ или его отдельных каскадов (системы АРМ и АРУ);
- использовать функциональные усилители (например, линейно-логарифмические).

3.10.1. Применение АРУ для борьбы с перегрузками приемного тракта. АРУ должна обеспечивать относительное постоянство напряжения на детекторе при изменении напряжения сигнала на входе приемника. Постоянство напряжения может быть достигнуто, очевидно, если увеличение интенсивности сигнала будет сопровождаться уменьшением коэффициента усиления предшествующего детектору усилите-

ля и, наоборот, если при уменьшении величины сигнала коэффициент усиления будет возрастать.

Как известно, коэффициент усиления резонансных усилителей пропорционален крутизне характеристики транзистора. Это позволяет производить регулировку усиления посредством изменения постоянного напряжения на базе (затворе) транзистора.

Ранее в курсе радиоэлектроники было показано, что нелинейные искажения усиливаются с ростом амплитуды сигнала. С этой точки зрения на участке характеристики транзистора с большой крутизной, который используется при слабых сигналах, можно допустить большую кривизну, чем на участке с малой крутизной, куда рабочая точка переводится при малых сигналах.

Работу быстрой автоматической регулировки усиления (БАРУ) можно представить следующим образом.

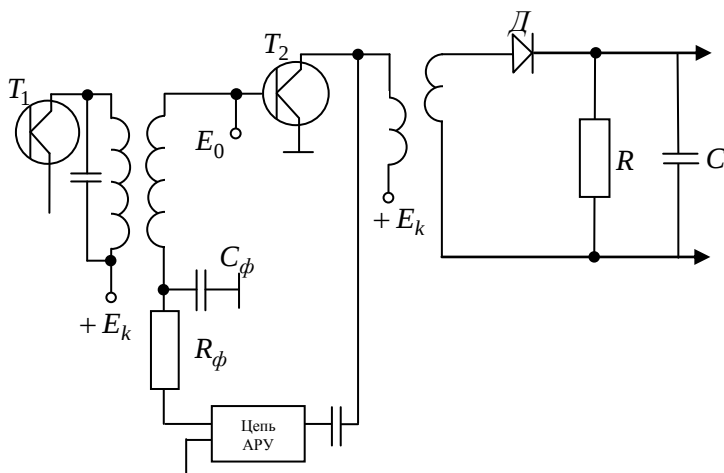


Рис. 3.54

Напряжение смещения U_p для транзистора T_2 вырабатывается в цепи обратной связи, содержащей усилитель и детектор, подается через фильтр с постоянной цепи $\tau_\phi = R_\phi C_\phi$ на базу транзистора. Цепь с постоянной времени τ_ϕ , равной или большей длительности сигнала ($\tau_\phi \geq \tau_c$), необходима для того, чтобы БАРУ не уменьшила усиление по сигналу.

Обладая некоторой инерционностью $\tau_{\text{ф}}$, БАРУ не успевает создать добавочного смещения для полезных сигналов. Эту же задачу, в принципе, можно выполнить и для сигналов с $\tau_{\text{с}} \geq \tau_{\text{ф}}$, если применить задержанную по сигналу БАРУ (т.е. $U_{\text{с}} < E_{\text{з}}$, $U_{\text{п}} > E_{\text{з}}$).

Применение обоих методов эквивалентно тому, что амплитудная характеристика усилителя с БАРУ для полезного сигнала в отсутствие помехи такая же, как у обычного линейного усилителя (рис. 3.55). Предположим теперь, что на вход приемника одновременно поступают напряжение длительной помехи большой амплитуды и напряжение небольшого полезного сигнала. В этом случае на базу усилительного транзистора действует напряжение помехи, промодулированной сигналом.

В усилителе без БАРУ с приходом помехи смещение в каскаде остается неизменным, поэтому выходной усилительный каскад оказывается перегруженным (рис. 3.55), в результате чего полезный сигнал теряется. В усилителе с БАРУ с приходом длительной помехи большой амплитуды на выходе цепи АРУ создается дополнительное смещение $U_{\text{р}}$. Это добавочное смещение сдвигает рабочую точку в каскаде так, что коэффициент усиления помехи значительно уменьшается (в сторону отрицательных напряжений), а полезный сигнал попадает на прямолинейный участок проходной характеристики транзистора и нормально усиливается.

Желательно, чтобы с приходом помех амплитуда полезного сигнала изменялась как можно меньше. Для этого, очевидно, необходимо, чтобы смещение для полезного сигнала при наличии помех оставалось таким же, как и при их отсутствии. Для выполнения этого условия добавочное смещение $U_{\text{р}}$ на входе регулируемого каскада должно быть равно амплитудному значению помехи, действующей на входе этого каскада.

а) Когда помеха мала и находится на линейном участке характеристики регулируемого каскада, то выполнить это условие довольно легко, т.к. напряжение смещения получается в результате детектирования усиленного выходного напряжения каскада. Напряжение смещения на выходе детектора БАРУ получается большой величины, поэтому его необходимо даже ослаблять.

б) С момента, когда в регулируемом каскаде получается отсечка и напряжение на выходе каскада изменяется незначительно, бесконечно малое приращение помехи на выходе каскада должно создавать смещение, равное приращению помехи на выходе каскада. Для этого случая в

петле обратной связи необходим усилитель с большим коэффициентом усиления.

Для удовлетворения этим двум противоречивым требованиям (одно для помех на линейном участке, другое для помех в области отсечки) на детектор петли обратной связи подают такое запирающее напряжение, чтобы детектор при малых помехах не работал. Коэффициент усиления при этом делается большим, примерно таким, каким он должен быть в режиме осечки.

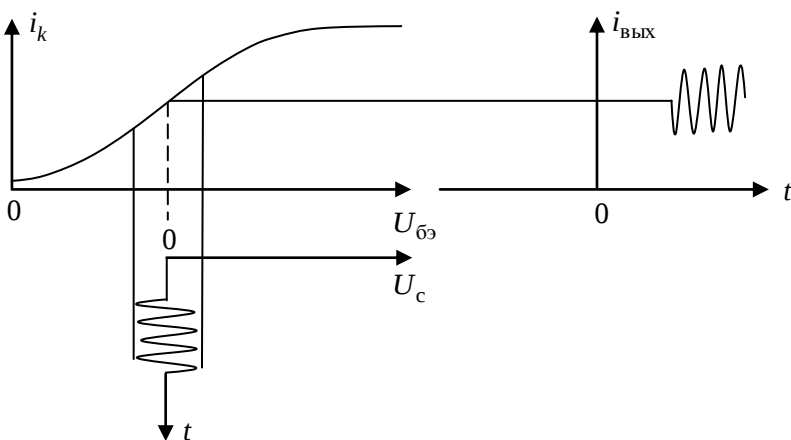


Рис. 3.55

Если для устранения перегрузки в приемнике недостаточно регулировать только один каскад, то БАРУ охватывает два и более каскадов. Причем одним кольцом БАРУ охватывает только один усилительный каскад. Если одним кольцом охватить несколько каскадов, то может возникнуть неустойчивость в работе усилителей и, кроме того, смещение в каскадах будет неоптимальным, что вызовет потери в усилении каскадов.

Следует отметить, что при одновременном воздействии на приемник полезного сигнала и помехи схема БАРУ не обеспечивает полного постоянства усиления приемника для приращения сигнала. Это объясняется тем, что при наличии помех часть энергии сигнала теряется за счет вытеснения сигнала помехой на участки проходной характеристики с меньшей крутизной (см. рис. 3.56).

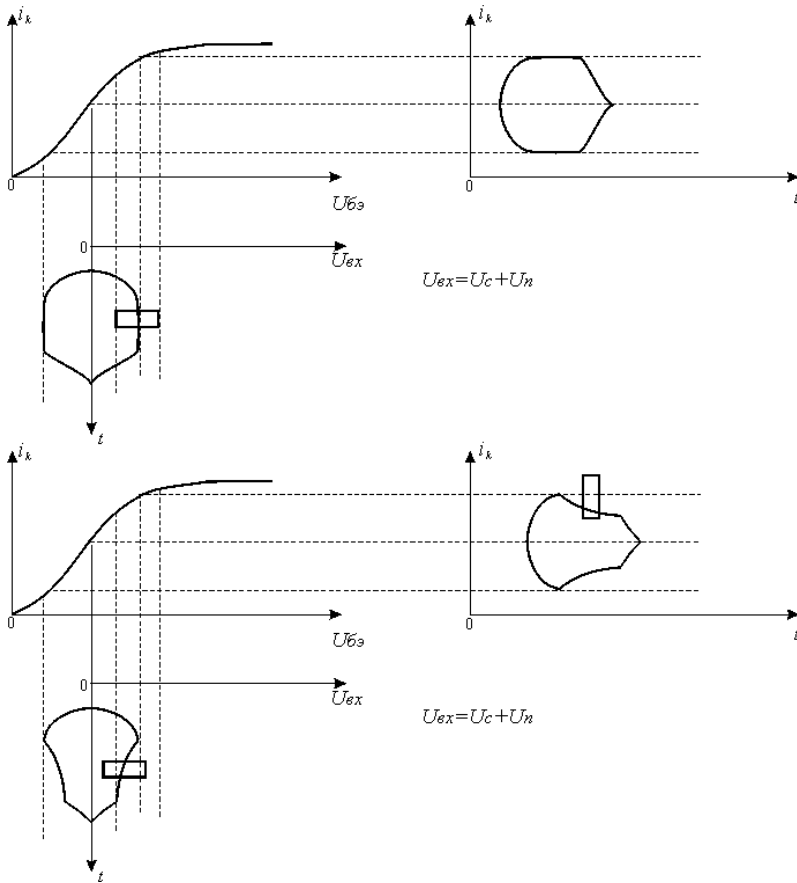


Рис. 3.56

Инерционной автоматической регулировкой усиления будем считать АРУ, в которой выполняется условие $\tau_{\phi} \gg \tau$. Эта система широко используется в радиосвязи, РЛС АСН, где закон изменения входного сигнала заранее неизвестен, а скорость изменения амплитуды входного сигнала настолько велика, что никакие ручные регулировки не могут удовлетворить.

Часто принимаемая информация заключается в огибающей приходящих сигналов (КРЛС АСН). ИАРУ при регулировании не должна искажать как сами импульсные сигналы, так и их огибающую. Импульсные сигналы несут информацию о дальности, а огибающая — об угловых координатах цели. ИАРУ не должна исказить не только форму, но и фазу огибающей отраженных сигналов, в которой заключена информация о направлении отклонения цели от равносигнальной линии.

Регулировка усиления не должна приводить к искажению огибающей приходящей импульсной последовательности, т.е. ИАРУ должна регулировать усиление пропорционально среднему значению приходящих на вход приемника сигналов. Это обстоятельство и обуславливает определенную инерционность системы автоматического усиления.

3.10.2. Применение логарифмических усилителей (ЛУ). В ЛУ начиная с некоторого (минимального) напряжения на входе амплитуда выходного напряжения приблизительно пропорциональна логарифму относительного изменения интенсивности входного сигнала

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} K_0 U_{\text{вх}} , & U_{\text{вх}} < U_{\text{вх}0} , \\ K_0 U_{\text{вх}0} b \log_a \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}0}} + K_0 U_{\text{вх}0} , & U_{\text{вх}} > U_{\text{вх}0} . \end{cases} \quad (3.34)$$

Здесь: $U_{\text{вх}0}$ — входное напряжение, соответствующее переходу от линейного участка к логарифмическому; a — основание логарифма — выбирается заранее в зависимости от требуемых характеристик усилителя;

$b = \ln a = \frac{1}{\log_a e}$; $K_0 = \frac{U_{\text{вых}0}}{U_{\text{вх}0}}$ — коэффициент передачи усилителя на линейном участке.

При выборе в качестве основания натуральных логарифмов

$$U_{\text{вых}} = K_0 U_{\text{вх}0} \left(\ln \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}0}} + 1 \right) = K_0 U_{\text{вх}0} \ln \frac{e U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}0}} = U_{\text{вых}0} \ln \frac{e U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}0}} .$$

Коэффициент передачи ЛУ для любого основания логарифмов убывает обратно пропорционально амплитуде входного сигнала и выражается формулой:

$$K_{\text{ЛУ}} = \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dU_{\text{ВХ}}} = K_0 U_{\text{ВХ}0} \left[\frac{U_{\text{ВХ}0}}{U_{\text{ВХ}}} \frac{1}{U_{\text{ВХ}0}} \right] = K_0 U_{\text{ВХ}0} \frac{1}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}0}}{U_{\text{ВХ}}}.$$

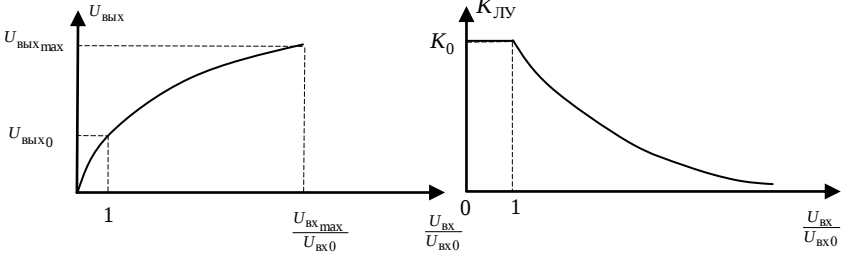


Рис. 3.57

При одновременном действии сигнала и помехи в ЛУ происходит подавление помехой сигнала. При большом уровне помехи на входе ($U_{\text{ПВХ}} \gg U_{\text{ВХ}0}$) напряжение помехи на выходе ЛУ равно:

$$U_{\text{ПВЫХ}} = K_0 U_{\text{ПВХ}0} \ln \frac{e U_{\text{ПВХ}}}{U_{\text{ВХ}0}}.$$

В то же время амплитуда сигнала (приращение выходного напряжения, обусловленное действием сигнала)

$$U_{\text{СВЫХ}} = \Delta U_{\text{СВХ}0} = K_{\text{ЛУ}} U_{\text{СВХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}0}}{U_{\text{ВХ}}} U_{\text{СВХ}}.$$

Следовательно, отношение помеха/сигнал на выходе всегда больше, чем на входе, и увеличивается с ростом помехи

$$\frac{U_{\text{ПВЫХ}}}{U_{\text{СВЫХ}}} = \frac{U_{\text{ПВХ}}}{U_{\text{СВХ}}} \ln \frac{e U_{\text{ПВХ}}}{U_{\text{ВХ}0}} = \frac{U_{\text{ПВХ}}}{U_{\text{СВХ}}} \left[1 + \ln \frac{U_{\text{ПВХ}}}{U_{\text{ВХ}0}} \right] > \frac{U_{\text{ПВХ}}}{U_{\text{СВХ}}}.$$

Физически это объясняется тем, что коэффициент передачи по сигналу определяется помехой на входе и убывает с ростом уровня помехи.

Имеется несколько способов реализации логарифмических усилителей. Наибольшее распространение нашел метод последовательного детектирования с последующим суммированием. ЛУ такого типа бывают

с последовательно и параллельно включенными усилителями. Функциональная схема ЛУ с последовательным включением каскадов для импульсных сигналов приведена на рис. 3.58.

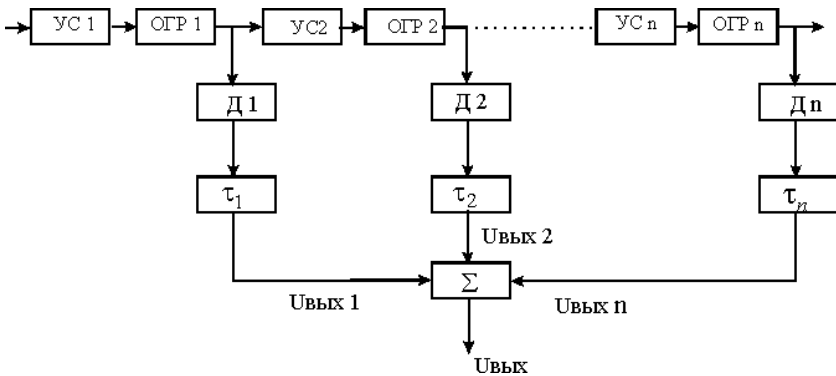


Рис. 3.58

Ограничители имеют одинаковый уровень ограничения. Временные задержки $\tau_1 \dots \tau_n$ предназначены для компенсации временных запаздываний при прохождении импульсов в усилительных каскадах. Получаем

$$U_{\text{ВЫХ}} = \sum_{i=1}^n U_{\text{ВЫХ}i}.$$

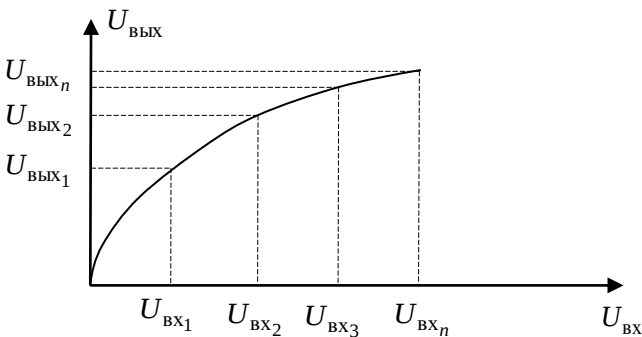


Рис. 3.59

При малой амплитуде входного сигнала все каскады усилителя работают в линейном режиме и напряжение на выходе n -й ячейки:

$$U_{\text{вых}_n} = nk^n k_o U_{\text{вх}_0},$$

где k — коэффициент усиления одного каскада с учетом ограничителя; k_d — коэффициент передачи детектора.

С увеличением $U_{\text{вх}}$ до некоторого значения наступает ограничение в последней ячейке, после чего выходное напряжение, снимаемое с n -й ячейки, остается постоянным.

3.10.3. Некоторые возможности использования комбинационных составляющих для выделения сигналов на фоне мощных помех. Воздействие на радиоприемное устройство (РПУ) помех большой мощности (будем называть так помехи, превышающие по мощности динамический диапазон РПУ) приводит к перегруженному режиму работы активных элементов усилительных каскадов. Возникающие при этом нелинейные эффекты могут вызывать такие явления, как перекрестная модуляция, блокирование, интермодуляция, возникновение комбинационных колебаний и т.д., действие которых, в частности, приводит к ухудшению эффективной частотной избирательности РПУ.

Таким образом, возникает задача восстановления нормального функционирования радиоприемных устройств при воздействии мощных помех, когда известные и широко применяемые на практике методы уже работают недостаточно эффективно. Идея метода была впервые предложена в работе [2] для одного частного случая сигнально-помеховой ситуации. Представляет интерес рассмотреть реализацию метода в широком классе сигналов и помех.

Здесь рассматривается одна из возможностей использования «нежелательного» эффекта возникновения комбинационных частот при взаимодействии сигнала и помехи на нелинейном элементе (перегруженный усилитель) в целях обнаружения и выделения полезного сигнала.

Рассмотрим модель радиоприемного устройства, амплитудную характеристику усилителя которого в определенном диапазоне изменения амплитуд входного сигнала можно с достаточной точностью аппроксимировать полиномом третьей степени

$$U_{\text{вых}} = aU_{\text{вх}} + bU_{\text{вх}}^2 + cU_{\text{вх}}^3. \quad (3.35)$$

Воздействие на вход такого усилителя аддитивной смеси полезного сигнала и мощной помехи, превышающей динамический диапазон, $u_{\text{вх}}(\omega, t) = u_c(\omega_c, t) + u_n(\omega_n, t)$ приведет к нелинейному режиму работы активных элементов.

Пусть $u_c(\omega_c, t) = U_c(t) \cos(\omega_c t + \varphi(t))$, а $u_n(\omega_n, t) = U_n(t) \times \cos(\omega_n t + \phi(t))$, где $U_c(t)$ и $U_n(t)$ — медленно меняющиеся огибающие сигнала и помехи, которые в общем случае представляют собой стационарные случайные процессы, описываемые функциями корреляции $\Phi_c(\tau)$ и $\Phi_n(\tau)$, ω_c и ω_n — частоты сигнала и помехи, а $\varphi(t)$ и $\phi(t)$ — их фазы.

Введем обозначения $\Omega_c(t) = \omega_c t + \varphi(t)$, $\Omega_n(t) = \omega_n t + \phi(t)$, тогда для выходного сигнала можно записать:

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}}(t) = & \frac{b}{2} U_c^2(t) + \frac{b}{2} U_n^2(t) + b U_c(t) U_n(t) \cos[\Omega_c(t) - \Omega_n(t)] + [a U_c(t) + \\ & + \frac{3}{2} c U_c(t) U_n^2(t) + \frac{3}{4} c U_c^3(t)] \cos \Omega_c(t) + [a U_n(t) + \frac{3}{2} c U_n(t) U_c^2(t) + \\ & + \frac{3}{4} c U_n^3(t)] \cos \Omega_n(t) + \frac{3}{4} c U_n(t) U_c^2(t) \cos[2\Omega_c(t) - \Omega_n(t)] + \\ & + \frac{3}{4} c U_c(t) U_n^2(t) \cos[2\Omega_n(t) - \Omega_c(t)] + \frac{b}{2} U_c^2(t) \cos 2\Omega_c(t) + \\ & + \frac{b}{2} U_n^2(t) \cos 2\Omega_n(t) + b U_c(t) U_n(t) \cos[\Omega_c(t) + \Omega_n(t)] + \frac{c}{4} U_c^3(t) \times \\ & \times \cos 3\Omega_c(t) + \frac{c}{4} U_n^3(t) \cos 3\Omega_n(t) + \frac{3}{4} c U_c(t) U_n^2(t) \cos[\Omega_c(t) + \\ & + 2\Omega_n(t)] + \frac{3}{4} c U_c^2(t) U_n(t) \cos[2\Omega_c(t) + \Omega_n(t)]. \end{aligned} \quad (3.36)$$

Как видно из выражения (3.36), вследствие нелинейности амплитудной характеристики (3.35) спектр выходного сигнала на частоте ω_c представляет собой сложную аддитивно-мультипликативную смесь модулирующих функций сигнала и помехи, и выделение сигнала в этой области спектра не представляется возможным.

Рассмотрим выходное колебание на разностной частоте сигнала и помехи

$bU_c(t)U_n(t)\cos[\Omega_c(t)-\Omega_n(t)]=bU_c(t)U_n(t)\cos(\omega_c t-\omega_n t+\chi(t))$,
где $\chi(t)=\varphi(t)-\phi(t)$ — его фаза. Вследствие статистической независимости $U_n(t)$ и $U_c(t)$ корреляционная функция огибающей процесса на разностной частоте может быть записана следующим образом:

$$\Phi_p(\tau)=b^2\Phi_c(\tau)\Phi_n(\tau). \quad (3.37)$$

Следовательно, спектральная плотность $S_p(\omega)$ напряжения разностной частоты имеет следующий вид:

$$S_p(\omega)=b^2\int\limits_{-\infty}^{+\infty}S_c(\xi)S_n(\xi-\omega)d\xi. \quad (3.38)$$

Из этого выражения, где $S_c(\xi)$ и $S_n(\xi)$ — соответственно спектральные плотности огибающих сигнала и помехи, следует, что в общем случае форма спектра на разностной частоте не совпадает ни со спектром сигнала, ни со спектром помехи и представляет собой свертку спектров. Ограничим рассмотрение случаем узкополосных сигналов $u_c(t)$ и $u_n(t)$ и допустим, что спектры их симметричны относительно несущих частот ω_c и ω_n . В этом случае их функции корреляции имеют вид

$$\Phi_c(\tau)=A_c(\tau)\cos\omega_c\tau \text{ и } \Phi_n(\tau)=A_n(\tau)\cos\omega_n\tau, \quad (3.39)$$

где функции $A_c(\tau)$ и $A_n(\tau)$ — четные, медленные по сравнению с $\cos\omega_c\tau$ и $\cos\omega_n\tau$. На основании (3.39) для процесса на разностной частоте получаем

$$\Phi_p(\tau)=A_p(\tau)\cos\omega_p\tau, \text{ где } A_p(\tau)=\frac{1}{2}b^2A_c(\tau)A_n(\tau). \quad (3.40)$$

Обозначив Фурье-сопряженные от $A_p(\tau), A_c(\tau), A_n(\tau)$ соответственно $W_p(\Omega), W_c(\Omega), W_n(\Omega)$, где аргументы Ω отсчитываются от центральных частот $\omega_p, \omega_c, \omega_n$, получим связь формы спектральных линий входных процессов сигнала, помехи и выходного процесса на разностной частоте:

$$W_p(\Omega) = \frac{1}{2} b^2 \int_{-\infty}^{+\infty} W_c(\xi) W_n(\xi - \Omega) d\xi. \quad (3.41)$$

Из выражения (3.41), в частности, следует, что в том случае когда ширина полосы частот помехи много меньше полосы частот сигнала, спектр колебания на разностной частоте с точностью до множителя повторяет спектр сигнала

$$W_p(\Omega) = A_n(0) \frac{1}{2} b^2 W_c(\Omega). \quad (3.42)$$

Таким образом, проведенные выше оценки показывают принципиальную возможность путем обработки мультипликативной смеси «сигнал – помеха» выделить полезное сообщение $U_c(t)$. Рассмотрим ряд наиболее интересных сигнально-помеховых ситуаций.

1. *Помеха – монохроматическое колебание.* На входе РПУ одновременно присутствуют полезный сигнал, модулированный по амплитуде функцией $U_c(t)$, и мощная, приводящая к нелинейному режиму работы, монохромная по частоте немодулированная помеха $u_n(\omega_n, t) = U_n \cos(\omega_n t + \phi(t))$, где U_n — ее амплитуда. В данном случае для выходного колебания на разностной частоте сигнала и помехи имеем $u_p(t) = bU_c(t)U_n \cos((\omega_c - \omega_n)t + \chi(t))$. Спектр такого сигнала описывается формулой (3.42). Неискаженная огибающая сигнала может быть выделена на частоте ω_p . Для выделения сигнала может быть использована следующая схема.

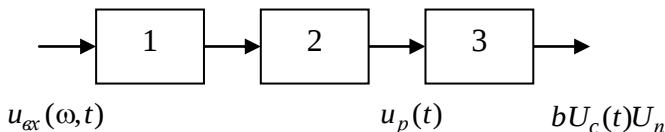


Рис. 3.60. 1 — УПЧ, 2 — полосовой фильтр разностных частот (ПФРЧ), 3 — амплитудный детектор (АД)

На рисунке $u_{сх}(\omega, t) = u_c(\omega_c, t) + u_n(\omega_n, t)$ — смесь сигнала и помехи, поступающая на вход РПУ. К выходу резонансного усилительно-

го каскада, работающего в нелинейном режиме, подключается полосовой фильтр разностных частот (ПФРЧ), выделяющий компоненту $u_p(t)$, огибающая которой повторяет огибающую сигнала. Для неискаженного выделения рассмотренной структурой компоненты $u_p(t)$ необходимо, чтобы ее спектр не перекрывался со спектром колебания в области нижних частот $\frac{b}{2}U_c^2(t)$ (см. выражение (3.36)). Если Ω_c — максимальная частота спектра модулирующей функции сигнала, то в рассматриваемом случае желательно, чтобы разностная частота $\omega_p = \omega_c - \omega_n$ удовлетворяла условию $\omega_p \geq 3\Omega_c$. Подключенный на выходе ПФРЧ амплитудный детектор (АД) выделяет огибающую сигнала $bU_c(t)U_n$. На рис. 3.61 представлены осциллограммы, полученные на экспериментальной установке, моделирующей работу системы, изображенной на рис. 3.60.

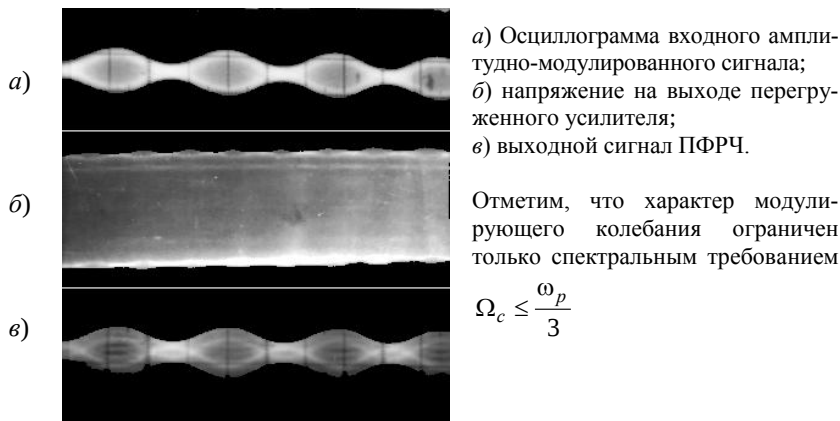


Рис. 3.61

2. Помеха — амплитудно-модулированное колебание. При наличии у помехи модулированной по амплитуде огибающей нельзя, в общем случае, считать ее узкополосной по отношению к сигналу, т.е. уже не выполняется условие (3.42). Однако если предположить, что модулирую-

шая функция помехи $U_n(t) > 0$ является медленно меняющейся функцией времени, то существует возможность извлечь из продетектированного выходного сигнала ПФРЧ информацию о сигнале путем деления компоненты $bU_c(t)U_n(t)$ на $U_n(t)$. Возможная структура устройства для выделения сигнала в этом случае приведена на рис. 3.62.

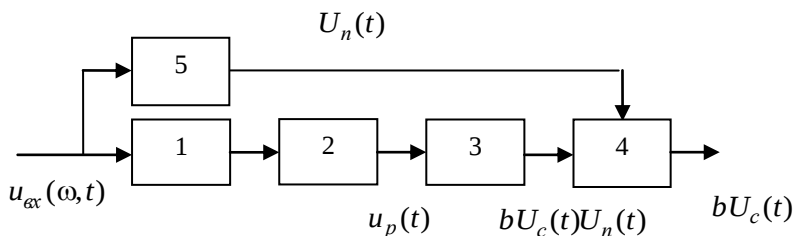


Рис. 3.62. 1 — УПЧ, 2 — полосовой фильтр разностных частот (ПФРЧ), 3 — амплитудный детектор (АД), 4 — делительное устройство (ДУ), 5 — блок выделения огибающей помехи (БВО)

По сравнению с устройством, изображенным на рис. 3.60, добавлен блок выделения огибающей помехи (БВО) — устройство, рассчитанное на работу в линейном режиме при возможных значительных уровнях помех. На выходе этого блока получаем низкочастотную модулирующую функцию помехи $U_n(t)$. Продетектированный выходной сигнал ПФРЧ поступает на делительное устройство (ДУ), на выходе которого выделяется огибающая сигнала $bU_c(t)$. Такая схема защиты работает и при немодулированной помехе.

3. Помеха — немодулированная последовательность импульсов, сигнал — непрерывный процесс. В системах с аналоговыми сигналами бланкирование участков сигнала, пораженного импульсной помехой (ИП), является основным способом борьбы с ИП [3]. Достоинства бланкирующих устройств становятся сомнительными в случае потока ИП с большой частотой следования и значительной длительностью импульсов. Как показано в [4], ухудшение работы средств подавления ИП при воздействии на них помех, по своей структуре приближающихся к «неимпульсным», является общим свойством таких средств. Причем под-

черкнуто, что чем выше устойчивость любой системы подавления к ИП, тем более ухудшается её устойчивость к неимпульсным помехам. Так, из принципа работы бланкирующих устройств следует, что в условиях непрерывных помех они вообще теряют свою работоспособность. Использование рассматриваемого эффекта «гетеродинирования» сигнала мощной помехой позволяет в ряде случаев восстановить форму информационного колебания в комплексе импульсных и непрерывных помех [5]. Структура такого устройства, сочетающего в себе метод бланкирования и фильтрацию комбинационной компоненты на разностной частоте, приведена на рис. 3.63.

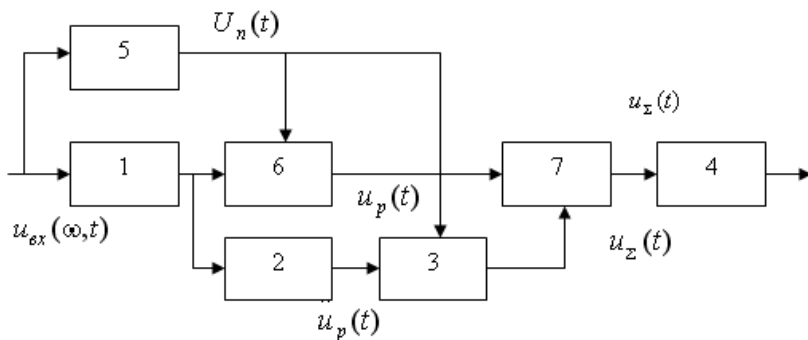


Рис. 3.63. 1 — УПЧ, 2 — полосовой фильтр разностных частот (ПФРЧ), 3 — нормирующий каскад (НК), 4 — амплитудный детектор, 5 — блок выделения помехи (БВП), 6 — бланкирующее устройство (БУ), 7 — сумматор

Данная структура содержит традиционно применяемое для борьбы с ИП бланкирующее устройство (БУ), которое, однако, располагается не впереди защищаемого каскада, а следом за ним. БУ управляется блоком выделения помехи (БВП).

Во время действия ИП бланкирующее устройство не дает смеси сигнала с помехой проходить на входы дальнейших каскадов приемника. В этом случае комбинационная составляющая на разностной частоте $bU_c(t)U_n(t)\cos\omega_p t$ в течение импульса помехи выделяется на выходе ПФРЧ. Амплитуда этой составляющей в нормирующем каскаде НК вы-

равнивается в зависимости от коэффициента $bU_n(t)$ с амплитудой сигнала, поступающего с выхода УПЧ без помехи. На входы сумматора подается через открытое бланкирующее устройство сигнал с выхода УПЧ, если помехи нет, и выходной сигнал НК, если есть помеха. Результат экспериментального исследования, изображенный на рис. 3.64 иллюстрирует работу описанного устройства.

- а) Осциллограмма входной смеси
АМ сигнала и импульсной помехи;
б) выходной сигнал сумматора

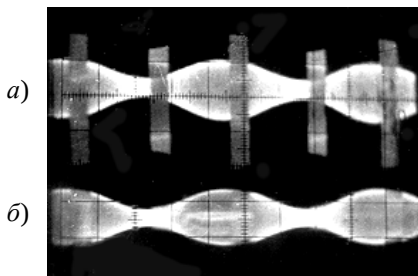


Рис. 3.64

Приведенная на рис. 3.64 схема обработки аналогового сигнала работоспособна и при воздействии непрерывных помех. В этом случае выделение сигнала происходит только за счет выделяемой на ПФРЧ комбинационной компоненты по алгоритму, примененному в структуре, изображенной на рис. 3.62.

4. Помеха – немодулированная импульсная последовательность, сигнал – импульсная последовательность. Рассмотрим теперь ситуацию, когда полезный сигнал и помеха представляют собой импульсные последовательности. Такая сигнально-помеховая ситуация типична для РЛС обнаружения и сопровождения цели. Весьма эффективным средством подавления таких систем являются так называемые ХИП (хаотические импульсные последовательности), представляющие собой поток импульсов со случайными параметрами амплитуды, длительности и периода следования. В РЭС, использующих дискретные сигналы для защиты от импульсных помех, широко применяется стробирование. Недостатком стробирующей схемы является то, что в момент действия селекторного импульса на вход приемника поступают не только сиг-

нальные импульсы, но и помеховые, совпадающие с ними по времени. Необходимо также отметить, что стробирование входа приемника по сигналу не обеспечивает его защиту от непрерывных помех. Интересной представляется возможность использования ПФРЧ в сочетании с методом стробирования в целях защиты дискретных РЭС от мощных помех. Возможное структурное исполнение такого устройства приведено на рис. 3.65.

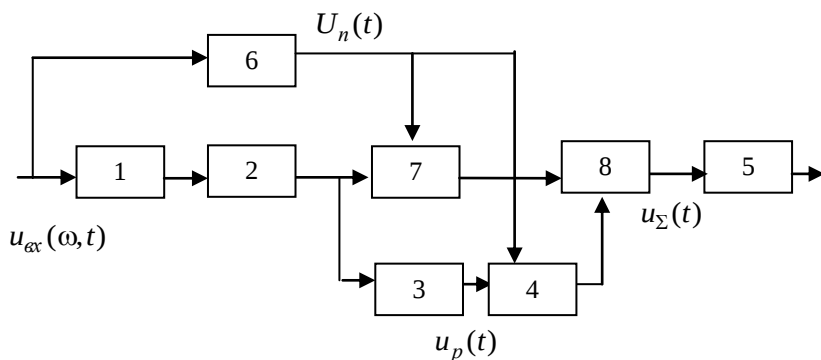


Рис. 3.65. 1 — стробирующее устройство, 2 — УПЧ, 3 — полосовой фильтр разностных частот (ПФРЧ), 4 — нормирующий каскад, 5 — амплитудный детектор, 6 — блок выделения помехи (БВП), 7 — бланкирующее устройство (БУ), 8 — сумматор

Эта структура отличается от приведенной на рис. 3.63 наличием стробирующей схемы на входе. Стробирование входа позволяет отсеять помеховые импульсы, приходящие в моменты времени, когда поступление сигнальных импульсов не ожидается. Импульсы помехи, поступающие в интервалы времени, разрешенные для приема сигнала, и приводящие к нелинейному режиму работы усилителей, отсекаются от основного тракта бланкирующим устройством.

Восстановление целостности формы огибающей сигнальной последовательности происходит, как и в ранее рассмотренном случае, с помощью фильтрации разностной компоненты, нормирования ее уровня к уровню сигнала и последующего суммирования непораженных участков сигнала с восстановленными. Работа схемы, приведенной на

рисунке 3.65, иллюстрируется осциллограммами на рис. 3.66, полученными на экспериментальной установке. На верхней развертке приведена осциллограмма входной смеси сигнала с помехой. На второй развертке представлен входной сигнал усилителя. Импульсы помехи, не попадающие в сигнальный строб, отсутствуют. На третьей развертке показан

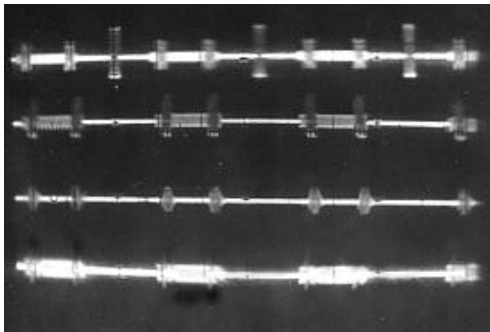


Рис. 3.66

выходной сигнал ПФРЧ. Он представляет собой поток совпадений сигнальных и помеховых импульсов. Выходной сигнал сумматора — на четвертой развертке. Из приведенных на рис. 3.66 осциллограмм видно, что в условиях действия мощных импульсных помех схема, представляющая собой сочетание трех методов подавления помех, позволяет произвести восстановление формы полезного сигнала.

Более того, в том случае когда мощность помехи велика и усилительные тракты РПУ работают в нелинейном режиме, вследствие взаимодействия ее с сигналом на квадратичном участке амплитудной характеристики, на разностной частоте может быть выделен поток совпадений сигнала с помехой. Поток совпадений в сложной помеховой обстановке уже сам несет значительную информацию, и использование этой информации может способствовать повышению помехоустойчивости РПУ.

5. Помеха — АМ шумовой процесс, сигнал — импульсная последовательность. Рассмотрим теперь ситуацию, когда помеха представляет собой узкополосный шумовой процесс $u_n(t) = U_{n0}[1 + m\alpha(t)]\cos(\omega_n t + \varphi(t)) = U_{n\alpha}(t)\cos(\omega_n t + \varphi(t))$, где U_{n0} — амплитуда несущего колебания, огибающая $\alpha(t) \geq 0$ — стационарный случайный процесс, причем $\alpha(t)$ — медленная функция времени по сравнению с несущей частотой помехи, $\langle \alpha(t) \rangle = 0$. Для простоты анализа будем считать, что флуктуации частоты помехи отсутствуют, а функция корреляции

$\Phi_\alpha(\tau)$ и спектральная плотность $S_\alpha(\omega)$ случайного процесса $\alpha(t)$ известны. Процесс $u_n(\omega_n, t)$ в таком случае в целом при заданных условиях будет стационарным. В таком случае для функции корреляции $\Phi_n(\tau)$ процесса $U_{n\alpha}(t)$ можно записать:

$$\Phi_n(\tau) = \frac{1}{2} U_{n0}^2 [1 + m^2 \Phi_\alpha(\tau)]. \quad (3.43)$$

Введя обозначение $\Omega = \omega - \omega_n$, найдем в соответствии с теоремой Винера — Хинчина спектральную плотность мощности помехи $u_n(\omega_n, t)$:

$$W_n(\Omega) = \frac{U_{n0}^2}{2} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \cos \Omega \tau d\tau + \frac{U_{n0}^2}{2} \frac{m^2}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_\alpha(\tau) \cos \Omega \tau d\tau. \quad (3.44)$$

Так как первый интеграл есть дельта-функция, а второй равен спектральной плотности амплитудных флуктуаций $S_\alpha(\Omega)$, выражение (3.44) можно представить в следующем виде:

$$W_n(\Omega) = \frac{U_{n0}^2}{2} \delta(\Omega) + \frac{U_{n0}^2}{2} m^2 S_\alpha(\Omega). \quad (3.45)$$

В предположении, что помеха мощная и приводит к нелинейному режиму работы усилителей, на разностной частоте сигнала и помехи формируется процесс $u_p(t) = b U_c(t) U_{n\alpha}(t) \cos \omega_p t$, имеющий функцию корреляции (3.40). Рассмотрим сигнально-помеховую ситуацию, при которой полезный сигнал представляет собой последовательность импульсов $U_c(t) = \sum_k f_k(t - t_k)$. Без ограничения общности будем счи-

тать, что импульсы одинаковой формы $f_k = f$. В этом случае с помощью ПФРЧ выделяется процесс $u_p(t) = b \sum_k f(t - t_k) U_{n\alpha} \cos \omega_p t$, где

$U_{n\alpha}$ — значения амплитуды помехи в моменты времени прихода сигнальных импульсов t_k . Они взаимно независимы для разных k и неза-

висимы от t_k . Предположим также, что вероятность прихода сигнальных импульсов за определенное время подчиняется закону Пуассона $P(n) = e^{-\beta} \beta^n / n!$ ($n = 0, 1, 2, \dots$). Введем параметр ε , равный средней частоте следования импульсов $\varepsilon = \beta/t = \bar{n}/T$. В этом случае выражения для среднего значения и функции корреляции огибающей $r(t)$ процесса $u_p(t)$ можно представить в следующем виде:

$$\overline{r(t)} = \varepsilon b \int_{-\infty}^{\infty} U_{nk\alpha} f(t - t_k) dt = \varepsilon b U_{n0} \int_{-\infty}^{\infty} f(t - t_k) dt, \quad (3.46)$$

$$\Phi_p(\tau) = \varepsilon b^2 U_{n0}^2 \int_{-\infty}^{\infty} f(t) f(t + \tau) dt = \varepsilon b^2 U_{n0}^2 \Psi_f(\tau). \quad (3.47)$$

В формуле (3.47), вследствие детерминированности функции $f(t)$, интеграл представляет собой функцию корреляции первого рода $\Psi_f(\tau)$. Фурье-преобразование функции $\Phi_p(t)$ позволяет найти спектр мощности огибающей рассматриваемой импульсной последовательности $S_p(\omega) = \varepsilon b^2 U_{n0}^2 \Psi_f(\omega)$, т.е. спектр мощности огибающей процесса на разностной частоте совпадает по форме со спектром энергии отдельного импульса.

Из рассмотренных выкладок можно предположить, что с целью обнаружения полезного сигнала в случае воздействия мощной шумовой помехи на приемник импульсных сигналов возможно эффективно использовать комбинационную составляющую спектра перегруженного усилительного каскада на разностной частоте сигнала и помехи. Экспериментальные исследования предлагаемого способа обнаружения импульсных сигналов проиллюстрированы на рис. 3.67–3.69. На вход схемы, изображенной на рис. 3.60, поступает смесь мощной АМ шумовой помехи и импульсного сигнала. На рис. 3.67 представлена спектрограмма этого процесса. Осциллограмма входной смеси приведена на верхней развертке рис. 3.68. Усилитель работает в нелинейном режиме, как видно на средней развертке рис. 3.68, на которой приведено напряжение на

выходе резонансного усилителя. На выходе ПФРЧ (нижняя развертка рис. 3.68) наблюдается импульсная последовательность, которая может быть успешно обнаружена.

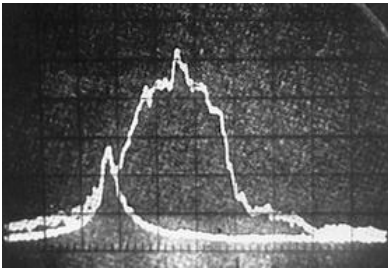


Рис. 3.67



Рис. 3.68

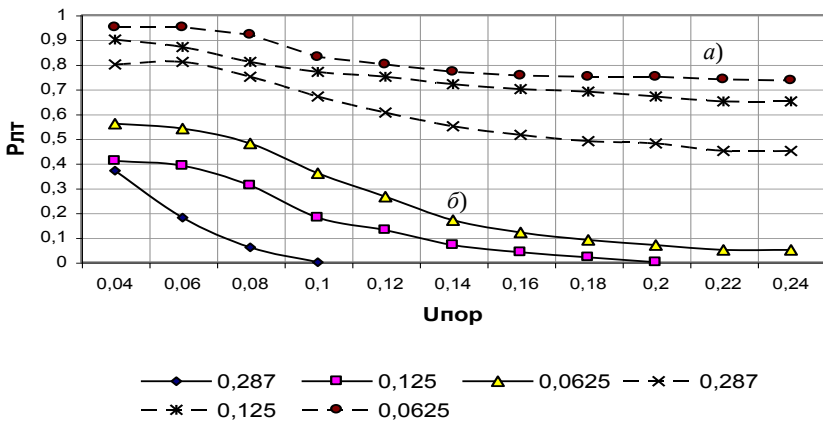


Рис. 3.69. а) Серия зависимостей, снятых в системе без защиты; б) серия зависимостей, снятых на выходе ПФРЧ

На рис. 3.69 представлены экспериментально полученные зависимости вероятности ложной тревоги $P_{лт}$ как функции порога $U_{пор}$ на выходе защищаемого каскада и на выходе ПФРЧ, снятые при различных

значениях мощности шума $\sigma^2 = 0,0625$, $\sigma^2 = 0,125$, $\sigma^2 = 0,287$. Из приведенных графиков видно, что ПФРЧ обеспечивает существенное уменьшение вероятности ложной тревоги $P_{лт}$, по сравнению с незащищенным каскадом. На рис. 3.72 представлены экспериментально полученные зависимости вероятности правильного обнаружения $P_{по}$ на выходе системы с ПФРЧ от соотношения сигнал/шум, определяемого как $U_c^2(t)/\sigma^2$ (σ — дисперсия шума), на входе усилителя при фиксированной вероятности ложной тревоги $P_{лт} = 0,1$. График получен для двух значений дисперсии шума $\sigma^2 = 0,0625$ и $\sigma^2 = 0,125$.

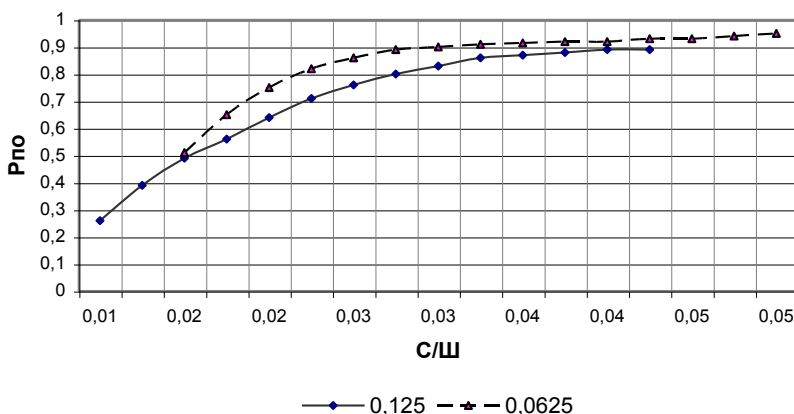


Рис. 3.70

Отметим, что на центральной частоте сигнального спектра обнаружить сигнал не удастся.

Выводы

1. Фильтрация мультипликативной компоненты выходного спектра усилителя на разностной частоте сигнала и помехи позволяет успешно

обнаружить и выделить сигнал в целом ряде разнообразных сигнально-помеховых ситуаций.

2. Использование ПФРЧ существенно улучшает вероятностные параметры защищаемой системы и, в частности, позволяет существенно снизить вероятность ложной тревоги.

4. Основные методы защиты радиоустройств от внутренних радиопомех

4.1. Уменьшение связи между электрическими проводниками

Один из эффективных путей улучшения условий ЭМС состоит в ослаблении связи между внутренними проводниками электрических цепей устройств, а также между проводниками различных межблочных соединений. Эта связь обусловлена электромагнитными полями, создаваемыми токами в проводниках источников и наводящими токи помех в проводниках электрических цепей рецепторов. На низких частотах, когда действующие помехи соответствуют ближней зоне источника, взаимодействие проводников определяется емкостной и индуктивной составляющими связи.

Если взаимодействующие цепи по своим свойствам подобны электрическим вибраторам, преобладающей является электрическая (емкостная) связь. Цепям, подобным магнитным вибраторам, т.е. представляющим собой замкнутые витки (рамки), соответствует магнитная (индуктивная) связь. Поскольку напряженность электрического поля, создаваемого коротким вибратором, пропорциональна приложенному напряжению, электрические цепи с большим сопротивлением являются источниками электрического типа $E^2 \sim U_n^2 = P_{un}R_n$, где U_n , P_{un} , R_n — соответственно напряжение, мощность помехи и полное сопротивление цепи. Аналогично низкоомные цепи являются источниками магнитного типа, так как $H^2 \sim I_n^2 = P_{in}/R_n$, где I_n — ток помехи.

При известных расстоянии и типе источника значение поперечной составляющей электрического (магнитного) поля может быть найдено по известной напряженности магнитного (электрического) поля. Однако в большинстве практических случаев суммарное поле помех создается более чем одним источником, причем их тип, как правило, заранее неизвестен. Поэтому знание только одной из составляющих, например найденной экспериментально, не позволяет полностью охарактеризо-

вать электромагнитное поле индустриальных помех в ближней зоне. Для этого необходимы данные о напряженности и электрического, и магнитного полей.

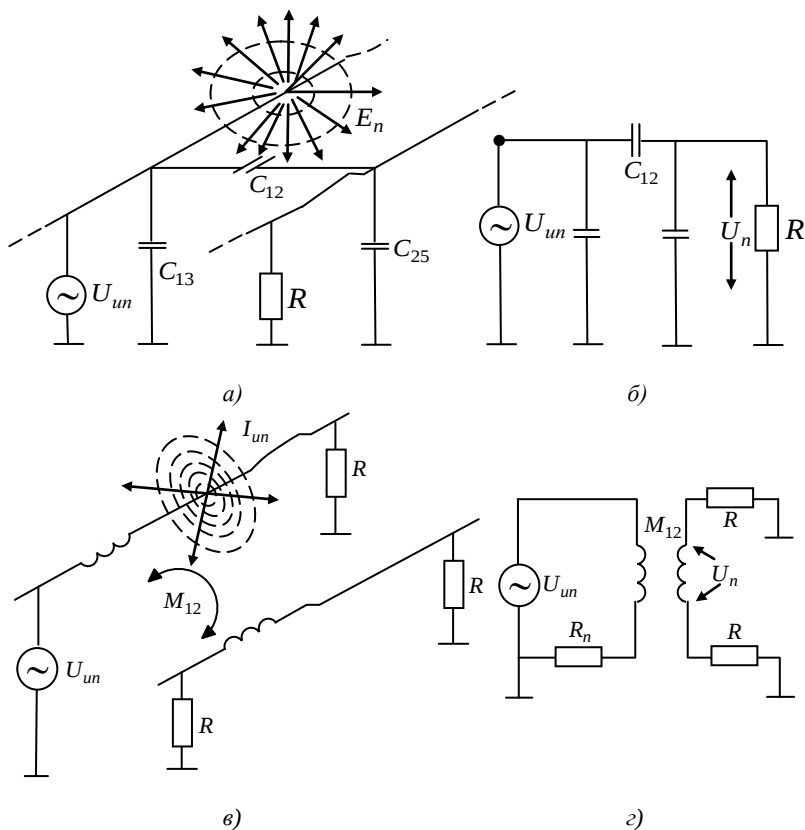


Рис. 4.1. Схемы связи проводников через емкость (а) и взаимную индуктивность (в) и их эквивалентные схемы (б, г)

Рассмотрим сначала способы ослабления электрической и магнитной связи по отдельности.

Емкостная связь обусловлена воздействием электрического поля, созданного с помощью проводника цепи источника помех, на проводник цепи рецептора помех. Количественно коэффициент ослабления зависит от емкости между проводниками (рис. 4.2а):

$$\rho_{12} \approx (\omega C_{12} R_2)^2.$$

Для ослабления связи следует уменьшить либо сопротивление нагрузки рецептора R_2 (что не всегда возможно), либо взаимную емкость проводников C_{12} . Наиболее эффективным способом уменьшения ρ_{12} является экранирование проводников. Рассмотрим сначала случай, когда проводник рецептора полностью заключен в незаземленный проводящий экран (рис. 4.2а). Наличие экрана приводит к ослаблению электрического поля источника и, следовательно, к некоторому уменьшению связи.

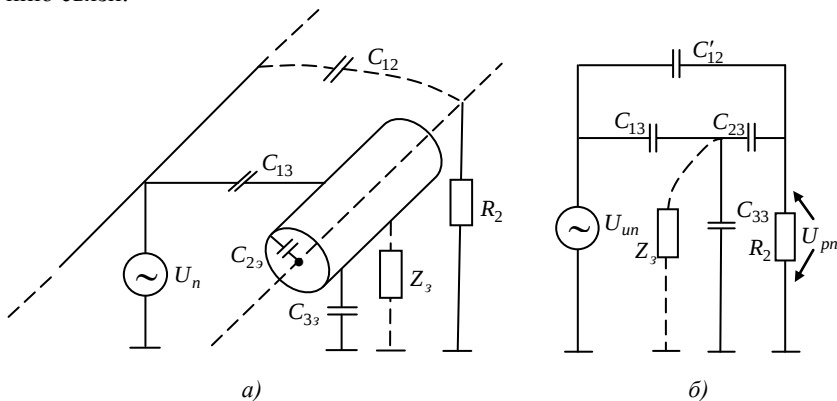


Рис. 4.2. Схема ослабления емкостной связи экранированием проводника (а) и эквивалентная схема (б)

Эквивалентная схема, соответствующая этому случаю, показана на рис. 4.2а. Достижимый эффект объясняется уменьшением напряжения помехи на сопротивлении R_2 в схеме на рис. 4.2б по сравнению с эквивалентной схемой связи без экрана на рис. 4.1. Эффект оказывается более сильным при заземлении экрана. В этом случае в эквивалентной схеме на рис. 4.2б параллельно емкости C_{33} подключается заземляющий проводник с малым сопротивлением $|Z_3| \ll 1/\omega C_{33}$. Поэтому сплошной

экран обеспечивает значительное ослабление емкостной связи, причем в тем больше степени, чем меньше полное сопротивление цепи заземления Z_3 (а также сопротивление самого экрана). В большинстве реальных устройств не удастся применить сплошной экран, так как неизбежно наличие отрезков проводников, выходящих за его пределы, а сам экран может иметь различные отверстия и зазоры. Влияние указанных факторов можно представить как наличие некоторой остаточной емкости C'_{12} между проводниками источника и рецептора (см. рис. 4.2). Согласно эквивалентной схеме (см. рис. 4.2б) коэффициент ослабления

$$\rho_{12} \approx (\omega C'_{12} R_2)^2.$$

Таким образом, для ослабления емкостной связи проводников необходимо их экранировать, обеспечивать малое сопротивление заземления, уменьшать длину проводников, выходящих за пределы экрана, а также обеспечивать электрическую однородность экрана.

Индуктивная связь — связь проводников обусловлена воздействием магнитного поля, созданного проводником цепи источника помех, на проводник цепи РП. Коэффициент ослабления определяется значением взаимной индуктивности проводников (см. рис. 4.1).

ЭДС помехи U_n в цепи рецептора пропорциональна значению потока вектора индукции через поверхность S , ограниченную контуром проводника рецептора:

$$U_n = j\omega \int_S \bar{B} d\bar{S} \approx j\omega B S',$$

где S' — проекция площади S на плоскость, перпендикулярную вектору индукции магнитного поля. Поэтому индуктивную связь можно ослабить либо уменьшая напряженность магнитного поля помехи, либо сокращая поверхность S' .

Экран из немагнитного материала, незаземленный или заземленный в одной точке, согласно рис. 4.2, не влияет на степень индуктивной связи, так как поток вектора индукции и площадь контура, охватываемого проводником, не изменяются. Поскольку ослабить напряженность магнитного поля на низких частотах с помощью экранов трудно, наиболее эффективный способ ослабления индуктивной связи состоит в уменьшении площади поверхности S' . Для этого используются экранирование проводников (коаксиальные кабели) и скручивание их. В первом случае один из сигнальных проводников изолируют от земли так, чтобы обрат-

ные токи сигнала протекали по поверхности экрана (рис. 4.3а). Площадь S' при этом существенно уменьшается, что и объясняет эффект ослабления взаимной связи.

Во втором случае (рис. 4.3б) ослабление связи объясняется, во-первых, уменьшением площади S' при отсоединении одного из концов нагрузки от земли и, во-вторых, тем, что ЭДС, наводимые в соседних петлях, противофазны и в значительной степени компенсируют друг друга. Заметим, что при заземлении экрана во второй точке или второго вывода в скрученной паре проводников (штриховые линии на рис. 4.3) степень связи проводников возрастает, так как часть обратных токов будет протекать по земной поверхности, что эквивалентно увеличению площади S' .

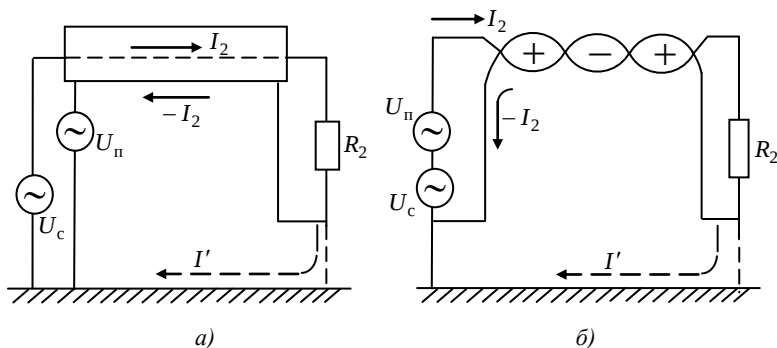
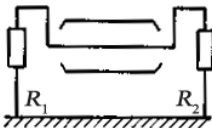
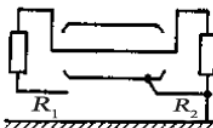
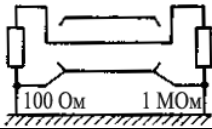
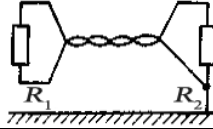
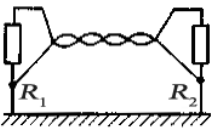
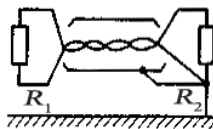
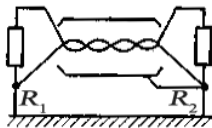
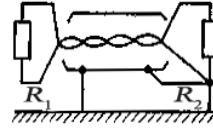
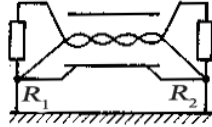
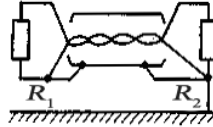


Рис. 4.3. Схема ослабления индуктивной связи коаксиальным кабелем (а) и скручиванием проводников (б)

Оба рассмотренных способа обеспечивают значительное ослабление индуктивной связи на низких частотах. Конкретное выполнение экранирования проводников может быть различным. Различные варианты экранирования проводников, а также количественные оценки, показывающие ослабление связи с помощью указанных вариантов, приведены в табл. 4.1. Как следует из приведенных данных, и экранирование проводников, и скручивание их позволяют ослабить индуктивную связь на 60...70 дБ. На практике широко применяют оба указанных способа, причем скручивание проводников рекомендуется для более низких частот

(от сотен килогерц до единиц мегагерц), а коаксиальных кабелей — вплоть до единиц гигагерц.

Таблица 4.1

Схема	Ослабление, дБ	Схема	Ослабление, дБ
	0		80
	27		55
	13		70
	13		63
	28		77

Экранирование проводников. Требования к экранам проводников, ослабляющим индуктивную и емкостную связь, не совпадают. Например, в первом случае достаточно отсоединить нагрузку рецептора от земли и заземлить экран в одной точке (рис. 4.3a). Но такая схема не обеспечивает значительного ослабления емкостной связи из-за протекания токов по возвратной цепи рецептора (рис. 4.4). Поэтому на низких

частотах приходится использовать более сложные схемы экранирования — коаксиальные кабели с двойной оплеткой (триаксиальные кабели, рис. 4.5) или экранированные скрученные пары проводников.

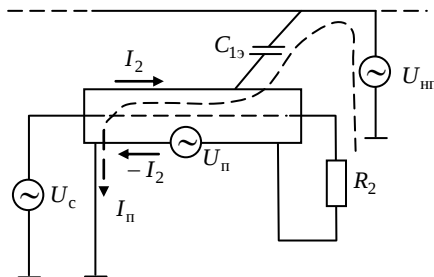


Рис. 4.4. Эквивалентная схема емкостной связи с проводником, экранированным от магнитного поля помехи

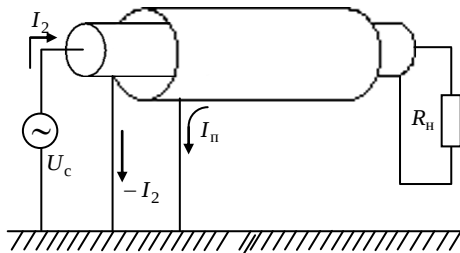


Рис. 4.5. Схема двойного экранирования проводника

В этих случаях наружная проводящая поверхность изолирована от цепи рецептора и играет роль экрана, ослабляющего емкостную связь, а внутренняя поверхность или второй проводник скрученной пары используется в качестве возвратного проводника и способствует ослаблению индуктивной связи. Заметим, что на более высоких частотах, когда толщина экрана значительно превышает глубину проникновения поля, необходимость в двойном экранировании отпадает. В этом случае внешняя поверхность играет роль электрического экрана, а по внутренней поверхности протекают обратные токи.

В протяженных проводниках, длина которых соизмерима с длиной волны, проявляется резонансный характер токов, протекающих по наружной поверхности экрана. В результате для экранов, длина которых кратна четверти длины волны, может наблюдаться значительное возрастание амплитуды этих токов, уменьшающее эффективность экранирования. Во избежание этого протяженные экраны должны заземляться в нескольких точках (рис. 4.6), расстояние между которыми следует выбирать значительно меньшим длины волны помехи (практически порядка $0,1\lambda_n$). Следует, однако, иметь в виду, что такое заземление экрана, как было показано, ухудшает его свойства на низких частотах.

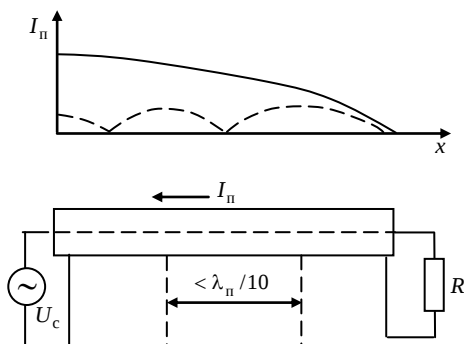


Рис. 4.6. Схема экранирования протяженного проводника и распределение тока в нем

Симметрирование. Весьма эффективным направлением уменьшения связи между проводниками различными межблочных соединений является симметрирование. Симметричными называются такие двухпроводниковые схемы, в которых оба проводника и все подключенные к ним цепи имеют одинаковые полные сопротивления и равные, но противоположные по знаку потенциалы относительно земли. Цель симметрирования состоит в том, чтобы обеспечить указанную симметрию цепей источника или (и) рецептора. Принцип симметрирования проводников для ослабления нежелательной электромагнитной связи иллюстрирует рис. 4.7.

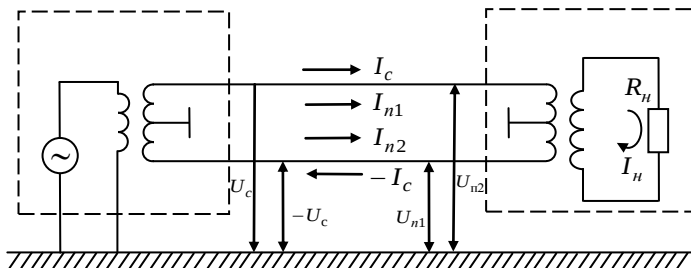


Рис. 4.7. Схема ослабления электромагнитной связи

Пусть в проводниках под действием внешних помех возникают токи I_{n1} и I_{n2} . Результирующий ток помехи в нагрузке равен разности этих токов: $I_{pn} = I_{n1} - I_{n2}$. Если проводники симметричны в указанном смысле, результирующий ток помехи равен нулю. Таким образом, независимо от характера связи (емкостная или индуктивная) степень защиты от действия помех определяется только отличием схемы от полностью симметричной и практически может быть около 60... 80 дБ.

Группирование проводников. В сложных устройствах, особенно расположенных на различных подвижных объектах, неизбежно присутствуют кабельные жгуты, нередко имеющие значительную длину. Тщательное экранирование каждой пары проводников не всегда возможно. В результате возникают помехи, обусловленные связью проводников различных источников и рецепторов помех. Одно из радикальных средств ослабления таких связей состоит в разделении всех проводников на несколько групп, каждая из которых собирается в отдельный жгут (так называемое группирование проводников). Целью группирования является предотвращение возможности наличия в одном жгуте проводников чувствительных РП и мощных ИП. Для этого все кабельные цепи разделяют на несколько классов в соответствии со значениями мощности передаваемого сигнала (табл. 4.2).

Группирование кабелей проводится так, чтобы в одну группу входили только проводники, соответствующие одному классу, или, если это не представляется возможным, проводники ближайших классов. В этом случае относительный перепад уровней мощности сигналов и источни-

4. Основные методы защиты радиоустройств от внутренних радиопомех

ков возможных помех сравнительно невелик и опасность возникновения помех значительно уменьшается.

Таблица 4.2

Класс кабелей	Цепи	Значение мощности, дБВт	Класс кабелей	Цепи	Значение мощности, дБВт
1	Электропитания (мощные)	≥ 10	4	Видеосигналов (входные)	$-80 \dots -50$
2	Электропитания (малой мощности)	$-20 \dots 10$	5	РЧ и ПЧ (входные)	$-110 \dots -8$
3	Видеосигналов (выходные)	$-50 \dots -20$	6	Фидеры (приемные)	≤ 10

Компоновка элементов и устройств. Также относится к числу средств уменьшения нежелательных связей. Общие правила, которые должны соблюдаться при конструировании аппаратуры, сводятся к следующим положениям:

- любые проводники мощных сигналов должны быть размещены отдельно от цепей слабых сигналов. При необходимости их близкого расположения ориентация помехонесущих цепей должна быть по возможности ортогональной к восприимчивым цепям;
- необходимо избегать близкого размещения восприимчивых элементов к источникам помех, а при необходимости такого размещения принимать меры для их развязки (экранирование, перпендикулярная ориентация проводов, индуктивных элементов и т.д.);
- совместимые устройства, которые не воздействуют друг на друга, можно размещать вместе, а невосприимчивые и помехосоздающие элементы целесообразно использовать как развязывающий барьер между помехосоздающими и восприимчивыми элементами.

Схемы компенсации связи. Они относятся к числу мер, способствующих ослаблению нежелательных связей устройств и их элементов. Конкретная реализация этих схем определяется видом мешающих сигналов и используемой аппаратурой. Схемы компенсации могут быть как автоматическими, основанными на принципе адаптации, так и управляемыми оператором. Известно большое число разновидностей таких

схем, используемых в стационарной, радиорелейной, судовой и т. п. связи. В основу работы различных устройств компенсации положен принцип противофазного сложения принятого сигнала (содержащего помеху) и мешающего сигнала (или его копии).

Так, схемы компенсации оказываются весьма эффективным средством обеспечения ЭМС в устройствах судовой радиосвязи. При близком расположении антенн коэффициент связи велик и мешающие колебания характеризуются большой интенсивностью: в условиях судна, например, наведенное напряжение помех в приемных антеннах составляет несколько десятков вольт, что исключает работу на близких частотах. Устройство компенсации в простейшем случае объединяет направленный ответвитель, отводящий часть мощности передатчика, регулируемый аттенюатор, фазовращатель и сумматор, в который поступают сигналы от приемной антенны и от цепи компенсации (рис. 4.8).

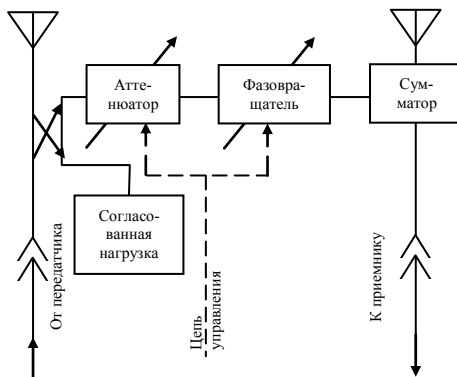


Рис. 4.8. Схема компенсации связи антенн

Помеха компенсируется при соответствующей регулировке ослабления и фазы колебания, поступающего в сумматор через аттенюатор и фазовращатель. Достижимый при этом эффект может быть значительным: помеха ослабляется до 40...60 дБ.

4.2. Заземление

Термин «земля» обозначает систему проводящих поверхностей и электрических соединений, предназначенных для выполнения различных функций. Во-первых, это проводящие поверхности, потенциал которых считается нулевым и принимается за начало отсчета напряжений различных сигналов. Во-вторых, указанные поверхности предназначены для протекания обратных токов в цепях сигналов, а также силовых токов в цепях электропитания. В-третьих, заземление экранирующих поверхностей способствует ослаблению нежелательных связей и выполняет функции составной части системы экранирования. Наконец, заземление корпусов различной аппаратуры и соединительных проводов позволяет исключить поражение обслуживающего персонала электрическим током. Защитные поверхности должны обязательно иметь электрическое соединение с землей и равный с ней потенциал.

При правильном проектировании система заземлений выполняет все перечисленные функции и способствует улучшению условий ЭМС. В то же время ошибки, допущенные при проектировании заземлений, могут явиться причиной возрастания уровня помех и нарушения ЭМС. Рассмотрим основные факторы, вызывающие возникновение помех в цепях заземлений аппаратуры.

Одна из главных причин связана с тем, что перечисленные типы заземлений редко удастся выполнить обособленными. Совмещение нескольких функций одной системой проводников и проводящих поверхностей приводит к тому, что по указанным проводникам протекают электрические токи от различных источников (рис. 4.9). В общем случае это обратные токи I_1 для различных сигналов, токи I_2 в цепи защитного заземления, токи I_3 , обусловленные заземлением экрана. Из-за конечного сопротивления «земляной» шины на любом ее участке, например $a-b$ на рис. 4.9, создается падение напряжения $U_n = (I_1 + I_2 + I_3)R_{a6}$, пропорциональное токам, протекающим в цепи заземления.

Это напряжение представляет собой ЭДС помех для любого рецептора, где участок указанной шины используется в качестве проводника его электрической цепи (участок $a-b$, рис. 4.9). Чтобы представить себе порядок величин, обратимся к примеру. Пусть сопротивление R_{a6} общего участка этих цепей равно 10^{-2} Ом, а ток помех равен 1 А. Падение напряжения на этом сопротивлении составляет 10 мВ, что может быть совершенно недопустимым для многих рецепторов.

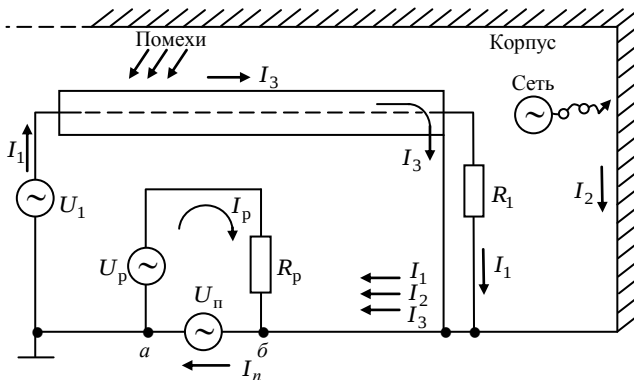


Рис. 4.9. Схема влияния помех в системе заземлений

Вторая причина возникновения помех в цепях заземлений связана с образованием так называемых контуров заземления. Рассмотрим два устройства, соединенные парой проводников, один из которых является сигнальным, а другой служит для протекания обратных токов (рис. 4.10). Пусть возвратный проводник соединен с корпусом устройства, а корпус — с землей. Если этот проводник соединен с корпусом и второго устройства, также имеющего электрический контакт с землей (соединение 2'–3'), образуется замкнутый проводящий контур 2–2'–3'–3–2. Внешнее электромагнитное поле наводит в этом контуре ЭДС помех, вызывая протекание тока I_n , который, в свою очередь, создает на участке 2–3 падение напряжения, равное $I_n Z_{13}$. В результате разность потенциалов между точками 1–2 изменяется на значение $U_n = I_n Z_{13}$, представляющее собой напряжение помех на входе рецептора. Если отсутствует проводник 2'–3' или соединение проводника 2–2' с корпусом второго устройства, возможность образования контура заземления полностью не исключается. В этих случаях контур может состоять из проводников 2–2', 3–3', «земляной» шины и паразитных емкостей между сигнальной цепью и корпусом устройства C_2 , а также между корпусом и землей C_{23} (см. рис. 4.10).

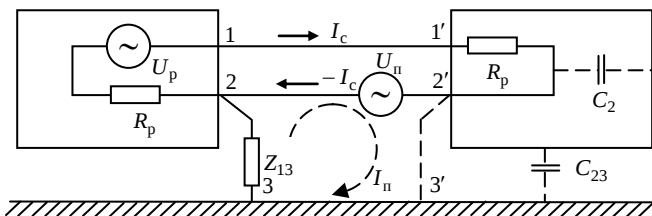


Рис. 4.10. Схема образования контура заземления

Таким образом, напряжение помехи, связанное с несовершенством системы заземления, оказывается тем большим, чем больше сопротивление «земляной» шины, больше площадь контура заземления и больше комплексное сопротивление заземляющих проводников. Поэтому наиболее общие правила выполнения заземлений состоят в следующем.

- Сопротивления заземляющих проводников, а также общих «земляных» шин должны быть минимальными. Еще раз подчеркнем, что на уровень помех влияет комплексное сопротивление указанных проводников, которые должны обладать минимальными активным сопротивлением и собственной индуктивностью. С учетом того, что помехи могут быть как низкочастотными, так и высокочастотными, выполнение указанного требования осложняется наличием поверхностного эффекта, приводящего к росту активного сопротивления и индуктивности проводника.

Для реализации этого требования заземляющие проводники должны прежде всего иметь минимально возможную длину l_3 , значительно меньшую длины волны помехи. Практически считается, что $l_3 < 0,02\lambda_n$. Для уменьшения сопротивления форма и размеры поперечного сечения заземляющих проводников должны быть такими, чтобы на частоте помехи обеспечивались малые активное и реактивное сопротивления. Поскольку эти величины уменьшаются с ростом поперечных размеров проводника, а по мере повышения частоты все более проявляется поверхностный эффект, целесообразно применять заземляющие проводники в виде трубок, обладающих наименьшим полным сопротивлением среди других проводников с такой же площадью поперечного сечения.

Важную роль в системе заземлений играет также качество электрических соединений. Соединения должны обеспечивать, во-первых, минимальное сопротивление контакта, а во-вторых, надежный контакт в условиях климатических воздействий, а также вибраций. Кроме того, соединения должны исключать возможность образования окисных пле-

нок на контактирующих поверхностях и связанных с ними нелинейных эффектов. Наконец, соединения должны исключать образование гальванических пар для предотвращения коррозии и появления помех, связанных с возникновением соответствующей ЭДС в цепи. Качественное выполнение соединений представляет собой важную конструкторскую задачу.

Следует по возможности избегать использования общих проводников в системах экранирующего и защитного заземлений и цепях, по которым протекают слабые токи сигналов.

Контуры заземлений должны по возможности отсутствовать. Для их исключения используют изолирующие (рис. 4.11а) и нейтрализующие (рис. 4.11б) трансформаторы или оптроны (рис. 4.11в).

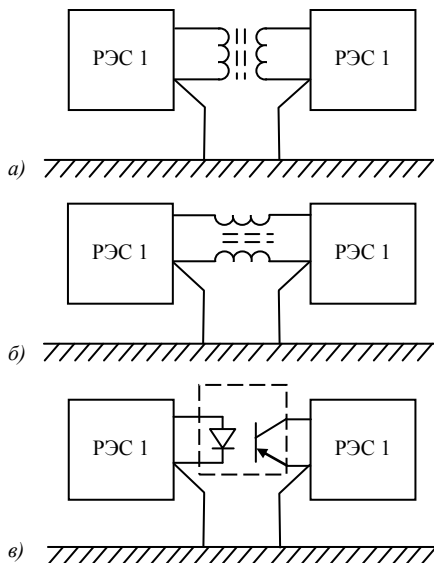


Рис. 4.11. Схемы устранения контуров заземлений

Остановимся кратко на некоторых практических сторонах выполнения поставленных требований. Основными типами заземлений являются: последовательное в одной точке (рис. 4.12а), параллельное в одной

точке (рис. 4.12б) и многоточечное (рис. 4.12в). Одноточечная последовательная схема наиболее проста, однако ей свойствен наибольший уровень помех, обусловленных протеканием токов по общему участку заземляющей цепи. Одноточечная параллельная схема свободна от этого недостатка, однако требует большого числа протяженных заземляющих проводников. В этом случае трудно обеспечить малое сопротивление заземляющих участков цепей. Кроме того, при использовании параллельной схемы заземления становится возможной заметная электромагнитная связь заземляющих проводников, увеличивающая уровень помех в цепях заземления рецепторов.

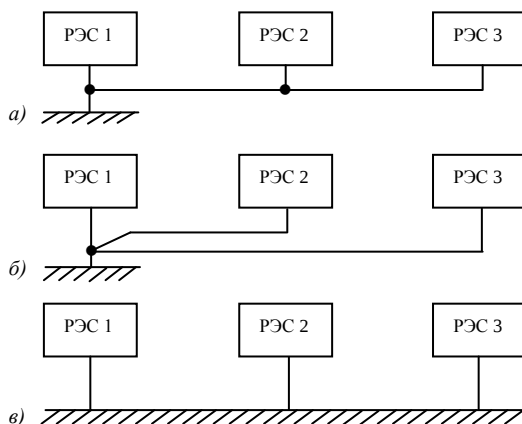


Рис. 4.12. Типичные схемы заземлений аппаратуры

Многоточечная система заземления практически свободна от этих недостатков, однако в этом случае необходимы специальные меры для исключения контуров заземления. Поэтому практические схемы заземления выбирают из условия компромисса, и они представляют собой комбинации из перечисленных типов. При этом на более низких частотах отдается предпочтение одноточечной, а на более высоких частотах — многоточечной схеме заземления. Низкочастотные системы заземления наиболее целесообразно выполнять раздельными, т.е. использовать отдельные заземляющие проводники, по которым протекают обратные токи силовых и сигнальных цепей.

4.3. Экранирование и фильтрация

При обеспечении ЭМС важную роль играют экранирование и фильтрация. В источниках помех устройства экранирования и фильтрации предназначены для локализации нежелательных электромагнитных колебаний во внутреннем объеме источника. Аналогично в рецепторах эти устройства должны препятствовать приему любых нежелательных колебаний (рис. 4.13).

Экранирование элементов и блоков аппаратуры или устройств в целом должно предотвратить создание электромагнитных полей в окружающем пространстве и ослабить подверженность устройств действию электромагнитных полей, внешних по отношению к экранируемому устройству.

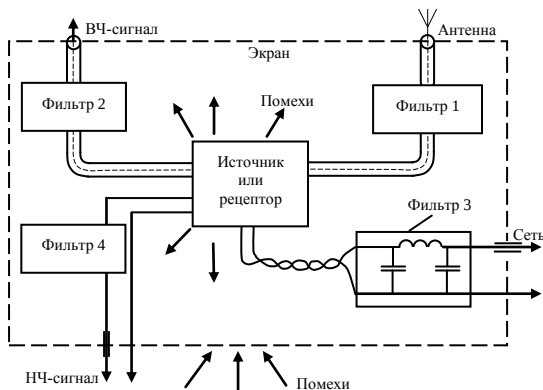


Рис. 4.13. Схема локализации помех, создаваемых источником или действующих на рецептор: 1 — фильтр в фидерном тракте; 2 — фильтр в цепи высокочастотного сигнала; 3 — сетевой развязывающий фильтр; 4 — поглощающий фильтр в виде ферритового кольца для ослабления высокочастотных кондуктивных помех

Создание экранов, обеспечивающих в заданных условиях требуемую эффективность экранирования, является результатом компромисса между этим значением и степенью усложнения конструкции экрана, его

массой, габаритами и стоимостью. Важную роль при построении экранов играют различные конструктивные факторы: соединение их частей, выполнение зазоров и отверстий, крышек и люков, способы герметизации и т.д. Рациональное создание экранов РЭА представляет собой достаточно серьезную задачу конструкторского характера.

Фильтрация в источниках помех осуществляется с целью предотвращения распространения нежелательных электромагнитных колебаний за пределы устройства — источника помех в любых внешних соединениях. Аналогично фильтрация рецепторов должна исключить воздействие помех, действующих на рецептор по указанным соединениям (см. рис. 4.13). Фильтрация может осуществляться:

- в высокочастотных трактах для подавления помех в любых полосах частот, кроме необходимой;
- в различных сигнальных цепях для исключения воздействия помех, отличающихся по спектральному составу от полезных сигналов; в цепях электропитания, управления, контроля и коммутации для исключения воздействия помех по этим цепям.

Особенностью фильтрации в практике ЭМС являются широкий частотный диапазон возможных помех и связанные с этим трудности реализации фильтров.

Литература

1. Защита от радиопомех / Ред. М.В. Максимов. — Советское радио, 1976. 496 с.
2. Петровский В.И., Седельников Ю.Е. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. — М.: Радио и связь, 1986. 215 с.
3. Информационные технологии в радиотехнических системах / Ред. И.Б. Федоров. — М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2003. 671 с.
4. Скляр Б. Цифровая связь. — М., СПб., Киев: Изд-во «Вильямс», 2003. 1098 с.
5. Феер К. Беспроводная цифровая связь. — М.: Радио и связь, 2000. 519 с.
6. Цветнов В.В., Демин В.П., Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба: радиомаскировка и помехозащита. — М.: Изд-во МАИ, 1999. 240 с.
7. Харкевич А.А. Борьба с помехами. — М.: Наука, 1965. 275 с.
8. Куприянов А.И., Сахаров А.В. Радиоэлектронные системы в информационном конфликте. — М.: Вузовская книга, 2003. 527 с.
9. Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник. — М.: Радио и связь, 1981. 230 с.
10. Вакин С.А., Шустов Л.Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки — М.: Сов. радио, 1968. 443 с.
11. Кузьмин В.Г., Орлов И.Я. Влияние импульсных помех на чувствительность приемного устройства: Учебное пособие. — Горький: Изд-во ГГУ, 1983. 84 с.
12. Зюко А.Г., Фалько А.И. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации. — М.: Радио и связь, 1985. 272 с.
13. Клеменко А.Я., Панов Б.А., Свешников В.Ф. Контактные помехи радиоприему. — М.: Воениздат, 1979. 120 с.
14. Уильямс Т. ЭМС для разработчиков продукции. — М.: Технология, 2003. 540 с.

Содержание

1. Современная электромагнитная обстановка	3
1.1. Излучения передатчиков.....	4
1.2. Основные типы помех радиоприему.....	8
1.2.1. Естественные ЭМП.....	10
1.2.2. Искусственные непреднамеренные ЭМП.....	10
1.2.3. Организованные радиопомехи	13
1.3. Виды сигнально-помеховых ситуаций	15
1.4. Сигнально-помеховая ситуация в сотовых системах связи	19
1.4.1. Помеха по основному каналу приема	19
1.4.2. Помехи по соседним каналам.....	22
1.4.3. Внешняя помеха по основному каналу приема	25
1.5. Некоторые особенности прямого прохождения и внепо- лосного воздействия в РПУ	25
2. Некоторые нелинейные и нестационарные эффекты, со- провожающие воздействие помех на РПУ.....	30
2.1. Помеха в полосе основной частотной селекции	30
2.1.1. Последствие импульсных помех в видеоусилителе (BV)	30
2.1.2. Одновременное детектирование сигнала и помехи	35
2.1.3. Потеря чувствительности и последствие час- отно-избирательного усилителя.....	48
2.1.4. Последствие в частотно-избирательном усили- теле, перегруженном импульсной помехой.....	54
2.1.5. Преобразовательные свойства полупроводникового диода	59
2.1.6. Характеристики обнаружения импульсных изме- рительных систем при воздействии импульсных помех.....	63
2.2. Воздействие внеполосной помехи на приемный тракт	66

2.2.1. Эффекты нелинейного взаимодействия сигнала и внеполосной помехи	67
2.2.2. Блокирование приемной системы потоком случайных импульсных помех.....	71
2.2.3. Время восстановления коэффициента усиления РПУ с учетом перегрузки усилительных каскадов	78
3. Основные методы защиты радиосистем от помех	84
3.1. Пространственная селекция.....	84
3.2. Поляризационная селекция.....	87
3.3. Компенсация радиопомех	91
3.3.1. Бланкирование помех, принятых по боковым лепесткам	92
3.3.2. Некогерентная компенсация помех	93
3.3.3. Когерентный метод компенсации помех	96
3.4. Частотная и фазовая селекция	100
3.4.1. Изменение рабочей частоты РЭС.....	102
3.4.2. Использование системы автоматического слежения за частотой (АСЧ) для защиты от помех.....	104
3.4.3. Использование частотной селекции в широкополосных системах связи	107
3.4.4. Синхронный детектор как инструмент частотной селекции	113
3.5. Амплитудная селекция.....	114
3.5.1. Селекция сигналов при ограничении их снизу	114
3.5.2. Селекция импульсов по уровню (бланкирование).....	116
3.5.3. Использование накопления сигнала	118
3.6. Амплитудно-частотная селекция	119
3.6.1. Система ШОУ (широкая – ограничитель – узкая)	119
3.6.2. Система ШПУ (широкая – прерыватель – узкая).....	124
3.6.3. Селекция помехи ШОР (широкая – ограничитель – режекция)	125
3.7. Временная селекция	125
3.7.1. Селекция импульсов по временному положению	126
3.7.2. Селекция импульсов по частоте повторения	128
3.7.3. Селекция импульсов по длительности	129

3.8. Структурная селекция в системах с расширением спектра	131
3.8.1. Ослабление влияния узкополосной помехи	131
3.8.2. Подавление широкополосной помехи	135
3.8.3. Многостанционный доступ на основе кодового разделения каналов (МДКРК): системы с прямым рас- ширением спектра и перестройкой рабочей частоты	136
3.8.4. Проблемы помех, создаваемых близкорасположен- ными и удаленными пользователями в системах с пря- мым расширением спектра	141
3.8.5. Характеристики систем с перестройкой рабочей частоты при воздействии помех	143
3.9. Адаптивные методы защиты от помех	144
3.9.1. Механизм адаптации в условиях априорной неопре- деленности распределения помех в диапазоне возможных значений измеряемого параметра	146
3.9.2. Некоторые примеры технических использований принципа адаптации	152
3.10. Методы предотвращения перегрузки РПУ и расширения динамического диапазона	156
3.10.1. Применение АРУ для борьбы с перегрузками при- емного тракта	156
3.10.2. Применение логарифмических усилителей (ЛУ)	161
3.10.3. Некоторые возможности использования комби- национных составляющих для выделения сигналов на фо- не мощных помех	164
4. Основные методы защиты радиоустройств от внутренних радиопомех	179
4.1. Уменьшение связи между электрическими проводниками	179
4.2. Заземление	190
4.3. Экранирование и фильтрация	195
Литература	197

**ЗАЩИТА
ИНФОРМАЦИОННЫХ РАДИОСИСТЕМ
ОТ ПОМЕХ**

Учебное пособие

Под ред. И.Я. Орлова

Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Печать офсетная.
Гарнитура «Таймс». Уч.-изд. л. 13,5. Усл. печ. л. 11,6.
Тираж 300. Заказ № 1706.

Издательство Нижегородского госуниверситета им. Н.И. Лобачевского
603950, Н. Новгород, пр. Гагарина, 23.

Типография Нижегородского госуниверситета им. Н.И. Лобачевского
Лиц. №18-0099 от 4.05.2001 г.
603000, Н. Новгород, ул. Б. Покровская, 37.