

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ТАГАНРОГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ

В.С. Плаксиенко
С.В. Плаксиенко

УСТРОЙСТВА ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Учебное пособие

Часть 4

ТАГАНРОГ 2002

УДК 621.391.262(075.8)+621.391.24(075.8)

Плаксиенко В.С., Плаксиенко С.В. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное пособие. Ч.4. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2002. 60 с.

Учебное пособие написано на основе прочитанных курсов лекций "Устройства приема и обработки сигналов", "Радиоприемные устройства", "Методы и устройства приема и обработки сигналов" для радиотехнических специальностей ТРТУ и содержит материалы по теоретическим и практическим вопросам разработки и анализа узлов радиоприемных устройств. Описаны схемные решения отдельных узлов, структурные схемы, приемно-усилительная аппаратура, основные параметры, характеризующие приемные устройства в целом и их узлы.

В четвертой части пособия рассмотрены вопросы помехоустойчивости устройств приема и обработки сигналов. Описаны виды помех в приемных устройствах. Проанализированы способы и устройства оптимального приема сигналов при различном количестве априорных сведений. Рассмотрены особенности построения устройств повышения помехоустойчивости при воздействии аддитивных и мультипликативных помех. Приведены результаты анализа методов обработки сигналов при разнесенном приеме.

Табл. 1. Ил 38. Библиогр.:12 назв.

Рецензенты:

Кафедра радиоприемных устройств Московского технического университета связи и информатики (МТУСИ). Н.Н. Фомин, доктор технических наук, профессор, зав. кафедрой.

А.В. Володин – доктор технических наук, старший научный сотрудник, ведущий научный сотрудник ФГУП ВНИИ "ГРАДИЕНТ".

© Таганрогский государственный радиотехнический университет, 2002

© В.С. Плаксиенко, 2002

© С.В. Плаксиенко, 2002

18. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПОМЕХИ ПРИ РАДИОПРИЕМЕ

Помехой называется любое постороннее воздействие на РПРУ, не относящееся к полезному сигналу и препятствующее его правильному приему.

Электромагнитные помехи (ЭМП) представляют собой случайные процессы, которые действуют в свободном пространстве или проводящей среде, и могут ухудшать качество приема сигналов. Действие ЭМП проявляется в виде искажений сигналов, повреждения элементов радиоаппаратуры, нарушении функционирования отдельных узлов.

18.1. Виды и основные свойства помех

Помехи реального канала связи можно подразделить на *внешние и внутренние*. Внутренние помехи в основном обусловлены внутренними шумами РПРУ. Внутренние шумы возникают в пассивных элементах РПРУ – резисторах, фильтрах, линиях передачи и в активных приборах, работа которых связана с наличием управляемых потоков носителей зарядов [1]. Внешние ЭМП можно подразделить на помехи *естественного и искусственного* происхождения.

Естественные помехи вызываются различными физическими явлениями в окружающем нас мире, к ним относятся *атмосферные помехи и космические шумы*.

Атмосферные помехи создаются электромагнитными процессами в земной атмосфере, они возникают на частотах до 25 МГц в результате грозových электроразрядов. По уровню атмосферные помехи превышают космические шумы.

Космические шумы обусловлены радиоизлучениями солнца и звезд, т.е. термоядерными процессами в звездах, движением заряженных элементарных частиц в космическом пространстве, поглощением атмосферой и поверхностью земли шумового излучения солнца. Солнце создает поток излучения $3,5 \cdot 10^{21}$ (Вт/м² Гц) на волне 25см. В результате в антенне РПРУ с эффективной площадью 10 м² возникает шумовая температура 1250 К. Для борьбы с ними необходимо применять направленные антенны. По характеру спектра – это широкополосные флуктуационные помехи.

Искусственные ЭМП порождаются электромагнитными процессами в технических устройствах и подразделяются на *станционные, контактные и индустриальные*.

Станционные ЭМП создаются излучениями РПДУ, гетеродинами радиоприемников, генераторами строчной развертки телевизоров

ров и др. Наиболее интенсивные из них - излучения РПДУ, которые нередко являются основным фактором нарушения связи. Такие помехи, как правило, представляют собой узкополосные случайные процессы с логарифмически нормальным законом (ЛНЗ) распределения амплитуд.

Контактные помехи возникают, как правило, на движущихся объектах при действии электромагнитного поля источника на находящиеся в ближней зоне излучения токопроводящие с переменным сопротивлением механические контакты конструкций объектов. Индуцированные в них токи проводимости приводят к возникновению вторичного поля помех, отличающегося по спектральному составу от первичного поля источника. Действие таких помех наблюдается на частотах до 100 МГц. Спектр контактных помех всегда шире спектра источника, причем его ширина и уровень составляющих возрастают с повышением частоты и мощности первичного сигнала и усилением флуктуаций контактного сопротивления.

Индустриальные радиопомехи (ИРП) создаются техническими средствами, использующими в той или иной форме энергию электрического тока. Индустриальные помехи делятся на 2 группы: квазигармонические узкополосные колебания от генераторов промышленных предприятий; широкополосные помехи от электросварочных аппаратов, цепей зажигания автомобилей, дуговых прожекторов и т.д. Индустриальные радиопомехи наблюдаются в широкой полосе частот – от единиц килогерц до единиц гигагерц. На частотах до 10 кГц могут возникать интенсивные ИРП в виде комбинационных составляющих тока промышленной частоты 50 Гц, создаваемые генераторным и трансформаторным оборудованием. Уровень таких ИРП в течение суток может изменяться на 20 ... 50%. На более высоких частотах (до 30 кГц) помехи приближаются по характеру к флуктуационным; с ростом частоты до 100 кГц и более появляются одиночные импульсы и пакеты импульсов значительной амплитуды. Такие помехи оказывают заметное влияние на цифровые элементы и вычислительные средства радиоаппаратуры при ее близком расположении к источнику.

По виду среды распространения различают *радиационные и кондуктивные ЭМП*. К радиационным относятся атмосферные, космические, индустриальные помехи; помехи от электротранспорта, промышленной и бытовой электроаппаратуры, линий электропередачи (ЛЭП), систем зажигания автомобилей. В ЛЭП имеют место длительные (более 0,5...1 с) флуктуации напряжения, превышаю-

щие нормированные отклонения $\pm(10...15)\%$, причем провалы наблюдаются значительно чаще, чем перенапряжения.

Кондуктивные помехи распространяются от источника к приемнику по физическим цепям питания, заземления и др. К ним относятся помехи, создаваемые медицинскими установками высокой частоты, ЭВМ, устройствами развертки электронно-лучевых трубок. Кондуктивные ИРП затухают медленно и могут распространяться на значительные расстояния.

Связные и телевизионные РПРУ содержат функциональные элементы, создающие ИРП – генераторы строчной развертки, усилители синхроимпульсов и сигналов изображения, гетеродины и др. Создаваемые ими помехи могут быть как радиационными, так и кондуктивными (через сеть питания) и нормируются. Так, допустимая напряженность поля радиационных помех телевизионных приемников в полосе частот 30...1000 МГц составляет 54...66 дБмкВ/м; для вещательных радиоприемников АМ-сигналов в диапазоне 0,15 ...30 МГц напряжение помех на сетевых клеммах 46 ... 74 дБмкВ.

По частотно-временным свойствам большинство помех, действующих в реальном канале связи, можно представить с помощью трех моделей: *сосредоточенной по спектру* (узкополосные); *импульсной* (сосредоточенные во времени); *флуктуационной*.

Под *сосредоточенной по спектру* помехой понимают помеху, частотный спектр которой находится в узкой полосе частот, которая соизмерима или уже полосы частот полезного сигнала. Они могут создаваться радиочастотными генераторами, применяющимися в производственной технологии, либо могут быть обусловлены сигналами посторонних радиостанций. Их делят на внутриполосные и внеполосные. Внутриполосные, попадающие в полосу пропускания приемника, возникают как в самом приемнике, так и попадают на его вход извне. Внеполосные – это сигналы посторонних радиостанций.

Импульсные помехи представляют собой непериодическую последовательность одиночных импульсов. Временной интервал между импульсами помех таков, что их переходные процессы в РПРУ не перекрываются. Длительность импульсных помех составляет $10^{-5} \div 10^{-8}$ с. У них широкий частотный спектр. Создаются они промышленными и атмосферными источниками. Квазиимпульсные помехи характеризуются тем, что переходные процессы от отдельных импульсов частично накладываются друг на друга, т.е. интер-

вал между импульсами меньше длительности переходного процесса в РПрУ.

Флуктуационной помехой считают непрерывный во времени случайный процесс с нормальным законом распределения мгновенных значений и нулевым средним значением. Часто нормальная флуктуационная помеха имеет равномерный спектр в очень широкой полосе частот, такую помеху называют белым шумом. Флуктуационные помехи присутствуют в реальных радиоустройствах в виде тепловых шумов и шумов электронных приборов. Результирующая помеха от воздействия многих импульсных помех с интервалом между импульсами много меньше длительности переходного процесса в РПрУ, является флуктуационным шумом. Флуктуационный характер имеют сосредоточенные помехи, когда одновременно работают много станций. Космические помехи, а также многие виды атмосферных помех имеют флуктуационный характер.

По характеру взаимодействия с сигналом помехи делятся на *аддитивные и мультипликативные*. При аддитивной помехе результирующие колебания образуются при суммировании сигнала и помехи. К ним относятся космические шумы, атмосферные помехи, собственные шумы. При мультипликативной помехе результирующее колебание образуется при перемножении сигнала и помехи. Причиной их появления является нестационарность канала, т.е. время распространения и коэффициенты передач меняются.

Сравнительная оценка помех показывает, что выше 20 МГц преобладают собственные шумы РПрУ и космические шумы, ниже 10 – 20 МГц преобладают помехи от посторонних радиостанций, атмосферные и промышленные. Особенно велик уровень атмосферных и искусственных помех в диапазоне ДВ. Промышленные помехи затрудняют дальний приём радиопередач на ДВ в городских условиях.

При вероятностной классификации ЭМП используются признаки стационарности и гауссовости. Большинство помех представляют собой нестационарные случайные процессы, что затрудняет анализ их воздействия на РПрУ. Однако при действии помех на коротких, по сравнению с сигналом, временных интервалах нестационарность их проявляется слабо, и тогда говорят о локально-стационарных помехах.

19. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ РАДИОПРИЕМНИКОВ

Помехоустойчивостью называют способность приемника обеспечивать прием сообщений в условиях действия помех.

Если бы не было аддитивных и мультипликативных помех, то РПРУ могло бы состоять из усилителя и детектора. Именно необходимость ослабления внутренних и внешних помех усложняет РПРУ. Различают два вида помехоустойчивости: *потенциальную и реальную*.

Потенциальной помехоустойчивостью приема сообщений называют максимально возможную верность приема при заданных условиях. Реализовать помехоустойчивость выше потенциальной невозможно, т.к. есть помехи, от которых при приеме нельзя освободиться полностью (флуктуационные помехи).

Реальной называют помехоустойчивость изготовленного приемника. Она всегда хуже потенциальной, т.к. невозможно создать приемники, содержащие нешумящие каскады с идеальными и постоянными во времени характеристиками.

Для повышения помехоустойчивости РПРУ используют известные способы: увеличение селективности, уменьшение внутренних шумов, улучшение линейности, применение специальных цепей и устройств, выделяющих сигнал и ослабляющих помеху.

Все возможные способы приема сигналов принято разделять на два основных вида: способы *когерентного* приема и способы *некогерентного* приема. При когерентном приеме применяется синхронный детектор, позволяющий использовать информацию о фазе сигнала. Такой детектор полностью исключает ортогональную к сигналу составляющую помехи U_2 (рис. 19.1) и реагирует лишь на амплитуды сигнала U_c и синфазной составляющей помехи U_1 .

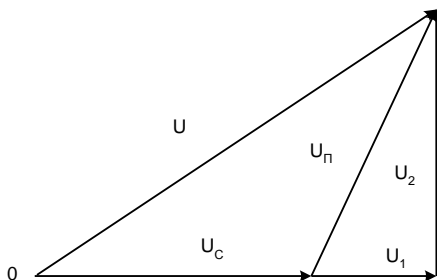


Рис. 19.1

При некогерентном приеме фаза сигнала не используется. Применяемый при этом амплитудный детектор реагирует на амплитуду (оглабующую) суммарного колебания сигнала и помехи U .

Теория потенциальной помехоустойчивости разработана русским ученым В.А. Котельниковым. Различают оптимальный приемник по Котельникову, т.е. наилучший для полностью заданного и известного сигнала и систему, оптимальную по Шеннону, в ней оптимизируются по каналу, виду сигнала и способу кодирования.

В теории оптимального приема радиоприемное устройство состоит из оптимального приемника и решающего устройства, которое в соответствии с решающим правилом, на основе обработки процесса, выносит нужное решение.

19.1. Прием сигналов с полностью известными параметрами

Оптимальный, по Котельникову, приемник дискретных сигналов при известных априорных распределениях $P(s_i)$ на основании анализа принятой реализации сигнала $y(t)$ вычисляет апостериорное распределение $P(s_i / y)$ и регистрирует на выходе тот сигнал $s_k(t)$, для которого вероятность $P(s_k / y)$ будет максимальной. Так, в системе передачи двоичных сигналов регистрируется сигнал $s_1(t)$, если

$$P(s_1 / y) > P(s_2 / y)$$

и $s_2(t)$, если выполняется обратное неравенство. Полная вероятность ошибки

$$P_{\text{ош}} = P(s_1) P_{21} + P(s_2) P_{12} ,$$

где $P_{21} = 1 - P(s_1 / y)$ – вероятность ошибочного приема сигнала s_1 , если было принято колебание y , аналогично для s_2 : $P_{12} = 1 - P(s_2 / y)$, при этом вероятность ошибки будет минимально возможной.

На основании известной из теории вероятностей формулы Байеса условие оптимального приема можно записать в виде

$$P(s_1) p(y/s_1) > P(s_2) p(y/s_2).$$

Оптимальный прием при точно (полностью) известных сигналах определяют как *когерентный*. Оптимальный приемник двоичных симметричных сигналов $s(t, m_1)$ и $s(t, m_2)$ (с равными энергиями и вероятностями появления) должен принимать решение в

пользу первого сигнала, если в результате вычислений имеет место неравенство

$$\int_{kT_c}^{(k+1)T_c} [y(t) - s(t, m_1)]^2 dt < \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} [y(t) - s(t, m_2)]^2 dt \quad (19.1)$$

или

$$\int_{kT_c}^{(k+1)T_c} y(t)s(t, m_1) dt > \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} y(t)s(t, m_2) dt . \quad (19.2)$$

При обратных неравенствах в соотношениях (19.1), (19.2) решение принимается в пользу второго сигнала $s(t, m_2)$. В этом случае оптимальным является корреляционный приемник, который регистрирует тот сигнал $s(t, m_i)$, взаимная корреляция которого с принятым сигналом $y(t)$ будет наибольшей.

Структурная схема, реализующая последовательность операций, соответствующих правилу (19.2), представлена на рис. 19.2.

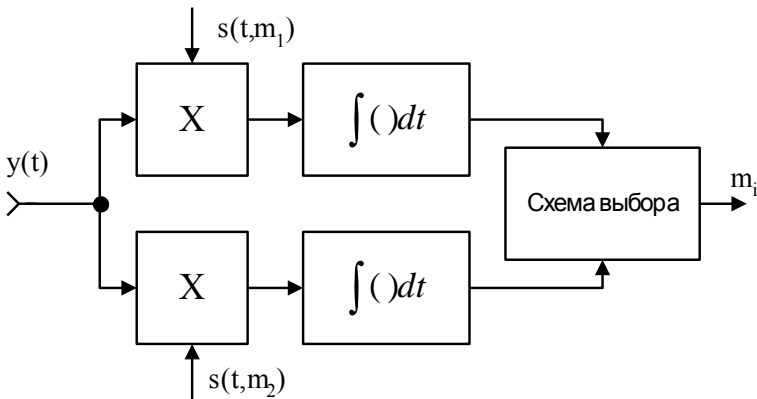


Рис. 19.2

Возможен вариант реализации оптимального приемника с помощью согласованных фильтров. Фильтр называется согласованным с сигналом, если его импульсный отклик

$$h_i(t) = a s(T_c - t, m_i),$$

где, a – коэффициент, T_c – длительность сигналов $s(t, m_i)$.

Колебание на выходе согласованного фильтра в момент $t = T_c$ с точностью до константы “а” совпадает с результатом корреляции реализации $y(t)$ с сигналом $s(t, m_i)$. В момент $t = T_c$ напряжение сигнала на выходе фильтра достигает максимума, а для помехи такого “пика” не получается. Поэтому согласованный фильтр создает при $t = T_c$ максимально возможные отношения сигнал/помеха. Он полностью заменяет перемножитель и интегратор корреляционного приемника. Схема оптимального приемника на согласованных фильтрах показана на рис. 19.3.

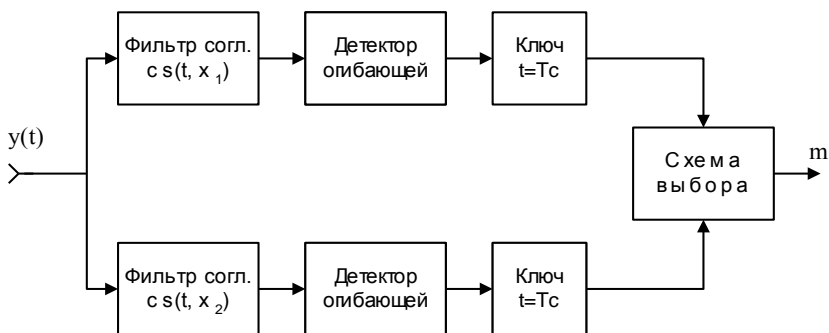


Рис. 19.3

В большинстве реальных систем передачи дискретной информации согласованные фильтры даже для простых сигналов в виде отрезков гармонического колебания не используются в основном из-за относительной сложности системы и необходимости строгой синхронизации передатчика и приемника. В большинстве случаев используются колебательные контуры, согласованные с сигналами только по полосе. Для сигнала в виде отрезка гармонического колебания длительностью T_c отношение сигнал/шум на выходе идеального полосового П-образного фильтра достигает максимума при полосе $\Delta f_{\text{опт}} = 1,37/T_c$. Эта полоса называется оптимальной. Для реальных избирательных фильтров это соотношение остается приблизительно справедливым.

Оптимальное значение полосы не очень критично. При расширении или сужении полосы фильтра в два раза отношение сигнал/помеха ухудшается приблизительно на 15%. Поэтому в инженерной практике часто пользуются выражением $\Delta f_{\text{опт}} = (1 \dots 1,5)/T_c$.

19.2. Прием сигналов со случайными параметрами

Если сигналы $s(t, m_1)$ и $s(t, m_2)$ на выходе канала отличаются друг от друга случайной амплитудой, распределенной по релеевскому закону, и случайной начальной фазой, распределенной по равномерному закону, а помеха является гауссовой, то оптимальный для этого случая прием называется некогерентным. Решение в пользу первого сигнала принимается в том случае, если имеет место следующее неравенство:

$$\left[\int_{kT_c}^{(k+1)T_c} y(t)s(t, m_1) dt \right]^2 + \left[\int_{kT_c}^{(k+1)T_c} y(t)\tilde{s}(t, m_1) dt \right]^2 > \left[\int_{kT_c}^{(k+1)T_c} y(t)s(t, m_2) dt \right]^2 + \left[\int_{kT_c}^{(k+1)T_c} y(t)\tilde{s}(t, m_2) dt \right]^2, \quad (19.3)$$

где $\tilde{s}(t, m_i)$ – сигнал, сопряженный с $s(t, m_i)$.

Математическая операция интегрирования производится над произведением функций, описывающих принимаемую реализацию $y(t)$ и образец переданного колебания $s(t, m_i)$ на отрезке действия сигнала от kT_c до $(k + 1)T_c$. Схема приемника, реализующего обработку по алгоритму (19.3), приведена на рис. 19.4.

Этот метод приема основан на двухканальной корреляции с сигналами $s(t, m_i)$ и квадратурными (сопряженными) им сигналами $s^*(t, m_i)$, уменьшая потери от незнания начальной фазы сигнала. Таким образом, для реализации оптимального некогерентного метода приема необходимо знать все параметры переданного сигнала, кроме его фазы и амплитуды.

Бинарные сигналы, прошедшие канал с медленно изменяющимися параметрами и аддитивной помехой $n(t)$, запишем в виде

$$y(t) = \alpha(t)s(t, m_i) + \bar{\alpha}(t)\bar{s}(t, m_i) + n(t), \quad (19.4)$$

где $\alpha(t)$ и $\bar{\alpha}(t)$ – стационарные процессы с законами нормального распределения, зависящие от $h(t)$, где $h(t)$ – случайные параметры, вносимые линией передачи.

В этом случае можно использовать прием с оценкой случайных параметров сигналов или адаптивный прием. Он состоит в том, что на интервале времени $[nT_c - 0]$ ($n \gg 1$), предшествующем интервалу $[0 - T_c]$ вынесения решения, производится оценка слу-

чайных параметров h_0 и \tilde{h}_0 , вносимых линией, и она используется для повышения качества работы системы. При вычислении правдоподобия сигналов в случае $\tau_a \gg T_c$ можно использовать предварительную оценку величины α_0 и использовать, таким образом, более достоверные апостериорные сведения о параметре α_0 . Определение апостериорного распределения параметров в строгом виде и реализация этого устройства – сложная задача, так как использование передаваемых сигналов для вычисления апостериорного распределения параметра требует учета всех возможных комбинаций сигналов в последовательности.

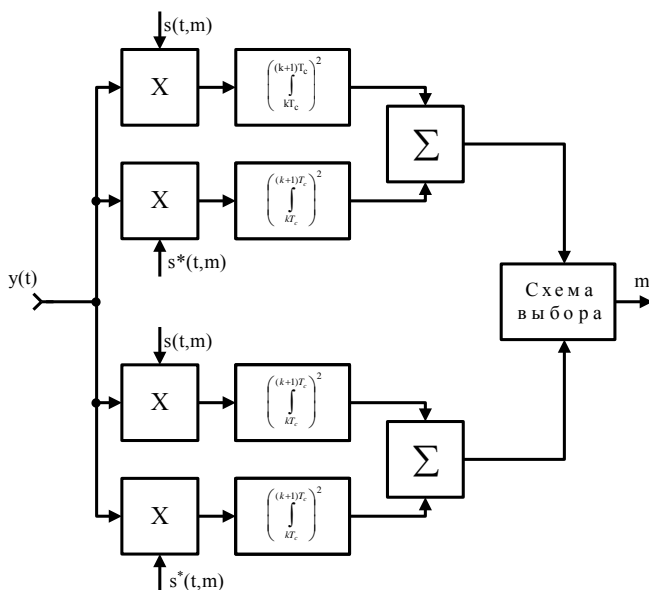


Рис. 19.4

Задача упрощается, если применить обратную связь по решению. Принцип обратной связи по решению заключается в том, что, считая вероятность ошибки малой, решение о передаваемом сигнале (вынесенное приемником) можно считать правильным. Для оценки параметра α_0 используется комбинация сигналов в последовательности длительностью τ_a , которая определяется именно решениями, вынесенными приемником. Структурная схема

оптимального приемника с оценкой параметра при сигнале вида (19.4) приведена на рис. 19.5.

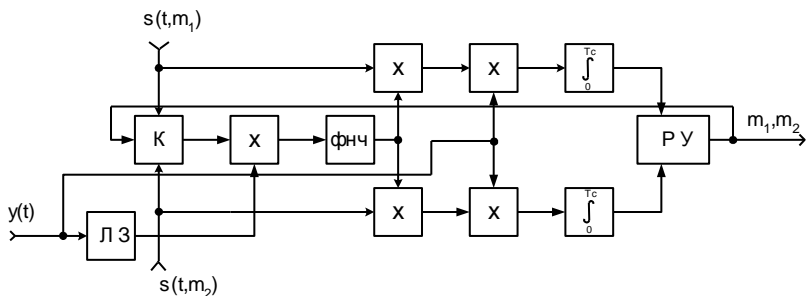


Рис. 19.5

Все рассмотренные выше методы приема дискретных сигналов содержат общую математическую операцию интегрирования произведений функций, описывающих принимаемую реализацию и переданный сигнал на отрезке его действия, т.е. требуют информацию о времени прихода сигнала и его длительности.

19.3. Подоптимальный прием сигналов

Строго оптимальные способы приема бинарных сигналов, основанные на операциях корреляции или оптимальной фильтрации, в реальных системах обнаружения и оценки параметров сигналов использовать практически невозможно. В подоптимальных устройствах, работоспособных в условиях априорной неопределенности, бинарные сигналы в форме отрезков гармонических колебаний подвергаются в точке приема фильтрации с помощью колебательных контуров, согласованных по полосе, а затем детектированию. После формирования импульсов и сопоставления их с моментами манипуляции реализуется процесс распознавания, называемый в инженерной практике регистрацией посылок. В практике используют три основных метода регистрации: метод стробирования, применение которого целесообразно в каналах, сигналы в которых подвержены краевым искажениям (смещениям границ сигналов); метод интегрирования, применение которого целесообразно в случае искажений, приводящих к дроблениям сигналов (кратковременным изменениям полярности сигналов в пределах их длительностей); комбинированный метод, сущность регистрации в котором состоит в том, что посылку стробируют в нескольких точках и решения принимают по большинству одноименных исходов (в

пределе этот метод сводится к методу стробирования при одном отсчете или к методу интегрирования при большом количестве отсчетов). В условиях сильных помех применяют метод регистрации со стиранием, при котором в случае сомнения в правильности принятого решения оно стирается и стертую комбинацию переспрашивают.

Рассмотрим особенности реализации подоптимального приема дискретных сигналов в порядке уменьшения количества априорно известных параметров сигналов.

В случае, когда отсутствуют априорные сведения о структуре сигналов и об искажениях, которым они подвергаются при прохождении через канал связи, – применяют автокорреляционный метод приема, который при приеме сигналов с $\Delta f_c T_c \approx 1$ является энергетическим. Структурная схема автокорреляционного приемника сигналов с пассивной паузой приведена на рис. 19.6.

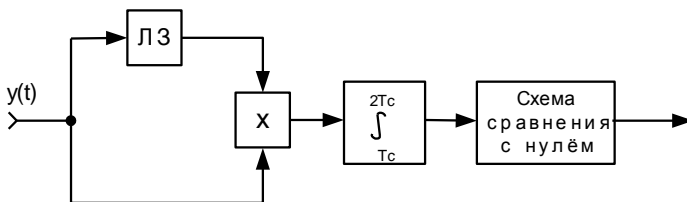


Рис. 19.6

В системах с пассивной паузой один из сигналов $s(t, m_1) \equiv 0$, поэтому решающее устройство выносит решение путем сравнения результата обработки принятой реализации с соответственно выбранным порогом.

Структурная схема приемного устройства для системы с частотной манипуляцией, осуществляющего автокорреляционный прием сигналов $s(t, \omega_1)$ и $s(t, \omega_2)$, приведена на рис. 19.7.

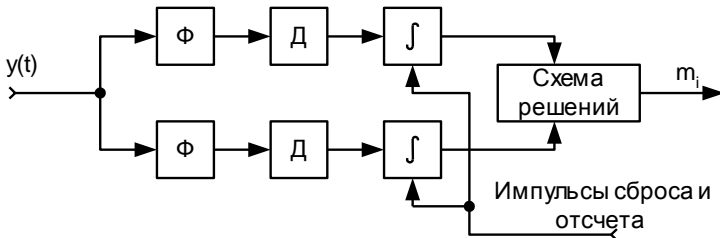


Рис. 19.7

При приеме ЧМ-сигналов с известными длительностями и временем прихода, когда их частоты стабильны, применяют методы подоптимального приема. Линейная схема узкополосного приема простых ЧМ-сигналов, представляющая приемник с двумя полосовыми фильтрами и детекторами огибающих, отличается от оптимальной схемы с согласованными фильтрами (рис. 19.2) тем, что вместо согласованных с сигналом фильтров применены несогласованные "разделительные" фильтры, имеющие относительно узкие полосы пропускания (полосы фильтров Δf_n соизмеримы с $1/T_c$), а от схемы энергетического приемника (рис. 19.7) – отсутствием интеграторов. Снижение помехоустойчивости при использовании "разделительных" фильтров обусловлено попаданием частоты сигнала соседнего канала и остаточными напряжениями переходных процессов от предыдущих сигналов. Для борьбы с указанными явлениями увеличивают разнос частот и расширяют эффективные полосы пропускания фильтров сверх тех значений, которые соответствуют максимальному отношению сигнала к помехе в момент отсчета. Вероятность ошибки определится выражением

$$P \approx 1/2 \cdot \exp(-q^2/2) \approx 1/2 \cdot \exp(-h^2/4), \quad (19.5)$$

где $q^2 = P_c/P_{ш} = a^2/(2N_0\Delta f T_c) = h^2/(\Delta f T_c)$,

$h^2 = a^2 T_c/(2N_0)$ – отношение энергии сигнала к спектральной плотности помехи,

$a = A/\sigma$ – безразмерная амплитуда сигнала,

A – амплитуда сигнала,

σ – эффективное значение шума в полосе приема,

N_0 – спектральная плотность помехи.

При оптимальном некогерентном приеме, т.е. полностью согласованном с T_c и при использовании согласованных фильтров

$$P = 1/2 \cdot \exp(-h^2/2). \quad (19.6)$$

Из сравнения (19.5) и (19.6) следует, что узкополосный прием по схеме с линейными фильтрами сопряжен с проигрышем по мощности примерно в два раза по сравнению с оптимальными методами приема.

Узкополосный прием может быть реализован и нелинейным приемником, представляющим последовательно включенные узкополосный линейный фильтр, амплитудный ограничитель и частотный дискриминатор. В реальных системах полоса пропускания фильтра в нелинейной схеме с частотным дискриминатором, пропус-

кающего оба сигнала, должна быть вдвое больше эффективной полосы пропускания разделительных фильтров в линейной схеме, что, определит такую же вероятность ошибочного приема. Оба метода примерно равноценны с точки зрения помехоустойчивости.

Если сигналы нестабильны, т.е. частоты изменяются в ограниченном диапазоне, но находятся в полосе приема, то применяют подоптимальный (при этом полосы фильтров Δf_n на схеме, представленной на рис. 19.7, значительно превышают $1/T_c$). В случае, когда неизвестно время прихода сигнала t и его окончания, но известна длительность сигнала T_c , применяют широкополосный прием с ФНЧ после детектора (рис. 19.8).

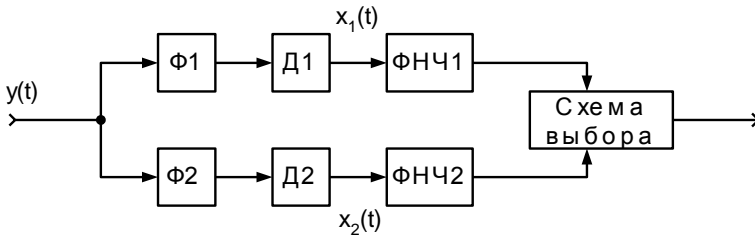


Рис. 19.8

В этой схеме полосы пропускания фильтров Δf_n превосходят возможные изменения частот сигналов под влиянием дестабилизирующих факторов ($\Delta f_n T_c \gg 1$) и обеспечивают снижение чувствительности к неточности априорных сведений о частотах сигналов.

При $\Delta f_n \gg 1/T_c$ собственные колебания в фильтре быстро затухают и остаточными напряжениями от предыдущих сигналов можно пренебречь. Однако расширение полосы фильтра снижает отношение мощности сигнала к мощности шума на его выходе в $\Delta f_n T_c$ раз, что определяет низкую помехоустойчивость широкополосного некогерентного приема.

Для приема ЧМ-сигналов, длительность которых неизвестна и меняется необходимо построение схемы с перебором большого количества гипотез (схема представлена на рис. 19.9).

Вероятность ошибок при некогерентном широкополосном приеме

$$P = 1/2 \cdot \exp(-h^2 / 2\Delta f_n \cdot T_c) \quad (19.7)$$

Из сравнения (19.6) и (19.7) следует, что при некогерентном широкополосном приеме эквивалентная потеря мощности сигнала составляет $\Delta f_n T_c$ раз по сравнению с оптимальным некогерентным приемом, т.е. при расширении полосы входных фильтров сверх оптимальной величины происходит увеличение мощности шумов в каналах.

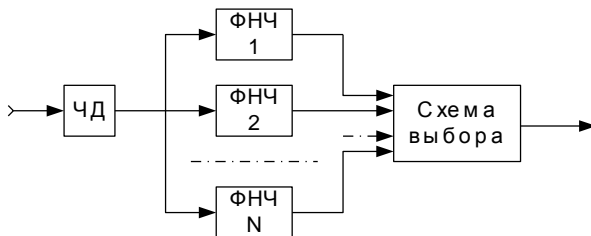


Рис. 19.9

Прием *АМ-сигналов* (например, сигналов амплитудной телеграфии или простых радиолокационных) при неизвестной длительности может осуществляться с помощью подоптимального устройства, функциональная схема которого изображена на рис. 19.6, в котором может отсутствовать линия задержки и применяться сравнение с порогом, а вместо интегратора следует применить набор ФНЧ.

19.4. Помехоустойчивость приема непрерывных сигналов

В телефонии, телевидении, телеметрии сообщение представляет собой непрерывное колебание $u(t)$. Множество возможных сообщений $\{u(t)\}$ является несчетным. В оптимальном приемнике непрерывных сигналов возникает задача восстановления колебания $u(t)$ с минимальной ошибкой. Этого можно достигнуть с помощью оптимальной фильтрации сигналов, которая в этом случае усложняется тем, что форма сигнала в месте приема неизвестна. О сигнале известно только то, что он принадлежит к некоторому ансамблю сигналов и является реализацией случайного процесса.

В настоящее время наиболее разработанной является теория линейной фильтрации Колмогорова — Винера [7]. Эта теория базируется на предположениях о том, что сигнал $s(t)$ и помеха $n(t)$ представляют собой стационарные случайные процессы с известными статистическими характеристиками, а критерием оптимальности является минимум среднеквадратической ошибки

$\overline{\varepsilon^2} = \overline{[y(t) - s(t)]^2}$, где $y(t)$ – отклик фильтра на принимаемый сигнал $x(t) = s(t) + n(t)$. При этих предположениях коэффициент передачи оптимального фильтра выражается соотношением

$$K(f) = \frac{G_c(f)}{G_c(f) + G_n(f)}, \quad (19.8)$$

где $G_c(f)$ и $G_n(f)$ – энергетические спектры соответственно сигнала и помехи. При такой фильтрации среднеквадратическая ошибка

$$\overline{\varepsilon_{\text{мин}}^2} = \int_0^{\infty} \frac{G_c(f) G_n(f)}{G_c(f) + G_n(f)} df.$$

Отсюда видно, что сигнал может быть полностью отделен от помехи, т.е. ошибка будет равна нулю лишь при условии $G_c(f) G_n(f) = 0$, а это означает, что спектры сигнала и помехи не должны перекрываться.

Фильтр с оптимальной характеристикой (19.8) пропускает различные частоты с тем меньшим весом, чем больше отношение $G_n(f) / G_c(f)$ при данной частоте. Если отношение сигнала к помехе мало $G_c \ll G_n$, то $\overline{\varepsilon^2} = \int_0^{\infty} G_c(f) df = P_c$, т.е. погрешность очень велика, и восстановление сигнала при помощи фильтрации становится невозможным.

Реальные модулированные сигналы конечной длительности не являются стационарными и поэтому применение теории линейной фильтрации к реальным сигналам затруднительно. Недостатком этой теории является и то, что фильтр (19.8) является оптимальным для сигнала $s(t)$, а не для самого сообщения $u(t)$.

Оптимальный, по Котельникову, приемник вычисляет апостериорное распределение вероятностей $p(s/x)$ и выдает на выходе ту реализацию сообщения $v(t)$, для которой функция $p(s/x)$ будет максимальна. Если все возможные сообщения $u(t)$ равновероятны и соответствующие им сигналы $s(t,u)$ имеют одинаковую энергию, то апостериорное распределение будет определяться выражением

$$p(s/x) = kp(s) \exp \left\{ -\frac{1}{2G_0} \int_0^T [x(t) - s(t,u)]^2 dt \right\},$$

где $p(s/x)$ и $p(s)$ – плотности вероятности, k – некоторая постоянная. Отсюда следует, что оптимальный приемник должен воспроизводить сообщение $v(t)$, для которого среднеквадратическое отклонение

$$\overline{\delta^2} = \int_0^T [x(t) - s(t, v)]^2 dt$$

будет минимальным. В развернутом виде

$$\overline{\delta^2} = \int_0^T x^2(t) dt + \int_0^T s^2(t, v) dt - 2 \int_0^T x(t) s(t, v) dt.$$

Первые два слагаемых определяют энергии сигналов x и s (они заданы). Третье слагаемое

$$b(v) = 2 \int_0^T x(t) s(t, v) dt$$

определяет функцию взаимной корреляции между принятым и ожидаемым сигналами. Следовательно, оптимальный приемник должен вычислять функцию $b(v)$ и выдавать на выходе ту реализацию сообщения $v(t)$, для которой эта функция будет иметь максимальное значение. Эти условия оптимального приема могут быть реализованы с помощью следящего приемника, схема которого приведена на рис. 19.10.

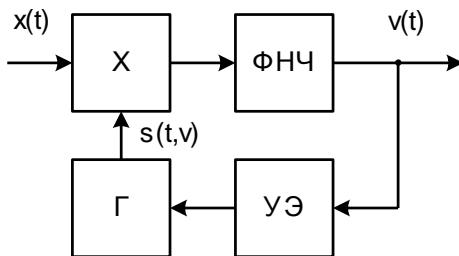


Рис. 19.10

В нем воспроизведенное на выходе сообщение $v(t)$ используется для управления (модуляции) колебаниями генератора несущей Γ с помощью управляющего элемента (модулятора) УЭ , а в результате формируется опорное колебание $s(t, v)$, представляющее собой оценку передаваемого колебания $s(t, u)$. Отношение мощности сигнала к мощности шума $q_{\text{ввых}}$ характеризует качество воспроизведения непрерывных сообщений. При оптимальном приеме это

отношение будет наибольшим. Почти при всех видах модуляции приемник увеличивает отношение сигнала к помехе, т.е. дает выигрыш

$$B = q_{\text{вых}}/q_{\text{вх}}.$$

Этот выигрыш обычно принимается за критерий помехоустойчивости приемника при передаче непрерывных сообщений. В табл. 19.1 приведены значения выигрыша B и обобщенного выигрыша $B' = B/\nu$ для некоторых видов модуляции [7]. Здесь $\nu = \Pi/\Pi_n$ – отношение полос пропускания приемника до и после демодулятора; m – индекс модуляции.

Таблица 19.1

Виды модуляции	$\nu = \Pi/\Pi_n$	B	B'	Виды модуляции	$\nu = \Pi/\Pi_n$	B	B'
АМ	2	$(1/3)\nu$	$(1/3)$	ФМ	$2m$	$(1/8)\nu^2$	$(1/8)\nu^2$
ДБП	2	ν	1	ЧМ	$2m$	$(3/8)\nu^2$	$(3/8)\nu^2$
ОМ	1	ν	1	ВИМ	$2m$	$(3/8)\nu^2$	$(3/8)\nu^2$

Указанные в табл. 19.1 значения выигрыша могут быть получены лишь при условии, что $q_{\text{вх}}$ больше порогового значения.

20. МЕТОДЫ БОРЬБЫ С АДДИТИВНЫМИ ПОМЕХАМИ В РПРУ

Борьба с помехами ведется в следующих направлениях: увеличение отношения сигнал/помеха на входе РПРУ; использование помехоустойчивых способов передачи сигналов; повышение помехоустойчивости РПРУ.

Методы борьбы с помехами основаны на использовании следующих различий характеристик сигнала и помех.

Различие в частотных спектрах позволяет отделить сигнал от помехи с помощью частотно-селективных цепей. Частотная селекция обеспечивает подавление внеполосной помехи и ослабление помех, имеющих широкий спектр по сравнению со спектром сигнала.

Различие в фазах сигнала и помехи используется в устройствах подавления помех, реагирующих на фазу колебаний, например, в синхронном амплитудном детекторе.

Различие в амплитудах сигнала и помехи лежит в основе метода борьбы с помехами с помощью устройств, обладающих амплитудной селективностью.

Различие в направлении прихода сигнала и помехи используется в устройствах, обладающих пространственной селективностью (реализуют с помощью направленных антенн).

20.1. Способы ослабления сосредоточенных помех в радиоприемниках

Для ослабления действия станционных помех в РПрУ применяются защитные устройства в ВЦ, селекция сигналов, оптимальная фильтрация, интегральный прием, порогопонижающие способы приема сигналов с угловой модуляцией, предскаживание сигналов, малоинерционная АРУ, компенсация помех, робастные алгоритмы обработки сигналов.

При расположении РПрУ вблизи мощного источника помех наводимая в антенне ЭДС может достигать 100 В и более, что может привести к повреждению усилительных приборов УРЧ. Для предотвращения этого на входе устанавливаются пороговые реле, режекторные фильтры, электрически регулируемые аттенюаторы. Такие аттенюаторы, управляемые пороговой системой АРУ, снижают уровень входных сигналов на 10 ...40 дБ ступенями (обычно по 10 дБ) и позволяют не только предотвратить повреждение усилительных приборов, но и расширить динамический диапазон РПрУ по соседнему каналу.

Эффективным средством борьбы с сосредоточенными помехами служит *оптимальная фильтрация*. В зависимости от того, линейной или нелинейной функцией сообщения $\lambda(t)$ является сигнал $x[t, \lambda(t)]$, оптимальные фильтры могут принадлежать к классу линейных или нелинейных. Структура фильтра может быть синтезирована на основе марковской или гауссовской модели получения

текущей оценки $\hat{\lambda}(t)$ на выходе фильтра, а также формирования оценки “в целом”. Марковская модель применима для негауссовских сигналов и помех, что отвечает большинству реальных ситуаций. Гауссовскую модель целесообразно использовать в случаях высокоточных измерений параметров сигналов при гауссовских помехах. Модель с оценкой “в целом” базируется на

гауссовости сообщения $\lambda(t)$ и приводит к следящему фильтру с дискретными звеньями. Несмотря на различие методических подходов, сложность реализации оптимальных фильтров во всех случаях примерно одинакова [5]. Амплитудно-частотная характеристика оптимального фильтра при белых гауссовских шумах должна быть согласована (комплексно сопряжена) со спектром сигнала. Такой фильтр обеспечивает на выходе максимальное превышение сигнала $h_{c\max}^2 = P_c T_c / v_{\text{ш}}^2$, где $v_{\text{ш}}^2$ – спектральная плотность мощности шума (энергия шума). Условие физической осуществимости согласованного фильтра заключается в том, что его импульсная функция $h_{\phi}(t)$, определяющая по Лапласу передаточную функцию

$$K_{\phi}(p) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{\phi}(t) \exp(-pt) dt ,$$

может отличаться от нуля только при $t > 0$ и, кроме того, должна быстро, не медленнее $\exp(-t^2)$, стремиться к нулю при $t \rightarrow \infty$. Это затрудняет реализацию согласованного фильтра для сигналов сложной формы. Поэтому на практике используют квазисогласованные фильтры (КСФ), полоса пропускания которых $P_{\text{кф}}$ для сигналов различной формы удовлетворяет соотношению $P_{\text{кф}} T_c = 0,4 \dots 1,37$. Такие фильтры обеспечивают несколько меньшее превышение сигнала на выходе, чем согласованные фильтры. Так, при длительных ($T_n \gg T_c$) и кратковременных ($T_n < T_c$) сосредоточенных помехах величина превышения [7]

$$h_{\text{скф}}^2 \approx 0,82 h_{c\max}^2 ; \quad h_{\text{скф}}^2 = 0,82 h_{c\max}^2 / [1 - \exp(-2,6q_T)] ,$$

где параметр $q_T = T_n / T_c$.

Интегральный прием может осуществляться в тракте как УПЧ, так и усиления видеочастоты. В первом случае в качестве интегрирующих фильтров обычно используются LC-контур с параллельным (интегрирование по напряжению) или последовательным (интегрирование по току) включением. Додетекторное интегрирование более эффективно, так как позволяет увеличить отношение сигнал/помеха на входе детектора.

Помехоустойчивость интегрального приема при сосредоточенных помехах зависит от их длительности. Длительную помеху ($T_n \gg T_c$) можно представить в виде

$$u_{\Pi}(t) = U_{\text{нм}} \sin(\omega_c + \Delta\omega_p)t = A(\Delta\omega_p; t) \sin \omega_c t + C(\Delta\omega_p; t) \cos \omega_c t,$$

где функции $A(\cdot) = U_{\text{нм}} \cos \Delta\omega_p t$; $C(\cdot) = U_{\text{нм}} \sin \Delta\omega_p t$; $\Delta\omega_p$ – угловая расстройка помехи относительно частоты сигнала.

Таким образом, при длительных сосредоточенных помехах интегральный прием дает выигрыш по сравнению с КСФ в 1,22 раза.

Прием со следящим фильтром может быть реализован в виде следящей настройки УПЧ или ФАПЧ гетеродина. Сущность повышения помехоустойчивости при этом заключается в следующем. Пусть параметры ЧМ априори известны и в момент t_0 мгновенная частота равна $\omega(t_0)$. Тогда при гармонической ЧМ в момент $t = t_0 + \Delta t$ мгновенная частота

$$\omega(t) = \omega(t_0) \pm \Delta t d\omega / dt \leq \omega(t_0) \pm \Delta t \Delta\omega_{\text{д}} \Omega_{\text{м}},$$

где $\Omega_{\text{м}} = 2\pi F_{\text{м}}$ – угловая частота модуляции; $\Delta\omega_{\text{д}}$ – девиация частоты. Поэтому с помощью узкополосного линейного фильтра УПЧ с регулируемой частотой настройки можно следить за мгновенной частотой принимаемого сигнала. При этом важно, чтобы фильтр имел полосу $\Pi_{\text{сл}} \geq 2F_{\text{м}}$. Напомним, что при обычном некогерентном приеме ЧМ-сигналов полоса пропускания УПЧ $\Pi \geq 2(1+m_r)F_{\text{м}}$. Следовательно, снижение уровня шумов на входе демодулятора составляет $\Pi/\Pi_{\text{сл}} \approx 1+m_r$. Аналогичный эффект может быть достигнут при использовании ООС по частоте, когда УПЧ имеет фиксированную настройку, а управляющее напряжение с выхода модулятора подается на гетеродин, осуществляя его ЧМ.

Для защиты связанных и вещательных РПРУ от станционных помех применяется *инерционная АРУ*, обеспечивающая слежение за средним уровнем сигнала. Однако при интенсивных ИРП такая регулировка может оказаться неэффективной из-за перегрузки тракта и потери способности приемника воспроизводить слабые сигналы в течение некоторого времени после окончания импульса помехи. В таких условиях можно использовать несколько последовательных быстродействующих петель АРУ (БАРУ), причем каждый каскад УПЧ охватывается автономной петлей.

В связи с широким внедрением ИМС в РПРУ все большее применение получают компенсаторы помех. Компенсаторы могут быть одно- или многоканальными, обладать адаптивными свойствами и устанавливаться в трактах УРЧ или УПЧ. Существуют различные схемы компенсаторов сосредоточенных помех, но в их основе лежит общий принцип – формирование опорного сигнала, про-

тивофазного помехе, и вычитание его из суммарного принимаемого колебания. Экспериментальные данные свидетельствуют о больших потенциальных возможностях компенсаторов – подавление помех достигает 20 ... 40 дБ. Однако они требуют высокой идентичности характеристик сигнального и компенсирующего трактов: АЧХ – до 0,1 дБ и ФЧХ - до 0,5°.

20.2. Способы подавления импульсных помех

Для защиты РПРУ от импульсных помех применяют методы, основанные на различии спектральных свойств сигналов и помех (помеха импульсная более широкополосная). Различают следующие способы борьбы с импульсными помехами: линейная частотная фильтрация (частотная селекция); амплитудная селекция (ограничение); амплитудно-частотная селекция (в этом случае используют как различие максимальных значений сигнала и помехи, так и различия спектрально-временных свойств); компенсация помех.

Для ослабления импульсных помех применяется также квазисогласованная фильтрация. Отношение сигнал/помеха на выходе КСФ зависит от формы сигнала и АЧХ фильтра. Так, для импульсных сигналов прямоугольной формы длительностью T_c и фильтра в виде одиночного резонансного контура

$$h_{кф}^2 = 0,5h_{с\ max}^2 [1 - \exp(-2\Pi_{кф}T_c)]^2 / \Pi_{кф}^2 \exp(-4\Pi_{кф}T_c).$$

Следовательно, значение $h_{кф}^2$ возрастает с уменьшением полосы пропускания фильтра $\Pi_{кф}$. Однако чрезмерное сужение $\Pi_{кф}$ при длительных сигналах может ухудшить помехоустойчивость приема при сосредоточенных помехах.

Частотная селекция (линейная частотная фильтрация) – основана на сужении полосы пропускания тракта до минимально допустимой, определяемой требуемым качеством воспроизведения сигнала.

Амплитудная селекция – основана на использовании в приемнике ограничителя, т.к. обычно уровень импульсной помехи во много раз выше уровня сигнала (рис. 20.1,а). Площадь импульсной помехи после амплитудного ограничителя уменьшается (рис. 20.1,б), однако импульсная помеха по уровню остается равной сигналу.

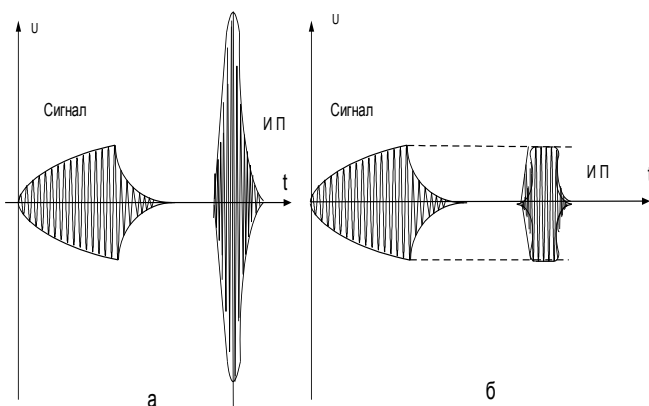


Рис.20.1

При амплитудно-частотной селекции тракт УПЧ строится по схеме ШОУ: широкополосный усилитель – АО – узкополосный усилитель (рис. 20.2), а уровень ограничения устанавливается $U_{ог} = U_{m0}$. При поступлении прямоугольных импульсов помех с амплитудой $U_{пм}$ и длительностью T_n на выходе широкополосного усилителя длительность импульсной помехи незначительно увеличивается, т.е. появляется импульс с экспоненциальной огибающей длительностью $T_n \approx 1/\Pi_{шy}$.



Рис. 20.2

На выходе ограничителя импульсная помеха имеет уровень, равный уровню сигнала, т.е. формируется трапецеидальный импульс с амплитудой $U_{ог} = U_{пм} K_{шy} \exp(-T_n/2\tau_{шy})$, где $K_{шy}$ – коэффициент передачи широкополосного усилителя; $\tau_{шy} \approx 1/3\Pi_{шy}$ – постоянная времени резонансного контура с полосой $\Pi_{шy}$. Длительность этого

импульса $T_n = \frac{2}{3\Pi_{шy}} \ln(U_{пм} K_{шy} / U_{ог})$. В узкополосном фильтре с постоянной времени контура $\tau_{yy} \approx 1/3\Pi_{yy}$ колебания будут нарастать и в момент $t = T_n$ достигнут значения

$$U_{nm} = K_{yy} U_{ог} \{1 - \exp[-2(\Pi_{yy}/\Pi_{шy}) \ln(K_{шy} U_{nm}/U_{ог})]\}^{-1}.$$

Импульсная помеха на его выходе не успевает нарасти до своего максимального значения, поэтому её уровень становится меньше уровня сигнала. Чем шире полоса ШФ-фильтра, тем меньше длительность импульсной помехи на выходе ограничителя и тем сильнее подавляется импульсная помеха в узкополосном фильтре. Узкополосный фильтр работает как интегратор.

Так как амплитуда полезного сигнала, для которого $\Pi_{yy} \approx 1/T_c$, составляет $U_{cm} = K_{шy} K_{yy} U_{cmex}$, то отношение

$$(U_{cm}/U_{nm})_{вых} = \{1 - \exp[-2(\Pi_{yy}/\Pi_{шy}) \ln(U_{cm}/U_{nm})_{ex}]\}^{-1}.$$

Если поставить ещё один ограничитель по минимуму, то от импульсной помехи можно избавиться полностью.

В системе ШОУ частотная селекция осуществляется фильтром, амплитудная – ограничителем.

Для подавления импульсных помех в РПрУ могут использоваться *компенсаторы*, реализующие частотно-фазовую селекцию. В компенсационных системах для борьбы с импульсной помехой помимо основного канала создается дополнительный канал компенсации, в котором искусственно воссоздается помеха, которая в цепи вычитания компенсирует помеху на выходе основного канала (рис. 20.3).



Рис. 20.3

Компенсацию помех можно осуществить после детектирования и до него. Схема последетекторной компенсации имеет вид, представленный на рис. 20.4.

Широкополосные фильтры $\Phi 1$ и $\Phi 2$ соответственно настроены на частоты $f_1 = f_c$ и f_2 , не значительно отстоящую от f_c . Фильтр $\Phi 2$ не пропускает сигнал, а пропускает только импульсную помеху. Необходимо, чтобы $\Phi 1$ и $\Phi 2$ были идентичны.

Если АЧХ фильтров совпадают по форме, тогда импульсная помеха создает на их выходах напряжения $U_{п1}$ и $U_{п2}$ с одинаковыми

огibaющими и разными частотами заполнения (рис. 20.5). На выходе Ф1 напряжения сигнала и импульсной помехи имеют одинаковые частоты и в общем случае разные фазы.

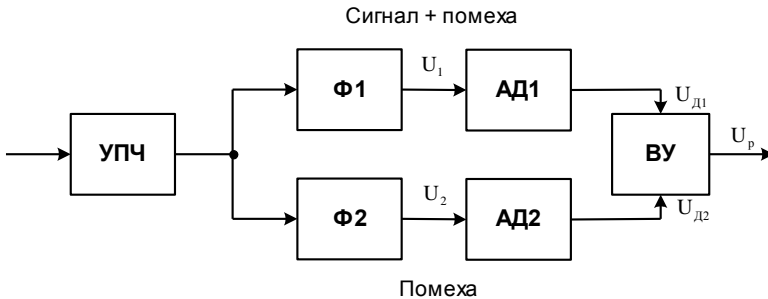


Рис. 20.4

Обозначим разность фаз между U_C и $U_{П}$ – φ , тогда результирующая амплитуда суммы сигнала и помехи на выходе АД1 равна $U_{Д1} = \sqrt{U_C^2 + 2U_C U_{П} \cos \varphi + U_{П}^2}$, а на выходе АД2 – $U_{Д2} = U_{П2}$.

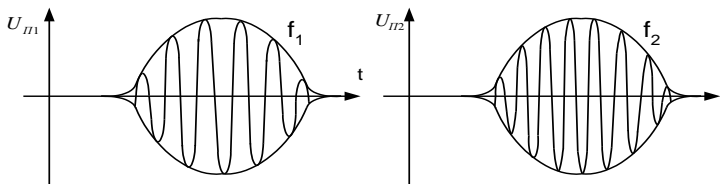


Рис. 20.5

Напряжение на выходе вычитающего устройства

$$U_P = U_{Д1} - U_{Д2} = \sqrt{U_C^2 + 2U_C U_{П} \cos \varphi + U_{П1}^2} - U_{П2},$$

т.е. результат компенсации зависит от разности фаз φ . При равенстве фаз сигнала и помехи $\varphi = 0$ $U_P = \sqrt{(U_C + U_{П1})^2} - U_{П2} = U_C$, т. е. ввиду того, что огибающие $U_{П1}$ и $U_{П2}$ (рис. 20.5) идентичны, после их вычитания происходит полная компенсация импульсной помехи и на выходе действует напряжение сигнала. При $\varphi \neq 0$ полной компенсации нет.

Додетекторная компенсация импульсных помех реализуется схемой, представленной на рис. 20.6, где усилитель-ограничитель

(Огр.) необходим для нормальной работы смесителя по гетеродинному входу.

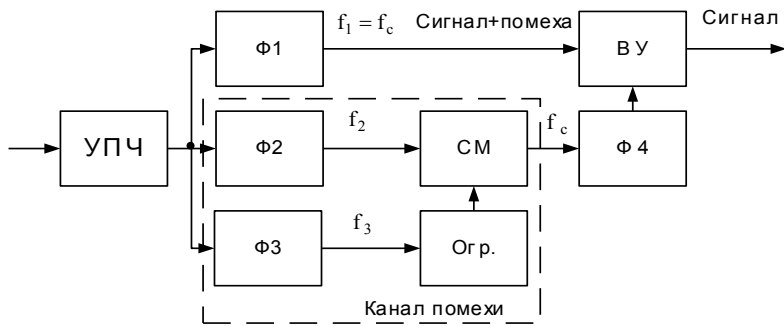


Рис. 20.6

Фильтр Ф1 настроен на частоту сигнала f_c , а Ф2 и Ф3 настроены на частоты f_2 и f_3 , отличные от f_c . АЧХ фильтров Ф1, Ф2, Ф3 имеют вид, изображенный на рис. 20.7.

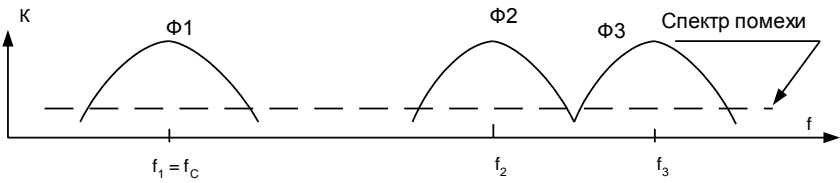


Рис. 20.7

Значения f_2 и f_3 должны быть такими, чтобы их разность равнялась значению частоты f_1 , т.е. $f_3 - f_2 = f_1$. Отклики импульсной помехи на выходах Ф1 и Ф2 имеют одинаковые огибающие, но разные частоты заполнения. Усилитель-ограничитель Огр. необходим для обеспечения нормальной работы смесителя по гетеродинному входу. После смесителя СМ частота f_2 преобразуется в частоту f_c . На выходе фильтра Ф4, настроенного на частоту $f_4 = f_1$, напряжение импульсной помехи имеет ту же частоту и огибающую, что и на выходе Ф1. Поэтому в ВУ (при точной настройке) имеет место полная компенсация импульсной помехи.

Рассмотренные методы неприменимы для борьбы с флуктуационными помехами. Они целесообразны в случаях, когда импуль-

сная помеха является главной. Например, при подавлении помех от систем зажигания в подвижной связи.

20.3. Способы ослабления флуктуационных помех

Флуктуационные помехи (ФП) в РПРУ полностью подавить невозможно, так как часть спектра ФП всегда накладывается на спектр сигнала и принципиально не может быть от него отделена. Поэтому рассмотрим основные способы ослабления ФП.

Частотная селекция осуществляется с помощью фильтров в радиотракте. Ширина спектра сигнала ограничена, а спектр ФП на входе радиотракта практически бесконечен. Радиотракт пропускает составляющие спектра сигнала и те составляющие спектра ФП, которые попадают в его полосу пропускания, при этом ФП ослабляется. Если на вход РПРУ поступает сигнал с дискретным спектром, который имеет вид, представленный на рис. 20.8, то для максимального ослабления ФП в радиотракте реализуется оптимальный фильтр, который имеет гребенчатую форму АЧХ. Составляющие спектра ФП подавляются в промежутках между составляющими спектра сигнала. Это позволяет обнаружить дискретный сигнал на фоне ФП.

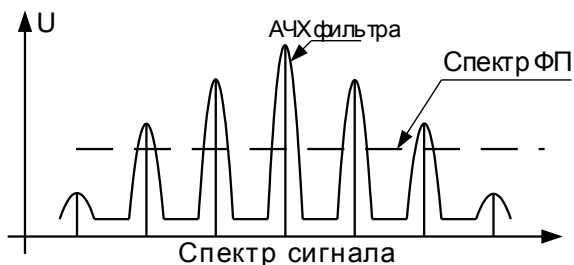


Рис. 20.8

Взаимокорреляционный приём (когерентный). Этот способ ослабления ФП основан на использовании различия в статистических свойствах сигнала и помехи. При взаимокорреляционном приеме форма передаваемого сигнала априорно должна быть полностью известна и воспроизведена с помощью эталонных генераторов. Требование когерентности опорных сигналов существенно усложняет схему приемника и прежде всего из-за системы синхронизации. При передаче дискретной информации двоичные сигналы

на входе РПрУ ($S_1(t)$ – положительная посылка, $S_2(t)$ – отрицательная посылка) появляются с одинаковой вероятностью.

На вход радиотракта РПрУ поступает сумма напряжений ФП $U_n(t)$ и сигнала $S_1(t)$ или $S_2(t)$, т. е. $U_{c+n}(t) = S(t) + U_n(t)$. В результате действия помехи нельзя однозначно определить сигнал какой посылки принимается в данный момент времени.

Алгоритм взаимокорреляционного приема:

- найти произведение суммы сигнала и помехи $U_{c+n}(t)$ и эталонного сигнала $S_1(t)$ или $S_2(t)$, т. е. $U_{c+n}(t) \cdot S_1(t)$ и $U_{c+n}(t) \cdot S_2(t)$;
- усреднить произведение за время, равное длительности каждой элементарной посылки (элемента сигнала);
- сравнить: если $U_{c+n}(t) \cdot S_1(t) > U_{c+n}(t) \cdot S_2(t)$, то принимается решение о приеме сигнала $S_1(t)$;
- если $U_{c+n}(t) \cdot S_1(t) < U_{c+n}(t) \cdot S_2(t)$
- решение о приеме $S_2(t)$.

Схема, реализующая этот способ, представлена на рис. 20.9, где И – интегратор, Х – перемножитель, ФЦ – фазосдвигающая цепь, ЦС – цепь синхронизации, ЭГ – эталонный генератор, Ф – фильтр.

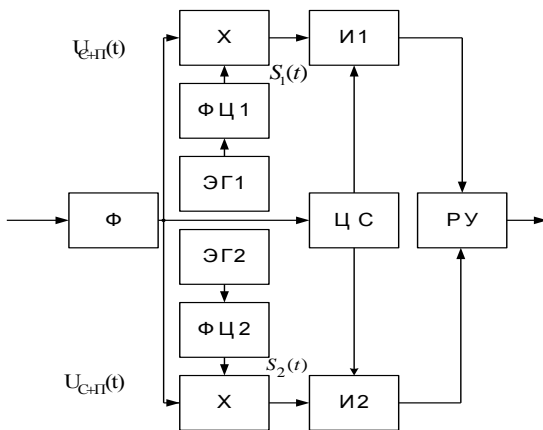


Рис. 20.9

Фазы сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$ с помощью ФЦ устанавливаются равными фазам фактически принятых сигналов. С выходов перемножителей произведения $U_{c+n}(t) \cdot S_1(t)$ и $U_{c+n}(t) \cdot S_2(t)$ интегрируются (усредняются) интеграторами в интервале времени действия эле-

мента сигнала. Время интегрирования определяется цепью синхронизации. Решающее устройство определяет на выходе какого интегратора результат интегрирования имеет большее значение и регистрируется прием сигнала $S_1(t)$ или $S_2(t)$. Недостатками этого способа являются трудность обеспечения точного фазирования эталонных сигналов и точной синхронизации интеграторов.

При неизвестной начальной фазе устраняются эти недостатки применением двухканальных квадратурных схем. Такие схемы отличаются наличием в каждом канале дополнительных фазовращателей и перемножителей.

Автокорреляционный приём (некогерентный). Применяется, если неизвестна частота и форма сигнала на приеме, а все остальные параметры известны. При автокорреляционном приеме в качестве опорного колебания используется принимаемый сигнал, задержанный на некоторое время τ_3 . Схема демодулятора такого приемника приведена на рис. 20.10. Это обусловлено тем, что опорное колебание не создается в месте приема, а порождается самим принимаемым сигналом.

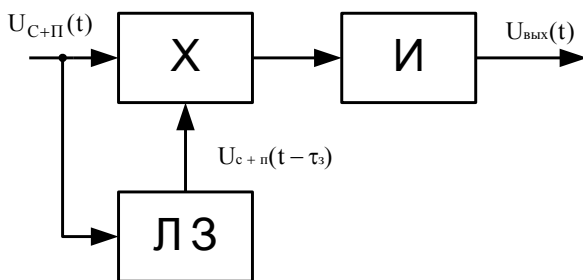


Рис. 20.10

Произведение $U_{с+п}(t) U_{с+п}(t - \tau_3) = [U_n(t) + S(t)] [U_n(t - \tau_3) + S(t - \tau_3)]$ поступает на интегратор. Так как $S(t)$ и $U_n(t)$ некоррелированы (взаимно не связаны), то интеграл от произведения $U_n(t - \tau_3) \cdot S(t)$ и $S(t - \tau_3) \cdot U_n(t)$ равен нулю. При достаточно большой длительности сигнала время задержки τ_3 выбирают достаточно большим, тогда уровень ФП после интегратора станет очень малым, т.к. интеграл $U_n(t) \cdot U_n(t - \tau_3)$ стремится к нулю. Стремятся τ_3 выбирать таким, чтобы обеспечить максимальное значение интеграла от произведения $S(t - \tau_3) \cdot S(t)$. Интеграл от произведения $S(t - \tau_3) \cdot S(t)$ представляет собой периодическую функцию от τ_3 .

21. МЕТОДЫ БОРЬБЫ С МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫМИ ПОМЕХАМИ

Существует проблема создания надежной техники связи с подвижными объектами, находящимися на земле и воде, в воздухе и под водой. Такая техника должна быть мало критична как к рельефу местности и виду среды распространения, так и к традиционным помехам (атмосферным, промышленным, от систем зажигания подвижных средств). Неоднородности среды распространения, порождающие отражения радиоволн, наличие в тракте передачи энергоемких реактивных элементов вызывают отклонения от идеальной передаточной функции канала в занимаемой полосе частот и растягивание во времени (рассеяние) отклика канала на приемной стороне по сравнению с длительностью переданного сигнала. Если в системе связи применяется частотное разделение каналов, то рассеяние по частоте может вызвать перекрытие частотных спектров сигналов и, как следствие, взаимные помехи между каналами. Увеличению частотного рассеяния способствуют такие факторы, как доплеровский сдвиг частоты при относительном перемещении источника и приемника сигналов, а также нестабильность частоты генераторного оборудования каналообразующей аппаратуры. Диэлектрические неоднородности среды распространения искажают плоский фронт радиоволны, что проявляется в виде пространственного рассеяния. При этом в точке приема возникает сложная интерференционная картина замираний, когда напряженность поля зависит от несущей частоты сигнала, времени и вектора координат точки приема. Перечисленные виды рассеяния образуют *мультипликативные помехи*, поскольку передаточная функция канала играет роль сомножителя при принимаемом сигнале. Кроме того, на принимаемый сигнал накладываются аддитивные помехи. Подчеркнем, что от мультипликативных помех нельзя избавиться наращиванием мощности передатчика и ошибки возможны даже при отсутствии аддитивных помех.

Характеристика способов ослабления мультипликативных помех. Замирания сигналов в каналах с рассеянием представляют собой нестационарные случайные процессы. Однако для коротких временных интервалов приближенно их можно считать квазистационарными процессами с сохраняющимися от интервала к интервалу времени законами распределения, но с изменяющимися значениями числовых параметров. Замирания в пределах таких интервалов принято называть быстрыми, а изменения в их

пределах средних по времени значений уровней сигналов — медленными. Быстрые замирания в зависимости от частотного диапазона канала, условий распространения радиоволны делятся на десятых долей секунды до 10с и вызываются в основном случайными амплитудными и фазовыми соотношениями интерферирующих радиоволн при многолучевом распространении. Причинами медленных замираний являются поглощение и рассеяние энергии радиоволн в атмосфере.

Для борьбы с мультипликативными помехами используются различные способы. Так, если рассеяние сигналов обусловлено только фазочастотными факторами, то применяется фазовая коррекция канала. Для ослабления искажений, вызванных пространственным рассеянием, эффективен прием сигналов на несколько пространственно разнесенных антенн.

При замираниях и многолучевом распространении радиоволн разнесенный прием позволяет уменьшить глубину и длительность замираний. Сигнал, составленный из комбинации двух независимо замирающих, будет иметь менее сильные замирания, чем любой одиночный сигнал. Таким образом, уменьшают как глубину, так и длительность замираний.

21.1. Способы формирования каналов разнесенного приема

Существуют различные способы получения независимо замирающих сигналов. Анализ зарубежной и отечественной литературы позволяет классифицировать известные способы формирования каналов разнесенного приема (РП) в виде, представленном на рис. 21.1.

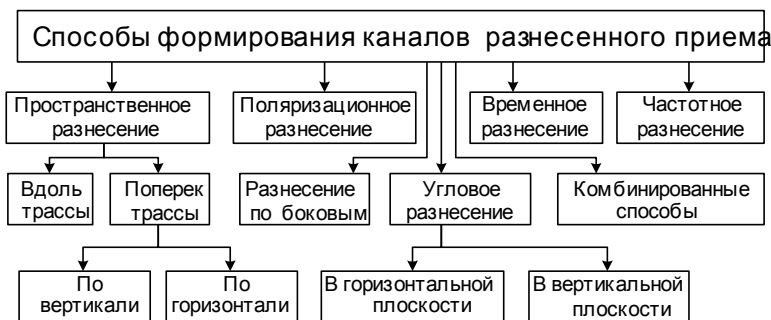


Рис. 21.1

Пространственное разнесение. Пространственное разнесение – самый первый из известных методов, нашедший широкое применение, как в прежние годы, так и в настоящее время в ряде современных систем связи диапазона СВЧ. Он относительно прост в реализации и не требует дополнительного расширения спектра частот. Основное требование состоит в том, чтобы расположение элементов приемной или передающей решетки обеспечивало некоррелированность отдельных составляющих сигнала.

При реальном радиоприеме уровень сигнала в антенне РПрУ меняется из-за непостоянства условий распространения, т.е. происходит замирание сигнала (в КВ- и УКВ-диапазонах).

Принципы РП известны с 1927 г. Метод РП предполагает наличие нескольких отдельных трактов передачи с независимыми замираниями, по которым передается одно и то же сообщение примерно одинакового уровня. Радиоприем одного и того же сообщения обеспечивается с помощью нескольких антенн и радиоприемников. При двоянном приеме разнесение антенн в пространстве на расстояние более 10λ (десяти длин волн) позволяет получить замирания сигнала в каждой антенне практически независимые друг от друга (рис. 21.2). В каждый момент времени уровни принимаемого сигнала на выходах приемников различны.

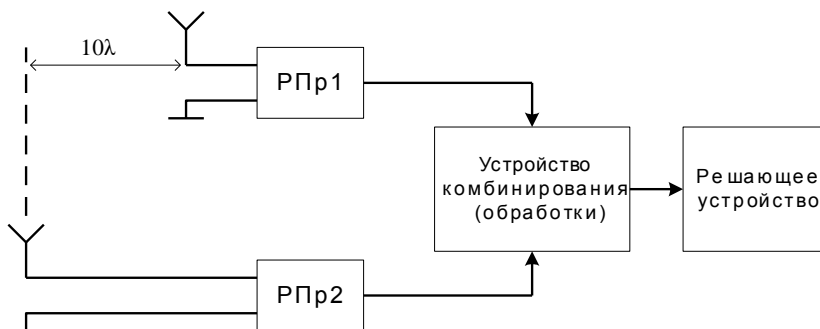


Рис. 21.2

Принимаемые реализации сигналов комбинируются, образуя групповой сигнал, подвергающийся дальнейшей обработке. Групповой сигнал формируют различными методами.

21.2. Методы обработки сигналов при разнесенном приеме

Классификация методов обработки сигналов при разнесенном приеме имеет вид, представленный на рис. 21.3.

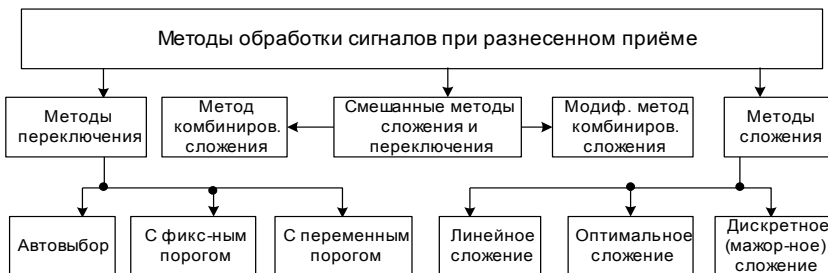


Рис. 21.3

Имеют место две основные группы методов: методы переключения и методы сложения. Комбинация этих методов привела к появлению смешанных методов сложения и переключения.

Различают также до - и последетекторные методы обработки сигналов при разнесенном приеме.

Методы переключения. К методам переключения относятся автовыбор, переключение с фиксированным порогом и переключение с переменным порогом.

В отечественной литературе "автовыбор" классифицируют как "автовыбор с переключением приемников" [3]. Идеальный автовыбор основан на том принципе, что селектор просматривает все имеющиеся входы и подсоединяет к выходу канал с максимальным мгновенным значением отношения сигнал/шум. Математически эту операцию можно записать так:

$$X = \max_i X_j. \quad (21.1)$$

На практике система не может функционировать абсолютно мгновенно, поэтому для успеха необходимо, чтобы собственные постоянные времени селектирующего сумматора были значительно меньше, чем собственные постоянные времени скорости замираний сигнала. Возможность достижения этого зависит от имеющейся ширины полосы приемной системы. В

реальных системах этого типа обычно выбирается тот канал, в котором максимально значение сигнал плюс шум.

Кроме того, необходимость непрерывно контролировать отношение сигнал/шум во всех имеющихся входах делает систему достаточно дорогой, поэтому интерес представляют менее сложные методы переключения с фиксированным и переменным порогом.

Метод переключения с фиксированным порогом [5,6,7], известный как метод разнесения с обратной связью, позволяет иметь на подвижном объекте одну приемную антенну. Сущность метода на примере двукратного разнесения при передаче с центральной станции иллюстрирует рис. 21.4. На подвижной установке имеется передатчик, который информирует базовую станцию о замирании канала при понижении в нем уровня сигнала ниже порога, селектор просматривает входы в определенной последовательности, пока не будет найден сигнал, превышающий заданный порог. Этот сигнал используется до тех пор, пока его уровень не упадет ниже заданного порога, и тогда снова начинается процесс сканирования. В простейшей форме этого метода используются только две антенны, и переключение с одной на другую происходит всякий раз, когда входной сигнал падает ниже определенного порога.

Обычно система срабатывает, переключаясь на другую антенну, при падении сигнала ниже порогового уровня независимо от того, является ли новый сигнал приемлемым или нет.

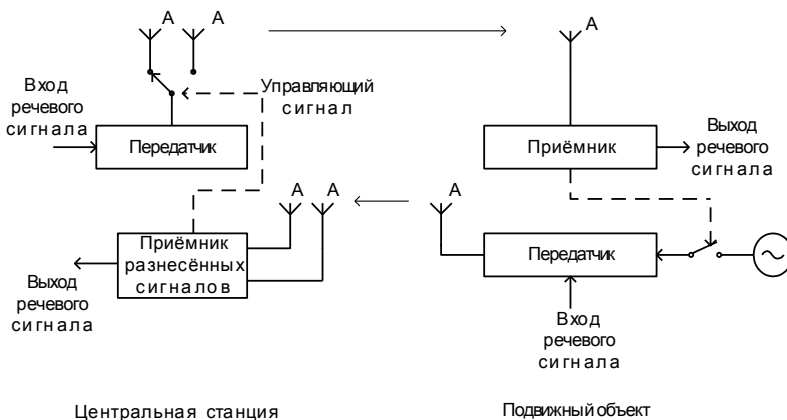


Рис. 21.4

Это предпочтительный режим работы, если автомобиль движется достаточно быстро и часто происходят замирания, но совершенно нежелательно применение такого режима, если автомобиль движется очень медленно или остановился. Пространственно разнесенные антенны в этом случае расположены на базовой станции, где и происходит их переключение. Такой системе свойственна задержка в работе и характеристики ее низки.

В системах с фиксированным порогом всегда имеет место проблема установки порога, который в общем случае будет лучшим лишь в определенной зоне при движении транспортного средства.

Система переключения с переменным порогом, или модифицированная система, может быть представлена в виде схемы, приведенной на рис. 21.5. Здесь СУ – сравнивающее устройство.

При таком методе пороговый уровень меняется в зависимости от значения уровня сигнала вблизи транспортного средства. Учитываются также медленные замирания, имеющие место при движении.

Долговременное усреднение проводят за время, сравнимое с тем, которое необходимо транспортному средству для перемещения на десятки длин волн. Установка аттенюатора определяет, на сколько ниже усредненного за большой промежуток времени может упасть сигнал до переключения.

Ясно, что такая система имеет характеристики лучше, чем для случая переключения с фиксированным порогом. В пределе ее помехоустойчивость стремится к случаю автовыбора.

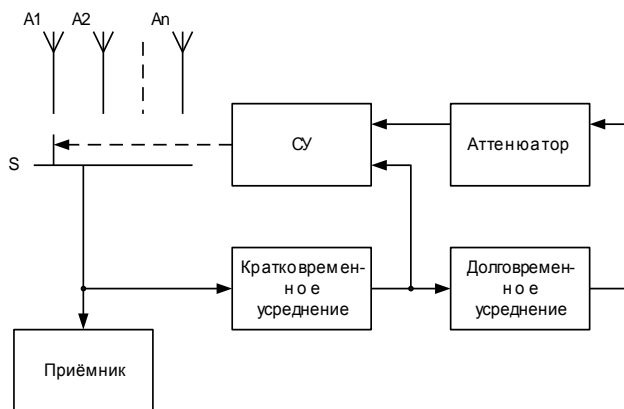


Рис. 21.5

Методы сложения. Методы сложения достаточно подробно описаны в литературе.

При оптимальном сложении [5,6,11] каждый сигнал перед суммированием получает весовой коэффициент пропорционально его отношению сигнал/шум.

На рис. 21.6 поясняется сущность данного метода.

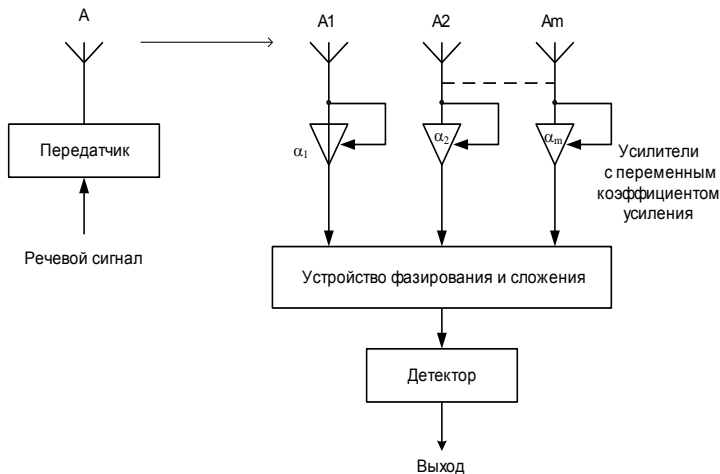


Рис. 21.6

При идеальных условиях оптимальное суммирование дает на выходе отношение сигнал/шум, равное сумме отдельных отношений сигнал/шум. Хотя этот метод включает некоторые сложности в определении весовых коэффициентов, фазировании и в суммирующих цепях, он имеет то преимущество, что позволяет получить на выходе приемлемое отношение сигнал/шум даже если ни один из сигналов в отдельных каналах не является приемлемым самостоятельно. Это, конечно, невозможно при автовыборе.

Линейное сложение аналогично оптимальному, но здесь не делается попытки взвесить сигналы перед сложением. Все коэффициенты усиления ветвей разнесения устанавливаются равными некоторой постоянной величине, например единице. Возможность получения приемлемого сигнала при отсутствии приемлемых сигналов на входах сохраняется, а характеристики несколько хуже, чем у оптимального сложения.

При линейном и оптимальном сложении делается попытка сложить некогерентно шумы, обеспечивая когерентное сложение

сигналов. Происходит небольшое ухудшение характеристик, если входные сигналы имеют слабую корреляцию. Однако в неблагоприятных условиях, когда шум на входах может быть сильно коррелированным, оптимальное суммирование является неидеальным и фактически обеспечивающим наименьшее отношение сигнал/шум на выходе, так как коррелированный шум выступает в качестве сигнала в таком приемнике. В этом случае оптимальным методом является автовыбор [5].

Упрощенная функциональная схема приемника со сложением на промежуточной частоте имеет вид, представленный на рис. 21.7, где БВЧ - блоки высокой частоты; СМ – смесители; Г – гетеродины; УСФ – устройство сравнения фаз, С – сумматор.

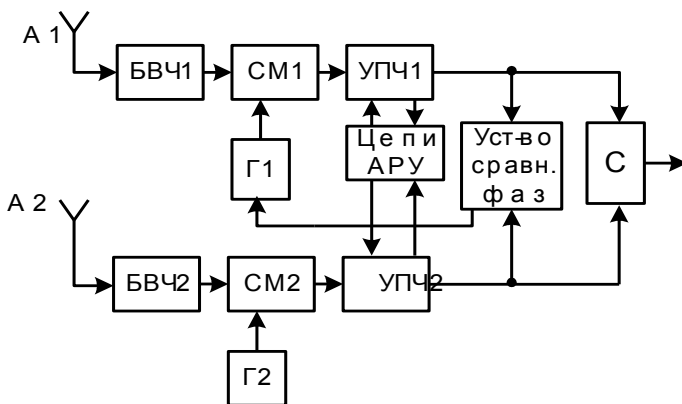


Рис. 21.7

Линейность сложения в такой схеме достигается общей для двух приемников системой автоматической регулировки усиления (АРУ). Когерентность сложения обеспечивается системой автоматической подстройки фазы сигнала одного приемника к другому, включающей в себя гетеродины, смесители, УПЧ и УСФ.

Функциональная схема приемника, реализующего последетекторное оптимальное сложение для случая сдвоенного приема, представлена на рис. 21.8, где УУ – управляемые усилители.

Схема содержит специальные каналы шумов, с помощью которых регулируется усиление в каждом канале в зависимости от уровня помех в них. Такую регулировку можно осуществить по низкой или промежуточной частоте.

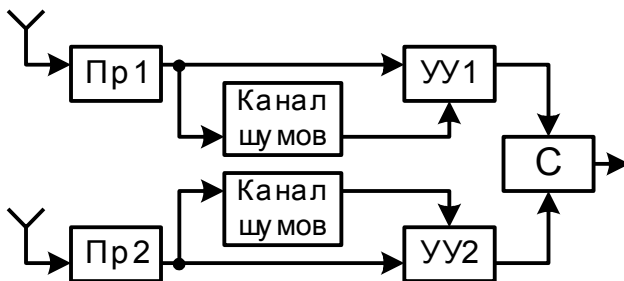


Рис. 21.8

Дискретное (мажоритарное) сложение. Если каналы разнесены по времени, частоте или любым другим способом и в каждом канале используется самостоятельный приемник, то окончательное решение принимается на основании сравнения результатов, полученных в каждом канале. Поскольку все каналы считаются равноправными, то наиболее правдоподобным будет тот символ, который принят в наибольшем числе каналов.

Такой метод объединения каналов может быть применен при любом способе разнесенного приема, при этом способе объединяются (складываются) регенерированные сигналы, полученные в независимых ветвях (каналах) разнесения. Это требуется, например, при комбинированных частотно-временном или пространственно-поляризационном разнесении сигналов в случае, когда приемники расположены в различных пунктах и т.д.

Смешанные методы. Смешанный метод сочетает принципы сложения сигналов с автовыбором.

Методы переключения и линейного сложения являются неоптимальными и эффективны при различных условиях приема. Так, в случае быстрых и глубоких замираний автовыбор обеспечивает лучшие результаты, чем метод линейного сложения, а в случае гладких рэлеевских замираний эффективнее линейное сложение.

Комбинирование алгоритмов переключения и сложения в зависимости от вида замираний и эффективных соотношений сигнал/шум в каналах разнесения реализуется *методом комбинированного сложения*. Этот метод обеспечивает лучшее приближение к оптимальным методам в широком диапазоне изменения условий приема, однако требует усложнения алгоритма обработки и схем его технической реализации.

При реализации алгоритма комбинированного сложения обеспечивается повышение соотношения сигнал/шум при изменении условий приема, однако существенным недостатком метода является неизбежное появление паразитной АМ в моменты перехода от алгоритма автовыбора к алгоритму линейного сложения и наоборот (соответственно положительный и отрицательный скачки) и появление коммутационных помех. Детально эти явления будут рассмотрены ниже.

Модифицированный алгоритм комбинированного сложения свободен от указанных недостатков и достаточно просто реализуется технически на основе устройств с взаимными обратными связями (УВОС). При этом в ситуации, когда эффективнее алгоритм линейного сложения – модифицированный алгоритм превышает параметры линейного сложения и приближается к параметрам оптимальной обработки.

Методы обработки сигналов при разнесенном приеме, как указывалось выше, можно разбить на две группы: *додетекторные* и *последетекторные*.

Так, автовыбор реализуется и до, и после детекторов; методы переключения с фиксированным и переменным порогом применяют только до детектора, а метод дискретного сложения – только после детектора.

При использовании додетекторных методов суммирования возникает проблема фазирования каналов, ибо в противном случае имеют место биения сигналов из-за расфазировки вследствие запаздывания лучей.

21.3. Сравнение методов комбинирования разнесенных сигналов

Предположим, что случайные шумы в каналах некоррелированы, не зависят от сигналов и имеют нулевые средние значения и равные средние квадраты в различных каналах. Улучшение, достигаемое применением разнесенного приема с автовыбором, линейным или оптимальным сложением, сравним с не разнесенным приемом для случая узкополосной модели флуктуирующих независимо и распределенных нормально сигналов [4].

Сравним потенциальные возможности методов комбинирования разнесенных сигналов.

Для наглядности рассмотрим случай сдвоенного приема. Определим, для каких пар величин эффективного отношения сигнал/шум в двух полезных каналах результирующее отношение на

выходе сумматора будет равно некоторой определенной величине γ , при реализации каждого из рассмотренных способов комбинирования разнесенных сигналов. Для этого используем кривые, по осям координат которых отложены эффективные отношения сигнал/шум в каждом канале (рис. 21.9) [4, 13].

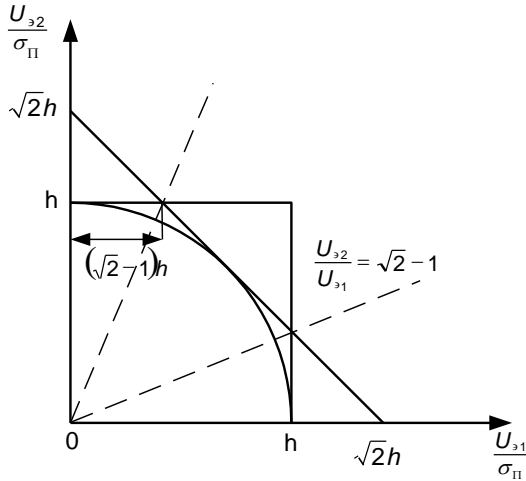


Рис. 21.9

При автовыборе эффективное отношение сигнал/шум на выходе равно γ только тогда, когда это отношение в одном из каналов равно γ , а в другом – изменяется в пределах от 0 до γ . Следовательно, отношение сигнал/шум на входе должно соответствовать какой-либо точке кривой, приведенной на рис. 21.9.

При оптимальном сложении эффективное отношение сигнал/шум на выходе (по теореме Бреннана) равно γ , если только

$$\left(\frac{S_1}{N_{\text{эфф}}} \right)^2 + \left(\frac{S_2}{N_{\text{эфф}}} \right)^2 = \gamma^2.$$

Приведенное выше равенство определяет соответствующую кривую на рис. 21.9 как часть круга в первом квадранте, радиусом γ с центром в начале координат.

При линейном сложении зависимость определяется уравнением

$$\frac{S_1 + S_2}{\sqrt{N_{эфф}^2 + N_{эфф}^2}} = \gamma,$$

откуда

$$\frac{S_1}{N_{эфф}} + \frac{S_2}{N_{эфф}} = \sqrt{2}\gamma.$$

Это уравнение прямой линии (рис. 21.9).

Кривая для оптимального сложения лежит внутри площадки, ограниченной двумя другими кривыми и осями координат. Это означает, что при оптимальном сложении для получения некоторого определенного уровня отношения сигнал/шум на выходе требуются более низкие значения этого отношения в складываемых каналах, чем при других методах. Этот вывод согласуется с тем фактом, что оптимальное сложение всегда реализует максимальное отношение сигнал/шум при нескольких шумящих каналах. При отношении амплитуд входных сигналов S_i в пределах $0,414 < \frac{S_1}{S_2} < \frac{1}{0,414}$ характеристики системы с линейным

сложением лучше характеристик автовыбора, и, наоборот, вне этого интервала автовыбор лучше линейного сложения. Последнее замечание определяет условия, при которых (в рамках настоящего рассмотрения) суперпозиция искаженных шумом сигналов с равным весом приведет к увеличению отношения сигнал/шум.

Кривая для линейного сложения удовлетворительно аппроксимирует кривую для оптимального сложения, пока $0,414 < \frac{S_1}{S_2} < \frac{1}{0,414}$, в то время как кривая для автовыбора хорошо

аппроксимирует кривую для оптимального сложения вне этого интервала. Поэтому хорошим приближением к системе оптимального сложения может служить система, характеристики которой соответствуют характеристикам линейного сложения до тех пор, пока

$0,414 < \frac{S_1}{S_2} < \frac{1}{0,414}$, и характеристикам автовыбора вне этого интер-

вала. Такая система является примером *метода комбинированного сложения*.

При построении рис. 21.9 предполагалось, что каждый канал вносит одинаковую мощность некогерентного шума, следовательно, переменные могут рассматриваться как амплитуды или

эффективные значения сигнала, представленные в соответствующем масштабе.

Метод оптимального сложения следует рассматривать как чисто академический. Характеристики систем, реализующих метод комбинированного сложения, близки к характеристикам оптимального сложения, но для его реализации также необходимо

знание соотношений сигнал/шум в каналах $\left(\frac{U_{\Sigma i}}{\sigma_{\Pi i}}\right)_{\text{ЭФФ}}$. При реали-

зации алгоритма комбинированного сложения в выходном сигнале, в момент перехода от алгоритма автовыбора к алгоритму линейного сложения и наоборот, будут иметь место скачки сигнала (паразитная амплитудная модуляция) и коммутационные помехи.

Рассмотрим временные зависимости процессов, имеющие место при последетекторном комбинировании двух сигналов различными способами. На рис. 21.10,а изображены процессы при реализации автовыбора, линейного и оптимального сложения, причем представлена ситуация, когда сигнал в первом канале U_1 – убывает, а во втором U_2 – нарастает.

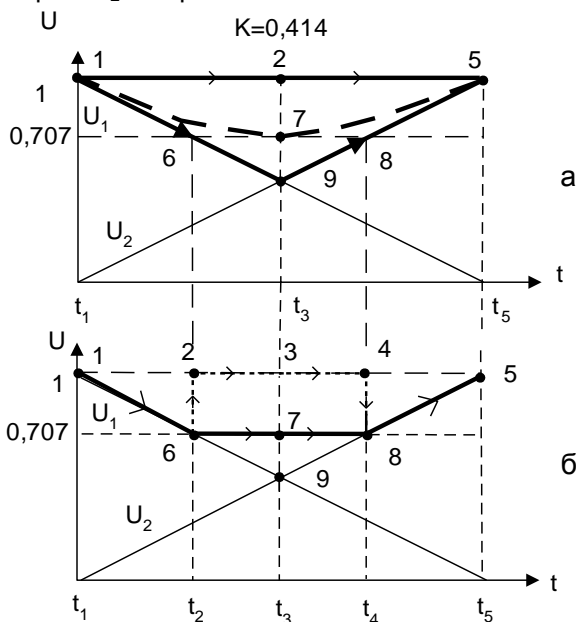


Рис. 21.10

На интервале $t_1 - t_3$ процесс на выходе совпадает с процессом в одном канале U_1 , а на интервале $t_3 - t_5$ – с процессом в другом канале – U_2 . В точке 9, соответствующей моменту времени t_3 , $U_1=U_2$, т.е. процессы в каналах равны – происходит переключение, которое на практике неизбежно сопровождается паразитным коммутационным выбросом. При реализации алгоритма линейного сложения один процесс U_1 линейно убывает, а второй – U_2 с той же скоростью линейно возрастает, поэтому их линейная сумма в интервале $t_1 - t_5$ будет неизменна.

На рис. 21.10,б изображены процессы, имеющие место при реализации алгоритма комбинированного сложения и модифицированного алгоритма комбинированного сложения.

На интервале $t_1 - t_2$ $\frac{U_2}{U_1} < 0,414$, и выходной процесс будет совпадать с U_1 , в момент $t = t_2$ $\frac{U_2}{U_1} = 0,414$, поэтому происходит переход от реализации алгоритма автовыбора к реализации алгоритма линейного сложения и, в соответствии с рис. 21.10,б, этот переход сопровождается скачком результирующего процесса из точки 6 в точку 2, а именно, от уровня 0,707 до 1 (при нормированных U_1 и U_2).

На интервале $t_2 - t_4$, $0,414 \leq \frac{U_2}{U_1} \leq \frac{1}{0,414}$, поэтому процесс, являющийся результатом комбинирования (сложения), пройдет через точки 2, 3, 4, останется неизменным и равным сумме процессов U_1 и U_2 . В точке 4 (момент t_4) $\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{0,414}$ происходит обратный переход от реализации алгоритма линейного сложения к автовыбору и, соответственно, результирующий процесс скачкообразно перейдет из точки 4 в точку 8 (изменится от 1 до 0,707). На интервале $t_4 - t_5$ $\frac{U_2}{U_1} > \frac{1}{0,414}$, и вновь реализуется алгоритм автовыбора, только теперь результирующий процесс совпадает с U_2 .

Сопоставление процессов, представленных на рис. 21.10,б, показывает, что модифицированный алгоритм, с точки зрения формирования результирующего процесса, в моменты времени $t_2 - t_4$ обеспечит его прохождение через точки 6, 7, 8, а не через точки 6, 2, 3, 4, 8, как при реализации рассмотренного выше алгоритма комбинированного сложения. Указанные свойства могут быть обеспе-

чены путем усложнения части схемы, реализующей линейное сложение, за счет дополнительного введения блоков, которые при переходе соотношения процессов в каналах через значения $\frac{U_1}{U_2} = 0,414$ и $\frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{0,414}$ будут соответственно увеличивать или уменьшать коэффициенты усиления процессов в каналах. При этом могут быть использованы имеющиеся цепи автоматической регулировки усиления (АРУ) либо может быть поставлен на выходе один дополнительный усилитель с управляемым скачкообразно коэффициентом усиления.

Выше отмечалось, что одной из основных проблем при реализации оптимального сложения является необходимость измерения соотношений сигнал/шум в каналах. При реализации алгоритма комбинированного сложения знание соотношений сигнал/шум в каналах также необходимо, так как именно при соотношениях

$$0,414 \leq \frac{U_{\Sigma 1} / \sigma_{\Pi 1}}{U_{\Sigma 2} / \sigma_{\Pi 2}} \leq \frac{1}{0,414}$$

должно происходить переключение с одного

алгоритма на другой.

При обработке сигналов в реальных условиях получатель имеет дело с суммами сигналов и помех $U_1 = U_{\Sigma 1} + \sigma_{\Pi 1}$ и $U_2 = U_{\Sigma 2} + \sigma_{\Pi 2}$. Обычно можно полагать $\sigma_{\Pi 1} = \sigma_{\Pi 2} = \sigma_{\Pi}$, тогда усредненное отношение сигнал/шум запишется в виде

$$\frac{1}{2} \left(\frac{U_{\Sigma 1}}{\sigma_{\Pi 1}} + \frac{U_{\Sigma 2}}{\sigma_{\Pi 2}} \right) = \frac{U_{\Sigma 1} + U_{\Sigma 2}}{2\sigma_{\Pi}} = \left(\frac{U_{\Sigma}}{\sigma_{\Pi}} \right)_{CP}$$

Можно установить связь между усредненным соотношением сигнал/шум и соотношением процессов в каналах

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{U_{\Sigma 1} + \sigma_{\Pi 1}}{U_{\Sigma 2} + \sigma_{\Pi 2}} = \frac{U_{\Sigma 1} / \sigma_{\Pi} + 1}{U_{\Sigma 2} / \sigma_{\Pi} + 1}. \quad (21.2)$$

Обозначим $\frac{U_1}{U_2} = K$. Тогда зависимость $K = f \left(\frac{U_{\Sigma}}{\sigma_{\Pi}} \right)_{CP}$, построенная по формуле (21.2), имеет вид, представленный на рис. 21.11.

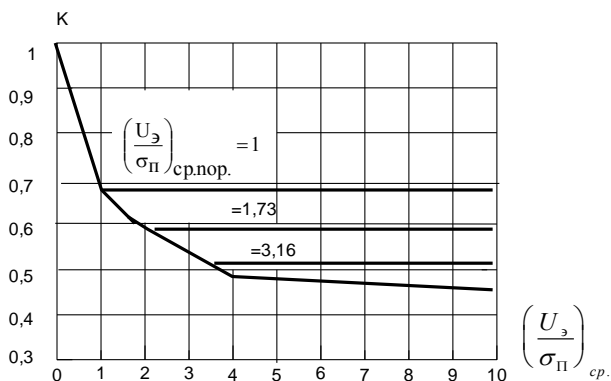


Рис. 21.11

Из его рассмотрения следует, что при изменении $\left(\frac{U_{\text{э}}}{\sigma_{\text{П}}}\right)_{\text{ср}}$ от 0,5 до 10 величина K , соответствующая соотношению

$$0,414 \leq \frac{U_{\text{э}1}/\sigma_{\text{П}1}}{U_{\text{э}2}/\sigma_{\text{П}2}} = \frac{U_{\text{э}1}}{U_{\text{э}2}} \leq \frac{1}{0,414},$$

меняется от 0,75 до 0,45.

Рассмотрим детально процессы, происходящие при реализации метода комбинированного сложения (рис. 21.12) с учетом требований, направленных на устранение паразитной АМ и коммутационных помех, а также процессы U_1 (убывающий линейно) и U_2 (нарастающий линейно).

В интервале $0 - t_1$ формируемый результирующий процесс должен совпадать с U_1 , т.е. при $U_1 > U_2/K$ коэффициент передачи процесса U_1 должен иметь значение $K_{\text{П}1}=1$, а коэффициент передачи процесса U_2 – значение $K_{\text{П}2}=0$. В интервале $t_3 - t_4$ формируемый процесс должен совпадать с U_2 , т.е. при $U_2 > \frac{U_1}{K}$ коэффициенты

передачи процессов U_1 и U_2 должны иметь значения $K_{\text{П}2}=1$, а $K_{\text{П}1}=0$. Необходимо, чтобы в момент времени t_2 процессы U_1 и U_2 были равны и ослаблены таким образом, чтобы их сумма $(U_1^{(1)} + U_2^{(1)})$ совпала с точкой 6 (см. рис. 21.12).

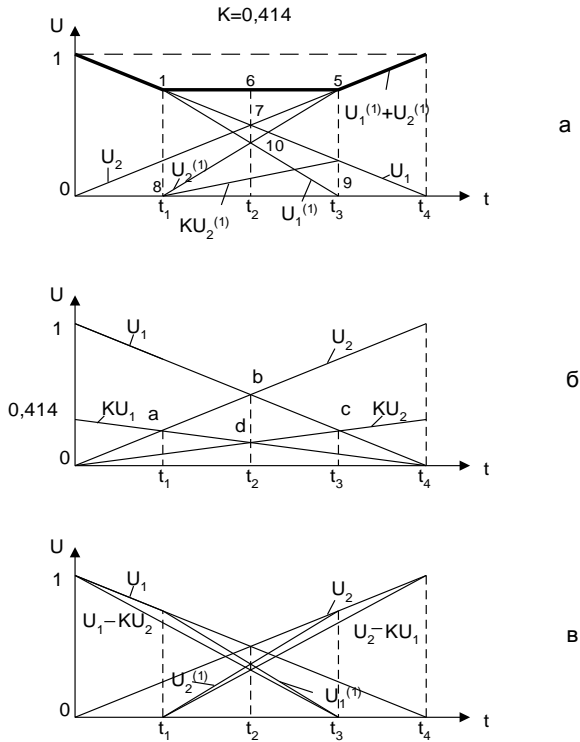


Рис. 21.12

В моменты времени t_1 и t_3 , как показано выше, $U_1^{(1)}$ и $U_2^{(1)}$ соответственно должны быть равны нулю. При этом на интервале $0 - t_1$ $U_2^{(1)} = 0$, а на интервале $t_3 - t_4$ $U_1^{(1)} = 0$. Из рассмотрения рис. 21.12 видим, что для выполнения поставленных условий процесс $U_1^{(1)}$ на участке $0 - t_1$ должен совпадать с U_1 , а на участке $t_1 - t_3$ должен убывать быстрее, чем U_1 ($K_{П1} < 1$), и, проходя через точки 1, 10, 9, он должен достигать нулевого значения в точке 9 (момент t_3), оставаясь равным 0 на интервале $t_3 - t_4$.

Аналогично процесс $U_2^{(1)}$ на интервале $0 - t_1$ равен нулю, на интервале $t_1 - t_3$ быстро нарастает, проходя через точки 8, 10, 5 и достигая значения U_2 в момент t_3 (точка 5), далее на интервале $t_3 - t_4$ он совпадает с процессом U_2 . Простое геометрическое рас-

смотрение рис. 21.12 показывает, что при домножении процессов U_1 и U_2 на коэффициенты $K_{П1}$ и $K_{П2}$ формируются процессы $U_1^{(1)}$ и $U_2^{(1)}$, при этом суммарный процесс $U_1^{(1)} + U_2^{(1)}$ реализует все достоинства метода комбинированного сложения, он свободен от его недостатков – паразитной АМ и коммутационных помех. Процедуры направленного воздействия на процессы U_1 и U_2 должны быть просто реализуемыми, не требовать дополнительной априорной информации и не содержать операций коммутации.

Для получения выражений коэффициентов передачи $K_{П1}$ и $K_{П2}$ построим вспомогательные зависимости KU_1 и KU_2 на рис. 21.12, б. Эти зависимости пересекаются с зависимостями U_1 и U_2 в точках а ($U_2=KU_1$) и с ($U_1=KU_2$), при этом U_1 и U_2 пересекаются в точке в (точка 7), а зависимости KU_1 и KU_2 – в точке d. Именно в точке а выполняется соотношение $K = U_2/U_1$, а в точке с – соотношение $K = U_1/U_2$, т.е. точки а и с соответствуют моментам времени t_1 и t_3 соответственно, в которых происходит переход от алгоритма автовыбора к линейному сложению и наоборот. Рассмотрение показывает, что для того чтобы сформированный из U_1 процесс в момент времени t_3 был равен 0, достаточно вычесть из него значение KU_2 , т.е.

$$U_1^{(1)} \Big|_{t=t_3} = U_1 - KU_2.$$

Построим зависимость $(U_1 - KU_2) = f(t)$ на рис. 21.12, в. В момент $t = 0$ она совпадает с U_1 , а в момент $t = t_3$ – с $U_1^{(1)}$, во все остальные моменты времени она проходит ниже U_1 и искомой $U_1^{(1)}$. При этом интервал времени $0 - t_1$ нас не интересует, а на интервале $t_1 - t_3$ для получения искомой зависимости достаточно изменить крутизну функции $f(t) = (U_1 - KU_2)$.

Определим необходимый коэффициент, на который следует домножить $f(t)$, для получения зависимости $U_1^{(1)}(t)$ на интервале $t_1 - t_3$. Пусть в соответствии с рис. 21.12, а

$$U_1 = 1 - At ; \quad U_2 = Bt .$$

Для простоты положим симметричность процессов, т.е. $A=B=1$, тогда $U_1 = 1 - t$; $U_2 = t$. Составим уравнение для момента времени $t = t_1$, учитывая, что в этой точке $KU_1 = U_2$, получим выражение $K(1 - t_1) = t_1$, откуда $t_1 = \frac{K}{1+K}$.

Зная t_1 , определим величины U_1 и $f(t) = (U_1 - KU_2)$:

$$U_1 = 1 - t_1 = 1 - \frac{K}{1+K} = \frac{1}{1+K};$$

$$U_1 - KU_2 = \frac{1}{1+K} - Kt_1 = \frac{1}{1+K} - \frac{K^2}{1+K} = 1 - K$$

и определим соотношение

$$\frac{U_1}{U_1 - KU_2} = \frac{1}{1+K} : (1-K) = \frac{1}{1-K^2}.$$

Таким образом, в точке $t=t_1$ процесс U_1 в $\frac{1}{1-K^2}$ раз больше процесса $(U_1 - KU_2)$. Ясно, что этот коэффициент справедлив на всем участке $t_1 - t_3$. Аналогичная зависимость может быть получена и для процесса U_2 . С учетом всего изложенного, можно записать

$$U_1^{(1)} = (U_1 - KU_2) \frac{1}{1-K^2} \text{ при } KU_2 \leq U_1 \leq \frac{U_2}{K}; \quad (21.3)$$

$$U_2^{(1)} = (U_2 - KU_1) \frac{1}{1-K^2} \text{ при } KU_1 \leq U_2 \leq \frac{U_1}{K}.$$

Учитывая соотношение (21.3), можем записать выражения для нормированных коэффициентов передачи процессов $K_{П1}$ и $K_{П2}$:

$$K_{П1} = \frac{U_1^{(1)}}{U_1} = \begin{cases} 1; & U_1 \geq \frac{U_2}{K}; \\ \frac{U_1 - KU_2}{U_1} \frac{1}{1-K^2}; & \frac{U_2}{K} \geq U_1 \geq KU_2; \\ 0; & U_1 \leq KU_2; \end{cases} \quad (21.4)$$

$$K_{П2} = \frac{U_2^{(1)}}{U_2} = \begin{cases} 1; & U_2 \geq \frac{U_1}{K}; \\ \frac{U_2 - KU_1}{U_2} \frac{1}{1-K^2}; & \frac{U_1}{K} \geq U_2 \geq KU_1; \\ 0; & U_2 \leq KU_1. \end{cases}$$

Для соотношений процессов U_i, U_j при

$$K < \frac{U_i}{U_j} < \frac{1}{K} \quad (21.5)$$

выражения (21.4) можно записать в виде

$$K_{\Pi i} = \left(1 - K \frac{U_j}{U_i}\right) \frac{1}{1 - K^2}; \quad KU_j \leq U_i \leq \frac{U_j}{K};$$

$$K_{\Pi j} = \left(1 - K \frac{U_i}{U_j}\right) \frac{1}{1 - K^2}; \quad KU_i \leq U_j \leq \frac{U_i}{K} \quad . \quad (21.6)$$

Требованиям реализации соотношений (21.3) при условии (21.5) без использования операций коммутации удовлетворяют структуры с взаимными обратными связями [10]. Такая схема имеет вид, представленный на рис. 21.13.

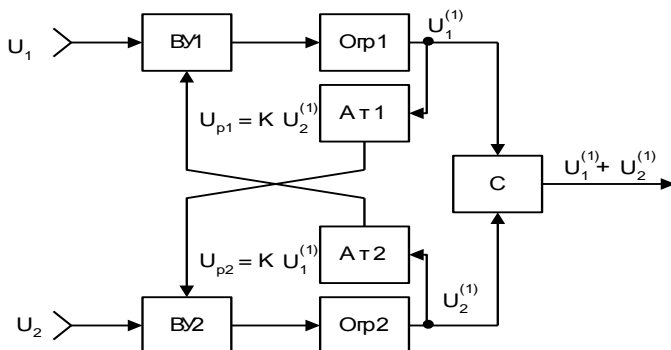


Рис. 21.13

Из рассмотрения устройства очевидно, что оно реализует процедуры вида

$$U_i^{(1)} = U_j - KU_i \quad \text{при } U_j > KU_i,$$

однако реализуемость устройством домножения на величину $\frac{1}{1 - K^2}$ и выполнения условий (21.5) не очевидны. Последнее следует из работы [10] и будет показано ниже.

Основное, что следует из рассмотрения рис. 21.13, это отсутствие в устройстве операций коммутации, а следовательно, оно

реализует синтезированный алгоритм и в то же время свободно от основных недостатков метода комбинированного сложения – коммутационных помех и паразитной АМ. Таким образом, простое геометрическое рассмотрение процессов при реализации различных методов комбинирования позволило наложить требования на их изменение во времени, получить необходимые зависимости коэффициентов домножения для направленного изменения исходных процессов и, в конечном счете, синтезировать структуру устройства обработки, обладающего заданными свойствами.

Однако устройство, изображенное на рис. 21.13, будет квазиоптимальным только при фиксированном значении соотношения сигнал/шум в соответствии с зависимостью, представленной на рис. 21.11. Для обеспечения квазиоптимальности схемы во всем диапазоне изменения соотношений сигнал/шум необходимо измерять и соответственно изменять значения K . Схему, представленную на рис. 21.13, в соответствии с изложенным следует дополнить измерителем соотношения сигнал/шум и блоком регулировки глубины ослабления сигналов K в аттенюаторах Ат.1 и Ат.2. Таким образом, обеспечение квазиоптимальности в широком диапазоне усложняет схему, и ее достоинство, с точки зрения простоты, перед оптимальной делается незначительным. Рассмотрение зависимости, представленной на рис. 21.11, показывает, что при увеличении $(U_{\Sigma}/\sigma_{\Pi})_{\text{CP}}$ от 4 до 10 величина K должна уменьшаться всего от 0,5 до 0,414, а при уменьшении $(U_{\Sigma}/\sigma_{\Pi})_{\text{CP}}$ от 4 до 1 величина K должна увеличиваться от 0,5 до 0,66. Откуда следует, что нет необходимости в обеспечении изменения K во всем диапазоне изменения соотношений сигнал/шум, особенно в области больших сигналов. При этом очевидно, что в отличие от случая оптимального сложения при реализации модифицированного алгоритма комбинированного сложения требования к точности измерения соотношения сигнал/шум не столь жесткие.

Итак, изложенное выше с учетом неполноты априорных сведений о параметрах сигналов и помех позволяет окончательно сформулировать требования к схеме, реализующей модифицированный алгоритм комбинированного сложения.

Модифицированный алгоритм комбинированного сложения наряду с указанными достоинствами на участке реализации алгоритма линейного сложения обеспечивает повышение соотношения сигнал/шум (большой процесс домножается на больший коэффициент). Алгоритм менее критичен к точности измерения соотноше-

ния сигнал/шум, что позволяет в условиях неполноты априорных сведений о параметрах сигналов и помех пользоваться оценками соотношения сигнал/шум.

Схема, реализующая модифицированный алгоритм комбинированного сложения при сдвоенном разнесенном приеме, имеет вид, представленный на рис. 21.14, где Изм. – измеритель усредненного соотношения сигнал/шум.

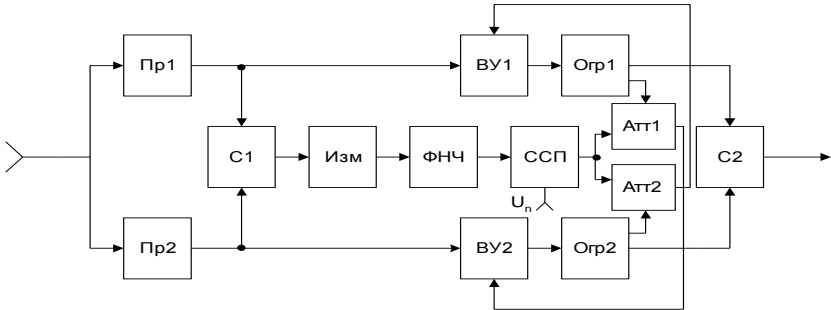


Рис. 21.14

Из зависимости, представленной на рис. 21.11, следует, что в области малых значений сигнал/шум скорость изменения K выше, чем в области больших, поэтому, учитывая то, что получить хорошую оценку отношения сигнал/шум трудно, особенно при неполноте априорных данных о характере замираний, и то, что при больших сигналах помехоустойчивость высокая, целесообразно осуществлять подстройку параметра K только в области малых сигналов.

Поэтому пороговый уровень $(U_{\Sigma}/\sigma_{\Pi})_{\text{СР.ПОР}}$ следует устанавливать из соображений требуемого качества обработки с учетом ожидаемого диапазона изменения отношения $(U_{\Sigma}/\sigma_{\Pi})_{\text{СР}}$. Постоянная времени ФНЧ, осуществляющего усреднение отношения сигнал/шум, также выбирается в соответствии с ожидаемым видом и скоростью замираний сигнала и также зависит от соотношения сигнал/шум.

Когда уровень сигнала на входе схемы сравнения с порогом ССП станет ниже установленного значения, вырабатывается сигнал регулирования коэффициента передачи аттенуаторов K в соответствии с зависимостью $K = f(U_{\Sigma}/\sigma_{\Pi})_{\text{СР}}$. При

$\left(\frac{U_{\Sigma}}{\sigma_{\Pi}}\right)_{\text{СР}} > \left(\frac{U_{\Sigma}}{\sigma_{\Pi}}\right)_{\text{СР.ПОР}}$ коэффициенты передачи постоянны и равны

значению K , соответствующему пороговой величине отношения сигнал/шум (рис. 21.11).

На рис. 21.11 представлены зависимости $K = f(U_{\Sigma}/\sigma_{\Pi})_{\text{СР}}$ для трех значений пороговых величин отношения сигнал/шум: 1 (по мощности 1), 1,73 (по мощности 3) и 3,16 (по мощности 10). Таким образом, в устройстве требования к точности измерения соотношения сигнал/шум невысоки, нет необходимости его измерения в каждом канале и в реальном масштабе времени.

Отсутствие априорной информации о соотношении сигнал/шум и о характере процессов делает невозможным эффективное применение известных алгоритмов. Устройство, реализующее синтезированный алгоритм, даже при значительной ошибке в установке величины K , всегда будет обладать более высокими характеристиками, чем устройства, реализующие любой из рассмотренных выше алгоритмов.

Как следует из изложенного выше, применение модифицированного метода комбинированного сложения позволяет устранить паразитную АМ и коммутационные помехи, что приводит к повышению реальной помехоустойчивости. Очевидно, что все достоинства метода комбинированного сложения в части инвариантности к виду закона распределения замираний сохраняются при реализации модифицированного алгоритма.

Рассмотрение алгоритма (21.3) показывает, что на участке реализации алгоритма сложения повышается эффективное отношение сигнал/шум, когда и сигнал и шумы линейно складываются, при реализации модифицированного алгоритма больший процесс уменьшается в меньшей степени, а меньший процесс – в большей. Это приводит к тому, что эффективное значение отношения сигнал/шум определится не соотношением (21.9), как при линейном сложении, а соотношением (21.10).

Сопоставим различия эффективных значений отношения сигнал/шум, получаемых при оптимальном и линейном сложении и

при комбинированном сложении на участке $K \leq \frac{U_{\Sigma 1}}{U_{\Sigma 2}} \leq \frac{1}{K}$ и при

модифицированном методе комбинированного сложения на том же участке для случая двоянного приема.

В соответствии с теоремой Бреннана, при оптимальном сло-

жении в случае $\sigma_{\Pi 1} = \sigma_{\Pi 2}$ имеем

$$h_{\text{опт}} = \sqrt{\left(\frac{U_{\text{Э1}}}{\sigma_{\Pi 1}}\right)^2 - \left(\frac{U_{\text{Э2}}}{\sigma_{\Pi 2}}\right)^2} = \frac{\sqrt{U_{\text{Э1}}^2 + U_{\text{Э2}}^2}}{\sigma_{\Pi}}. \quad (21.7)$$

При автовыборе

$$h = \begin{cases} \frac{U_{\text{Э1}}}{\sigma_{\Pi}}; & U_{\text{Э1}} > U_{\text{Э2}}; \\ \frac{U_{\text{Э2}}}{\sigma_{\Pi}}; & U_{\text{Э2}} > U_{\text{Э1}}. \end{cases} \quad (21.8)$$

При линейном сложении

$$h = \frac{U_{\text{Э1}} + U_{\text{Э2}}}{\sqrt{\sigma_{\Pi 1}^2 + \sigma_{\Pi 2}^2}} = \frac{U_{\text{Э1}} + U_{\text{Э2}}}{\sqrt{2} \cdot \sigma_{\Pi}}. \quad (21.9)$$

При модифицированном алгоритме комбинированного сложения

$$h_{\text{м}} = \begin{cases} \frac{U_{\text{Э1}}}{\sigma_{\Pi}}; & \frac{U_{\text{Э1}}}{U_{\text{Э2}}} \geq \frac{1}{K}; \\ \frac{U_{\text{Э1}} + U_{\text{Э2}}}{\sigma_{\Pi}} \frac{1-K}{\sqrt{\left(1-K \frac{U_{\text{Э2}}}{U_{\text{Э1}}}\right)^2 + \left(1-K \frac{U_{\text{Э1}}}{U_{\text{Э2}}}\right)^2}}; & K \leq \frac{U_{\text{Э1}}}{U_{\text{Э2}}} \leq \frac{1}{K}; \\ \frac{U_{\text{Э2}}}{\sigma_{\Pi}}; & \frac{U_{\text{Э2}}}{U_{\text{Э1}}} > \frac{1}{K}. \end{cases} \quad (21.10)$$

Пусть $\frac{U_{\text{Э2}}}{\sigma_{\Pi}} = 1$, а $\frac{U_{\text{Э1}}}{\sigma_{\Pi}}$ меняется в пределах от 0 до $\frac{1}{K}$ при $K = 0,414$. В результате вычислений эффективного значения соотношения сигнал/шум для оптимального сложения $h_{\text{опт}}$ (21.7), комбинированного сложения $h_{\text{к}}$ (21.8), (21.9) и модифицированного алгоритма комбинированного сложения $h_{\text{м}}$ (21.10), а также относи-

тельных отклонений значений $h_K(\delta_K)$ и $h_M(\delta_M)$ от $h_{\text{ОПТ}}$ и рассчитана разница отклонений δ (в %) в зависимости от соотношения $\frac{U_{\text{Э1}}}{U_{\text{Э2}}}$. Погрешность будет максимальной при $\frac{U_{\text{Э1}}}{U_{\text{Э2}}} = K$ и различной

для обычного и модифицированного методов при $\frac{U_{\text{Э1}}}{U_{\text{Э2}}} < 1$. При

$\frac{U_{\text{Э1}}}{U_{\text{Э2}}} > K$ погрешности обоих методов одинаковы.

На интервале $K < \frac{U_{\text{Э1}}}{U_{\text{Э2}}} < \frac{1}{K}$ модифицированный алгоритм

комбинированного сложения обеспечивает большее значение эффективного отношения сигнал/шум, хотя и не намного (до 2 %), чем обычный метод комбинированного сложения. На участке реализации автовыбора оба алгоритма равноценны.

Помехоустойчивость устройства, реализующего модифицированный метод комбинированного сложения, будет выше помехоустойчивости, обеспечиваемой устройством, реализующим метод комбинированного сложения по трем причинам: устранение паразитной АМ, устранение коммутационных помех, повышение отношения сигнал/шум. Исследования, проведенные в [10] показали, что применение двух и более последовательно включенных УВОС с различными значениями $K < 1$ позволяет приблизить характеристики модифицированного метода комбинированного сложения к оптимальному алгоритму. Во всех случаях, когда имеет место изменение закона распределения замираний, целесообразно применение модифицированного метода комбинированного сложения сигналов при разнесенном приеме.

Прежде чем сделать окончательный вывод о пригодности метода комбинирования разнесенных сигналов, его необходимо рассмотреть также с практической точки зрения. Экспериментальные исследования оптимального сложения показали, что значение этого метода может стать академическим, потому что:

– оборудование и устройства даже для оптимального последетекторного сложения требуют значительно большего числа элементов и цепей, чем оборудование и устройства для линейного сложения и автовыбора;

– при прочих равных условиях характеристики устройств для оптимального сложения могут оказаться хуже характеристик уст-

ройств для линейного сложения вследствие неизбежных эксплуатационных разрегулировок, к которым система для оптимального сложения оказывается значительно более критичной;

– схемы додетекторного оптимального сложения неудовлетворительны (с практической точки зрения).

Эти трудности обусловлены сложными операциями, необходимыми для реализации оптимального сложения полезных сигналов.

Линейное сложение до детектора имеет существенные преимущества как перед линейным, так и перед оптимальным сложением после детектора в отношении порога удовлетворительного приема в присутствии случайных шумов, если только процесс демодуляции не сводится к неискаженному переносу полезного спектра. Это основано на том, что сложение до детектора позволяет улучшить отношение сигнал/шум до прохождения смеси сигнала и шума через детектор, в котором могут иметь место необратимые понижения этого отношения.

Другие методы комбинирования сигналов также вызывают некоторые трудности при их использовании. Заслуживают внимания следующие из них.

1. Переключение в цепях после детектора вызывает переходные процессы, которые могут быть недопустимо велики. Переходный процесс, происходящий при переключении до детектора, оказывается значительно меньше, однако при этом возникает другой тип переходного процесса, недопустимый в системах с частотной или фазовой модуляцией: переключение с одной несущей на другую, мгновенная фаза которой отличается от первой, вызовет скачок фазы, а следовательно, частотный импульс. Величина этого импульса может быть существенно уменьшена включением в приемник до переключающего устройства цепей автоматической подстройки фазы.

2. При линейном сложении требуется весьма тщательное управление усилениями в приемных каналах, чтобы обеспечить одинаковое усиление, т.е. равный вес складываемых сигналов. Следовательно, цепи до сумматора должны иметь идентичные характеристики передачи. Для этого необходимо использовать схему общей автоматической регулировки усиления.

3. Сложение до детектора требует добавления цепей управления фазой, обеспечивающих сложение сигналов в фазе. При разнесении по частоте два сигнала с разными частотами должны возбуждаться одним генератором, модулироваться одним и тем же

сигналом, а затем преобразовываться по частоте. В приемнике разнесенные по частоте сигналы должны быть до сложения гетеродинированы таким образом, чтобы на входе сумматора получилась одна и та же частота.

4. Модифицированный метод комбинированного сложения может быть реализован до и после детектора и обеспечивает определенную инвариантность к условиям приема.

Библиографический список

1. Радиоприемные устройства: Учебник для вузов/ Н.Н. Фомин, Н.Н. Буга, О.В. Головин и др.; Под ред. Н.Н. Фомина. М.: Радио и связь, 1996. 512 с.

2. Плаксиенко В.С. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное пособие. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 1999. 108 с.

3. Плаксиенко В.С. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное пособие. Часть 2. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2000. 112 с.

4. Плаксиенко В.С., Плаксиенко Н.Е. Устройства приема и обработки сигналов. Учебное пособие: Часть 3. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2001. 52 с.

5. Багдади Е.Д. Лекции по теории систем связи. М.: Мир, 1964. 402 с.

6. Андронов И.С., Финк Л.М. Передача дискретных сообщений по параллельным каналам. М.: Сов. радио, 1971. 406 с.

7. Зюко А.Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи. М.: Связь, 1972. 360 с.

8. Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ / Под ред. У.К.Джейкса. М.: Связь, 1979. 520 с.

9. Плаксиенко В.С. Разнесенный прием в системах обработки сигналов. Таганрог, ТРТИ, 1981. 52 с.

10. Плаксиенко В.С. Метод комбинированного сложения в задачах приема и обработки сигналов. Монография. Деп. в ВИНТИ, №3731-В99 от 15.12.1999. 408 с.

11. Сикарев А.А., Фалько А.И. Оптимальный прием дискретных сообщений. М.: Связь, 1978. Вып. 9. 328 с.

12. Радиоприемные устройства / Под. ред. А.Г. Зюко. М.: Связь, 1975. 400 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

18. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПОМЕХИ ПРИ РАДИОПРИЕМЕ.....	3
18.1. Виды и основные свойства помех.....	3
19. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ РАДИОПРИЕМНИКОВ.....	7
19.1. Прием сигналов с полностью известными параметрами.....	8
19.2. Прием сигналов со случайными параметрами.....	11
19.3. Подоптимальный прием сигналов.....	13
19.4. Помехоустойчивость приема непрерывных сигналов.....	17
20. МЕТОДЫ БОРЬБЫ С АДДИТИВНЫМИ ПОМЕХАМИ В РПРУ....	20
20.1. Способы ослабления сосредоточенных помех в 21 радиоприемниках.....	21
20.2. Способы подавления импульсных помех.....	24
20.3. Способы ослабления флуктуационных помех.....	29
21. МЕТОДЫ БОРЬБЫ С МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫМИ ПОМЕХАМИ.....	32
21.1. Способы формирования каналов разнесенного приема.....	33
21.2. Методы обработки сигналов при разнесенном приеме.....	35
21.3. Сравнение методов комбинирования разнесенных сигналов.....	41
Библиографический список.....	58

Плаксиенко Владимир Сергеевич
Плаксиенко Сергей Владимирович

УСТРОЙСТВА ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Учебное пособие

Часть 4

Ответственный за выпуск Плаксиенко В.С.

Редактор Проценко И.А.

Корректоры Селезнёва Н.И.,
Чиканенко Л.В.

ЛР №020565 от 23 июня 1997 г. Подписано к печати .2002 г.
Формат 60x80 1/16 Бумага офсетная
Офсетная печать. Усл. п. л. - 3,7. Уч.-изд. л. - 3,5.
Заказ № Тираж 150 экз.

“С”

Издательство Таганрогского государственного
радиотехнического университета
ГСП 17А, Таганрог, 28, Некрасовский, 44
Типография Таганрогского государственного
радиотехнического университета
ГСП 17А, Таганрог, 28, Энгельса, 1