

УДК 681.3.07

**О.Р. Никитин, П.А. Полушин, М.В. Гиршевич, В.А. Пятов**

## **МЕТОД КОМБИНИРОВАННОЙ ОБРАБОТКИ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ ПРИ РАЗНЕСЕННОМ ПРИЕМЕ**

*Предложен и описан метод последетекторной обработки разнесенных сигналов, исключающей необходимость предварительного фазирования сигналов, но обеспечивающей помехоустойчивость, соответствующую додетекторной обработке. Объединением линейного сложения сигналов и автовыбора наибольшего из сигналов обеспечивается помехоустойчивость, близкая к оптимальному сложению, но не требующая регулировки весовых коэффициентов при суммировании.*

**Ключевые слова:** разнесенные сигналы, помехоустойчивость, додетекторное и последетекторное сложение.

**Введение.** При использовании методов разнесенного приема, т.е. приема одинаковых сигналов по нескольким каналам, появляется необходимость объединения этих сигналов с целью получить определенный выигрыш по помехоустойчивости. При этом выигрыш имеет место в двух направлениях: во-первых, в уменьшении влияния замираний сигналов; во-вторых, в увеличении отношения «сигнал/шум» (С/Ш) после объединения [1, 2]. Рассмотрим подробнее второй фактор.

Объединение может проводиться как до детектирования, так и после детектирования. Выигрыш в обоих случаях имеет место из-за того, что в складываемых сигналах полезная составляющая (при додетекторном сложении – после предварительного фазирования разнесенных сигналов) складывается синфазно, а составляющие шумов в различных разнесенных сигналах, будучи независимыми, складываются со случайными взаимными фазовыми сдвигами, т.е. «по мощности». При одинаковой мощности шумов и равенстве уровней полезных составляющих это может дать выигрыш до 3 дБ.

Считается, что сложение сигналов до детектирования имеет преимущество по сравнению с последетекторным сложением. Это обусловлено в основном пороговыми явлениями при демодуляции, когда при уменьшении входного отношения «сигнал/шум» ниже некоторого порога после демодуляции выходное отношение С/Ш начинает снижаться существенно быстрее, чем на входе демодулятора. При этом, поскольку во время додетекторного сложения отношение С/Ш повышается, то пороговые явления наступают позднее, в чем и проявляется выигрыш.

Однако, несмотря на распространенность подобного подхода, результаты обработки разнесенных сигналов в некоторых случаях можно улучшить, используя одновременно и додетекторное, и последетекторное сложение. В случае применения аналоговых сигналов этот вопрос рассматривался в [3] для частотной модуляции. Дополнительные возможности предоставляют особенности обработки цифровых сигналов.

**Сущность метода.** Для иллюстрации появления дополнительных возможностей рассмотрим подробнее явления, возникающие при этом, для случая двукратного разнесения. Вслед за [1] при обработке цифровых сигналов для удобства в демодуляцию будем включать восстановление на приемной стороне принимаемого сигнала в виде импульса, а в детектирование – принятие решения относительно цифрового значения этого импульса. Здесь принципиальные отличия между цифровыми и аналоговыми сигналами заключаются в следующем. Для аналоговых сигналов отношение С/Ш может выступать как показатель качества сигналов и до детектирования, и после него. Для цифровых сигналов показатель «отношение С/Ш», используемый до детектирования, заменяется вероятностью ошибки после детектирования.

Рассмотрим передачу бинарных сигналов. При детектировании по максимуму отношения правдоподобия сигнал после согласованной фильтрации (или корреляционной обработки) сравнивается в пороговом устройстве с некоторым уровнем, и по результату сравнения принимается решение о передаче одного или другого бинарного символа.

В случае, если производится раздельное детектирование каждого разнесенного сигнала,

возможны различные ситуации. Если сигналы обоих детекторов совпадают, это означает: либо уровни шумов в обоих каналах невелики и в обоих каналах ошибки нет, либо сразу в обоих каналах перед пороговыми устройствами составляющие шума значительны и в обоих каналах происходит ошибка. (Кстати, и при додетекторном сложении при этом также будет иметь место ошибка).

Однако возможны ситуации, когда в одном канале уровень шума невелик, а в другом он значителен. При этом один из детекторов вырабатывает правильное решение, а другой – ошибочное. Поскольку никакой дополнительной информации в этом случае не используется и оба решения приходится считать равноправными, то это приводит к вероятности ошибки, равной 0,5. А при додетекторном сложении может оказаться, что сумма шумовых сигналов не превысит удвоенного уровня полезного сигнала (считая при этом, что уровни полезных составляющих в обоих сигналах одинаковы). В таких ситуациях будет выработано правильное решение. Вероятность подобных ситуаций зависит от параметров сигналов и шумов, и именно ее наличие и определит при цифровой передаче информации выигрыш при додетекторном сложении.

Обозначим через  $s_1 = u_1 + n_1$  и  $s_2 = u_2 + n_2$  – сигналы перед детекторами в каждой ветви, причем  $u_1, u_2$  – полезные компоненты,  $n_1, n_2$  – шумовые компоненты первого и второго разнесенных сигналов. Первоначально будем считать уровень обоих полезных компонентов одинаковым и равным  $a$ .

При додетекторном сложении сигнал перед детектором равен  $s_C = (u_1 + u_2) + (n_1 + n_2) = u_C + n_C$ . Будем считать, что мощность обоих бинарных сигналов (соответствующая передаче логических «1» и «0») одинакова, появление их равновероятно. В отсутствие шумов сигналу «1» соответствует уровень  $a/2$  на входе детектора, сигналу «0» соответствует уровень  $-a/2$ . Решение принимается в результате сравнения входного напряжения детектора с нулем. Для определенности рассмотрим моменты времени, когда передается символ «0». (Для другого символа все рассуждения аналогичны). Тогда ошибка в первом канале разнесения будет в случае, если  $n_1 > a$ . Ошибка во втором канале разнесения будет в случае, если  $n_2 > a$ . Ошибка при додетекторном сложении будет иметь место, если  $n_1 + n_2 = n_C > 2a$ .

Рассмотрим графические иллюстрации описываемых соотношений. Отложим вдоль координатных осей  $n_1$  и  $n_2$  плотность вероятности того, что значения шумов в первой и второй вет-

вях разнесения будут равны соответственно  $n_1$  и  $n_2$ . Тогда двумерная плотность вероятности будет равна:

$$P(n_1, n_2) = P(n_1)P(n_2) = \frac{1}{2\pi\sigma_1\sigma_2} \exp\left(-\frac{n_1^2}{2\sigma_1^2} - \frac{n_2^2}{2\sigma_2^2}\right),$$

где  $\sigma_1^2$  и  $\sigma_2^2$  – дисперсии распределений шума в первой и второй ветвях.

Рассмотрим рисунок 1. Затемненная область A+C соответствует ситуации, когда  $n_1 > a$ , т.е. детектор первого канала принял ошибочное решение.

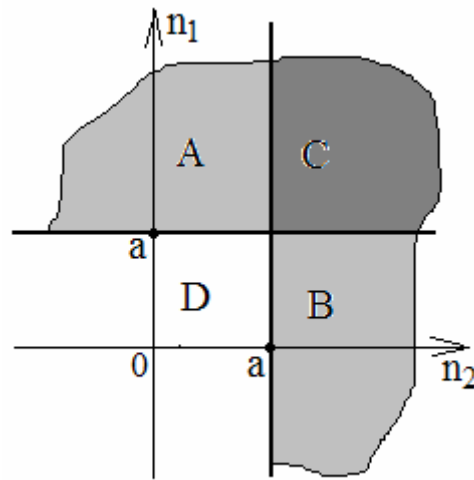


Рисунок 1 – Размещение областей принятия решений при последетекторной обработке

Область C+B соответствуют ошибочному решению детектора второго канала, т.е. когда  $n_2 > a$ . Таким образом, область D соответствует ситуации, когда оба детектора одновременно принимают правильное решение, область C – (наиболее опасная) соответствует ситуации, когда оба детектора одновременно принимают одинаковое ошибочное решение. Области A и B соответствуют неопределенной ситуации, когда решения детекторов различаются, у одного из них оно правильное, у другого – ошибочное. Вероятности соответствующих ситуаций равны вероятностям попадания точки с координатами  $(n_1, n_2)$  в соответствующую область на рассматриваемой плоскости, т.е. вероятность правильного приема равна:  $P_0 = F_1(a)F_2(a)$ , где

$$F_i(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-\infty}^u \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma_i^2}\right) dz.$$

Соответственно вероятность ошибочного приема равна  $P_e = (1 - F_1(a))(1 - F_2(a))$ . Вероятность неопределенной ситуации равна  $P_{12} = F_1(a)(1 - F_2(a)) + (1 - F_1(a))F_2(a)$ .

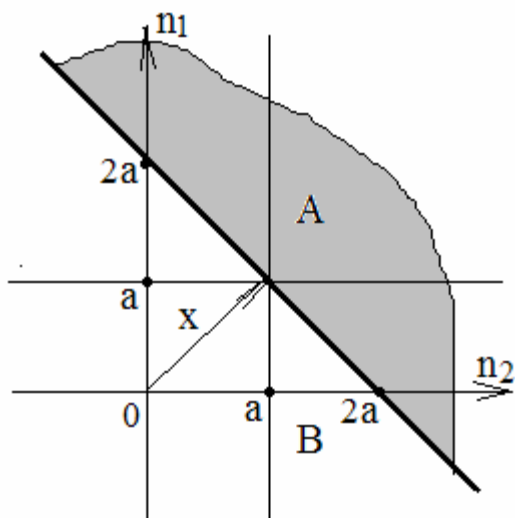


Рисунок 2 – Области принятия решения при додетекторной обработке и передаче символа «0»

Определение вероятности ошибки при додетекторном сложении разнесенных сигналов иллюстрируется рисунком 2. Здесь будет принято ошибочное решение, если сумма значений шума превысит величину  $2a$ . Это соответствует области А, принятие правильного решения соответствует области В. Для определения вероятности ошибки в этом случае необходимо проинтегрировать величину  $P(n_1, n_2)$  по области А. Однако громоздкое вычисление двойного интеграла по области, ограниченной косой линией раздела между А и В (на рисунке 2 – жирная линия), можно заменить простым рассуждением. Если дисперсии распределений обоих процессов  $n_1$  и  $n_2$  одинаковы, то функция  $P(n_1, n_2)$  имеет круговую симметрию относительно центра координат, и при повороте координатных осей ее вид не изменится. Повернем координатные оси на угол  $45^\circ$ . При этом граница разделов областей станет перпендикулярной к одной из осей (скажем, оси  $n_1$ ), расстояние до нее будет равно  $x = a\sqrt{2}$ . Вероятность правильного приема будет равна  $F_1(a\sqrt{2})$ , что соответствует, как выше отмечалось, улучшению отношения С/Ш по сравнению с одиночным каналом на 3 дБ.

Нами рассматривалась ситуация, когда передавался символ «0», соответствующий уровню  $-a/2$ . В случае, когда передается символ «1», соответствующий уровню  $a/2$ , ситуация аналогична. Все построения нужно зеркально отобразить относительно биссектрисы второго-четвертого квадранта. (Для додетекторного сложения иллюстрируется рисунком 3).

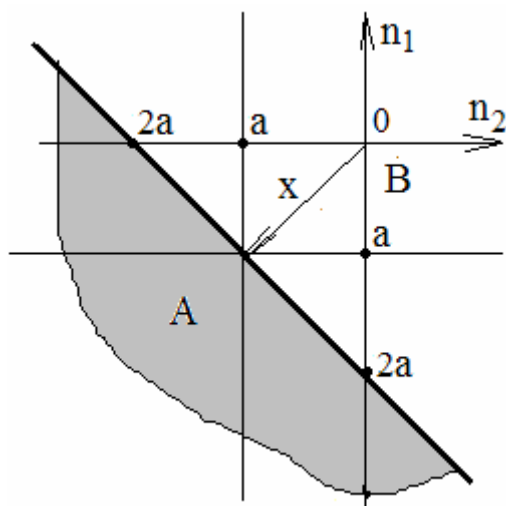


Рисунок 3 – Области принятия решения при додетекторной обработке и передаче символа «1»

Однако использование додетекторного сложения сопряжено со значительным усложнением аппаратуры ([1,2]). Оно обусловлено необходимостью предварительного фазирования складываемых сигналов. При этом блоки подстройки фаз могут оказаться технически весьма сложными. В то же время такого же эффекта можно добиться существенно проще, без значительного усложнения аппаратуры, путем модификации последетекторной обработки. Сущность описываемого метода иллюстрируется схемой на рисунке 4.

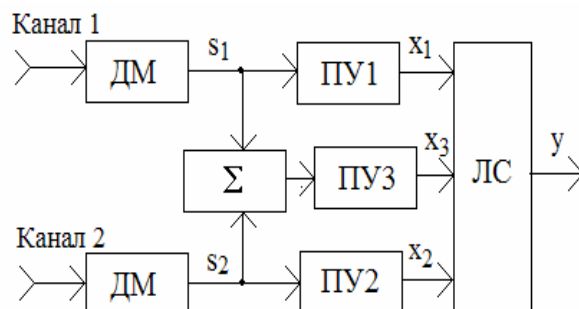


Рисунок 4 – Модифицированная схема последетекторной обработки

Разнесенные сигналы в первом и втором каналах разнесения обрабатываются в демодуляторах (ДМ), в результате чего вырабатываются напряжения  $s_1$  и  $s_2$ , которые подаются на первое и второе пороговые устройства (ПУ1 и ПУ2). В них эти напряжения сравниваются с нулевым уровнем, в результате чего вырабатываются логические сигналы  $x_1$  и  $x_2$ . Сигнал «1» вырабатывается в случае, если они выше нуля, сигнал «0» – если ниже нуля.

Кроме того, в сумматоре ( $\Sigma$ ) находится их сумма  $s_3=s_1+s_2$ , и в третьем пороговом устройстве (ПУЗ) она тоже сравнивается с нулем. В результате вырабатывается сигнал  $x_3=1$ , если она больше нуля, и сигнал  $x_3=0$ , если эта сумма меньше нуля.

Все три логических сигнала поступают на логическую схему (ЛС), где на основе их вырабатывается выходная логическая функция  $y$ , являющаяся решением относительно переданного информационного символа.

Функция, реализуемая ЛС, определяется следующим. В случае, если сигналы  $x_1$  и  $x_2$  одинаковы, любой из них (пусть сигнал  $x_1$ ) подается на выход. В случае, если сигналы  $x_1$  и  $x_2$  различаются, на выход подается сигнал  $x_3$ .

$$\begin{aligned} y &= (x_1 x_2 \vee \bar{x}_1 \bar{x}_2) x_1 \vee (x_1 x_2 \vee \bar{x}_1 \bar{x}_2) x_3 = \\ &= x_1 x_2 \vee x_1 \bar{x}_2 x_3 \vee \bar{x}_1 x_2 x_3 \end{aligned}$$

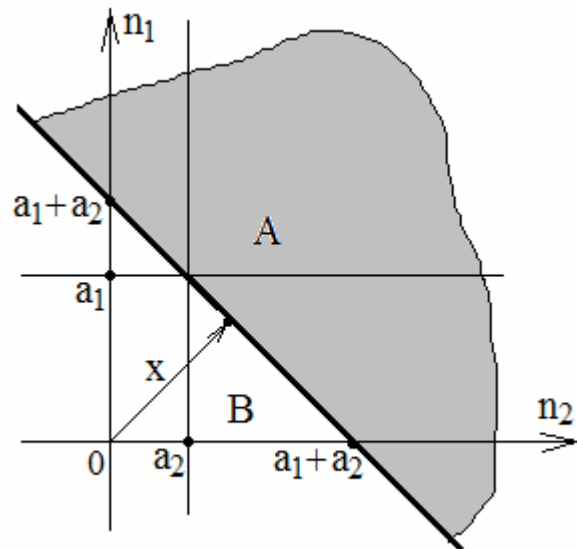
Проиллюстрируем сказанное графически. Пусть передавался сигнал, равный  $-a/2$ , соответствующий передаче логического нуля. При этом ошибка может быть, когда, либо оба ПУ вырабатывают одинаковый сигнал «1», либо ПУ вырабатывают разные сигналы, но будет выбран неверный из них.

Рассмотрим последнюю ситуацию. Пусть  $x_1=1$  и  $x_2=0$ , (или  $x_1=0$  и  $x_2=1$ ). Решение при этом будет приниматься по величине переменной  $x_3$ . При этом возникнет ошибка, если будет выработан сигнал  $x_3=1$  и принято решение, что передавалась логическая единица. Эта ситуация соответствует выполнению неравенства:  $s_1+s_2>0$ , т.е.  $n_1-a+n_2-a>0$  или  $n_1+n_2>2a$ . Граничная линия между правильным и ошибочным решениями определится уравнением  $n_1+n_2=2a$ . Обе ситуации иллюстрируются одним и тем же рисунком 2. Рассмотрение случая, когда передавалась логическая единица, соответствующая уровню  $a/2$ , аналогичными рассуждениями приводит к ситуации, изображенной на рисунке 3.

Таким образом, схема, приведенная на рисунке 4, действует так же, как и схема додетекторного сложения, но при этом не требует организации предварительного фазирования складываемых сигналов. Другое преимущество проявляется в случае работы в достаточно широкой полосе в каналах с селективно-частотными замираниями [1, 2, 4]. При этом влияние замираний принимаемых разнесенных сигналов на разных частотах проявляются по-разному и независимо. Взаимный фазовый сдвиг разнесенных сигналов на разных частотах спектра различен. Предварительное фазирование перед сложением не дает результата, при любом взаимном фазовом сдвиге складываемых сигналов какие-то об-

ласти спектра сигналов будут складываться несинфазно и выигрыш по отношению С/Ш будет отсутствовать. В случае использования последетекторного объединения в описанном виде подобные недостатки отсутствуют.

Однако преимущества последетекторной обработки в определенных ситуациях будут иметь место и в случае узкополосных сигналов, когда селективно-частотные замирания отсутствуют и разнесенные сигналы смогут быть сложены синфазно на всех частотах спектра сигнала. Из-за замираний соотношение амплитуд полезных составляющих непрерывно меняется, временами уменьшаясь до малых значений, в то время как мощность шумов в разнесенных сигналах остается постоянной. В связи с этим вероятность ошибок увеличивается. Это иллюстрируется рисунком 5.



**Рисунок 5 – Области принятия решения при разных уровнях разнесенных сигналов**

Уровни полезных сигналов в ветвях разнесения равны соответственно  $a_1/2$  и  $a_2/2$ . Рассмотрим додетекторное сложение. При уменьшении уровня одного из сигналов (здесь – второго сигнала) граничная линия между областями A и B смещается к началу координат, и расстояние  $x$ , определяющее вероятность ошибки, уменьшается и при  $a_2=0$  становится равным  $x=a_1/\sqrt{2}$ . Следует отметить, что, если бы использовался только один первый сигнал, то соответствующее расстояние (рисунок 1) было бы равно  $a_1$ , т.е. вероятность ошибки была бы ниже. Это отражает известный факт, что при значительных различиях уровней разнесенных сигналов выбор максимального из сигналов (автовыбор) имеет преимущества перед линейным сложением.

Наилучшим является оптимальное сложение, когда (при равенстве мощностей шумов в каналах) весовые коэффициенты складываемых сигналов должны быть пропорциональны их амплитудам, однако реализация подобного принципа достаточно трудоемкая. В то же время возможно использовать квазиоптимальное объединение, по свойствам близкое к оптимальному, но реализуемое существенно проще. Принцип заключается в том, чтобы использовать выходной сигнал со схемы автовыбора или со схемы линейного сложения при тех соотношениях уровней разнесенных сигналов, где тот или другой методы обработки оказываются помехоустойчивее.

Подобные условия нетрудно установить (рисунок 5). Поскольку длина отрезка  $x = (a_1 + a_2) / \sqrt{2}$ , то из неравенства  $x < a_1$  следует, что автовыбор имеет преимущества перед линейным сложением при соблюдении условия  $a_2 < a_1(\sqrt{2} - 1)$  (или  $a_1 < a_2(\sqrt{2} - 1)$ ). В противоположном случае преимущество по помехоустойчивости у линейного сложения, которое необязательно реализовывать в «классическом» виде, а можно использовать вышеизложенный подход на основе схемы, рисунок 4. Подобный метод реализуется схемой комбинированной обработки разнесенных сигналов, изображенной на рисунке 6.

Здесь пунктиром выделена предыдущая схема из рисунка 4, аналогичная по помехоустойчивости линейному сложению. Дополнительная обработка заключается в том, что с помощью амплитудных детекторов (АД) и усреднителей (Уср) определяется текущий уровень сигналов в ветвях разнесения. В сумматоре ( $\Sigma$ ) вырабатывается их сумма с весовым коэффициентом, равным  $1/\sqrt{2}$ . Все три сигнала сравниваются, и среди них выбирается наибольший (в блоке MAX).

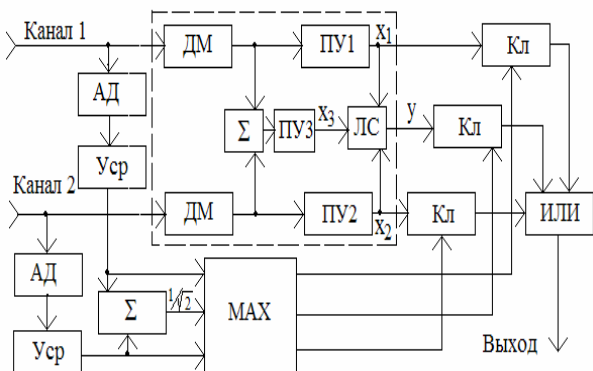


Рисунок 6 – Комбинированная схема обработки разнесенных сигналов

Управляющие сигналы этого блока с помощью ключей (Кл) подключают на выход через схему ИЛИ либо выходные сигналы одного из пороговых устройств, если преимущества у автовыбора, либо сигнал  $y$ , соответствующий по свойствам линейному сложению. Подобная обработка близка по результатам к оптимальному сложению. Это иллюстрируется рисунком 7 [2].

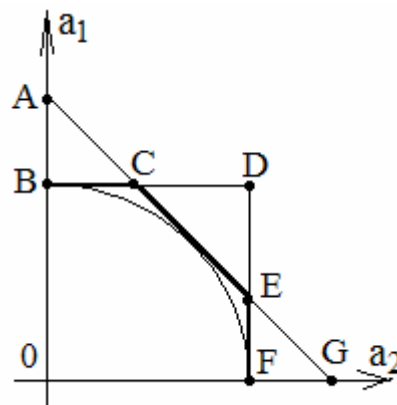


Рисунок 7 – Сравнительные диаграммы при автовыборе, линейном и оптимальном сложении разнесенных сигналов

На этом рисунке показаны соотношения между уровнями двух разнесенных сигналов, необходимые, чтобы обеспечить некоторое зафиксированное отношение С/Ш после обработки с помощью автовыбора, линейного сложения и оптимального сложения. В отличие от предыдущих рисунков здесь – чем ближе линия к началу координат, тем метод выгоднее, т.к. для достижения того же результата требует меньших уровней принимаемых полезных сигналов.

При этом прямая линия АСЕГ соответствует линейному сложению, две линии BD-DF соответствуют автовыбору, четверть окружности между точками В и F соответствует оптимальному сложению, ломаная линия BCEF соответствует описываемому методу. Отличия этой ломаной линии от окружности незначительны, что указывает на то, что этот метод близок по помехоустойчивости к оптимальному сложению.

**Заключение.** Применение предлагаемого метода позволяет обеспечить помехоустойчивость, близкую к оптимальному сложению, но не требует сложно реализуемых на практике фазовой автоподстройки и регулировки весовых коэффициентов.

#### Библиографический список

1. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. – М.: Изд. дом “Вильямс”, 2003. – 1104 с.

2. *Полушин, П.А.* Избыточность сигналов в радиосвязи / П.А. Полушин, А.Г. Самойлов – М.: Радиотехника, 2007. – 256 с.

3. А.с. 919110 СССР, МПК Н 04 В 7/02. Устройство сложения разнесенных сигналов / П.А. Полушин, А.Г. Самойлов, С.П. Тараканков (СССР). –

2942846/18-09; заявл.13.06.80; опубл.07.04.82, Бюл. № 13. – 3 с.: ил.

4. *Полушин, П.А.* Частотно-полосовая компенсация селективных замираний радиосигналов / П.А. Полушин, А.Г. Самойлов // Радиотехника. – 2004. – № 11. – С. 76-79.

