

**Квазиоптимальный приемник сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов в беспроводных средствах связи на основе логарифмического детектора**

В.В. Ицков

*Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Москва, Россия.*

*E-mail: chaos@cplire.ru*

*В данной работе исследован вопрос о предельной чувствительности приемника огибающей на основе логарифмического детектора, обоснована структура оптимального приемника этого класса и структура квазиоптимального приемника, обусловленная имеющейся в распоряжении разработчиков элементарной базой. Также, рассмотрено влияние использования предварительного усилителя на чувствительность приемного тракта в целом.*

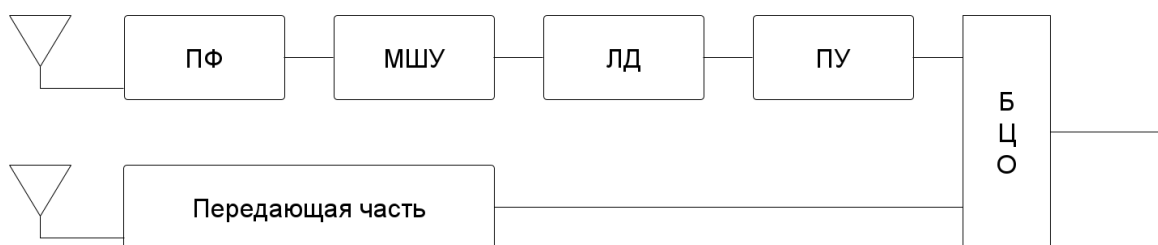
*In this paper the question of the limiting sensitivity of the envelope receiver based on a logarithmic detector is investigated, the structure of the optimal receiver of this class and the structure of the quasi-optimal receiver due to the elementary base available to the developers are substantiated. Also, the influence of using a pre-amplifier on the sensitivity of the receiving path as a whole is considered.*

Когда мы говорим об приеме сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов в беспроводных средствах связи, использующих в качестве носителя информации сверхширокополосные хаотические сигналы (и отчасти пачки коротких импульсов), то сразу следует отметить, что наиболее интересным вариантом в качестве детектора огибающей является использование логарифмических детекторов в приемной части. Логарифмические детекторы неэффективны при приеме ультракоротких импульсов и одиночных коротких импульсов. Это связано с их достаточно большой инерционностью. Даже у лучших логарифмических детекторов длина переднего и заднего фронтов импульсов огибающей составляет 10 нсек и более (при собственной длине детектируемого ультракороткого импульса 150-200 псек). Несомненной «удачей» является то обстоятельство, что динамические характеристики современных логарифмических детекторов позволяют их эффективно использовать для приема сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов в широком диапазоне изменения их длительности. Практически логарифмический детектор пригоден для приема хаотических радиоимпульсов начиная с длительностей ~10 нсек, что может быть использовано для организации беспроводных каналов со скоростями до 50 Мбит/сек (без учета влияния многолучевого распространения). Ниже будут рассмотрены требования стандартов к скорости передачи сверхширокополосных средств связи. Однако, для передачи нужно обеспечить еще и необходимую чувствительность приемника в целом. Поэтому он, наряду с логарифмическим детектором, должен включать в себя полосовой фильтр, малошумящий усилитель и средство обработки сигналов на входе логарифмического детектора.

Нормативная база по нелицензируемому использованию сверхширокополосных сигналов опирается на спектральные маски, введенные США, Россией, Европейскими странами и т.д. А также стандартами, например серией стандартов IEEE802.15 (IEEE802.15.4a, IEEE802.15.4-2011, IEEE802.15.4f, IEEE802.15.6). Если в стандарте IEEE802.15.4a, действующем с 2007 года, скорость передачи была зафиксирована на

уровне 250 Кбит/сек, то в поглотившем его стандарте IEEE802.15.4-2011 были введены уже четыре скорости передачи в беспроводных UWB: 110 Кбит/сек, 850 Кбит/сек, 6,8 Мбит/сек и даже 24,1 Мбит/сек. Дальность действия этих систем определяется процессингом и энергией отдельного импульса, поэтому можно ожидать, что дальность связи в свободном пространстве при скорости 6,8 Мбит/сек будет примерно в 8 раз меньше, чем при скорости 110 кбит/сек, а при скорости 24,1 Мбит/сек — в 16 раз. Все эти скоростные характеристики могут быть реализованы в приемниках огибающей на основе логарифмических детекторов, ведь современные логарифмические детекторы по своим динамическим характеристикам позволяют обеспечить скорость передачи от единиц Кбит/сек до 50 Мбит/сек.

Структура приемной части сверхширокополосного приемопередатчика, разработанная в предыдущих исследованиях и положенная в основу приемопередатчика ППС-43 и универсального приемопередающего модуля ППМ-47 представлена на рис.1. Ей предшествовала большая работа по созданию принципов функционирования прямохаотической связи [1, 2, 3], ее основных компонентов[4] и разработка нескольких поколений прямохаотических приемопередатчиков[5], в которых были реализованы эти принципы.



**Рис. 1. Структура приемной части сверхширокополосного приемопередатчика**

Она включает в себя антенну, полосовой фильтр (ПФ), малошумящий усилитель (МШУ), логарифмический детектор (ЛД), пороговое устройство (ПУ) и блок цифровой обработки (БЦО). Характеристики приемного устройства определяются совокупностью характеристик каждого из перечисленных элементов. Причем это касается как электрических (электромагнитных), так и массово-габаритных характеристик. При разработке каждого нового устройства производится электродинамический расчет его (микрополосковой) антенны, для работы в полосе частот приемопередатчика (3,0 — 5,0 ГГц), учитывающий топологию части платы, относящейся к схемотехнике. При необходимости вносятся коррективы в размещении элементов схемы на плате. Полоса частот расчетной антенны значительно шире полосы хаотического сигнала. Это означает появление на входе приемника дополнительных внеполосных шумов. Следующим элементом тракта приемника является малошумящий усилитель. В идеале его полоса частот должна совпадать с полосой частот хаотического сигнала. В противном случае пропорционально повышается уровень тепловых шумов. Хотя на рынке в принципе присутствуют полосовые малошумящие усилители нужного диапазона, их стоимость велика (~100\$ за штуку). Поэтому при разработке приемника использовался сверхширокополосный малошумящий усилитель с полосой от 10МГц до 10 ГГц, что в значительной степени ухудшает чувствительность приемника в целом (примерно в 4-5 раз или на 6-7 дБ). Логарифмический детектор, используемый в приемнике устройства ППС-43 имеет полосу от 10 МГц до 8ГГц. Оценим общую мощность тепловых шумов в этой полосе частот:

$$P = kT\Delta F \approx 3,5 \cdot 10^{-11} \text{ Вт или } P_{\text{дБм}} \approx -75 \text{ дБм}$$

Этой величиной ограничивается чувствительность приемника независимо от коэффициента усиления МШУ, если усилитель работает в той же полосе частот, что и логарифмический детектор. Если же входной малошумящий усилитель будет иметь полосу, совпадающую с полосой полезного сигнала (2 ГГц), то чувствительность приемного тракта в целом возрастет на 6-7 дБ может достигнуть:

$$P_{\text{дБм}} \approx -81 \text{ — } -82 \text{ дБм}$$

Этот факт создает некоторый потенциальный резерв, о котором стоит помнить при дальнейшей разработке приемопередающих устройств.

Применение малошумящего усилителя с полосой детектора с большим коэффициентом усиления (>10—12 дБ) не повышает чувствительность приемного тракта в целом больше чем на 10—12 дБ. Кроме этого, оно сдвигает рабочую точку логарифмического детектора при малых входящих сигналах в линейную область. При этом возникает два эффекта: 1) Ухудшение динамического диапазона детектора, что можно рассматривать, как негативный фактор и 2) удобство при обработке слабых сигналов за счет нахождения рабочей точки детектора в линейной области.

Накопление сигнала, в данном случае некогерентное, осуществляется за счет использования интегратора (реализованного в фильтре нижних частот), на входе которого получается сигнал с процессингом

$$K = \Delta F / R \cdot L,$$

где  $R$  – скорость передачи,  $L$  – скважность между импульсами. Например, при скорости передачи  $K = 6$  Мбит/сек полосе сигнала  $\Delta F = 2$  ГГц и скважности 2

$$K = 2 \cdot 10^9 / 6 \cdot 10^6 \cdot 2 = 163 \text{ или } K_{\text{дБ}} \approx 22 \text{ дБ}$$

При когерентном накоплении

$$E_b/N_0 = K \cdot \text{SNR},$$

где  $N_0$  – средняя плотность шума, и если, например, для функционирования системы с данной вероятностью ошибки  $p$  требуется иметь определенное значение минимальное значение  $E_b/N_0$ , то его можно получить при фиксированном SNR просто за счет увеличения  $K$ , причем  $K$  пропорционально длине импульса  $T$ .

В случае энергетического приема  $E_b/N_0$  перестает быть характеристикой, однозначно определяющей вероятность ошибки, другим важным фактором является процессинг [1, 2, 3]. Но все же, при прочих равных условиях, вероятность ошибки уменьшается с ростом  $K$ . При процессинге  $K_{\text{дБ}} = 22$  дБ вероятность ошибок  $p = 10^{-3}$  достигается при  $E_b/N_0 = 15-17$  дБ, а вероятность ошибок  $p = 10^{-5}$  при  $E_b/N_0 = 18-20$  дБ. Это соответствует:

SNR = -82 – -80 дБ (-75 + (-7 – -5)) для неоптимального тракта с полосой МШУ ~ 10 ГГц и вероятности ошибки  $p = 10^{-3}$ ;

SNR = -79 – -77 дБ (-75 + (-4 – -2)) для неоптимального тракта и вероятности  $p = 10^{-5}$ ;

SNR = -87 – -85 дБ (-81 + (-7 – -5)) для оптимального тракта с полосой МШУ ~ 2 ГГц и вероятности ошибки  $p = 10^{-3}$ ;

SNR = -85 – -83 дБ (-81 + (-4 – -2)) для оптимального тракта с полосой МШУ ~ 2 ГГц и вероятности ошибки  $p = 10^{-5}$ ;

Во всех случаях есть еще коэффициент шума усилителя (шум фактор), который может ухудшить оценки на 2-5 дБ. Интегрирующий элемент, выполненный в виде фильтра нижних частот, осуществляет накопление сигнала. Характерное время накопления должно быть порядка периода следования импульсов  $T_c$  (или  $1/R$ ). В приемнике устройства ППС-43 в качестве накопительного элемента используется встроенный в логарифмический детектор AD8317 фильтр нижних частот с полосой ~10-20 МГц.

Таким образом, аналоговый приемный тракт сверхширокополосного устройства ППС-43 является квазиоптимальным и проигрывает оптимальной конструкции 6-7 дБ по чувствительности.

На этом обработка сигнала в приемнике не заканчивается: сигнал огибающей попадает на пороговое устройство, которое осуществляет его сэмплирование с частотой 96 МГц/сек. Т.е. на каждый бит приходится 16 отсчетов или 8 отсчетов на позицию каждого импульса при скважности 2. После соответствующей процедуры символьной синхронизации для принятия решения поступил ли на данном битовом интервале «1» или «0» к полученным отсчетам применяется следующая логическая процедура:

- если первый и третий отсчеты или один из них превышает пороговое значение, а последний (16) отсчет не превышает порога, то считается, что принята «1»;
- в противном случае, считается, что принят символ «0».

На этом прием на уровне битовой последовательности заканчивается и процесс дальнейшей обработки осуществляется в микроконтроллере, где производится формирование пакетов.

### **Выводы**

Логарифмическое детектирование является простым и эффективным методом получения огибающей хаотических радиоимпульсов. Это связано с тем, что хаотический радиоимпульс имеет достаточно большую длительность, что отвечает инерционным характеристикам современных логарифмических усилителей и детекторов. Использование логарифмических детекторов в приемниках огибающей хаотических радиоимпульсов исключает необходимость включения в приемный тракт системы автоматической регулировки усиления. Приемник на основе логарифмического детектора имеет большой динамический диапазон, достаточный для функционирования, за счет широкого динамического диапазона самого логарифмического детектора. В работе показано, что хотя квазиоптимальный приемник на основе логарифмического детектора проигрывает оптимальному ~ 6 дБ, его характеристики достаточны для использования в сверхширокополосных средствах малого радиуса действия и в беспроводных сетях на основе этих средств.

### **Литература**

1. А.С. Дмитриев, Б.Е. Кяргинский, Н.А. Максимов, А.И. Панас, С.О. Старков, Прямохаотическая передача информации в СВЧ-диапазоне, Препринт ИРЭ РАН. 2000. № 1(625).
2. А.С. Дмитриев, Б.Е. Кяргинский, А.И. Панас, Д.Ю. Пузиков, С.О. Старков, Эксперименты по сверхширокополосной прямохаотической передаче информации в сверхвысокочастотном диапазоне, Радиотехника и электроника, 2002, т. 47, вып. 10, с. 1219-1228.
3. Дмитриев А.С., Кузьмин Л.В., Лактюшкин А.М. Амплитудная модуляция и демодуляция хаотических сигналов, Вопросы прикладной физики. Межвуз. науч. сборник. 2004 – Вып. 11, с. 185-191.

4. Дмитриев А.С., Клецов А.В., Лактюшкин А.М., Панас А.И., Синякин В.Ю., Сверхширокополосный малогабаритный приемопередатчик на основе хаотических сигналов, Труды Всероссийской конф. "Сверхширокополосные сигналы в радиолокации и акустике (СРСА–2006)", 2006, 4-7 июля, Муром. Россия. С. 158-163.
5. Дмитриев А. С., Сидоренко А. В., Андреев Ю. В., Мулярчик К.С., Сверхширокополосные прямохаотические приемопередатчики серии ППС для сетей передачи информации, Сборник материалов XVIII научно-практ. конф.«Комплексная защита информации», Брест, Беларусь, 21-24 мая 2013 г.
6. Бернард С. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.:Вильямс, 2017. 1100 с.