

Прием сверхширокополосных прямохаотических радиоимпульсов с помощью логарифмического детектора огибающей

Ю.В. Андреев, А.С. Дмитриев, В.В. Ицков, В.А. Лазарев

*Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской Академии наук
125009, г. Москва, ул. Моховая, 11 стр. 7.*

E-mail: chaos@cplire.ru

Представлены результаты исследования модели приема сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов с помощью логарифмического детектора огибающей. Исследованы факторы, определяющие чувствительность приема. Проведено сравнение характеристик приема с помощью квадратичного и логарифмического детекторов.

Ключевые слова: некорреляционный прием, логарифмический детектор, сверхширокополосный, динамический хаос, огибающая

Reception of ultrawideband direct chaotic radio pulses using logarithmic detector

Yu.V. Andreyev, A.S. Dmitriev, V.V. Itzkov, V.A. Lazarev

Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics.

The results of studies of the reception of UWB chaotic radio pulses using logarithmic envelope detectors are presented. Receiver sensitivity factors are investigated. The performance of the reception using quadratic or logarithmic detector is compared.

Keywords: Incoherent receiver, logarithmic detector, ultra-wideband, dynamic chaos, envelope

Введение

В прямохаотической схеме связи [1, 2], которая является одним из успешных вариантов реализации сверхширокополосных (СШП) систем связи [3, 4], информация передается потоком СШП хаотических радиоимпульсов, генерируемых источником хаоса прямо в заданной полосе радио или СВЧ-диапазона (хаотическая несущая). Для приема хаотических радиоимпульсов в прямохаотических системах связи используется некорреляционный (энергетический) приемник [5, 6], так как применение корреляционных методов требует наличия копии передаваемого сигнала в приемном устройстве, а в случае хаотической несущей на сверхвысоких частотах это практически нереализуемо.

Традиционно в качестве энергетического приемника используется квадратичный детектор (КД), выходной сигнал которого V_{out} пропорционален мгновенной мощности сигнала на входе V_{in}^2 : [7]:

$$V_{out} = f(P_{in}) = AV_{in}^2 \quad (1)$$

Особенностью квадратичного детектора, затрудняющей его применение в реальных приемниках, является очень малый динамический диапазон – порядка 20 дБ по мощности, что соответствует диапазону до 10 дБ по дальности. В связи с этим, чтобы достичь необходимой чувствительности приемника, в тракте обработки сигнала перед детектором ставят усилитель, назначение которого – «раскачать» амплитуду входного сигнала V_{in} так, чтобы попасть в рабочий диапазон детектора. В связи с этим, основная область применения энергетических приемников на основе квадратичного детектора – системы, в которых нет существенного изменения расстояния между передатчиком и

приемником и поэтому входной сигнал не испытывает сильных вариаций по мощности. Типичный пример подобной системы – радиометры.

В задачах мобильной радиосвязи ситуация совершенно другая: в них дальность, как правило, может меняться в широких пределах, например, от 1 м до нескольких километров, что соответствует диапазону изменения мощности 60 дБ и более. Использование квадратичного детектора в подобных системах требует применения сложных схем приема, например, автоматической регулировки усиления.

Альтернативой этим схемам является применение демодулирующих логарифмических усилителей мощности (логарифмических детекторов, ЛД) [8-11], отличающихся высокой линейностью усиления и широким динамическим диапазоном – 60-80 дБ и более. Изменение напряжения на выходе логарифмического детектора (ЛД) пропорционально логарифму изменения мощности сигнала P_{in} на входе:

$$\Delta V_{out} = A \cdot \log\left(\frac{P_{in}}{P_0}\right) = S(P_{in,dB} - P_{0,dB}), \quad (2)$$

К настоящему времени, разработан ряд практических схем энергетических приемников СШП хаотических радиоимпульсов различных диапазонов частот на основе логарифмических детекторов [12-14]. Однако до сих пор остается открытым вопрос о чувствительности таких приемников. Поэтому требуются исследования, в которых сопоставлялись бы характеристики систем связи, построенных на КД и ЛД.

Данная работа посвящена исследованию задачи обнаружения СШП хаотических радиоимпульсов с помощью логарифмического демодулирующего усилителя (логарифмический детектор) и сравнения его чувствительности с квадратичным детектором.

Постановка задачи

Рассматривается система СШП прямохаотической связи (см. рис. 1).

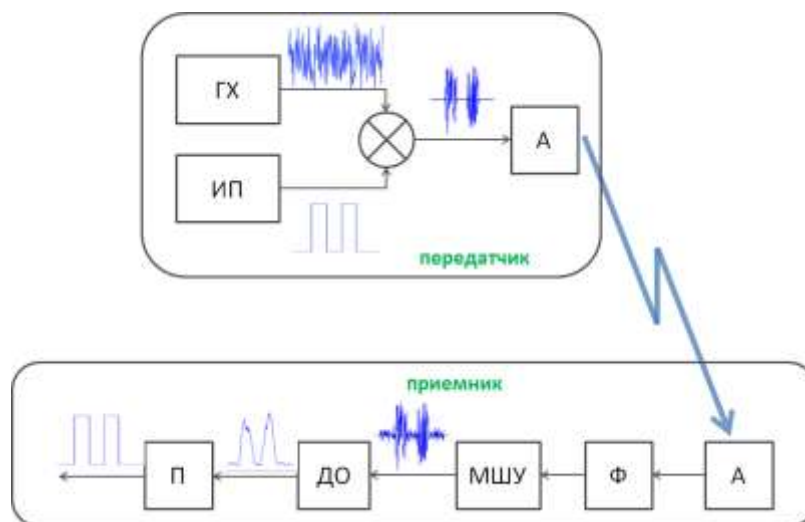


Рис. 1. Прямохаотическая схема связи. ГХ – генератор хаоса; ИП – информационная последовательность; А – антенна; Ф – полосно-пропускающий фильтр; МШУ – малошумящий усилитель; ДО – детектор огибающей; П – пороговое устройство

На вход приемника из канала с аддитивным гауссовым шумом (эффекты многолучевого распространения не рассматриваются) поступает поток СШП хаотических радиоимпульсов с ортогональным кодированием: символ «1» кодируется наличием радиоимпульса на предписанной временной позиции, а символ «0» – отсутствием радиоимпульса.

На вход приемника из канала с аддитивным гауссовым шумом (эффекты многолучевого распространения не рассматриваются) поступает поток СШП хаотических радиоимпульсов с ортогональным кодированием: символ «1» кодируется наличием радиоимпульса на предписанной временной позиции, а символ «0» – отсутствием радиоимпульса.

В приемнике выделяется огибающая радиоимпульсов, которая далее поступает в решающее устройство, представленное пороговым устройством (компаратором). В компараторе выставляется порог, с которым сравнивается огибающая. На выходе компаратора получается двухуровневый сигнал, по которому принимается решение о приеме того или иного бита информации.

Рассмотрим систему связи с СШП хаотической несущей диапазона $f = 1000 \dots 1500$ МГц (ширина полосы частот $\Delta f = 500$ МГц). Для выделения огибающей таких сигналов используем логарифмический детектор AD5513, рабочая полоса частот которого 1 МГц – 4 ГГц включает в себя диапазон частот несущего хаотического сигнала. Передаточная характеристика детектора (и ошибка, т.е. отклонение от линейности) представлена на рис. 2.

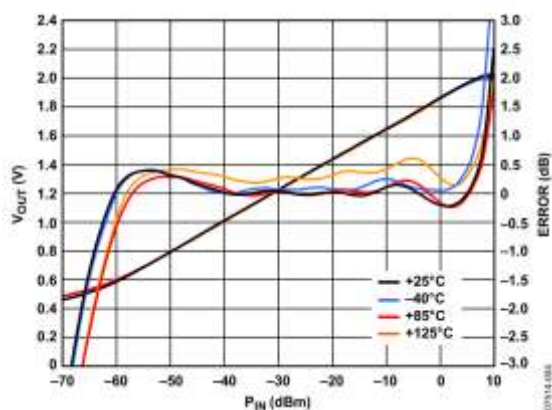


Рис. 2. Передаточная функция логарифмического усилителя AD5513 [8]

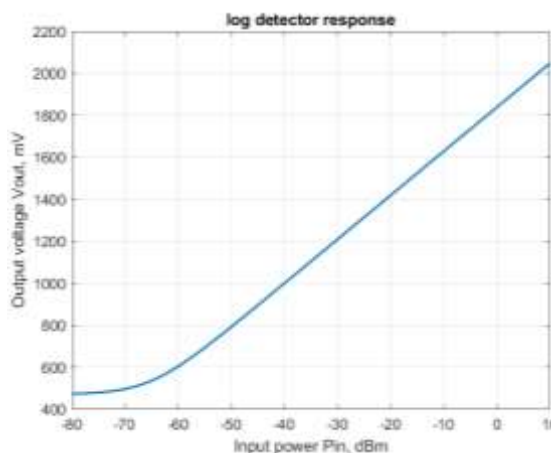


Рис. 3. Передаточная характеристика модели логарифмического усилителя AD5513

Демодулирующий логарифмический усилитель AD5513 имеет следующие параметры:

- полоса частот от 1 МГц до 4 ГГц;
- динамический диапазон 80 дБ (от -70 дБм до 10 дБм);
- чувствительность (нижняя граница рабочего диапазона) -70 дБм;
- крутизна $S = 21$ мВ/дБ (наклон линейного участка передаточной х-ки);
- точка перехвата (intercept) $P_{intercept} \approx -88$ дБм.

Формула (2) является приблизительной, поскольку предполагает, что зависимость является линейной. На самом деле, как видно на рис. 2, характеристика детектора ограничена по мощности сверху и снизу. Ограничение сверху не представляет интереса, поскольку предполагает мощный сигнал на входе, а ограничение снизу соответствует области предельной дальности, поэтому работа на нижней границе входной мощности детектора представляет существенный интерес. В связи с этим, для моделирования приемника на основе ЛД желательно использовать размерную модель. Для целей моделирования удобнее пользоваться следующей формулой, лучше аппроксимирующей реальную характеристику логарифмических детекторов [15]:

$$V_{out} = a + k_1 \cdot \log(P_{in}/P_{cut} + k_2). \quad (3)$$

Для лог-детектора AD5513 $k_1 = 10S = 210 \text{ мВ/дБ}$; $P_{cut} = -50 \text{ дБм} = 10^{-5} \text{ мВт}$; $k_2 = 30$. Аппроксимирующая формула модели детектора AD5513 имеет вид (см. рис. 3)

$$V_{out} [\text{мВ}] = 160 + 210 \cdot \lg(P_{in}/P_{cut} + 30). \quad (4)$$

На рис. 3 видно, что данная характеристика качественно отражает основные особенности практической характеристики ЛД AD5513, включая линейный участок и область ограничения по мощности снизу. Нижняя граница линейного участка графика примерно равна $P_{in} \approx -60 \text{ дБм}$, при уменьшении входной мощности выходное напряжение детектора выходит на горизонтальную асимптоту $V_{out} \approx 470 \text{ мВ}$.

Заметим, что такая характеристика существенно отличает логарифмический детектор от квадратичного, так как характеристика квадратичного детектора продолжается до нуля. Для логарифмического детектора это невозможно, так как предполагало бы бесконечное усиление в начале координат [10, 11].

При моделировании на вход детектора подается сигнал $x(t) = s(t) + n(t)$, где $s(t)$ – полезный импульсный сигнал (последовательность СШП хаотических радиоимпульсов), а $n(t)$ – гауссов шум в канале связи. И «хаотический», и шумовой сигнал задаются последовательностями случайных отсчетов с нормальными распределениями с дисперсиями соответственно σ_s^2 и σ_n^2 , причем оба сигнала отфильтрованы в заданной СШП полосе частот. Варьируя мощности (дисперсии) полезного и шумового сигнала, можно задавать требуемое отношение сигнал/шум $SNR = \frac{\sigma_s^2}{2\sigma_n^2}$ — двойка появляется здесь в связи с тем, что средняя мощность сигнала равна половине средней мощности «единичных» импульсов, так как при передаче «нулевых» импульсов энергия не излучается (единичные и нулевые биты передаются с равной вероятностью). Чтобы перейти от отношения сигнал/шум SNR к отношению E_b/N_0 используем выражение $E_b/N_0 = SNR \times B/2$ [16].

Производитель логарифмического усилителя-детектора AD5513 указывает, что мощность шума $P_{min} = -70 \text{ дБм}$ является нижним пределом динамического диапазона прибора. Мощность теплового шума $P_{ш}$ на входе определяется шириной полосы ΔF сигнала: $P_{ш} = kT\Delta F$, где k – постоянная Больцмана, T – шумовая температура. Для того, чтобы полностью использовать динамический диапазон ЛД, необходимо «подтянуть» мощность шума $P_{ш}$ входного сигнала к нижней границе диапазона детектора P_{min} . Обычно эта задача решается с помощью МШУ (LNA). Нетрудно видеть, что коэффициент усиления МШУ должен составлять не менее $G_{LNA} = P_{min} - P_{ш} + NF_{LNA}$, где NF_{LNA} – шум-фактор МШУ.

Сделаем оценки. При ширине полосы частот $\Delta F = 500 \text{ МГц}$ и $T = 300 \text{ К}$, $P_{ш} \approx -87 \text{ дБм}$. Типичная величина шум-фактора МШУ $NF_{LNA} \approx 2 \text{ дБ}$, поэтому минимальное усиление МШУ должно составлять $G_{LNA} = 19 \text{ дБ}$. Если усиление меньше, сигнал с малым отношением сигнал/шум SNR не должен проходить через демодулирующий усилитель-детектор.

Варьируя усиление МШУ можно изменять средний уровень мощности шумового сигнала на входе детектора, таким образом задавая рабочую точку (operation point) детектора P_{op} . Другими словами, предварительное усиление сигнала во входных цепях приемника фактически отвечает за то, на каком участке характеристики ЛД — линейном или участке с ограничением — осуществляется детектирование сигнала.

Результаты моделирования приемника с логарифмическим детектором

Рассмотрим размерную модель системы связи. Установим диапазон частот несущего сигнала $F = 1 \dots 1.5 \text{ ГГц}$.

Информационный сигнал представляет собой случайную последовательность $N = 2000$ единичных и нулевых бит, перемежающихся в случайном порядке. Соответственно,

модельный импульсный сигнал $s(t)$ является случайным потоком хаотических радиоимпульсов.

Скорости передачи 1 Мбит/с, частота следования импульсов $R = 1$ МГц, скважность 2, длительность хаотического радиоимпульса $T_p = 0.5$ мкс, защитный интервал $T_g = 0.5$ мкс. База сигнала $B = 2\Delta F\Delta T = 2 \times 500 \text{ МГц} \times 0.5 \text{ мкс} = 500$ (27 дБ).

При моделировании будем задавать среднюю мощность шума $n(t)$ приемника (шумовую подложку), она же рабочая точка (operation point) P_{op} [дБм]. Импульсный СШП сигнал формируется с заданным отношением сигнал/шум SNR относительно рабочей точки P_{op} .

Рассмотрим этапы обработки (рис. 4-8) сигнала с $SNR = 0$ дБ ($E_b/N_0 = 24$ дБ) при нескольких значениях рабочей точки на характеристике ЛД, а именно $P_{op} = -40$ дБм, -60 дБм и -80 дБм, т.е. посередине линейного участка характеристики усиления ЛД, вблизи нижней границы рабочего диапазона и на участке ограничения.

Фрагмент входного сигнала приемника $x(t) = s(t) + n(t)$ на интервале времени $t \in [40; 80]$ мкс, соответствующий фрагменту информационной последовательности 0 1 1 0 0 1 0 0 0 0 1 1 0 1 1 1 0 1 0 0 0 1 0 1 0 0 1 1 0 1 0 1 1 1 0 0 1 1, показан на рис. 4.

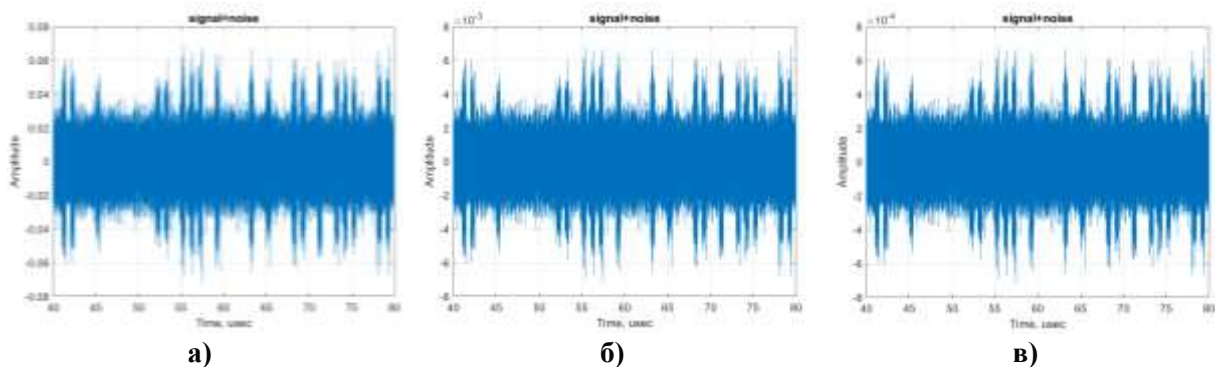


Рис. 4. Фрагмент входного сигнала с $SNR = 0$ дБ при уровне шумового сигнала на входе ЛД а) -40 дБм; б) -60 дБм; в) -80 дБм

Действие логарифмического детектора разделим на три операции – возведение в квадрат (что дает мгновенную мощность сигнала), пропускание через ЛД с характеристикой на рис. 3 и низкочастотная фильтрация сигнала на выходе ЛД.

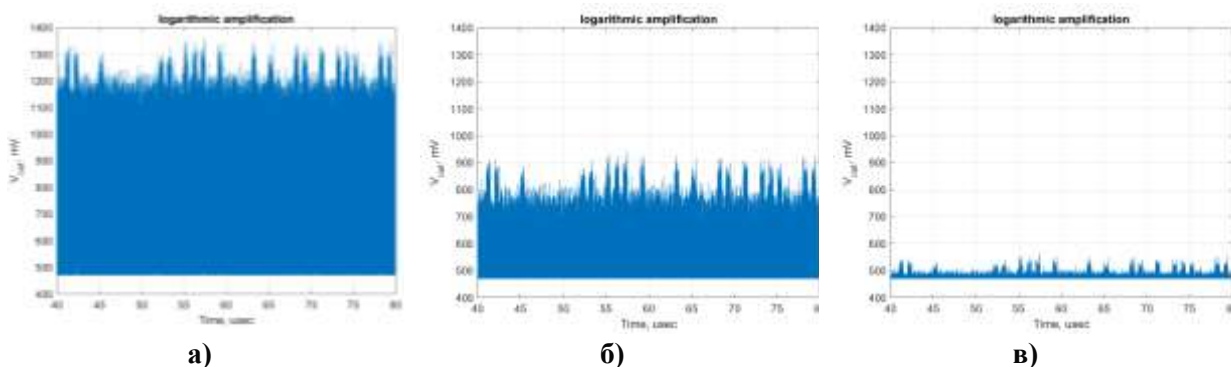


Рис. 5. Сигнал на выходе логарифмического усилителя (до фильтрации) при уровне шумового сигнала на входе ЛД а) -40 дБм; б) -60 дБм; в) -80 дБм

Результат возведения сигнала $x(t)$ в квадрат здесь не приводится из-за его тривиальности. Результат следующей операции — применения функции логарифмического усилителя (4) — показан на рис. 5. Так как три графика на рис. 5 даны в одном масштабе, можно заметить, что, пока рабочая точка ЛД находится на линейном

участке ($P_{op} = -40$ дБм на рис. 5а и $P_{op} = -60$ дБм на рис. 5б), амплитуда «единичных» импульсов относительно шумовой подложки на выходе ЛД практически одинакова. Выходной сигнал ограничен снизу уровнем $V = 470$ мВ, соответствующим напряжению отсечки логарифмического усилителя.

Можно было бы ожидать, что при переходе в область ограничения ($P_{op} = -80$ дБм на рис. 5в) сигнал вообще не пройдет через ЛД, так как средняя мощность как «нулевых», так «единичных» импульсов меньше чувствительности детектора P_{min} . Однако, на выходе все же можно различить импульсы на нужных временных позициях, хотя их амплитуда резко уменьшилась по сравнению с рис. 5а и 5б. Как показал анализ, это связано со случайным характером как полезного сигнала, так и шума, моделируемого нормальными распределениями, благодаря чему за счет «хвостов» нормального распределения часть случайных отсчетов попадает в рабочий диапазон детектора. Уменьшение амплитуды импульсов огибающей при переходе рабочей точки в область ограничения можно также трактовать как уменьшение отношения сигнал/шум на выходе детектора.

На выходе типовых демодулирующих логарифмических усилителей предусмотрены выходные низкочастотные фильтры, обычно, с частотой ограничения $f_{cut} = 20$ -25 МГц (регулируется с помощью навесных элементов), что и позволяет использовать ЛД в качестве детектора огибающей (рис. 6, показаны графики для тех же трех значений рабочей точки, что и на рис. 4 и 5).

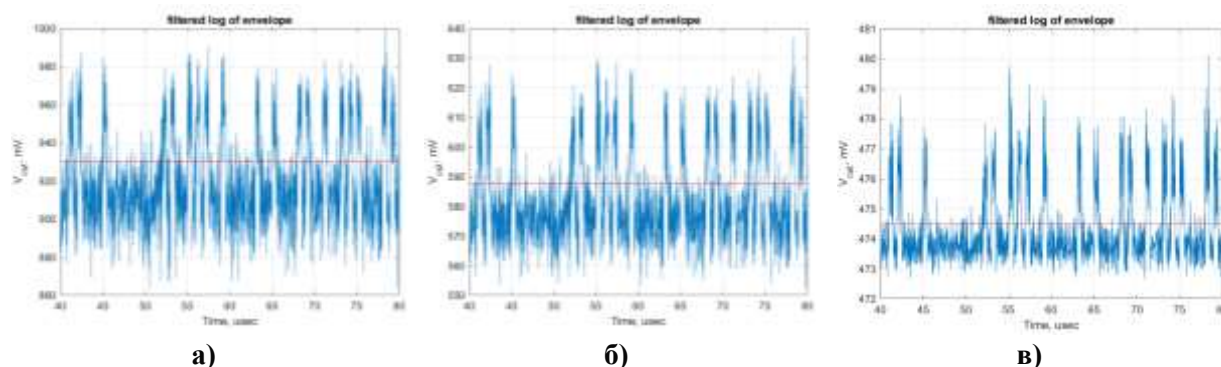


Рис. 6. НЧ-фильтрованный сигнал на выходе ЛД; частота отсечки ФНЧ $f_{cut} = 20$ МГц

На рис. 6 видно, что применение фильтра на выходе ЛД действительно позволяет выделять огибающую радиоимпульсов, однако «штатный» 20-МГц фильтр не согласован с частотой следования импульсов $R = 1$ Мбит/с, поэтому наблюдается значительный «дребезг» высокого и низкого уровней импульсного сигнала. При уменьшении мощности входного сигнала, «дребезг» может приводить к росту ошибок приема. Чтобы максимально устранить «дребезг» уровней, мы использовали на выходе логарифмического детектора НЧ-фильтр, согласованный с длительностью импульсов. Оптимальным является ФНЧ, характерное время которого совпадает с длительностью импульсов, т.е. частота отсечки f_{cut} равна удвоенной частоте следования импульсов (удвоенной скорости передачи), т.е. $f_{cut} = 2R$. В рассматриваемом случае, оптимальная частота $f_{cut} = 2$ МГц. На рис. 7 представлен сигнал на выходе логарифмического детектора с оптимальным фильтром. Как следует из сравнения рис. 6 и 7, применение оптимального фильтра практически устраняет «дребезг» огибающей на вершине «единичных» импульсов и заметно уменьшает его в области «нулевых» импульсов.

Следует заметить, что, если на рис. 7а средний размах импульсов составляет примерно 50 мВ, то на рис. 7в – около 2.5 мВ (рабочая точка в области ограничения характеристики ЛД AD5513).

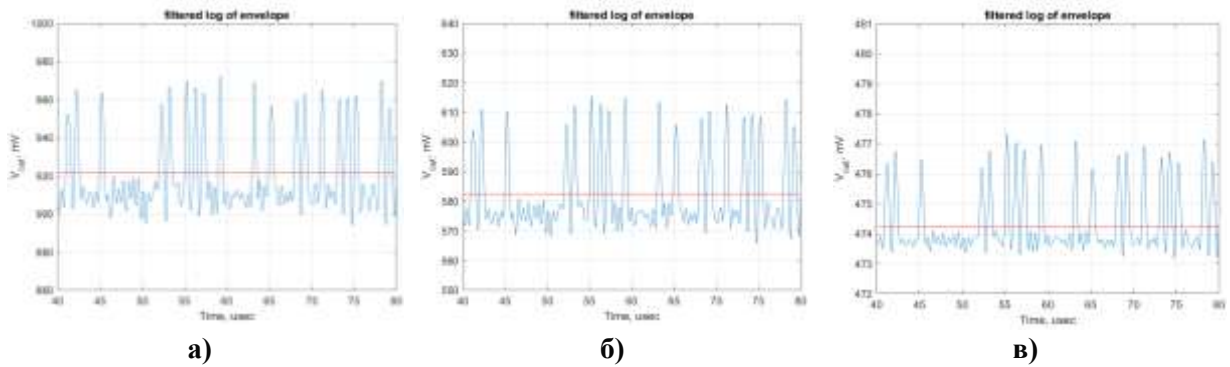


Рис. 7. НЧ-фильтрованный сигнал на выходе ЛД; частота отсечки ФНЧ $f_{cut} = 2$ МГц

При некорреляционном приеме сигнал после детектирования поступает в пороговое устройство, где выставляется порог и формируется двухуровневый сигнал. Оптимальный порог получают путем минимизации функционала вероятности ошибки приема [16]. На рисунках оптимальное значение порога изображено красной линией. Двухуровневый сигнал на выходе компаратора показан на рис. 8. В рассмотренном выше примере, при всех значениях рабочей точки $P_{op} = -40$ дБм, -60 дБм и -80 дБм получается одинаковый график сигнала на выходе компаратора. Нетрудно проверить, что переданная информационная последовательность принята верно.

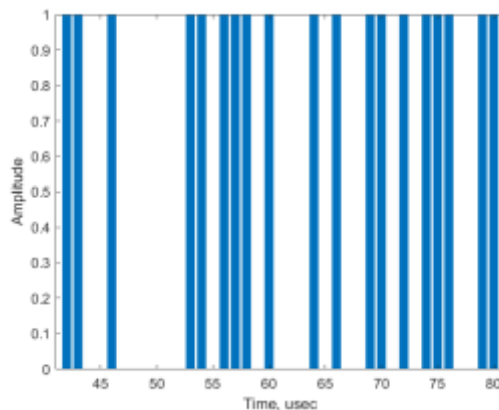


Рис. 8. Фрагмент сигнала на выходе компаратора

Зависимость вероятности ошибки приема от отношения сигнал/шум

В приведенном выше примере, рассматривался прием сигнала с $SNR = 0$ дБ ($E_b/N_0 = 24$ дБ). Естественно, представляют интерес характеристики приема во все допустимом диапазоне отношений сигнал/шум.

Проведены расчеты зависимости вероятности ошибки приема BER от отношения сигнал/шум E_b/N_0 для логарифмического детектора (рис. 9). Для этого по $N = 10^7$ импульсов формировалась статистика распределений энергии (точнее, средней мощности) «единичных» и «нулевых» хаотических радиоимпульсов на выходе логарифмического детектора; выбирался оптимальный порог в точке пересечения распределения для «нулевых» и распределения для «единичных» импульсов, и по суммарной площади пересечения рассчитывалось значение вероятности ошибки приема [16].

Как видно из рис. 9, при различных положениях рабочей точки ОР на кривой усиления детектора (рис. 3) получаются разные зависимости вероятности ошибки. При смещении рабочей точки к нижней границе рабочего диапазона логарифмического детектора та же вероятность ошибки BER достигается при меньшем значении E_b/N_0 . Когда рабочая точка уходит в область ограничения ($P_{op} = -80$ дБм), кривая $BER(E_b/N_0)$

совпадает с соответствующей кривой для квадратичного детектора. Это связано с тем, что логарифмический усилитель фактически представляет собой каскад нескольких усилителей-ограничителей (каждый с квадратичной характеристикой), и при малой входной мощности в логарифмическом усилителе задействован только первый каскад.

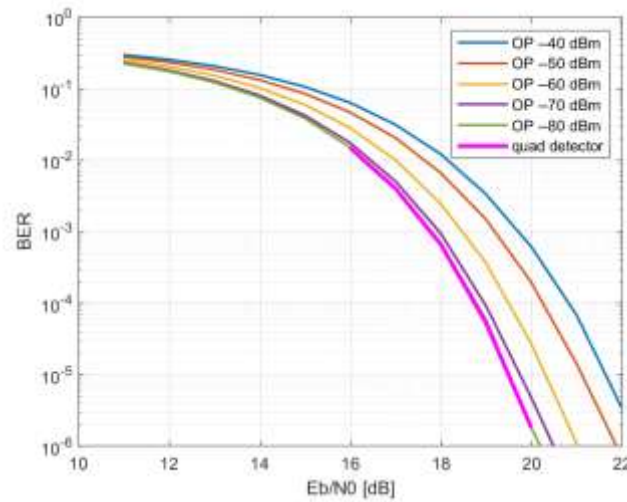


Рис. 9. Зависимость вероятности ошибки BER от E_b/N_0

Разница в значениях $(E_b/N_0)_{\min}$ в центре динамического диапазона AD5513 ($OP = -40$ дБм) и на краю диапазона ($OP = -80$ дБм) для $BER = 10^{-4}$ - 10^{-5} составляет около 2 дБ.

Сравнение характеристик ЛД и КД на рис. 9 показывает, что при прочих равных параметрах ЛД проигрывает по параметру (E_b/N_0) квадратичному детектору не более 2 дБ на сильном сигнале (в центре характеристики усиления) и приближается к КД по мере ослабления сигнала на входе приемника. На границе чувствительности, характеристики $BER(E_b/N_0)$ для ЛД и КД совпадают.

Полученные оценки параметра $(E_b/N_0)_{\min}$ можно использовать при оценках предельной дальности приемных устройств на основе логарифмического детектора.

Оценка чувствительности приемника с квадратичным детектором

Рассмотрим традиционную процедуру оценки дальности приема. Она заключается в расчете показателя E_b/N_0 на входе детектора и сравнении его с минимально необходимым значением $(E_b/N_0)_{\min}$, обеспечивающим требуемое значение вероятности ошибки на бит (BER).

Нетрудно видеть, что $E_b = P_{in}T_b$, где T_b – длительность бита, $P_{in} = P_{Tx}G_{Tx}G_{Rx}G_{LNA}/L$ – мощность сигнала на входе детектора, P_{Tx} – средняя мощность передачи, G_{Tx} , G_{Rx} – усиление передающей и приемной антенн, L – ослабление сигнала на трассе, G_{LNA} – предварительное усиление сигнала в приемнике до детектора, обеспечивающее попадание рабочей точки детектора в требуемый диапазон мощностей. При этом усиливается как полезный сигнал, так и входной шум, однако, поскольку рассчитывается отношение сигнал/шум, то коэффициент усиления G_{LNA} формально сокращается, так как стоит и в делимом, и в делителе. Тем не менее, он вносит дополнительный шум, который учитывается, как шум-фактор NF . Также учитывается т.н. коэффициент потерь реализации I . Таким образом, получаем

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_{in}T_b}{N_0G_{LNA}NF I} = \frac{P_{Tx}G_{Tx}G_{Rx}T_b}{LN_0NF I}. \quad (5)$$

Превышение E_b/N_0 над $(E_b/N_0)_{\min}$, обозначенное здесь M , — это энергетический запас канала (Link Margin), необходимый для надежного приема сигнала

$$\frac{E_b}{N_0} = M \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\min}. \quad (6)$$

Для СШП сигналов типичная требуемая величина $M = 2-3$ дБ.

Чувствительность приемника S определяется как минимальная детектируемая мощность сигнала на входе детектора:

$$S = \frac{P_{in}}{M} = \frac{N_0 N_F I}{T_b} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{min}. \quad (7)$$

Выполним оценку чувствительности для параметров задачи: $N_F = 2$ дБ, $I = 3$ дБ, $1/T_b = R = 1$ Мбит/с = 60 дБ/с, $N_0 = -174$ дБм·с, $(E_b/N_0)_{min} = 19.5$ дБ (для BER = 10^{-5})

$$S_{кд} = -174 + 2 + 3 + 60 + 19.5 = -89.5 \text{ дБм}. \quad (8)$$

Следует заметить, что эта величина почти на 20 дБ меньше заявленной чувствительности (–70 дБ) логарифмического детектора AD5513.

Оценка чувствительности приемника с логарифмическим детектором

Для того чтобы применить к ЛД формулу (7), нужно знать шум-фактор логарифмического детектора. К сожалению, данная информация не доступна [8]. Тем не менее, производитель приводит параметр чувствительности приема $S = -70$ дБм, с помощью которого уравнение баланса канала можно записать в другой форме:

$$P_{in} = \frac{P_{Tx} G_{Tx} G_{Rx} G_{LNA}}{L} \equiv M \cdot S. \quad (9)$$

Отсюда, например, можно получить выражение для максимального затухания сигнала L на трассе:

$$L = \frac{P_{Tx} G_{Tx} G_{Rx} G_{LNA}}{S \cdot M}. \quad (10).$$

Как следует из формулы (10), чтобы при прочих равных параметрах дальность систем с КД и ЛД совпадала, необходимо, чтобы усиление МШУ компенсировало разницу чувствительностей КД и ЛД, т.е.

$$\left(\frac{G_{LNA}}{S} \right)_{кд} = \left(\frac{G_{LNA}}{S} \right)_{лд} \quad (11)$$

Выше было получена оценка чувствительности приемника с квадратичным детектором (8), $S_{кд} \approx -90$ дБм. Из спецификации логарифмического детектора ADL5513 [8] известно, что $S_{лд} \approx -70$ дБм, поэтому для достижения одинаковой дальности усиление МШУ должно быть на 20 дБ выше в случае ЛД, чем в случае КД.

При равном усилении МШУ, допустимое ослабление сигнала L в случае ЛД AD5513 получается на 20 дБ меньше, чем в случае КД, т.е. $L_{лд} = L_{кд} - 20$ дБ.

Если предварительное усиление входного сигнала ниже требуемой величины, то рабочая точка ЛД попадает в область ограничения. Для сильных сигналов, у которых мощность в импульсе попадает в рабочий диапазон ЛД, прием остается надежным. Однако, как показывают результаты моделирования (рис. 5в), для слабых сигналов условия приема резко ухудшаются за счет уменьшения отношения сигнал/шум на выходе детектора, что приводит к фактическому уменьшению динамического диапазона приемника.

Выводы

Ключевым параметром, обуславливающим худшую чувствительность приемника на логарифмическом детекторе по сравнению с приемником на квадратичном детекторе, является чувствительность ЛД, составляющая –80...–70 дБм, в то время как теоретическая чувствительность КД может составлять –100...–90 дБм в рабочей полосе.

Для достижения равной дальности, разница в чувствительности КД и ЛД должна компенсироваться усилением сигнала (например, в МШУ), что не всегда технически реализуемо. При неполной компенсации происходит увеличение (ухудшение) фактической чувствительности приемного устройства и уменьшение предельной дальности действия системы связи.

Литература

1. Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Максимов Н.А., Панас А.И., Старков С.О. Перспективы создания прямохаотических систем связи в радио и СВЧ диапазонах // Радиотехника. 2000. № 3. С. 9-20.
2. Dmitriev A.S., Kyarginsky B.Ye., Panas A.I., Starkov S.O. Experiments on ultra wideband direct chaotic information transmission in microwave band // Int. J. Bifurcation & Chaos. 2003. 13, 1495–1507.
3. ET Docket 98-153, FCC 02-48; April 22, 2002. Washington: Federal Communications Commission (FCC), 2002.
4. Приложение к решению ГКРЧ от 16 июня 2021 г. № 21-58-05. "О выделении полос радиочастот устройствам малого радиуса действия". С. 43. // <https://digital.gov.ru/uploaded/files/prilozhenie-k-resheniyu-gkrch-ot-16-iyunya-2021-g--21-58-05.pdf>.
5. Dmitriev A.S., Hasler M., Panas A.I., Zakharchenko K.V., Basic principles of direct chaotic communications // Nonlinear Phenomena in Complex Systems, 2003, 6, 488–501.
6. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Панас А.И. Прямохаотические беспроводные системы связи: в сб. «Фрязинская школа электроники», под ред. А.А. Борисова – М.: Янус-К, 2012, С. 455–475.
7. Гоноровский И.С., Демин М.П. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебное пособие для вузов. — М.: Радио и связь. 1994.
8. AD5513 Datasheet.
9. Михалев П. Обзор основных схем логарифмических усилителей для радиочастотных приложений производства фирмы Analog Devices // Компоненты и технологии. 2008. № 11. С. 2.
10. Михалев П. Микросхемы современных логарифмических усилителей для радиочастотных приложений // Компоненты и технологии. 2008. № 10. С. 23–26. 43-52.
11. Holdenried C.D., Haslett J.W., et al. A DC–4-GHz True Logarithmic Amplifier: Theory and Implementation // IEEE Solid-State Circuits, 2002, 37, 1290–1299.
12. Дмитриев А.С., Клецов А.В., Лактюшкин А.М., Панас А.И., Старков С.О. Сверхширокополосные коммуникационные системы на основе динамического хаоса // Успехи современной радиоэлектроники. 2008. №1. С. 4–16.
13. Дмитриев А.С., Герасимов М.Ю., Ицков В.В., Лазарев В.А., Попов М.Г., Рыжов А.И. Активные беспроводные сверхширокополосные сети на основе хаотических радиоимпульсов // Радиотехника и электроника. 2017. Т. 62. №4. С. 354–363.
14. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Ицков В.В., Петросян М.М., Рыжов А.И., Турканов И.Ф. Прямохаотические средства сверхширокополосной беспроводной связи в метровом и дециметровом диапазоне радиоволн // Радиотехника и электроника. 2022. Т. 67. №8. С. 797–806.
15. Храмов К.К., Литвин С.П., Ивушкин М.Ю. Исследование характеристик логарифмического усилителя-детектора при его использовании в приемных трактах системы АЗН-В // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015. №3. С. 111-121.
16. Andreyev, Y. Analytical Model of an Energy Detector for Ultra-Wideband Chaotic Communications // Electronics 2023. 12, 954.