

Помехоустойчивый псевдошумовой канал связи на основе коррелятора Пирсона.

А.В. Крамаренко

Белый гауссов шум... процесс настолько дикий, что его нельзя определить как совокупность случайных величин, каждая из которых соответствует одному из значений параметра t . Robert Gallager [1].

Следует сразу внести уточнение: белого нормально распределённого (Гауссова) шума в физически реализуемом мире (в отличие от математической абстракции) не бывает. Причина понятна: отсутствие ограничения в области высоких частот приведёт к тому, что сколь угодно малый уровень шума потребует бесконечно большой энергии для его генерации.

Естественно, никаких истинно белых шумов также не может быть не только после прохождения сигнала через частотно-селективные входные каскады приёмника, но даже и на выходе приёмной антенны. Максимально достижимый результат (в смысле приближения к БГШ) может быть определён как «нормально распределённый, белый в ограниченной частотной полосе шумовой сигнал». Именно такой сигнал будем рассматривать как базис для приёма и передачи данных.

Заметим, что каналы связи с таким шумовым сигналом существуют и вполне работоспособны. Например, передача дискретной информации производится на основе интерференции задержанных противоположных шумовых сигналов, несущих информацию, с опорным непрерывным шумовым сигналом в передатчике. Восстановление передаваемых двоичных данных производится в результате автокорреляционной обработки суммарных шумовых сигналов в приёмнике [2].

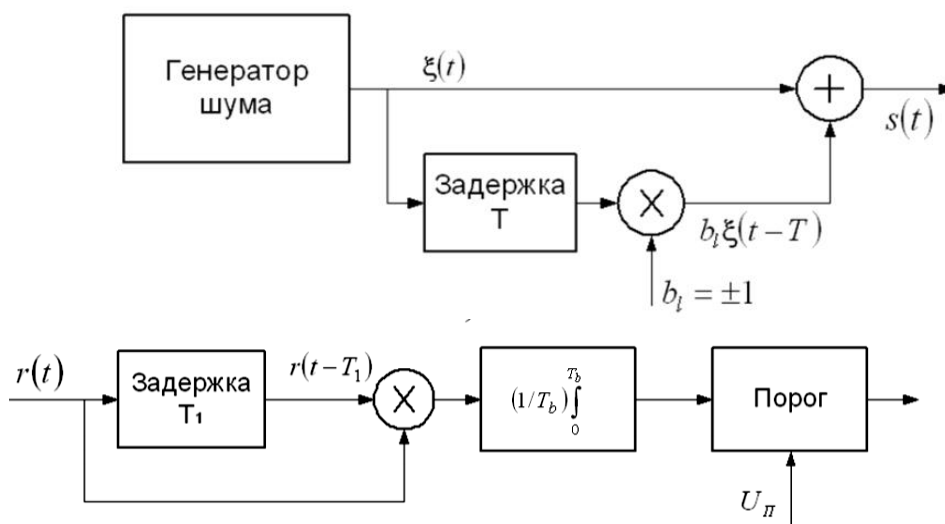


Рис.1. Блок схема существующего модулятора и демодулятора шумовых сигналов [2]

В данном случае сигнал на входе приёмника в той или иной степени зашумлен эфирным шумом – абсолютно чистых сигналов в реальных условиях не бывает. Задержанный сигнал тоже имеет запомненный шум. И это разные (NB!) фрагменты входного аддитивного шума. В корреляторе два различных шумовых фрагмента будут уменьшать отклик на полезный шумовой сигнал, причём тем сильнее, чем хуже соотношение полезный/удвоенный аддитивный шум на входе приёмника. Ни в каком случае не следует понимать это замечание как критику, наоборот: для такой системы обеспечиваются высокие значения параметра LPI, т.е. дешифрование сторонним наблюдателем более чем проблематично. Заметим, тем не менее, что если бы шумовая реализация была запомнена

и воспроизведена в передатчике, а в приёмнике было произведено сравнение (вычисление корреляции) с ней же, то канал связи использовался более эффективно. Впрочем, такой путь ведёт к формату DSSS и его последующим модификациям с присущими им недостатками.

Допустим, однако, что возможно синтезировать, запомнить, а затем передать с помощью DDS передатчика ограниченную во времени реализацию шума. Т.е. вместо какой бы то ни было модуляции и даже самого понятия радиоимпульса, можно будет оперировать только видеоимпульсами. В настоящее время такое решение возможно до частот единиц и даже десятков мегагерц (системы с модулятором пока не рассматриваем).

Допустим также, что в приёмнике имеется память, в которую предварительно записан принимаемый сигнал, и можно вычислять пирсоновский коэффициент корреляции в окне, скользящем по входному оцифрованному сигналу постоянно. Тогда:

$$R(i) = \frac{\text{cov}(x,y)}{\sqrt{S^2(x) \cdot S^2(y)}}$$

Естественно, по мере скольжения окна две шумовые реализации в какой-то момент времени станут когерентными, и коэффициент корреляции скачком поднимется от базового уровня до максимального абсолютного значения 1.0 минус его снижение вследствие присутствия некогерентного эфирного шума во входной реализации.

Таким образом, на выходе пирсоновского коррелятора приёмника можно будет наблюдать в реальном времени колеблющиеся в окрестности нуля значения и единичный бросок до абсолютного значения почти 1.0 в момент, когда полезный сигнал (т.е. известная шумовая реализация) принят полностью.

Отличием предлагаемого метода от существующих архитектур широкополосных систем будет использование именно нормированного корреляционного коэффициента. Основная идея заключается в том, что если вычисление корреляционной функции даёт выходной сигнал, пропорциональный входной мощности, то в случае нормированной корреляции на выходе имеется только степень подобия входного сигнала прототипу, вне зависимости от его мощности. Это, как мне кажется, принципиальное отличие. Порог принятия решения перестаёт быть адаптивным и нет нужды учитывать любые броски входной мощности, обусловленные естественными или прицельными помехами.

Рассмотрим простейшую модель: пусть реализация для передачи одного типа сообщения представляет собой предварительно вычисленную последовательность случайных значений длиной 1024 отсчета.

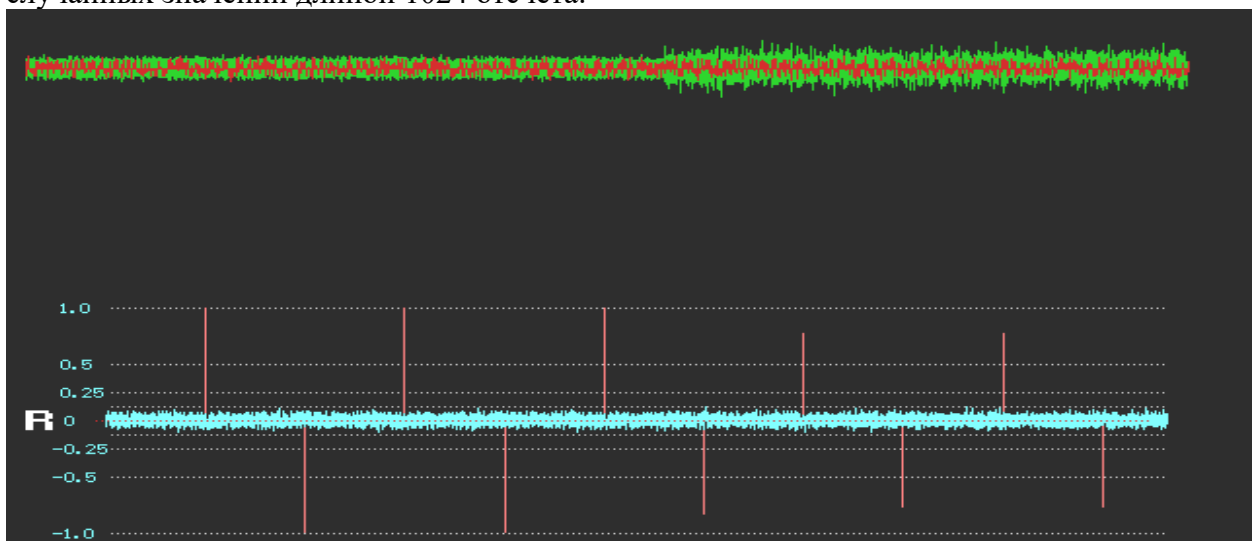


Рис.2. На вход устройства подаётся полезный шумовой сигнал, соответствующий прямому или инверсному прототипу, который записан в памяти приёмника. Уровень аддитивного шума в левой части графика равен нулю, в правой части – соотношение сигнал/шум равно 1:1. Наглядно проявляется снижение пирсоновской корреляции при появлении «чужого» шума.

На всех представленных иллюстрациях входной сигнал показан зелёным цветом сверху, на него красным цветом наложена передаваемая шумовая реализация. Внизу расположен

график корреляции Пирсона, отклики на входной сигнал автоматически (NB!) выделяются красным цветом. Порог принятия решения постоянный: $R > |0.125|$. Входной сигнал кодируется битовой последовательностью 1,0,1,0.... Направленные вверх красные линии на нижнем графике соответствуют «1» битовой последовательности, линии вниз – «0».

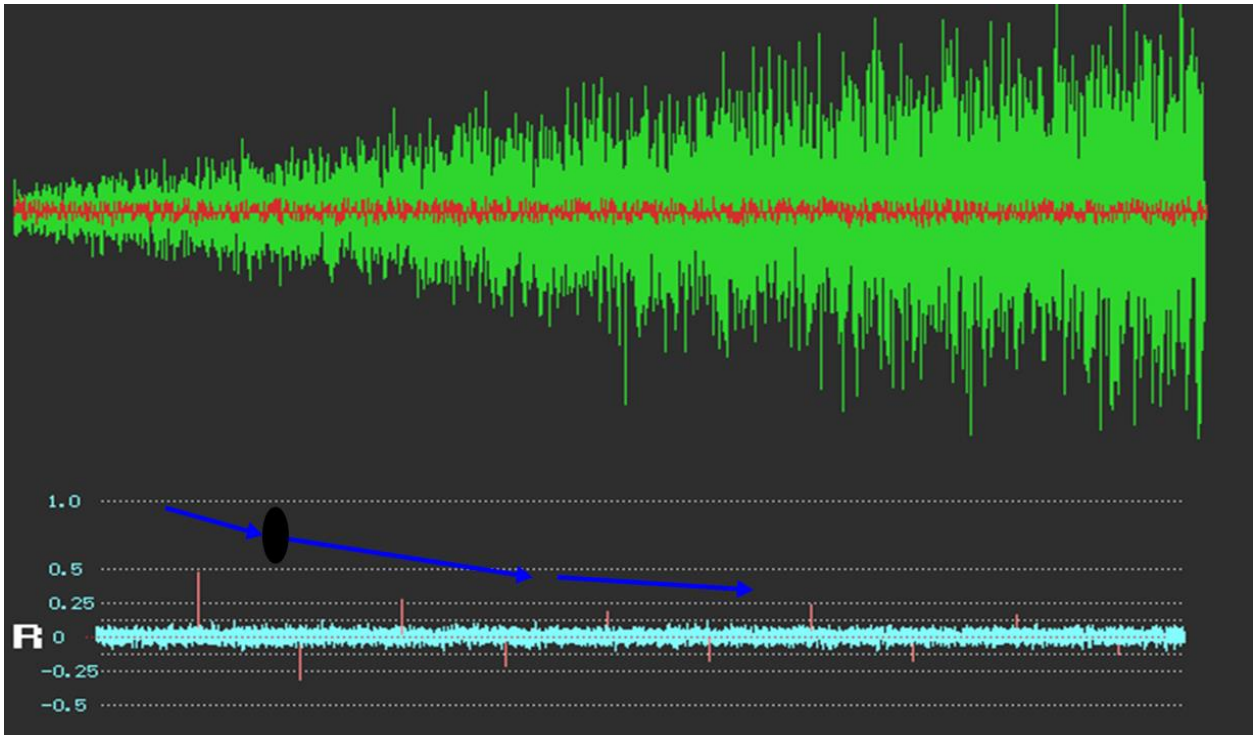


Рис.3. Процесс нарастания шума при неизменном уровне полезного сигнала. Соотношение меняется от 1:2 до 1:10. По мере линейного увеличения уровня шума отклик на выходе коррелятора ожидаемо понижается по гиперболическому закону. После соотношения 1:10 появляются единичные ошибки детектирования. Обратим внимание, что шумовая дорожка коррелятора не расширяется по мере увеличения уровня помехи – в этом также проявляются преимущества алгоритма Пирсона.

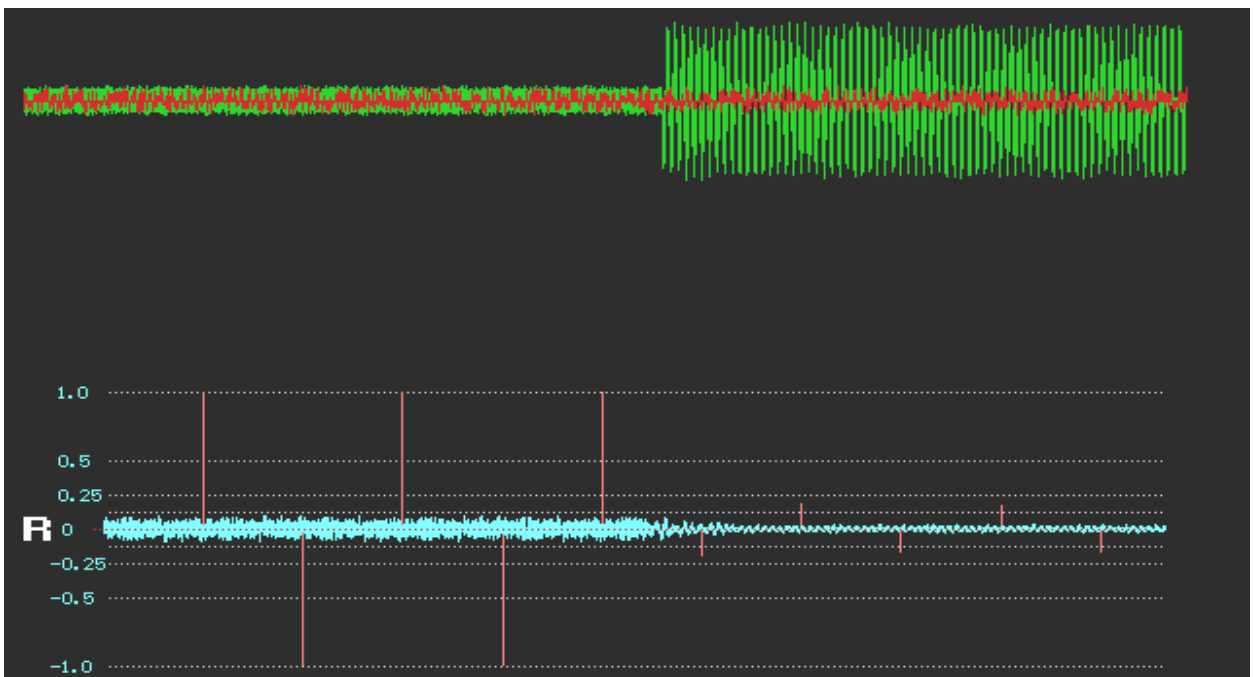


Рис.4. В левой части графика приёмник работает в «чистом» эфире, в правой части появляется гармоническая помеха, и соотношение сигнал/помеха становится равным 1:4. Обратим внимание на сужение шумовой дорожки коррелятора, что обусловлено низкими уровнями корреляции широкополосного сигнала на входе приёмника и детерминированного сигнала помехи.

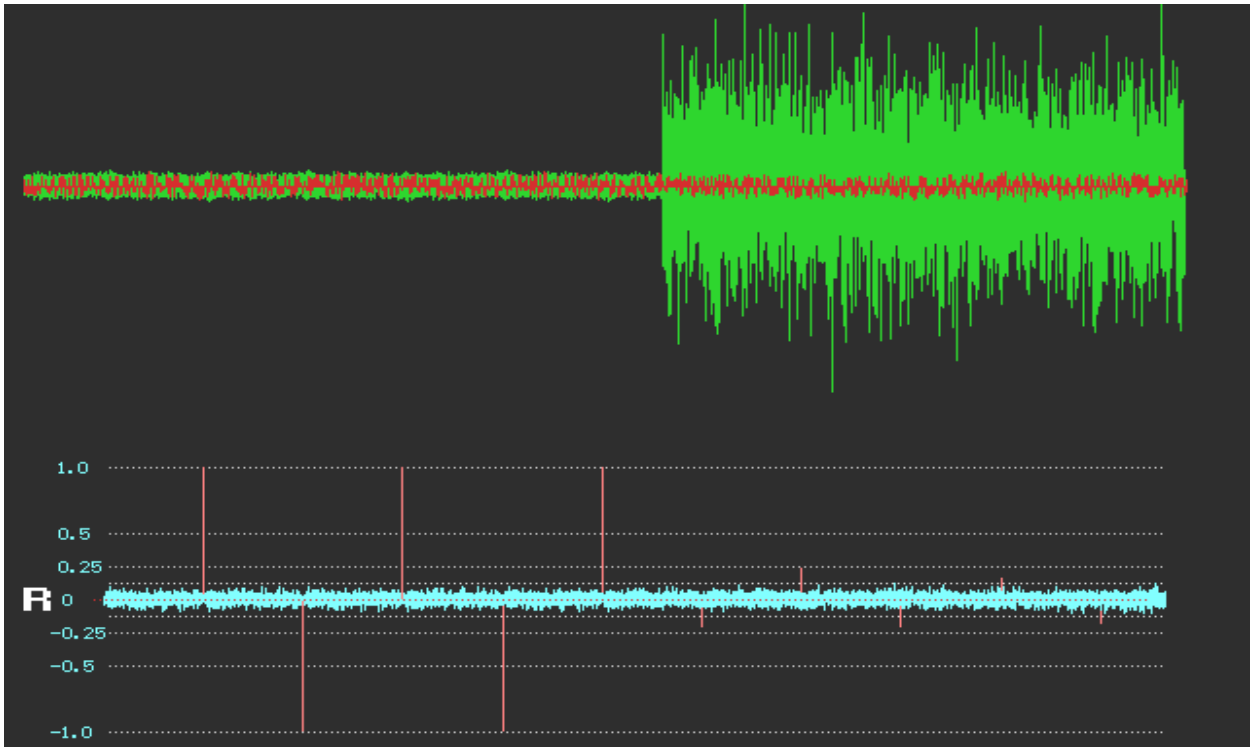


Рис.5. Комбинированная помеха (справа) в виде аддитивной смеси узкополосного и шумового сигналов. Работоспособность сохраняется, но её предел уже близок.

Результаты экспериментов с примитивной моделью показывают, что предлагаемое решение канала связи вполне жизнеспособно. Примем к сведению, что любая произвольно выбранная реализация шума весьма вероятно имеет малый коэффициент пирсоновской корреляции с любой другой шумовой реализацией. Поэтому канал приёма в процессе работы передатчика остаётся не полностью занятым: т.е. можно одновременно принимать сигналы не только «своего», но и других передатчиков.

Естественно, почти все возможности существующих методов широкополосной связи сохраняются и для «пирсоновского» варианта, более того – нет необходимости дополнительного кодирования Уолша-Адамара. Взаимное влияние сигналов разных передатчиков будет тем меньше, чем меньше взаимная корреляция их образцов, записанных в память. Максимальное количество одновременно принимаемых сигналов будет зависеть также от уровня аддитивного входного шума и выбранной длительности реализаций. Разумеется, нормальным режимом работы канала связи будет приём с входным соотношением сигнал/шум намного меньше единицы.

Но не всё хорошо в продемонстрированной модели. Теоретический расчет по [3] даёт для такой реализации и последовательности Баркера запас соотношения С/Ш около 30 дБ. В модели получено всего лишь 18 дБ, т.е. есть очевидный проигрыш, который и должен быть. Действительно: последовательности Баркера оптимальны в смысле минимальных боковых лепестков корреляционного преобразования. А псевдошумовые последовательности по определению не самый лучший выбор для канала связи.

Попробуем модифицировать передаваемый сигнал в смысле априорно меньшей корреляции с шумовыми и узкополосными помехами, а также использовать возможные симметрии передаваемой последовательности. Один раз это получилось даже с оптимальным приёмником Котельникова [4],[5]. Кроме того доработаем алгоритм приёма с учётом особенностей сигнала.

Итак, пусть есть ПШ последовательность длиной 1024 отсчета. Эти отсчеты будем представлять как случайные значения, каждое из которых определяется двумя аддитивными компонентами: полезным сигналом и «чужим» шумом. Разделим реализацию 2^{10} на 2^5 , т.е. получим 32 фрагмента последовательности. Естественно, количество отсчетов полезного сигнала уменьшится до 32 (16 прямых и 16 инверсных во

времени). В момент синхронизации будем производить суммирование входных данных, т.е. полезный сигнал будет накапливаться когерентно, а внешний шум – некогерентно. Учитывая возможные доплеровские эффекты и внешние помехи, а также необходимость постоянной коррекции синхронизации, суммирование необходимо вести постоянно (за это придётся платить вычислительной мощностью). Кроме того будем суммировать коэффициенты корреляции после ограничения их значений по модулю. Значения корреляции, которые меньше удвоенной ширины собственной шумовой дорожки, будем обнулять, т.е. введём грубую весовую функцию. Эту операцию можно представить как медианную фильтрацию «наоборот». (Приношу извинения за косноязычие, но лучше пока не получается).

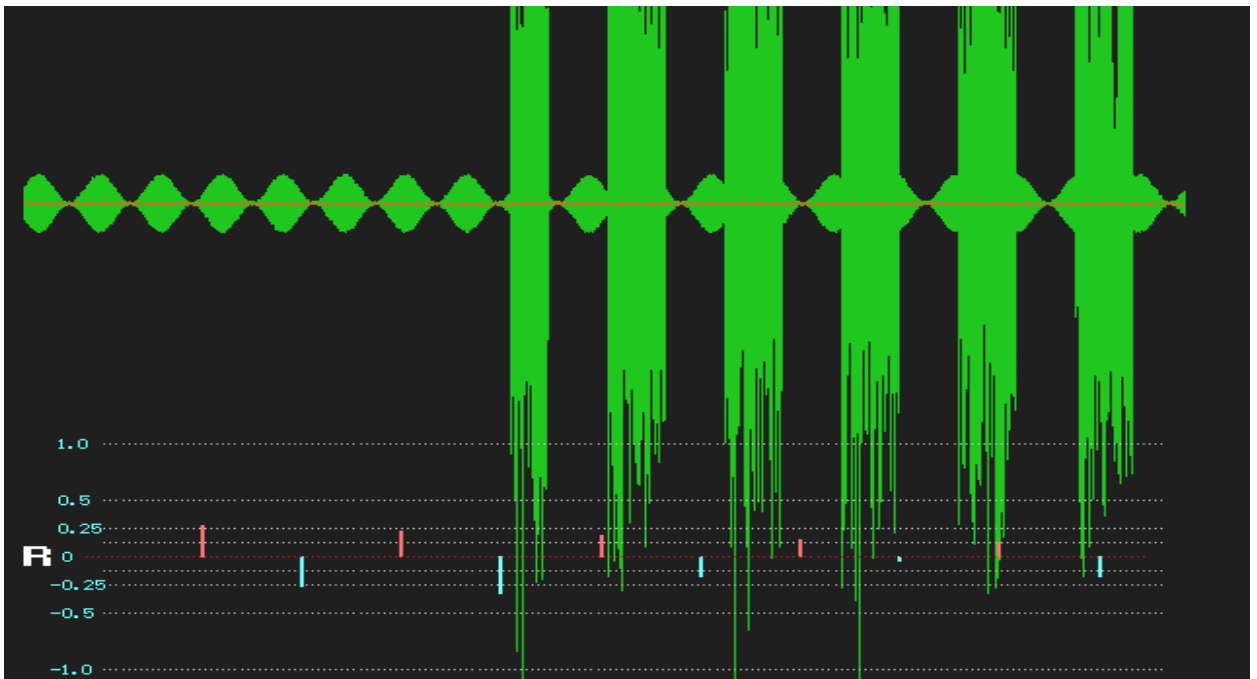


Рис. 6. На вход сначала подаётся смесь полезного сигнала с амплитудно-модулированной помехой (+30 дБ) и затем дополнительно с широкополосным импульсно-модулированным шумовым сигналом (+50 дБ). Вертикальный масштаб уменьшен, тонкая красная линия посередине – это кривая полезного сигнала). Выбрана наиболее эффективная для помехи (согласно [3]) длительность шумовых импульсов – $0.71 \cdot T$ и самая неудобная частота АМ сигнала. (Выходные сигналы обозначены «1» - красным, «0» – синим цветом).

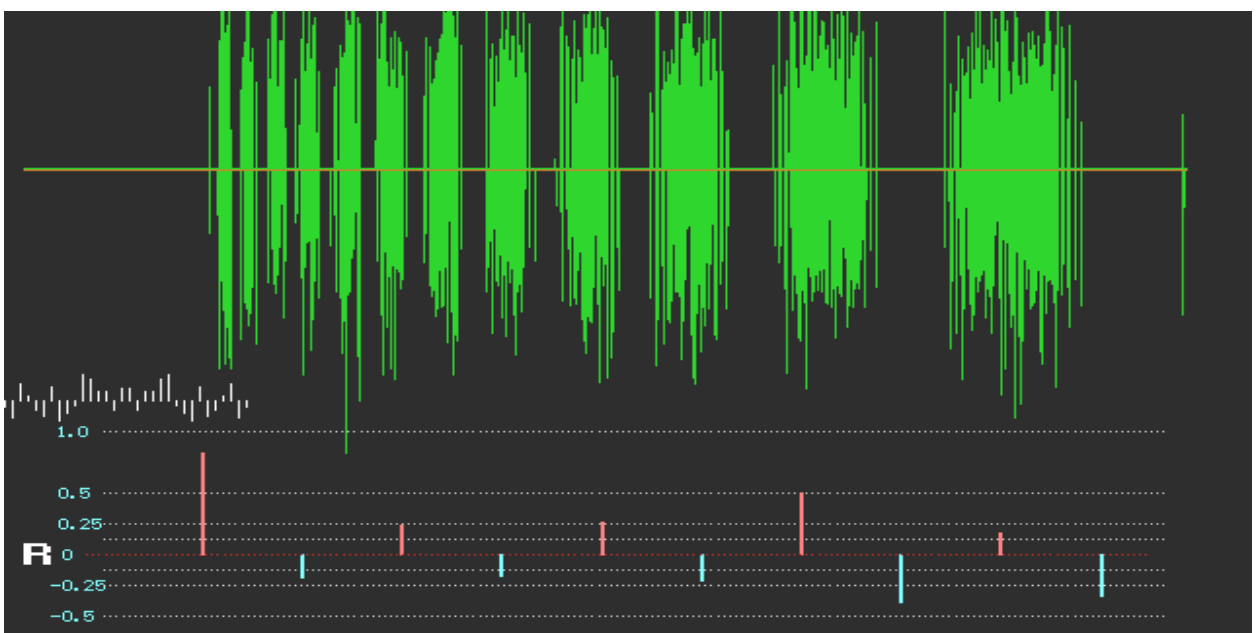


Рис.7. Комбинированная импульсная шумовая помеха (+120 дБ) с увеличивающимся периодом следования. Слева показан 32-элементный симметричный фрагмент принимаемой псевдошумовой последовательности. Изображение входного сигнала дополнительно масштабировано.

Выводы:

1. Использование псевдошумовых последовательностей вместо сигналов Баркера улучшает параметр LPI. Как следствие затрудняется несанкционированное распознавание и детектирование сигнала.
2. Замена базисной функции коррелятора на алгоритм Пирсона позволяет свести к нулю помехи от амплитудных бросков входного сигнала.
3. Использование на выходе коррелятора весовой функции («обратная медианная фильтрация») позволяет устранить помехи от высокоамплитудных, но слабо коррелированных компонентов помехового сигнала.
4. Информация о величине корреляции, т.е. достоверности каждого принятого бита, позволит резко повысить эффективность корректирующих кодов.
5. Соответственно, реакция на импульсную помеху любой, вплоть до предела динамического диапазона приёмника величины, будет нулевой, при условии что не «выбиты до неузнаваемости» более 95 % отсчетов реализации входного сигнала.
6. Для эффективного подавления предлагаемого канала связи придётся использовать только непрерывную высокоуровневую (60 дБ и выше) шумовую помеху, а это требует повышенной энергии помехопостановщика.
7. Существенного выигрыша в энергетическом потенциале радиолинии ожидать не стоит.
8. Результат эксперимента не есть сколько-нибудь законченный вариант канала связи: это всего лишь первые пробы применения нормированной корреляции для решения задачи.

P.S. Все замеченные ошибки, критику или даже полный разгром, пожалуйста, отправьте на tredexcompany37@gmail.com

Литература:

1. *Robert G. Gallager. Information Theory and Reliable Communication. 1974.*
2. *В. И. Калинин, В. В. Чапурский Передача бинарной информации на основе непрерывных несущих шумовых колебаний. Успехи современной радиоэлектроники, 2015, №8, С. 27-36.*
3. *Прокис Дж. Цифровая связь. Москва, Радио и связь, 2000.*
4. <http://www.tredex-company.com/ru/dvojnjoj-korrelyatsionnyj-priem-simmetrichnogo-impulsa-v-usloviyakh-abgsh>
5. <http://www.tredex-company.com/ru/ispolzovanie-geometricheskikh-simmetrij-dlya-effektivnogo-obnaruzheniya-malozametnykh-tselej>