

# РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ НА ОСНОВЕ СЛОЖНЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-5-4-14

**Кузнецов Виталий Степанович**,  
Национальный исследовательский университет "МИЭТ",  
Москва, Зеленоград, Россия, [vitaliy\\_kuznetsov@hotmail.com](mailto:vitaliy_kuznetsov@hotmail.com)

**Волков Алексей Станиславович**,  
Национальный исследовательский университет "МИЭТ",  
Москва, Зеленоград, Россия, [leshvol@mail.ru](mailto:leshvol@mail.ru)

**Солодков Алексей Викторович**,  
Национальный исследовательский университет "МИЭТ",  
Москва, Зеленоград, Россия, [solodkov\\_aw@mail.ru](mailto:solodkov_aw@mail.ru)

**Дорошенко Владислав Александрович**,  
Национальный исследовательский университет "МИЭТ",  
Москва, Зеленоград, Россия, [doroshenko.vlad42@gmail.com](mailto:doroshenko.vlad42@gmail.com)

**Ключевые слова:** широкополосный сигнал, псевдослучайная последовательность, синхронизация, согласованная фильтрация, обнаружение ШПС, сложный сигнал

Рассмотрены методы приема и обнаружения псевдослучайной последовательности (ПСП), а также методов подтверждения и снижения вероятности ложной синхронизации. Предложен метод обнаружения синхросигнала в составе пакета данных, основанный на равенстве нулю отклика цифрового фильтра, порождающего  $m$ -последовательность при подаче на вход этой же последовательности. Предложена структура сложного каскадного шумоподобного сигнала для синхронизации кадра от выбранной абонентской станции, называемой станцией привязки в системе множественного доступа с временным разделением пользователей. Выбрана структура синхросигнала и структура информационных сигналов в виде ПСП на основе симплексных кодов, обладающих наилучшими корреляционными характеристиками. В качестве схемы приема последовательности синхронизации была выбрана двухкаскадная схема приема сложного сигнала, где в качестве первого каскада выступают просуммированные некогерентно выходы согласованных фильтров на подсемейства ПСП, выделенных абоненту, в квадратурных ветвях, а в качестве второго каскада предложена схема на основе последовательной оценки. Проведено статистическое моделирование предложенных сигналов и алгоритмов их обработки в условиях аддитивного белого гауссовского шума, измерены вероятности пропуска синхросигнала и ложного срабатывания. Для синхропоследовательности сигнала станции общей длины 32385 чипов вероятность синхронизации достигает 0,9 при отношении  $Ech/N_0$  не менее -15,1 дБ. Предложено выражение для оценки вероятности обнаружения синхросигнала при его каскадной структуре и посимвольном приеме. Получено теоретическое выражение для оценки вероятности ложного срабатывания и обнаружения сигнала для схемы синхронизации.

## Информация об авторах:

**Кузнецов Виталий Степанович**, д.т.н., профессор кафедры "Телекоммуникационные системы" федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования "Национальный исследовательский университет "Московский институт электронной техники", Москва, г. Зеленоград, Россия

**Волков Алексей Станиславович**, к.т.н., доцент кафедры "Телекоммуникационные системы" федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования "Национальный исследовательский университет "Московский институт электронной техники", Москва, г. Зеленоград, Россия

**Солодков Алексей Викторович**, преподаватель кафедры "Телекоммуникационные системы" федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования "Национальный исследовательский университет "Московский институт электронной техники", Москва, г. Зеленоград, Россия

**Дорошенко Владислав Александрович**, магистрант кафедры "Телекоммуникационные системы" федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования "Национальный исследовательский университет "Московский институт электронной техники", Москва, г. Зеленоград, Россия

## Для цитирования:

Кузнецов В.С., Волков А.С., Солодков А.В., Дорошенко В.А. Разработка системы синхронизации на основе сложных широкополосных сигналов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Том 14. №5. С. 4-14.

## For citation:

Kuznetsov V.S., Volkov A.S., Solodkov A.V., Doroshenko V.A.. (2020) Development of a synchronization system based on complex broadband signals. T-Comm, vol. 14, no.5, pp. 4-14. (in Russian)

### Введение

Значительное количество современных беспроводных систем основано на пакетной связи. В таких системах моменты поступления пакетов обычно являются случайными и неизвестными на приемной стороне. При этом, полезная нагрузка может быть успешно демодулирована только при условии, что выполнена синхронизация приемника с передающей стороной. Во многих практических применениях параметры для выполнения процесса синхронизации априорно не известны на приемной стороне и, следовательно, должны оцениваться по принятому сигналу.

Системы синхронизации играют важную роль при передаче цифровой информации. В пакетных сетях, где передача информации ведется непрерывно, подобные системы позволяют осуществлять помехоустойчивый, т.е. энергетически эффективный прием цифрового сигнала.

В данной статье рассматриваются различные алгоритмы обнаружения сигнала синхронизации в преамбуле получаемого пакета данных для систем с организацией временного разделения пользователей, а также на основе реализованной математической модели системы связи производятся измерения вероятностных характеристик.

### Обнаружение синхросигнала в составе пакета данных

В случае одноранговой структуры сети абоненты являются равноправными, поэтому сигналы для установления начала пакета каждого из абонентов следует посылать в каждом пакете и выполнять процедуру синхронизацию начала пакета и границ чипов для каждого пакета. Это означает, что такая процедура должна быть надежной (поскольку будет полностью определять вероятность пропуска пакета) и быстрой (это определит удельный объем синхросигнала в кадре).

Ввиду сложной помеховой обстановки и малого отношения сигнал/помеха в линейной части приемника широкополосных сигналов (ШПС) в качестве синхропреамбулы в каждом пакете должна быть выбрана достаточно длинная последовательность. Линейная  $m$ -последовательность генерируется примитивным характеристическим многочленом вида:

$$a_0 d_j + a_1 d_{j-1} + \dots + a_m d_{j-m} = 0. \quad (1)$$

Откуда

$$d_j = \sum_{i=1}^m a_i \cdot d_{j-i} \text{ при } a_0 = 1. \quad (2)$$

Равенство нулю характеристического многочлена (1) указывает на то, что линейная  $m$ -последовательность длины  $D = 2^m - 1$  чипов, где  $m$  – память регистра, генерируемая линейным фильтром согласно выражению (2), является для него нулевой: если  $m$ -последовательность подать на вход этого же фильтра, то с  $m + 1$  такта на выходе фильтра будут только нулевые символы. Принимаемая в канале с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) последовательность подается на вход генератора псевдослучайной последовательности (ПСП). Когда будет найден входной отрезок последовательности из  $2m$  подряд символов, принятых без ошибок, то с  $m + 1$  такта на выходе фильтра появятся  $m$  символов 0 [1-3].

С  $2m + 1$  такта управляющая логика переключает генератор ПСП в режим автономной генерации и далее производится вычисление функции авто- или взаимнокорреляции опорного ШПС с принимаемой последовательностью.

Если первая группа  $m$  чипов является начальной установкой (н.у.) генераторного регистра, то передача синхросигнала (СС) может начинаться со второй группы  $m$  чипов (рисунок 1). Принимаемая в канале с АБГШ последовательность подается на вход согласованного фильтра (СФ) для накопления энергии каждого символа и далее с его выхода – на вход генератора ПСП.

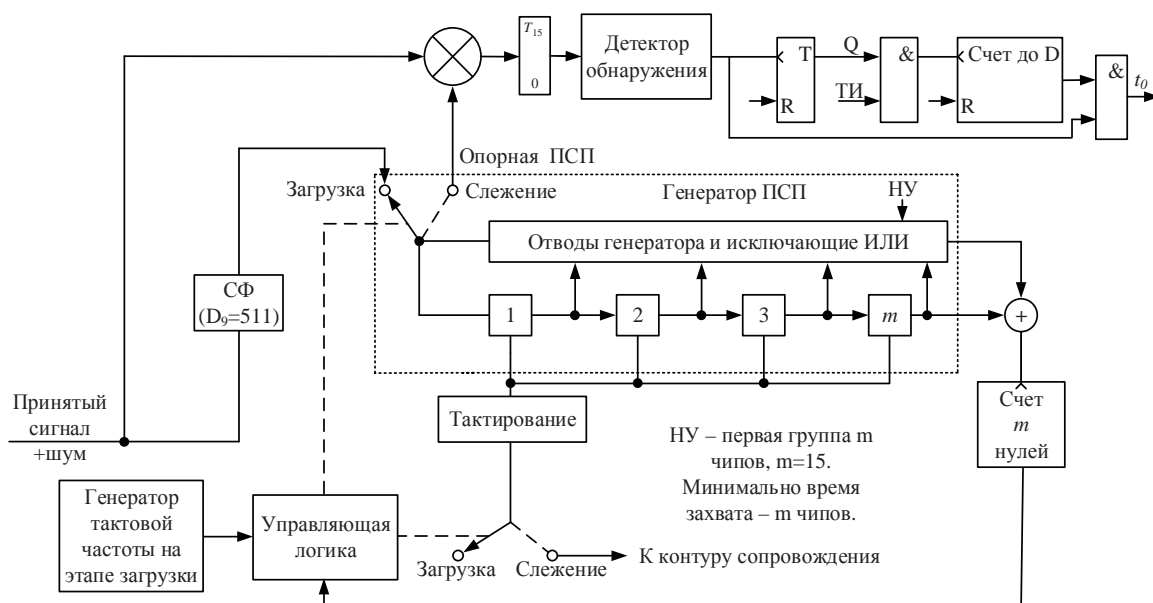


Рис. 1. Схема обнаружения сигнала. Начальная установка регистра – 1 группа  $m$  чипов (не передается), начало синхросигнала – 2 группа из  $m$  чипов; автономная генерация синхросигнала с 3 группы из  $m$  чипов

### Обнаружение синхросигнала от выделенной станции синхронизации

При наличии выделенной станции, организующей временную структуру кадров в своей зоне радиовидимости (аналогично роли базовой станции в мобильных сотовых сетях) синхросигнал начала кадра или суперкадра можно передавать только этой станцией и однократно, в начале кадра, а поддержание структуры временного разделения производится абонентскими станциями автономно за счет внутренних тактовых генераторов. Частота посылки синхросигнала, таким образом, будет определяться качеством этих генераторов. Такая станция далее будет называться станцией временной привязки, и в качестве такой станции может выступать любая из абонентских станций.

В качестве сигнала станции временной привязки [4,5], определяющей моменты начала кадров и суперкадров для организации временного разделения абонентов, следует использовать более сложную комбинированную последовательность (составную синхропоследовательность) [6-8]. Для примера была рассмотрена структура, при которой  $m$ -последовательность длины  $D_8 = 2^8 - 1 = 255$  манипулируется в соответствии с символами  $m$ -последовательности длины  $D_7 = 2^7 - 1 = 127$ . Общая длина синхропоследовательности сигнала станции привязки равна  $D_{15} = (2^8 - 1) \cdot (2^7 - 1) = 32385$  чипов.

Поскольку прием сигнала ведется в условиях низкого отношения сигнал/шум и возможно канала, отличного от гауссовского, для увеличения шанса достоверного приема сиг-

нала и уменьшения вероятностей ложной синхронизации критерием обнаружения сигнала устанавливается не однократное превышение реакции схемы обнаружения сигнала некоторого порога, а временной интервал между этими событиями. Общая длина сигнала станции привязки для выбранного алгоритма синхронизации равна двум периодам последовательности  $2 \cdot D_{15}$ . Порождающие полиномы для последовательностей выбраны исходя из минимальных уровней боковых лепестков среди последовательностей данного периода [9], их двоичное представление  $G_7 = 10001111$ ,  $G_8 = 100011101$ .

Прием осуществляется каскадной схемой, описанной далее, в которой СФ на последовательность длины  $D_8$  является входом для второго каскада, реализованного как в виде СФ, так и в виде схемы на основе последовательной оценки (RASE) [10-11]. Основным результатом работы всей схемы – интервал между пиками на выходе второго каскада: если он равен эталонному значению  $D_{15}$ , то синхросигнал станции привязки и момент времени  $t_0$  его окончания считаются обнаруженными.

### Цифровое моделирование приема синхросигнала

Общая схема системы связи на рис. 2. На рисунке 3 приведена блок-схема приемника синхросигнала (блоки Acq RX и Acq TX на рис. 2). Ниже приведено описание блоков математической модели.

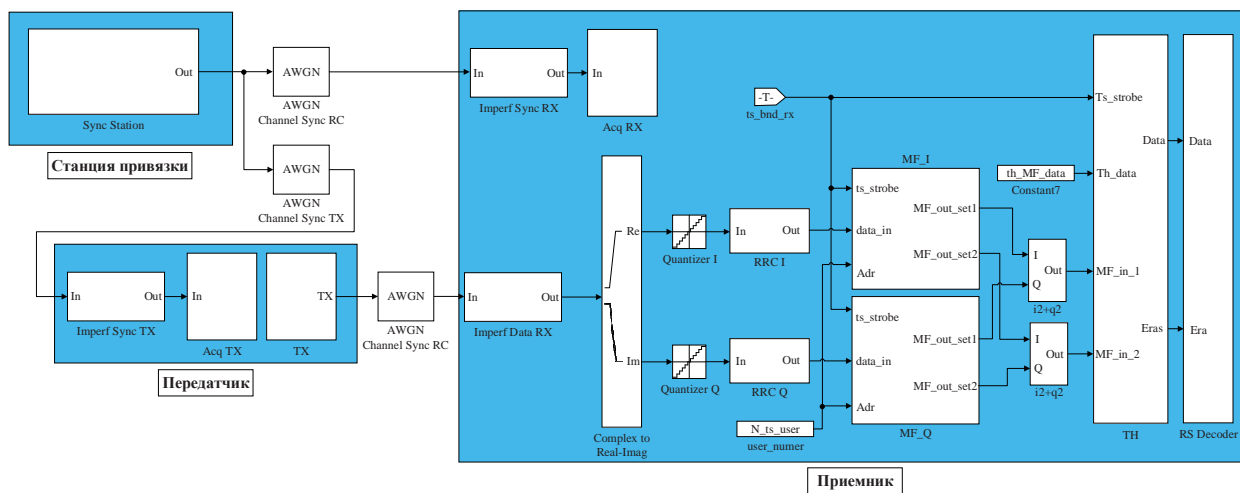


Рис. 2. Схема математической модели системы связи

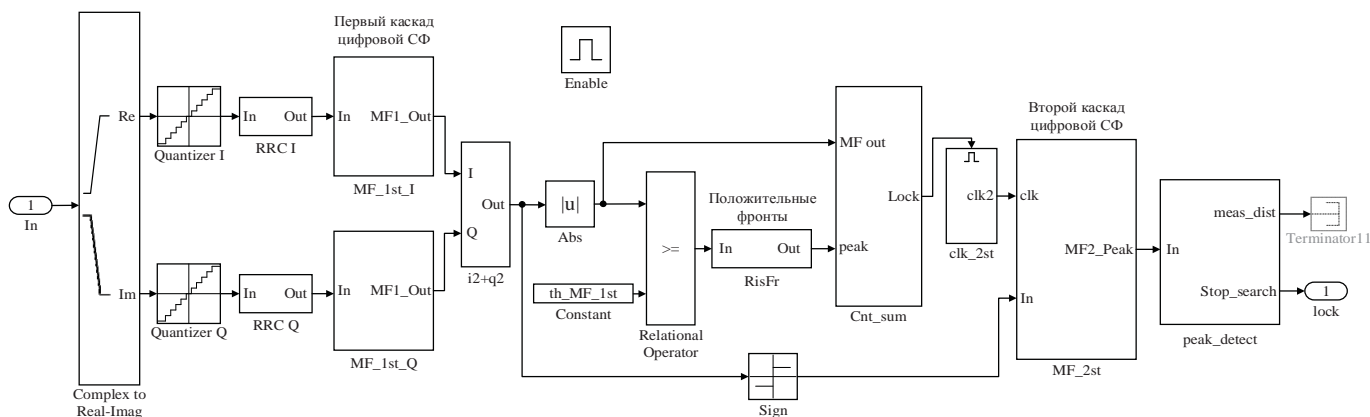


Рис. 3. Общий вид схемы приема синхросигнала

Блоки Quantizer I и Quantizer Q – аналого-цифровой преобразователь синфазного и квадратурного каналов, коэффициент передискретизации равен 4, разрядность задается параметрически, оптимальное значение разрядности – не менее 4. Блоки RRC I и RRC Q – СФ на форму чипа типа «корень из приподнятого косинуса», коэффициент скругления 0,3, децимация отсутствует.

Блоки MF\_1st\_I и MF\_1st\_Q – СФ первого каскада для приема  $m$ -последовательности длины  $D_8$  в целом. Порядок фильтров –  $D_8 \cdot 4$ , отводы с регистра фильтра отстоят друг от друга на 4 позиции согласно коэффициенту передискретизации. Блок  $i2+q2$  выполняет некогерентное суммирование выходов СФ, поскольку выполнить процедуру подстройки частоты или фазы опорного колебания на этапе грубого поиска принципиально невозможно.

Блок Relation Operator осуществляет сравнение преобразованных откликов СФ с порогом и детектирование пиков отклика СФ. Выбор значения порога СФ первого каскада является определяющим в общей вероятности успешного обнаружения, пропуска и ложного срабатывания. Было проведено статистическое моделирование в рабочем диапазоне  $E_{ch}/N_0$  и определены зависимости вероятностей обнаружения  $P_d$ , пропуска  $P_{miss}$  и ложного срабатывания  $P_{fa}$  от значения порога. Графики зависимости приведены на рис. 4. Исходя из моделирования минимально допустимое значение порога детектирования пика отклика СФ первого каскада (на длину  $D_8$ ) определено как 45, в итоге порог установлен равным  $th_{MF\_1st} = 50$  ( $P_{fa} = 1,5 \cdot 10^{-3}$ ,  $P_d = 0,763$ ,  $P_{miss} = 0,252$ ). На выходе блока появляется строб превышения порога модулем пиком модуля отклика СФ MF1\_peak (далее – просто пик) и значение отклика в этот момент MF1\_out.

Для детектирования пиков сигнала с выхода СФ дополнительно внесена схема адаптивной подстройки к уровню сигнала, представленная на рис. 5. Блок Mov\_aver осуществляет усреднение модуля входного сигнала на длине окна, задаваемого параметром  $Wind\_Size\_Adapt\_th\_1st$ . После получения первых  $Wind\_Size\_Adapt\_th\_1st$  средний уровень сигнала считается определенным, активируется флаг  $th\_valid$  и входной сигнал начинает сравниваться с порогом, определяемым как измеренный средний уровень сигнала  $Aver\_sig$ , умноженный на множитель порога  $th\_mult$ . Для уменьшения влияния пиков с выхода СФ выборки, превышающие вычисленный порог, заменяются на среднее значение сигнала. Выбор значения множителя порога  $th\_mult$  является нетривиальной задачей и окончательное его значение возможно только при выборе критерия статистического анализа (последовательный поиск Вальда, критерий Неймана-Пирсона и т.д.) и составлении матрицы потерь при пропуске/ложной тревоге.

Зависимости вероятностей от порога во всем заданном диапазоне  $E_{ch}/N_0$  (-10...-20 дБ)

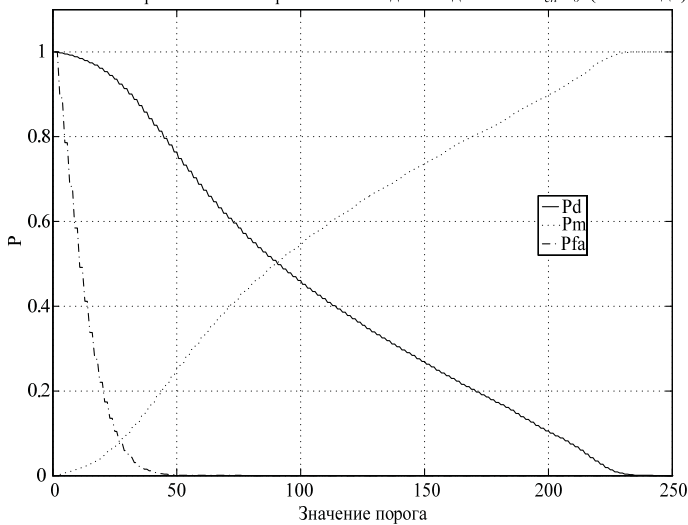


Рис. 4. Вероятностные характеристики схемы синхронизации

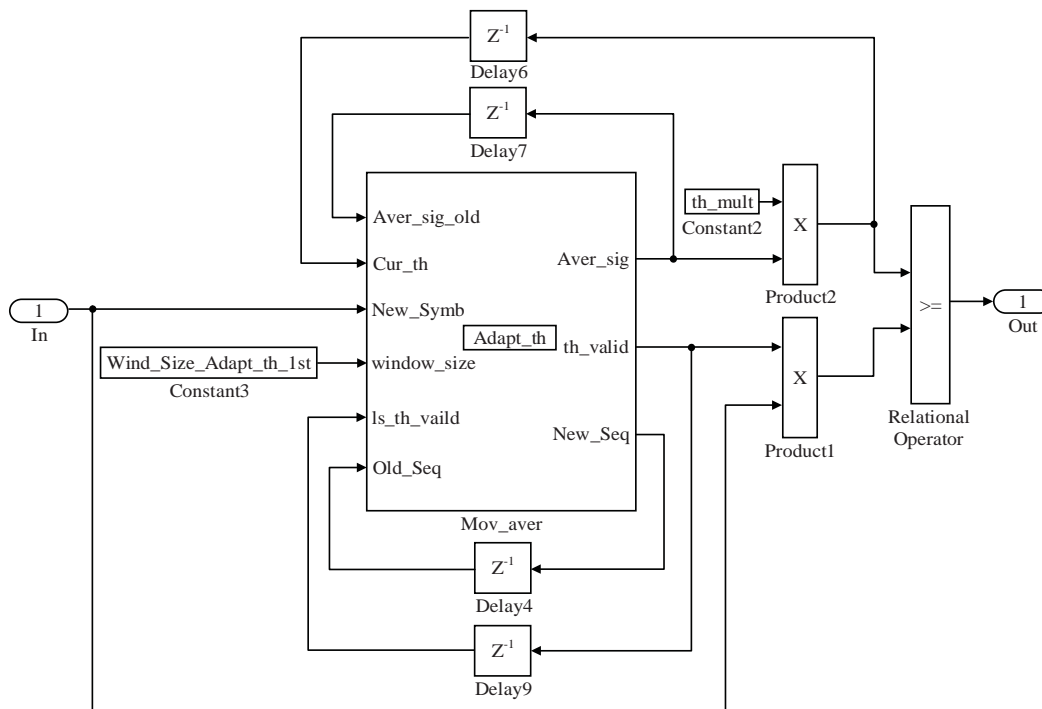


Рис. 5. Схема адаптивной подстройки порога



Исходя из статистического моделирования множитель выбран равным 5. Длина окна выбрана равной длительности 100 чипов для наглядности, используемое при работе значение – не менее 1000.

Блок Cnt\_sum отвечает за активацию тактирования второго каскада при обнаружении последовательностей длины  $D_8$ . Вероятность восстановления тактовой сетки для второго каскада является определяющей для итоговых вероятностей верного захвата, пропуска и ложной тревоги всей схемы, поскольку потенциальные возможности схемы из-за большой базы сигнала при условии полной синхронизации, позволяют работать при отношении сигнал/шум менее -30 дБ, в то время как надежное обнаружение сигнала СФ первого каскада при таких низких отношениях невозможно.

Появление единичного пика на выходе СФ при низких отношениях сигнал/шум может быть вызвано и шумом, поэтому для надежного установления факта обнаружения последовательностей длины  $D_8$  следует использовать дополнительные критерии подтверждения. Были проверены четыре метода подтверждения, описанные ниже.

### Обнаружитель на основе дистанций между пиками

Этот алгоритм реагирует на все пики на входе, замеряя дистанцию между двумя соседними. Уменьшение порога детектирования на выходе первого фильтра повышает вероятность возникновения ложных пиков, что уменьшает вероятность верного обнаружения нескольких пиков подряд без ложных пиков между ними. Для уменьшения вероятности ложного срабатывания производится замер дистанций между соседними пиками подряд  $num\_in\_row$ , в модели этот параметр выбран равным 3. Блок-схема алгоритма приведена на рис. 6.

### Обнаружитель на основе появления пиков на нужной дистанции

По сравнению с предыдущим методом этот алгоритм реагирует только на пики, отстоящие на период последовательности  $D_8$ , поскольку для каналов с замираниями в качестве критерия наличия сигнала надежнее выбирать дистанцию между пиками, а не факт однократного превышения пика над порогом. Для уменьшения вероятности ложного срабатывания аналогично предыдущему алгоритму производится поиск  $num\_in\_row$  пиков подряд, в модели этот параметр выбран равным 3. Блок-схема алгоритма приведена на рис. 7.

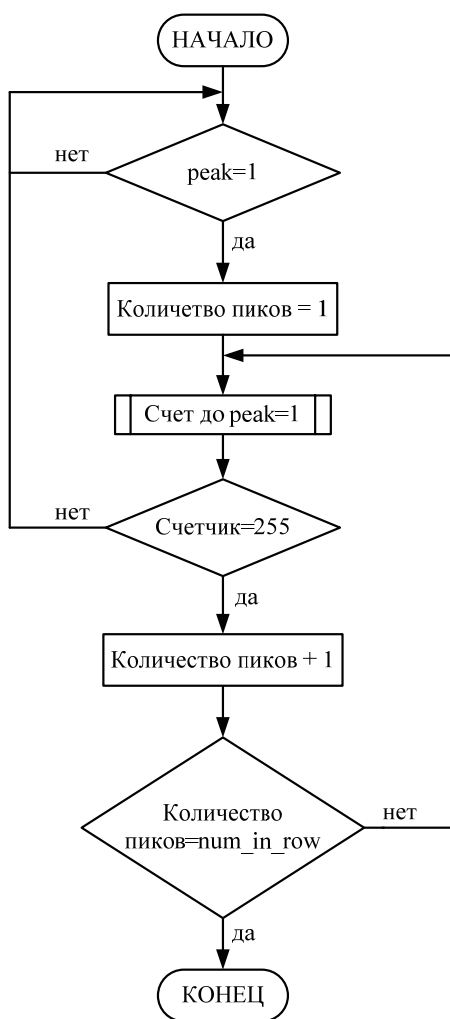


Рис. 6. Блок-схема алгоритма обнаружителя на основе дистанций между пиками

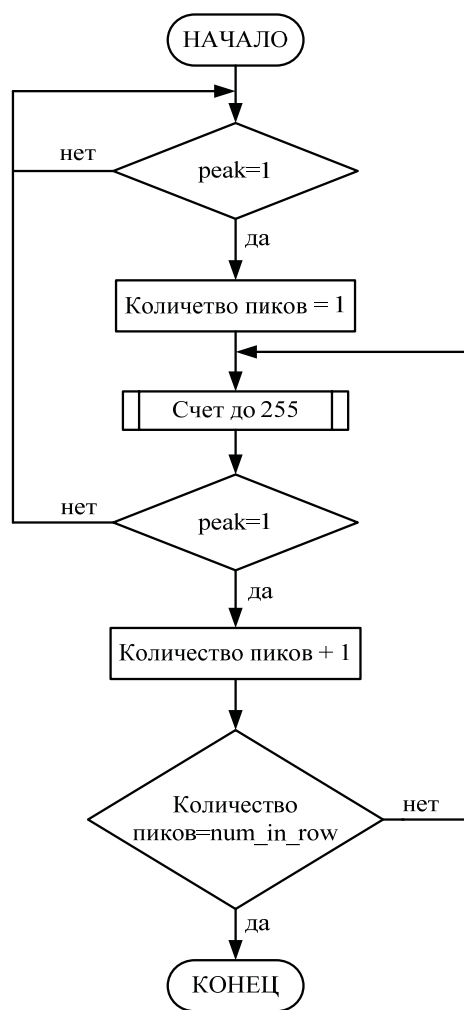


Рис. 7. Блок-схема алгоритма обнаружителя на основе появления пиков на нужной дистанции

### Обнаружитель на основе автомата состояний

Для увеличения вероятности обнаружения в ситуациях, когда, например, за двумя верно обнаруженными пиками следует отсутствие пика в ожидаемое время через период последовательности, однако еще через период пик появляется, был опробован алгоритм, учитывающий предысторию.

Блок IntervalCalc\_1st определяет наличие пиков с выхода СФ с интервалом между ними  $PeakDist_{1st} = D_8$ . Если дистанция между двумя следующими друг за другом пиками равна заданной, формируется флаг *hit*, если же второй пик не возник в ожидаемое время – флаг *miss*.

Блок ControlLogic – автомат состояний.

Входные параметры блока, их значения при моделировании и назначение следующие (задаются как вектор значений  $param\_logic\_1st = [lock\_th\ lock\_lim\ lock\_marg]$ ):

$lock\_th = 3$  – порог обнаружения;

$lock\_lim = 6$  – предельное значение номера состояния;

$lock\_marg = 1$  – запас.

Начальное состояние автомата состояний имеет номер 0. Каждое событие *hit* увеличивает номер состояния на 1 (но не более  $lock\_lim$ ), каждой событие *miss* – уменьшает на 1 (но не меньше 0). Номер состояния хранится в формате [номер\_состояния флаг\_обнаружении] в элементе задержки. При превышении номером значения  $lock\_th$  последовательности длины считаются уверенно обнаруженными, флаг обнаружения становится равным 1 и активируется второй каскад с помощью флага *lock*. Одновременно с этим на выходе появляются стробы тактирования второго каскада *load*. При номере состояния равном  $lock\_th$ , активированном флаге и событии *miss* номер состояния уменьшается на 1, однако обнуление флага произойдет только если номер состояния будет равен  $lock\_th - lock\_marg$ . Это сделано с целью удержания флага обнаружения при низком отношении сигнал/шум и большом числе принятых ошибочных чипов. Диаграмма состояний приведена на рис. 8.

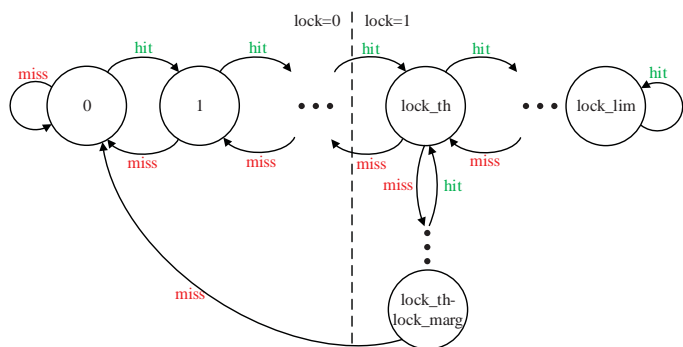


Рис. 8. Диаграмма состояний блока ControlLogic

### Обнаружитель на основе предсказания периодичности

Этот алгоритм основан на периодичности появления пиков и знании этого периода, а также нулевом среднем значении вероятностной составляющей значение отклика СФ.

Первое появление пика запускает счетчик до длительности  $D_8$ , и каждый последующий момент времени, соответствующий позиции потенциального пика отклика СФ, суммируются значения выхода СФ первого каскада. Число слагаемых, или иначе длительность накопления суммы в периодах

последовательности длины  $D_8$  задается параметром  $Depth_{1st} = 10$ , выбранным эмпирически. Из-за случайного характера отклонения значений ВКФ сумма усредняется, и в случае ложного первого пика среднее значение суммы равно 150, в то время как для истинных пиков при отношении сигнал/шум -20 дБ среднее значение равно 300. Исходя из этого был выбран порог  $Sum_{th} = 250$ , с которым и сравнивается сумма. При превышении суммой  $Depth_{1st}$  слагаемых порога  $Sum_{th}$  сигналы длительностью  $D_8$  считаются обнаруженными. Алгоритм работы приведен на рис. 9.

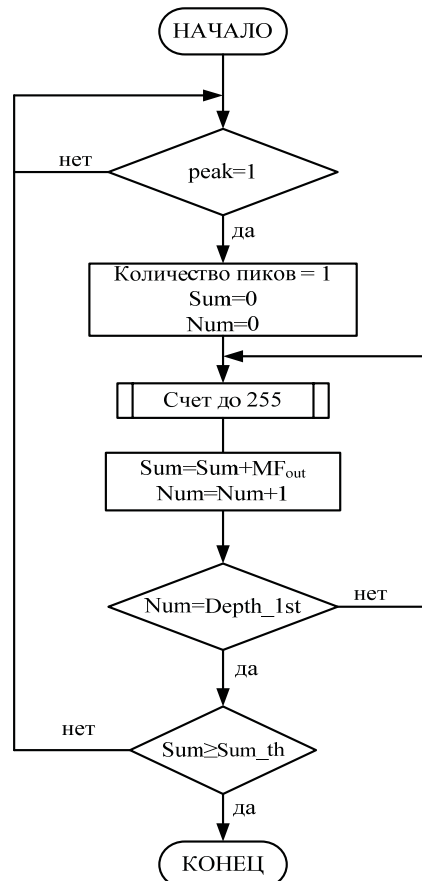


Рис. 9. Блок-схема алгоритма обнаружителя на основе предсказания периодичности

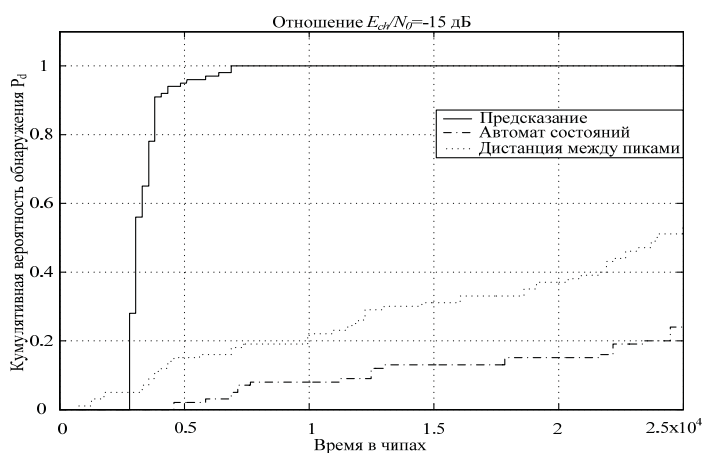


Рис. 10. Кумулятивная функция распределения вероятности обнаружения достоверного срабатывания фильтра первого каскада

В результате моделирования получены зависимости кумулятивной функции распределения вероятности обнаружения достоверного срабатывания фильтра первого каскада от времени приема синхросигнала (при условии наличия синхросигнала в эфире) при отношении  $E_{ch}/N_0$  равном -15 дБ (рис. 10).

Видно, что метод на основе предсказания периодичности дает наилучшие результаты и является единственным работоспособным при малых отношениях сигнал/шум.

В качестве второго каскада (MF\_2\_st) предлагаются две различные схемы.

**Схема на основе метода RASE**

Обнаружитель на основе последовательной оценки, предложенный ранее, представлен на рис. 11.

Блок Reg отвечает за поиск и генерацию ПСП длины  $D_7$ . Этот блок (схема приведена на рис. 12) состоит из сдвигового регистра (блоки Search\_1...7) и обратных связей для режима поиска, сдвигового регистра (блоки Gen\_1...7) и обратных связей для режима генерации и счетчика нулей Null\_counter.

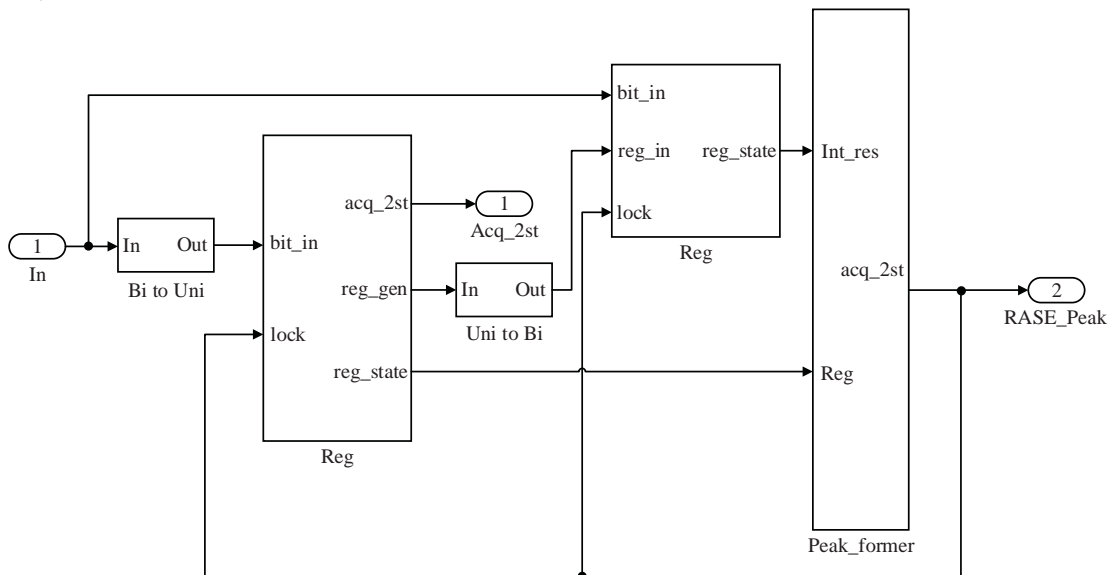


Рис. 11. Схема второго каскада на основе RASE

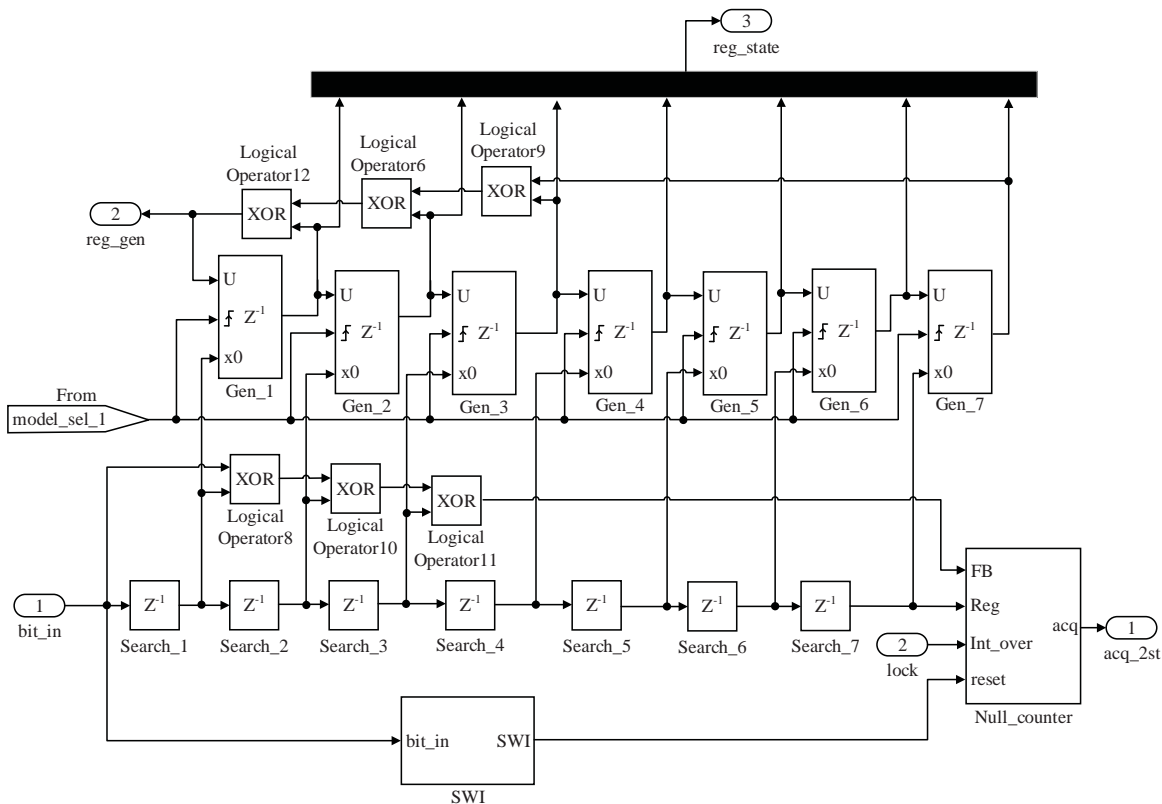


Рис. 12. Структура блока Reg

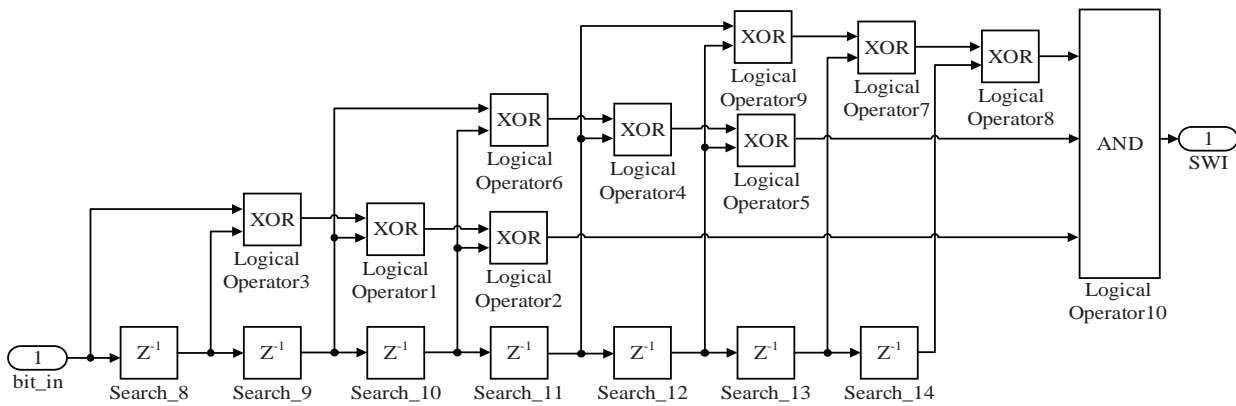


Рис. 13. Блок контроля качества синхронизации SWI

Используется следующее свойство: при достоверных поступающих отчетах в регистр поиска результат операции XOR выхода цепи обратной связи и самого старшего бита в регистре всегда равен 0. Входные отчеты могут искажаться под воздействием шума, поэтому ведется поиск нулевого сегмента на выходе схемы XOR длительностью не менее чем длина порождающего регистра, в нашем случае 7. В момент обнаружения такого сегмента в регистре находится сегмент последовательности, которая порождается этими же обратными связями, и генерацию последующих символов можно производить автономно. Процедура обнаружения последовательности из  $w_{aver\_rase}$  нулей осуществляется блоком Null\_counter, факт обнаружения отмечается флагом  $mode\_sel\_1$ . При появлении этого флага текущее состояние регистра поиска загружается как исходное состояние регистра генерации Gen\_1...7 и далее генерация ПСП осуществляется в автономном режиме.

Блок Conv осуществляет сжатие спектра сигнала и его интегрирование. Блок Peak\_former осуществляет поиск конца последовательности длиной  $D_7$ . Условие окончания выбрано следующим – результат интегрирования блоком Conv больше порога  $th\_RASE\_2st = 60$  (50% от длины последовательности  $D_7$ ), а состояние регистра генерации блока Gen\_1...7 равно заранее известному состоянию «0010001», возникающему в регистре генерации ПСП в передатчике в конце периода ПСП. Потери времени при случае ложной синхронизации можно снизить, используя блок контроля качества синхронизации SWI (англ. signal worth indicator), схема которого представлена на рис. 13 [12].

Этот блок позволяет быстро оценивать качество синхронизации во время интегрирования, продолжая проверку приходящих символов тем же методом сложения отводов регистра. Проверка проводится для перекрывающихся сегментов принятого сигнала, сдвинутых на два чипа. Если результат всех трех XOR равен единицам одновременно, то выносится решение о ложной синхронизации и процедура RASE перезапускается с обнулением промежуточного результата интегрирования.

#### Схема на основе согласованного фильтра MF\_2st

Эта схема представляет собой СФ на бинарную последовательность длины  $D_7$ , поскольку решение выносится в виде взятия знака пика отклика СФ первого каскада. Пик на вы-

ходе СФ второго каскада определяется как превышение порога  $th\_MF\_2st = 60$ .

Блок peak\_detect производит подсчет дистанции между двумя первыми пиками с выхода второго каскада. При обнаружении двух пиков активируется флаг  $stop\_search$ , а дистанция между пиками появляется на выходе  $meas\_dist$ . Факт обнаружения, дистанция и момент времени обнаружения в конце моделирования передаются в MATLAB для дальнейшей обработки. Общее решение о верном приеме преамбулы выносится после измерения расстояния между пиками отклика второго каскада и сравнения его с эталоном, равным длине  $D_{15}$  комбинированной последовательности в результате моделирования, а так же сравнением момента обнаружения (т.е. момента  $t_0$ ) с запланированным.

Число таких случаев верного приема усредняется по  $run\_n$  экспериментам, а вероятность верного приема (при данном отношении сигнал/шум) приравнивается к отношению этого усредненного числа успешных исходов к общему числу моделирований  $run\_n$ .

По итогам статистического моделирования в канале с АБГШ получена зависимость успешного обнаружения  $P_{det}$  синхросигнала при условии его передачи (рис. 14).

Вероятность пропуска синхросигнала, определяемая как  $P_{miss} = 1 - P_{det}$ , приведена на рис. 15.

Таким образом, успешный захват синхросигнала возможен при выбранных характеристиках сигналов при отношении  $E_{ch}/N_0$  не менее -15,1 дБ с вероятностью пропуска  $10^{-9}$ . Для надежной работы в канале с замираниями мощность сигнала синхронизации в пакете целесообразно увеличить на 3-5 дБ по сравнению с передачей данных.

Вероятность ложной синхронизации  $P_{fa\Sigma}$  можно оценить как произведение вероятностей независимых событий

$$P_{fa\Sigma} = P_{fa1} \cdot N_{suc} \cdot P_{fa1conf} \cdot P_{fa2} \cdot P_{fa2SWI} \cdot 2 \cdot P_{dist} \quad (3)$$

где  $P_{fa1}$  – вероятность превышения порога откликом СФ первого каскада при отсутствии сигнала,  $N_{suc}$  – коэффициент, определяющий появление нескольких таких событий (для выбранного алгоритма он численно равен  $Depth\_1st = 10$ ),  $P_{fa1conf}$  – вероятность ложного срабатывания алгоритма подтверждения,  $P_{fa2}$  – вероятность превышения порога результатом интегрирования в схеме RASE,  $P_{fa2SWI}$  – вероятность несрабатывания схемы SWI, 2 – вероятность появления двух пиков, поскольку производится замер расстояния между ними,  $P_{dist}$  – вероятность того, что дистанция между пиками оказалась в точности равна  $D_{15}$ .



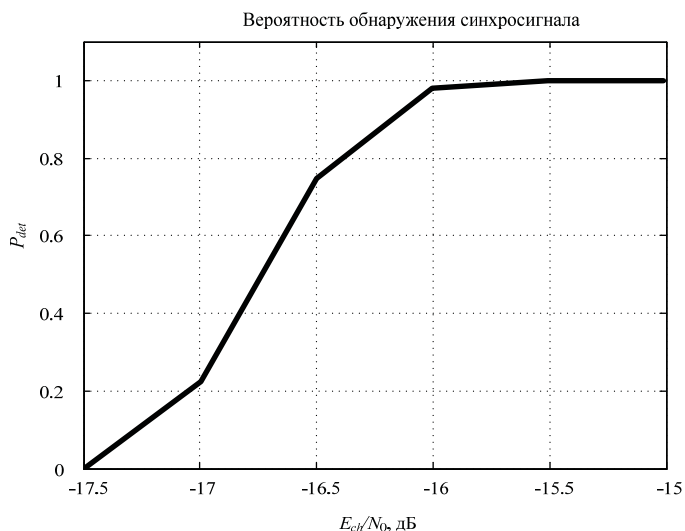


Рис. 14. Вероятность обнаружения синхросигнала

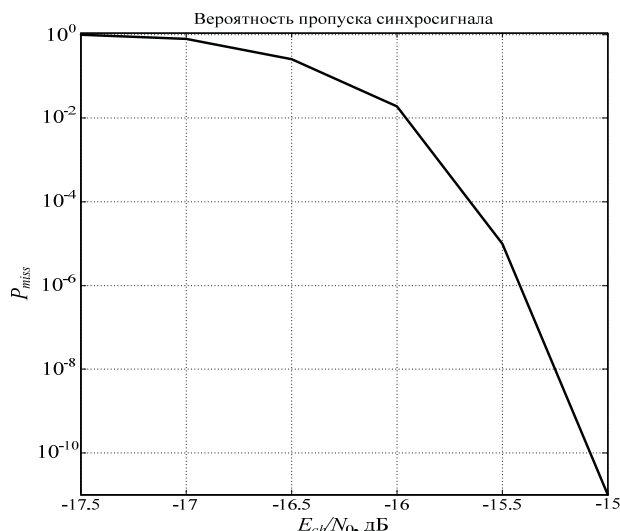


Рис. 15. Вероятность пропуска синхросигнала

Из-за большого числа проверок вероятность исчезающе мала и по итогам статистического моделирования общая вероятность ложной тревоги всей схемы оказалась меньше, чем  $10^{-12}$ . Вероятность обнаружения синхросигнала  $P_{det\Sigma}$  можно определить, если интерпретировать синхросигнал как кодовое слово каскадного кода, где символы внешнего блокового кода являются жесткими решениями декодера внутреннего блокового кода. В свою очередь, вероятность правильного приема символа внутреннего кода равна вероятности достоверного приема одного чипа и однозначно задается отношением  $E_{ch}/N_0$ .

Искажение элементарных символов переводят расчет АКФ в расчет ВКФ искаженного сигнала и опорной ПСП. Положим, что ПСП считается верно принятой, если отклик СФ или результат интегрирования коррелятором в конце ПСП больше, чем уровень максимального бокового выброса. Считая, что вычисление корреляции ведется в символах  $[+1, -1]$ , то каждый ошибочно принятый символ ПСП приводит к уменьшению значения главного пика на 2 и увеличению в худшем случае бокового пика на 2. Максимальное число неверно принятых символов ПСП, при которых исправление ошибок произойдет, будет равно

$$t_{max} = \left\lfloor \frac{N - k_{max}(\tau \neq 0) - 1}{4} \right\rfloor \quad (4)$$

где  $k_{max}(\tau \neq 0)$  – величина максимального бокового лепестка АКФ. Для хороших последовательностей величина  $k_{max}(\tau \neq 0)$  близка к  $\sqrt{N}$  [13].

Если на длине внутренней ПСП  $N = D_8$  произошло не более  $t_{max}$  ошибок, то ошибки будут считаться исправленными. Таким образом, вероятность ошибочного декодирования равна

$$Q_{ouD_8} \leq \sum_{i=t+1}^{D_8} C_{D_8}^i \cdot q^i \cdot (1-q)^{D_8-i}, \quad (5)$$

где  $q$  – вероятность ошибки элементарного символа (чипа для внутренней ПСП).

Для внешней ПСП длиной  $N = D_7$  можно использовать тот же подход, заменив вероятность ошибки элементарного сигнала на вероятность ошибочного приема ПСП из (4).

$$Q_{ouD_7} \leq \sum_{i=t+1}^{D_7} C_{D_7}^i \cdot Q_{ouD_8}^i \cdot (1 - Q_{ouD_8})^{D_7-i} \quad (6)$$

Существуют упрощенные методы вычисления выражений вида 5-6. Так, сумму можно выразить через бета-функции [14]

$$\sum_{i=t+1}^N C_N^i \cdot q^i \cdot (1-q)^{N-i} = \frac{B_q(t+1, N-t)}{B(t+1, N-t)} = I_q(t+1, N-1) \quad (7)$$

где  $B_q(a, b)$  – неполная бета-функция,  $B(a, b)$  – полная бета-функция,  $I_q(a, b)$  – регуляризованная (нормированная) бета-функция; либо через гамма-функции

$$\sum_{i=t+1}^N C_N^i \cdot q^i \cdot (1-q)^{N-i} = \frac{\Gamma(N+1)}{\Gamma(N+1) \cdot \Gamma(N-t)} \cdot \int_0^q y^t \cdot (1-y)^{N-t-1} \cdot dy \quad (8)$$

где  $\Gamma(a, b)$  – гамма-функция.

Выражение (8) можно преобразовать с учетом

$$\frac{\Gamma(N+1)}{\Gamma(N+1) \cdot \Gamma(N-t)} = C_N^t (N-t) = \prod_{j=1}^t \frac{N-t+j}{j} \cdot (N-t)$$

$$\sum_{i=t+1}^N C_N^i \cdot q^i \cdot (1-q)^{N-i} = \prod_{j=1}^t \frac{N-t+j}{j} \cdot (N-t) \cdot \int_0^q y^t \cdot (1-y)^{N-t-1} \cdot dy$$

и это выражение позволяет значительно ускорить математический расчет.

Однако выражение (6) дает слишком грубую границу при больших длинах ПСП и не совпадает со статистическим моделированием. Действительно, для внутренней ПСП прием ошибочного чипа однозначно уменьшает величину главного пика, однако по-разному влияет на значения АКФ при всех остальных временных сдвигах. При изначальной балансности  $m$ -последовательности [15] и ее большой длине можно предположить, что каждое значение возрастает или уменьшается на 2 равновероятно и независимо для каждого значения. Для упрощения вычислений условимся, что значение всех боковых пиков равно максимальному боковому пику АКФ  $A$  (что сделает вычисленное значение вероятности нижней границей). Кроме того, сравнение отклика СФ ведется с заранее заданным порогом  $TH$ . Тогда вероятность правильного нахождения будет определяться как вероятность превышения основным пиком порога при некотором числе ошибок, умноженная на вероятность того, что все боковые пики не превысили порог при этом числе ошибок:

$$P_{\text{det}} = \left[ \sum_{i=0}^{D-TH} \right]^{-1} \left[ C_D^i \cdot p_e^i \cdot (1-p_e)^{D-i} \cdot \sum_{j=\lfloor \frac{2i-(TH-A)}{4} \rfloor}^i C_D^j \cdot \left(\frac{1}{2}\right)^j \cdot \left(\frac{1}{2}\right)^{i-j} \right] \quad (9)$$

$$\text{где } \sum_{j=\lfloor \frac{2i-(TH-A)}{4} \rfloor}^i C_D^j \cdot \left(\frac{1}{2}\right)^j \cdot \left(\frac{1}{2}\right)^{i-j} = \left(\frac{1}{2}\right)^i \cdot \sum_{j=\lfloor \frac{2i-(TH-A)}{4} \rfloor}^i C_D^j = P_{\text{inner}}$$

– вероятность неперевышения уровня порога одним из боковых пиков. Для отрицательных  $j$  вероятность  $P_{\text{inner}}$  заменяется на 1.

Для наглядности построим график вероятности необнаружения синхросигнала (при его наличии в эфире) для внутренней ПСП и всей каскадной ПСП, вычисленные по формуле  $1 - P_{\text{det}}$ , приведенный на рис. 16.

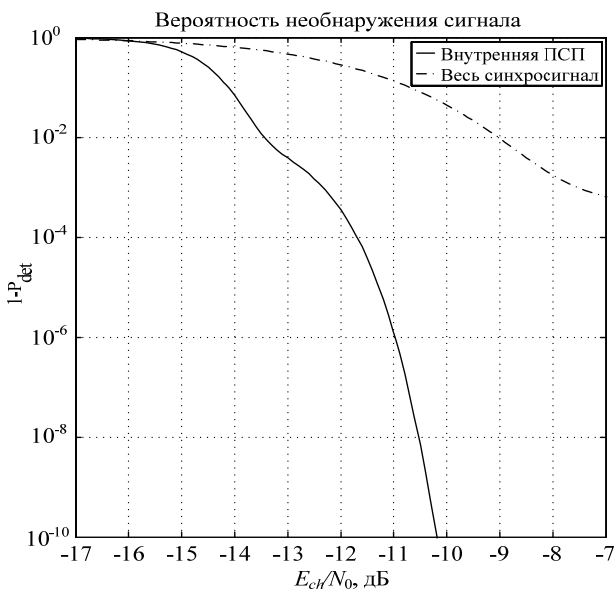


Рис. 16. Теоретическое значение вероятности необнаружения синхросигнала

Результаты, приведенные на рис. 15, удовлетворяют оценки согласно выражению (9) и графику на рис. 16, что позволяет сделать вывод о корректности математической модели сигнала и метода приема в условиях АБГШ.

### Заключение

В данной работе было проведено математическое моделирование системы связи с использованием различных методов обнаружения синхросигнала в преамбуле получаемого пакета данных. Результаты моделирования показали, что для двухкаскадной реализации системы выделения широкополосного сигнала достигается минимальное значение ложной тревоги и удовлетворительное значение вероятности обнаружения, причем для последнего определена теоретическая верхняя граница среди четырех алгоритмов дополнительного подтверждения обнаружения псевдослучайной последовательности. Среди методов подтверждения нахождения пиков откликов СФ в условиях шумов наилучшие результаты показал алгоритм на основе предсказания периодичности, так как он оказался работоспособным при малых отношениях сигнал/шум. Помимо этого, были рассмотрены реализации

алгоритмов второго каскада как в виде согласованного фильтра, так и в виде схемы на основе последовательной оценки с внедренными улучшениями. Оба алгоритма показали идентичные результаты, удовлетворяющие потенциальной помехоустойчивости двухкаскадной системы.

По итогам статистического моделирования успешный захват синхросигнала возможен при отношении  $E_{ch}/N_0$  не менее -15,1 дБ с вероятностью пропуска  $10^{-9}$ . Для надежной работы в канале с замираниями мощность сигнала синхронизации целесообразно увеличить на 3-5 дБ. Общая вероятность ложной тревоги всей схемы обнаружения оказалась меньше, чем  $10^{-12}$ .

### Литература

1. Перцев Л.В., Кузнецов В.С. Декодирование длинных псевдослучайных кодов при воздействии шума и непрерывной хаотической импульсной помехи // Естественные и технические науки. №4. 2012. С. 244-247.
2. Перцев Л.В., Кузнецов В.С. Быстрое декодирование длинных псевдослучайных кодов // Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2011. 13-я международная конференция: Тезисы докладов. Москва, 2011. С. 54-56.
3. Перцев Л.В., Кузнецов В.С. Декодирование и помехоустойчивость длинных псевдослучайных кодов при воздействии шума и непрерывной хаотической импульсной помехи // Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2012. 14-я международная конференция: Тезисы докладов. Москва, 2012. С. 28-30.
4. Кузнецов В.С., Волков А.С., Солодков А.В., Баскаков А.Е. Разработка гетерогенной помехозащищенной системы радиосвязи с временным кодово-адресным разделением // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №9. С. 4-9.
5. Волков А.С., Бахтин А.А., Угроватов А.В., Волкова Е.А. и др. Применение протокола TCP в мобильных самоорганизующихся сетях ad hoc, основанных на широкополосных сигналах // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2019. Т. 10. № 1. С. 4-10.
6. Журавлев В.И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах. М.: Радио и связь, 1986. 240 с.
7. Лосев В.В., Бродская Е.Б., Коржик В.И. Поиск и декодирование сложных дискретных сигналов. Под ред. Коржика В.И. М.: Радио и связь, 1988. 223 с.
8. Тузов Г.И., Сивов В.А., Прытков В.И. и др. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами. Под ред. Г.И. Тузова. М.: Радио и связь, 1985. 264 с.
9. Питерсон В., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки. Пер. с англ. М.: Мир, 1976. 600 с.
10. Ward R. Acquisition of pseudonoise signals by sequential estimation // IEEE Transactions on Communication Technology, 1965. Т. 13. № 4. Р. 475-483.
11. Ward R., Yiu K. Acquisition of pseudonoise signals by recursion-aided sequential estimation // IEEE Transactions on Communications, 1977. V. 25. № 8. Р. 784-794.
12. Lee J.S., Miller L.E. CDMA Systems Engineering Handbook. Boston-London: Artech House, 1998. 1228 p.
13. Massey J. L., Mittelholzer T. Welch's bound and sequence sets for code-division multiple-access systems // Sequences II: Methods in Communication, Security and Computer Sciences. 1993. P. 63-78.
14. Fogiel M. et al. Handbook of mathematical, scientific, and engineering formulas, tables, functions, graphs, transforms. Research & Education Assoc., 1984, 1248 p.
15. Инатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. 488 с.

## DEVELOPMENT OF A SYNCHRONIZATION SYSTEM BASED ON COMPLEX BROADBAND SIGNALS

**Vitaliy S. Kuznetsov**, National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia, [vitaliy\\_kuznetsov@hotmail.com](mailto:vitaliy_kuznetsov@hotmail.com)

**Alexey S. Volkov**, National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia, [leshvol@mail.ru](mailto:leshvol@mail.ru)

**Alexey V. Solodkov**, National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia, [solodkov\\_aw@mail.ru](mailto:solodkov_aw@mail.ru)

**Vladislav A. Doroshenko**, National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia, [doroshenko.vlad42@gmail.com](mailto:doroshenko.vlad42@gmail.com)

### Abstract

In this paper different methods of receiving and detecting pseudonoise (PN) signals, as well as methods of confirming and reducing the probability of false synchronization, are considered. A method of detection a synchronization signal as part of a data packet is proposed, based on the zero response of the digital filter, generating an m-sequence when the same sequence is input. The structure of a complex cascade PN signal for synchronizing a frame from a selected user station, called a binding station in a time-division multiple access system, is proposed. The structure of the synchronization signal and the structure of information signals in the form of a PN sequence based on simplex codes having the best correlation characteristics are selected. A two-stage complex signal detection method as the synchronization sequence reception circuit is selected, where the first cascade is the incoherently summed outputs of the matched filters on the PN sequence subsets, allocated to the user, in quadrature branches, and the processing method based on the sequential estimation as the second cascade is proposed. Statistical simulation of the proposed signals and the algorithms for their processing in the conditions of additive white gaussian noise is carried out, the probabilities of missing the synchronization signal and false response were measured. For a synchronization sequence of the station signal with a total length of 32385 chips, the synchronization probability reaches 0.9 with an Ech/N0 ratio of at least -15.1 dB. An expression is proposed for estimating the probability of detecting a synchronization signal with its cascade structure and symbol-by-symbol reception. A theoretical expression is obtained for estimating the probability of a false response and signal detection for a synchronization circuit.

**Keywords:** broadband signal, pseudonoise sequence, synchronization, matched filtering, spread spectrum signals detection, complex signal.

### References

1. Pertsev L.V., Kuznetsov V.S. (2012). Decoding long pseudorandom codes under the influence of noise and continuous-time chaotic pulse jamming. *Estestvennyye i tekhnicheskie nauki*, no.4, pp. 244-247.
2. Pertsev L.V., Kuznetsov V.S. (2011). Fast decoding of long pseudorandom codes. *DSPA-2011, 13th International Conference*. Moscow, pp. 54-56.
3. Pertsev L.V., Kuznetsov V.S. (2012). Decoding and antijam tolerance of long pseudorandom codes under the influence of noise and continuous-time chaotic impulse jamming. *Digital Signal Processing and its Application – DSPA-2012. 14th International Conference*. Moscow, pp. 28-30.
4. Kuznetsov V.S., Volkov A.S., Solodkov A.V., Baskakov A.E. (2018). Development of a heterogeneous anti-jam radio communication system with a time and code division multiple access. *T-Comm*. Vol. 12. No. 9, pp. 4-9.
5. Volkov A.S., Bakhtin A.A., Ugrovatov A.V., Volkova E.A. et al. (2019). Application of the TCP protocol in mobile self-organizing ad hoc networks based on broadband signals. *Sistemy sinhronizatsii, formirovaniya i obrabotki signalov*. Vol. 10. No. 1, pp. 4-10.
6. Zhuravlev V.I. (1986). *Poisk i sinhronizatsiya v shirokopolosnykh sistemah* [Search and synchronization in broadband systems]. Moscow: Radio i svyaz'. 240 p.
7. Losev V.V., Brodskaya E.B., Korzhik V.I. et al. (1988). *Poisk i dekodirovanie slozhnykh diskretnykh signalov* [Search and decoding of complex discrete signals], Korzhik, V.I. (ed.). Moscow: Radio i svyaz'. 223 p.
8. Tuzov G.I., Sivov V.A., Prytkov V.I. et al. (1985). *Pomekhoozashchishchennost' radiosistem so slozhnymi signalami* [Antijam tolerance of radio systems with complex signals], Tuzov, G.I. (ed.). Moscow: Radio i svyaz'. 264 p.
9. Peterson W., Weldon E. (1976). *Kody, ispravlyayushchie oshibki* [Error Correcting Codes]. 600 p.
10. Ward R. (1965). Acquisition of pseudonoise signals by sequential estimation. *IEEE Transactions on Communication Technology*. Vol. 13. No.4, pp. 475-483.
11. Ward R., Yiu K. (1977). Acquisition of pseudonoise signals by recursion-aided sequential estimation. *IEEE Transactions on Communications*. Vol. 25. No. 8, pp. 784-794.
12. Lee J.S., Miller L.E. (1998). *CDMA Systems Engineering Handbook*. Boston-London: Artech House. 1228 p.
13. Massey J.L., Mittelholzer T. (1993). Welch's bound and sequence sets for code-division multiple-access systems, *Sequences II: Methods in Communication, Security and Computer Sciences*, pp. 63-78.
14. Fogiel M. et al. (1984). *Handbook of mathematical, scientific, and engineering formulas, tables, functions, graphs, transforms*, Research & Education Assoc, 1248 p.
15. Ipatov V.P. (2007). *Shirokopolosnye sistemy i kodovoe razdelenie signalov* [Wideband and code division systems]. Moscow: Tekhnosfera. 488 p.

### Information about authors:

**Vitaliy S. Kuznetsov**, Professor of the Department of Telecommunications, National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

**Alexey S. Volkov**, assistant professor of the Department of Telecommunications, National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

**Alexey V. Solodkov**, academic of the Department of Telecommunications, National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

**Vladislav A. Doroshenko**, graduate student of the Department of Telecommunications, National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia