

КАЧЕСТВО АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА В СИСТЕМЕ МАКВИЛ

Е.М. Лобов, к.т.н., доцент, Московский технический университет связи и информатики, e.m.lobov@mtuci.ru;

В.О. Шорин, Московский технический университет связи и информатики, shorinvasily23@gmail.com.

УДК 621.396.969

Аннотация. Цель данной статьи – анализ методов улучшения качества систем связи. Методология исследования включала использование аналитических методов и моделирования. Результаты показывают значительное улучшение параметров качества при применении предложенных подходов. Выводы подтверждают эффективность предложенных методов.

Ключевые слова: качество связи; системы связи; улучшение качества.

QUALITY OF ALGORITHMS FOR ESTIMATING SIGNAL PARAMETERS IN THE MCWILL SYSTEM

Evgeniy Lobov, Ph.D. of Engineering Sciences, assistant professor, Moscow Technical University of Communication and Informatics;

Vasily Shorin, Moscow Technical University of Communication and Informatics.

Annotation. The aim of this article is to analyze methods for improving the quality of communication systems. The research methodology included the use of analytical methods and modeling. The results show a significant improvement in quality parameters when the proposed approaches are applied. The conclusions confirm the effectiveness of the proposed methods.

Keywords: communication quality; communication systems; quality improvement.

Введение

Главным инструментом, формирующим показатели помехоустойчивости систем и линий связи, являются алгоритмы обработки сигнала, реализующие на приеме заданное качество выделения информации в условиях предельно низких значений сигнал/(помеха+шум) в радиоканале. Для идеализированных ситуаций, характеризующихся отсутствием искажений сигнала, в условиях справедливости модели аддитивных гауссовских шумов, потенциально достижимые показатели режима безошибочного информационного обмена известны специалистам в виде второй теоремы Шеннона [1]. Однако в реальных приложениях, связанных с сетями связи подвижных абонентов, исключить искажения радиоканала невозможно. Распространение практически всегда осуществляется по ряду лучей с переотражениями. В месте приема сигналы лучей интерферируют, что приводит к трудно прогнозируемым частотно-селективным замираниям, демонстрирующим быстрые изменения. Дополнительную сложность привносит нестабильность показателей амплитудно-частотных (АЧХ) и фазо-частотных (ФЧХ) характеристик устройств, возникающая вследствие зависимости от изменяющейся температуры, нестабильности генераторов, допусков реализации, старением оборудования и

даже из-за нелинейных искажений, порождаемых высоким показателем пик-фактора (*PAPR*), характерным для широко применяемых в современных системах радиосвязи *OFDM*-сигналов [2]. Из-за движения абонентов в каждом луче возникает индивидуальный доплеровский сдвиг.

Отдельную значимость приобретают задачи высокоточной синхронизации по частоте и задержке на приеме. Без их решения невозможно добиться согласования алгоритмов сигнальной обработки с наблюдаемыми параметрами радиоканала, что резко снижает показатели пропускной способности. Возникает взаимная увязка между структурой алгоритмов высокоточной синхронизации со структурой применяемых радиосигналов, режимом доступа, условиями распространения и уровнем сигнал/(помеха+шум) в канале. Особенно выражено отмеченная связь проявляется в системах с доступом на основе временного разделения (*TDD*), как например в технологии МАКВИЛ. Это объясняется тем, что при обработке на интервалах больше кадра возникают отрезки времени, используемые обратным каналом, и динамическая природа флуктуаций проявляется сильнее. В [3,4] были сформулированы задачи синтеза алгоритмов синхронизации и оценки/компенсации искажений АЧХ/ФЧХ на сверхкоротких выборках наблюдений для условий, отвечающих моделям многолучевого распространения, установленным рекомендациями *3GPP* [5, 6], и при предельно общей модели динамического поведения. В качестве дополнительного условия выдвигалось требование учета кадровой организации информационного обмена, применяемой в современных системах.

Одним из требований синтеза являлось получение субоптимального алгоритма с предельно простыми вариантами агрегирования статистических данных, который бы уже на малых выборках гарантировал рабочие характеристики, незначительно уступающие потенциальным. В качестве допустимых для МАКВИЛ были использованы эквивалентные энергетические потери, составляющие не более 1,5 дБ.

Для *LTE* вопросы поиска сигналов/синхронизации/коррекции АЧХ-ФЧХ хорошо проработаны в теоретическом плане. Они прошли широкую проверку на практике. Соответствующие результаты можно найти в документах международного союза электросвязи, рекомендациях *3GPP*, а также в широкодоступной технической литературе по профилю (например, [7]).

Для системы МАКВИЛ данные вопросы пока не получили своего детального исследования и не нашли широкого освещения. При этом следует отметить, что МАКВИЛ использует режим *TDD*, имеет ряд отмеченных выше отличий в структурах служебных каналов и условиях функционирования. Прямое заимствование результатов *LTE* невозможно.

Как в сетях *LTE*, так и в сети МАКВИЛ базовым элементом сигнальных структур синхронизации и контроля выступают расположенные на выделенных частотных позициях поднесущих «пары» одинаковых символов (*RS* или *Pilot*). Из-за ошибок синхронизации по частоте символы в таких «парах» могут приобретать некоторый фазовый сдвиг. Если же рассматривать символы на разных поднесущих, то от позиции к позиции символы могут демонстрировать произвольные амплитудно-частотные искажения. На начальном этапе, связанном с режимом вхождения в синхронизацию, справедливо полагать, что априорная информация о характеристиках распределения амплитуд и фаз символов на поднесущих отсутствует. В [3,4] приведены алгоритмы оценок необходимых параметров сигнала по векторам квадратурных компонент спектральных составляющих, наблюдаемые в позициях квадратурных уровней (синфазных и ортогональных, соответственно) поднесущих принимаемой базовой сигнальной структуры. Для

систем связи МАКВИЛ значение числа поднесущих K составляет 64 для сигнала Преамбулы и 16 – для широковещательного канала управления (*BCH – broadcast channel*) или выделенного речевого абонентского соединения. На основе выборки квадратурных составляющих сигнала формируется оценка максимального правдоподобия (ОМП) в начальный момент установления сеанса связи или оценка апостериорного максимума при установлении соединения.

Для синтезированных в [3,4] оптимальных и субоптимальных алгоритмов были реализована программа, интерфейс которой показан на рис. 1, позволяющая устанавливать модели многолучевого распространения, в том числе и согласно [5, 6]. Поскольку предлагаемый подход изначально не обладает общностью универсальной теории, то необходимо конкретизировать сигнально-кадровую структуру исследуемой системы. На рис. 2 показана сигнально-кадровая структура радиоканала системы МАКВИЛ, на которой выделена Преамбула, используемая для первоначального входа абонентской станции (АС) в синхронизацию с сетью и обнаружения работающих БС. Обработка Преамбул осуществляется согласно (2.2) - (2.5) в источнике [8]. Из-за того, что на интервале Преамбул работают сразу все БС, то помеховая обстановка является сложной и высокую точность синхронизации гарантировать нельзя. Поэтому данная обработка обеспечивает только грубую предварительную синхронизацию, составляющую «шаг 1» вхождения в синхронизацию.

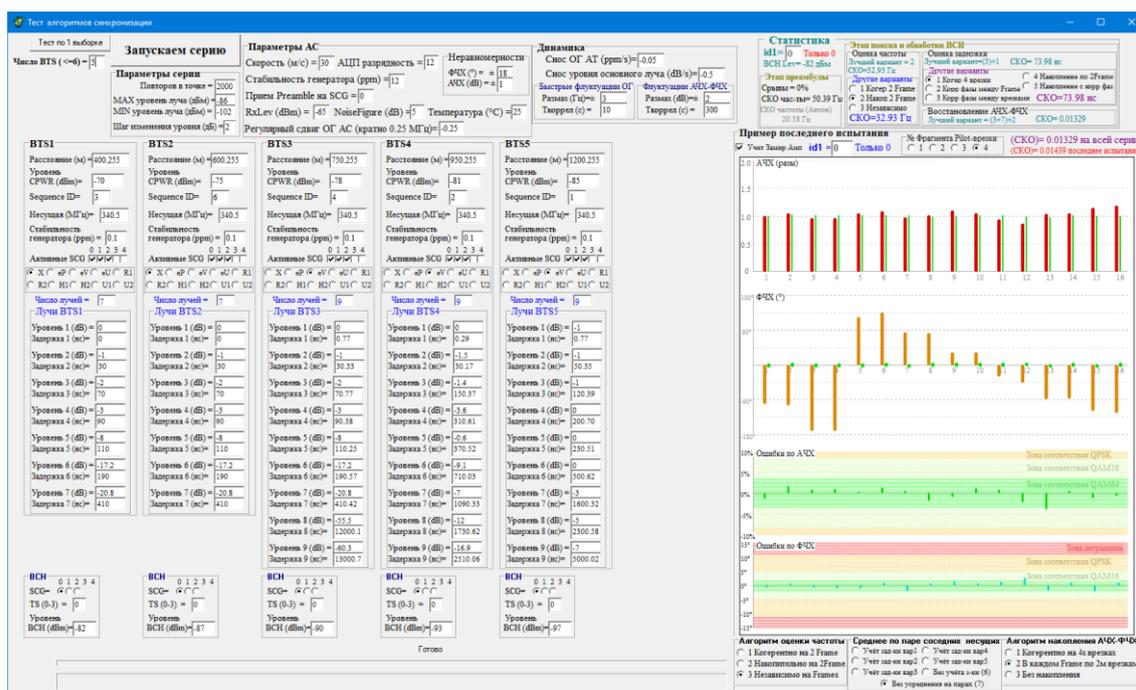


Рисунок 1

На рис. 3 показана сигнально-кадровая структура радиоканала системы МАКВИЛ, на которой выделен тайм-слот (TS), содержащий широковещательный канал управления (*BCH*). *Pilot*-врезки канала *BCH* (помечены на рис. 3 красным цветом) используются для начала входа АС в режим точной синхронизации с сервирующей БС МАКВИЛ, а также для начальной оценки и коррекции искажений спектральных характеристик радиоканала.

Обработка *Pilot*-врезок первого принимаемого кадра с *BCH*, составляющая «шаг 2», не предполагает накопления. Она основывается на простом применении соотношений (2.2) - (2.5), приведенных в [8] при синхронизации и контроле спектральных искажений.

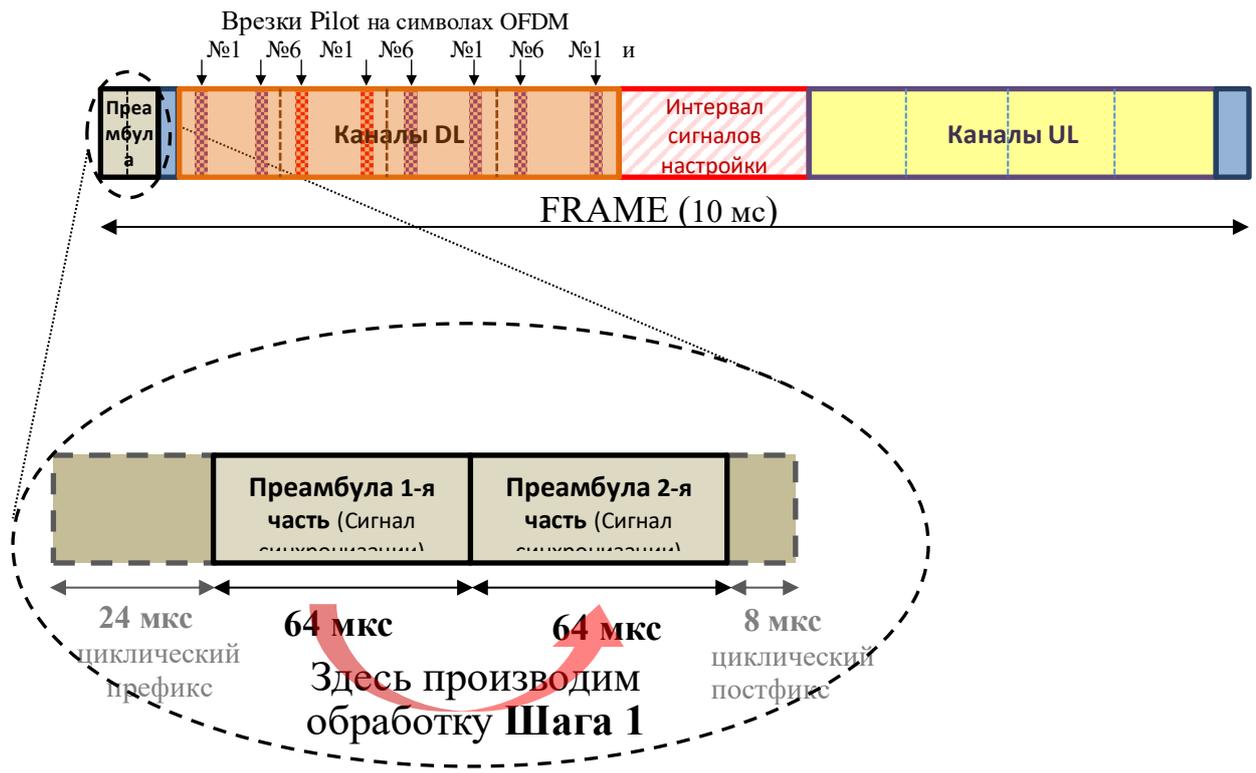


Рисунок 2

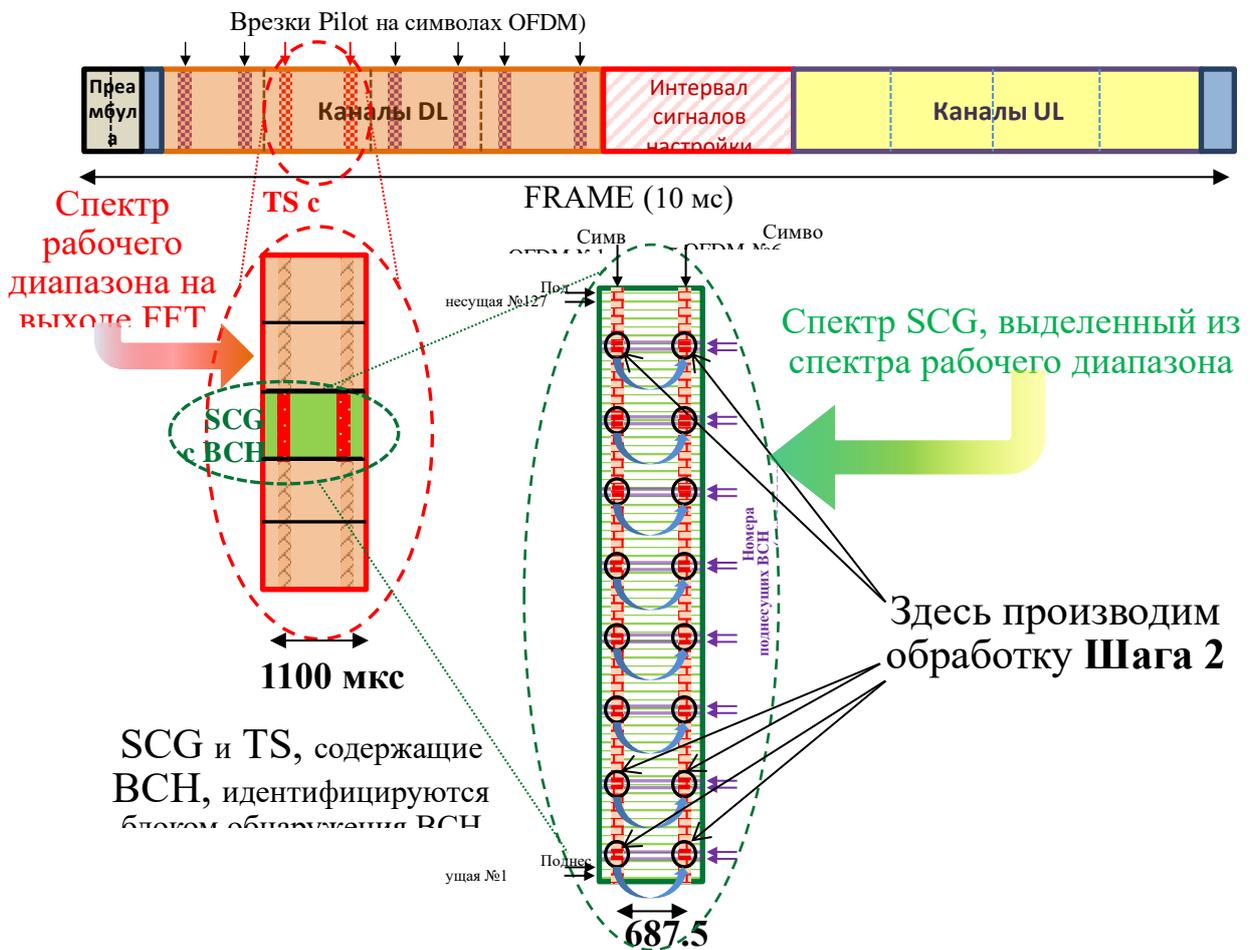


Рисунок 3

На рис. 4 показывается следующий (возможный) «шаг 3» обработки, состоящий в накоплении (когерентном, статистическом, статистическом с дополнительными преобразованиями и т.д.) данных на двух кадрах радиоканала МАКВИЛ. Значительное увеличение измерительной базы на «шаге 3» открывает большие возможности для получения высокоточной оценки сдвига частоты при когерентной обработке. Для оценок задержки и спектральных искажений потенциальные возможности данного шага не столь значительны. Они состоят исключительно в доступности двукратного статистического накопления замеров. Но для всех случаев существенным остается вопрос устойчивости параметров на интервале двух кадров ($2 \cdot 10\text{мс}$) в условиях многолучевого распространения. При ее частичном нарушении вполне возможно получить ухудшение результатов после введения в алгоритм обработки «шага 3».

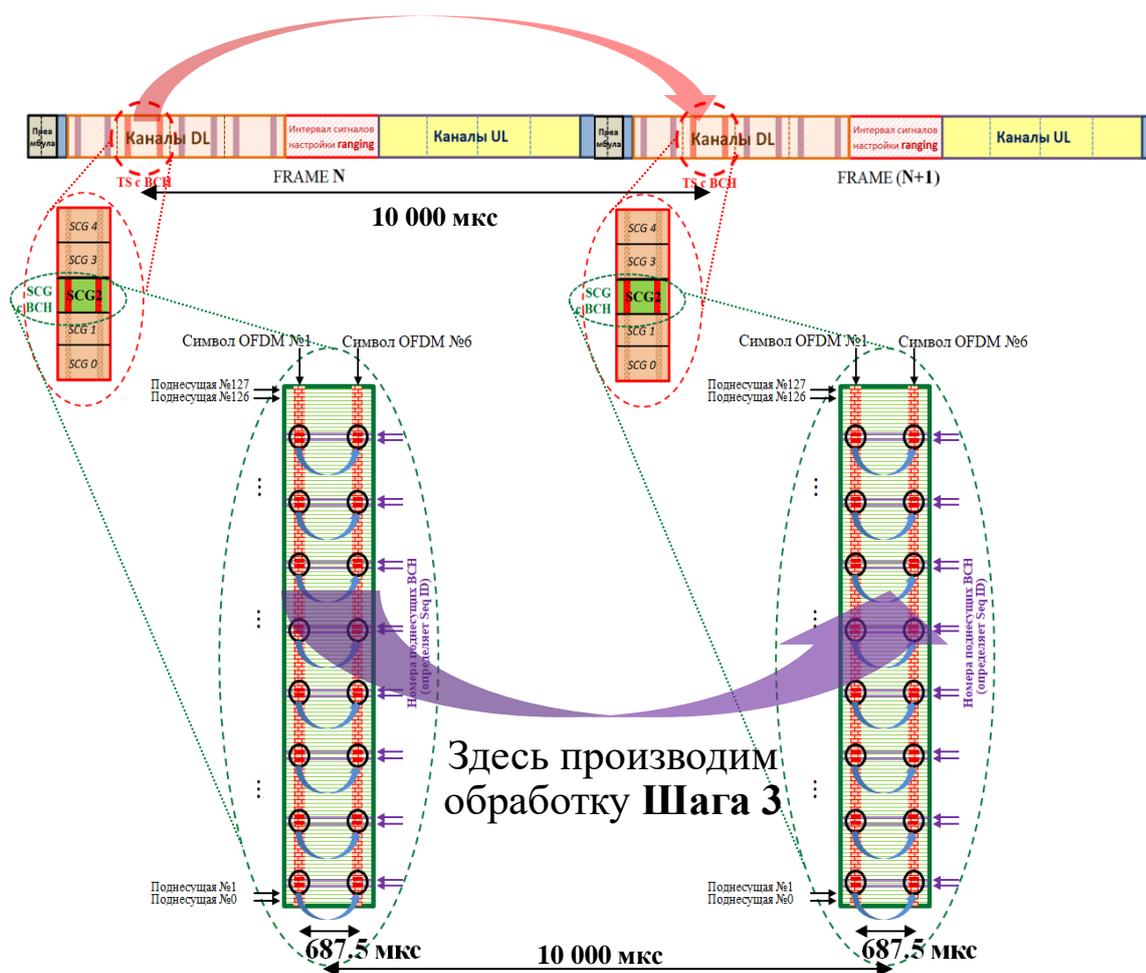


Рисунок 4

Для поиска наиболее эффективных вариантов алгоритмов синхронизации и коррекции искажений радиоканала на коротких выборках предлагается эмпирический подход, состоящий в экспериментальной проверке (сопоставлении) того, на сколько значимым будет результат статистического накопления («Шаг 1» + «Шаг 2» или («Шаг 1» + «Шаг 2» + «Шаг 3»)) в различных условиях многолучевого распространения и при разных скоростях движения абонентов.

Алгоритмы накопления для оценки сдвига частоты

F.1. Когерентное накопление на двух соседних кадрах (фреймах)

Этот вариант предполагает высокую стабильность спектральных характеристик радиоканала и малые девиации частоты ОГ на интервале между кадрами. В таком случае предлагается применять алгоритм (ниже обозначаемый как № f1), включающий обработку «шага 2» и «шага 3». На «шаге 2» формируются оценки спектральных компонент оценки частотных сдвигов для соседних кадров N и $N+1$, показанных на рис. 5. На «шаге 3» формируется усредненная оценка частотного сдвига и устраняется фазовый набег. Далее оценки используются в качестве измерений на следующем шаге, который формирует окончательную коррекцию сдвига частоты для задержки $T_{FRAME}=10$ мс. Рис. 5 поясняет способ формирования замеров и их группировку в пары.

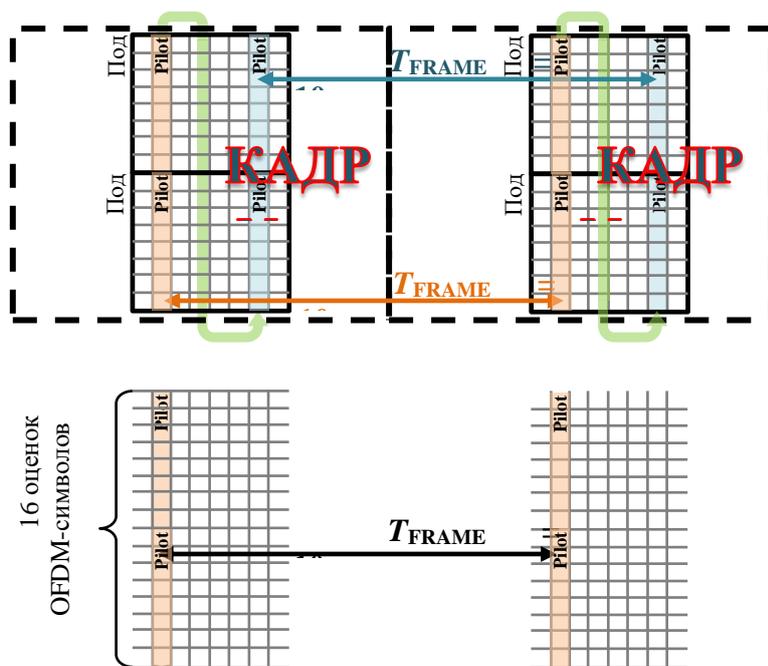


Рисунок 5

Оптимальный по критерию МП алгоритм в данном случае, конечно, требует учета имеющейся функциональной связи между корректирующими параметрами, относящимися как к *Pilot*-врезкам соседних кадров, так и связанными с обработкой «шага 3» на интервале между кадрами. Такую связь можно учесть путем введения рекуррентной процедуры коррекций. Но это заметно повысит вычислительную сложность. А так как длительность кадра в МАКВИЛ примерно в 14,55 раз превосходит задержку между *Pilot*-врезками внутри TS , то точность оценки набега фазы не может быть заметно улучшена за счет указанных коррекций (эффективный энергетический выигрыш от коррекций принципиально ограничен уровнем $10\lg(1+1/14,55)^2 = 0,58$ дБ). Поэтому на данном этапе рекуррентные коррекции не использовались.

Описанный алгоритм оценки частотного сдвига потенциально имеет значительные преимущества над алгоритмами, работающими в отдельных ресурсных блоках. Но это будет действительно так, если только динамические эффекты и частотно-селективные замирания не будут проявляться слишком сильно на интервалах порядка $T_{FRAME}=10$ мс.

F.2. Статистическое накопление на двух соседних кадрах

Данный вариант алгоритма предполагает, что на интервале задержки между соседними кадрами происходят заметные частотно-селективные замирания, но сдвиг частоты ОГ АС остается стабильным. Поэтому оценку сдвига частоты ОГ

можно сформировать как результат усреднения двух значений для *Pilot*-врезок канала *BSN* на двух соседних кадрах.

Указанный вариант алгоритма в представленных ниже экспериментальных результатах обозначается как № *f2*.

F.3. Алгоритм независимой оценки (без накопления)

Данный вариант алгоритма предполагает, что на интервале задержки между кадрами происходят заметные частотно-селективные замирания, и сдвиг частоты ОГ АС не обладает стабильностью. В этом случае сдвиг частоты формируется для каждого кадра отдельно, т.е. «шаг 3» не используется.

Указанный вариант алгоритма в представленных ниже экспериментальных результатах обозначается как № *f3*.

Алгоритмы оценки задержки:

T.1. Когерентное сложение откликов IFFT (обратное преобразование Фурье) от спектров Pilot-врезок соседних кадров

Такой вариант ориентирован на устойчивое поведение частотно-селективных замираний и ОГ на интервале двух кадров.

Указанный вариант алгоритма в представленных ниже экспериментальных результатах обозначается как № *t1*.

T.2. Когерентное сложение откликов IFFT от Pilot-врезок внутри кадра и последующее сложение модулей результатов соседних кадров

Обработка ориентирована на ситуации с устойчивым поведением частотно-селективных замираний на интервале двух кадров, но в условиях, когда синхронизация по частоте не обеспечивает когерентность измерений на соседних кадрах.

Указанный вариант алгоритма в представленных ниже экспериментальных результатах обозначается как № *t2*.

T.3. Сложение модулей откликов IFFT для четырех Pilot-врезок соседних кадров

Обработка, ориентированная на ситуации, когда частотно-селективные замирания нельзя считать устойчивыми уже на интервале кадра, но параметр задержки остается стабильным (практически не изменяется).

Указанный вариант алгоритма в представленных ниже экспериментальных результатах обозначается как № *t3*.

T.4. Статистическое усреднение оценок задержки, полученных в соседних кадрах по критерию максимума отклика, формируемого методом когерентного сложения

Обработка, ориентированная на ситуации, когда на интервале между кадрами могут происходить одновременно заметные замирания как сигнала, так и помех, доминирующих над шумами, но при этом в пределах каждого *TS* спектральные характеристики канала стабильны, а параметр задержки сигнала (в трактах передачи и приема) сохраняется на интервале двух кадров.

Указанный вариант алгоритма в представленных ниже экспериментальных результатах обозначается как № *t4*.

T.5. Статистическое усреднение оценок задержки, полученных в соседних кадрах по критерию максимума отклика, формируемого методом сложения модулей

Обработка предполагает ситуации, в которых имеют место условия, отмеченные для предыдущего варианта, кроме стабильности спектральных характеристик в пределах каждого *TS*. Указанный вариант алгоритма в представленных ниже экспериментальных результатах обозначается как № *t5*. Интерполяционные расчеты позиций и значений максимумов во всех

вышеперечисленных вариантах оценок задержки должны выполняться с использованием коррекции.

Алгоритмы коррекции искажений спектральной характеристики канала

Q.1. Когерентное накопление замеров четырех *Pilot*-символов, расположенных в одинаковых позициях поднесущих в двух соседних кадрах

В данной ситуации могут использоваться оценки сдвига частоты, полученные по описанным выше алгоритмам f_1 или f_2 . Для полноты эксперимента были проведены тесты и для комбинации данного алгоритма с оценкой сдвига f_3 . В этом случае набеги фазы внутри *TS* действительно рассчитывались с использованием оценок сдвига частоты f_3 , а между кадрами с использованием f_2 .

Данный вариант алгоритма оценки/коррекции спектральных искажений в представленных ниже экспериментальных результатах обозначается как № q_1 .

Q.2. Накопление замеров двух *Pilot*-символов в одинаковых позициях поднесущих текущего кадра для момента первой *Pilot*-врезки текущего кадра (т.е. для позиции символа *OFDM* №1 линии *Down*). А для других символов *OFDM* линии *Down*, имеющих номер m ($m=0, \dots, 7$) используется интерполяционная формула:

где Δf вычисляется согласно (2.3) в [8], $T = 5T_{OFDM} = 687,5$ мкс – интервал между *Pilot*-врезками в *TS*, m – номер символа *OFDM* в линии *Down* текущего кадра, $D(m) = \left((6-m) + (m-1)\sqrt{\hat{R}^2 + \hat{P}^2} \right) / 5$ – интерполяционная оценка относительной амплитуды символа *OFDM* с номером m , вычисляются согласно (2.2) в [8].

Данный вариант алгоритма оценки/коррекции спектральных искажений в представленных ниже экспериментальных результатах обозначается как № q_2 .

Q.3. Без накопления замеров для момента первой *Pilot*-врезки текущего кадра (т.е. для позиции символа *OFDM* №1 линии *Down*). А для других символов *OFDM* линии *Down*, имеющих номер m ($m=0, \dots, 7$) используются интерполяционные формулы.

Данный вариант алгоритма оценки/коррекции спектральных искажений в представленных ниже экспериментальных результатах обозначается как № q_3 .

T.+Q.*.* Частотно-временное накопление замеров

В технической документации *Xinwei* [8, п.14.3.2] предлагается применять для оценки искажений спектральной характеристики канала алгоритм, использующий операцию усреднения замеров на двух соседних поднесущих. Такой вариант появился потому, что при распределении ресурсов радиоканала в МАКВИЛ минимальная порция (квант) составляет два подканала, первый из которых имеет четный номер $2k$, а второй нечетный номер $2k+1$. В результате спектр выделенного ресурса, как и минимальной порции, всегда представляет собой пары соседних поднесущих, следующих периодически с некоторым шагом в рабочей частотной области. Это можно видеть на примере канала *VCH* в нижней части рис. 4.

Сразу нужно отметить, что вариант (2.21), предложенный в [8], содержит определенный изъян. Он с целью упрощения вычислений предлагает игнорировать фазовые набеги, возникающие из-за ненулевого параметра задержки в замерах на соседних поднесущих.

Можно видеть, что уточнение предварительного усреднения зависит от способа оценки параметра задержки. Поэтому ниже в экспериментальных результатах варианты с предварительным усреднением по соседним поднесущим

обозначается как $(t^*) + q^*$, где вместо звездочек стоят цифры. Например, $(t1) + q1$ обозначает, что предварительное усреднение выполнено с учетом фазовых набегов и с использованием оценки задержки, полученной алгоритмом $t1$, после чего применялся алгоритм когерентного накопления $q1$ для оценки спектральных искажений. Варианты $(t6) + q^*$ обозначают случаи с предварительным усреднением замеров на двух соседних поднесущих. Это точно соответствует варианту, прописанному в [8]. А варианты $(t7) + q^*$ обозначают случаи, когда предварительное усреднение на соседних поднесущих не применяется.

Также в обозначениях на первых позициях присутствуют символы f^* . Они раскрывают вариант примененного вспомогательного алгоритма синхронизации по частоте, который нужен для устранения набега фаз и устранения возможных неоднозначностей в формируемых оценках.

Таким образом, полное обозначение тестируемого алгоритма коррекции искажений спектральной характеристики канала имеет формат $(f^*+t^*)+q^*$, где в позициях первой и последней звездочек могут стоять цифры от 1 до 3, а в позиции второй звездочки – от 1 до 7.

Алгоритмы с наилучшими показателями обеспечивают наилучшие рабочие характеристики (или отличающиеся от наилучших не более чем на 1 дБ по эффективному показателю сигнал/шум) для всех сочетаний (мощность сигнала) + (скорость движения абонента). Общий объем обучающей выборки составил 240 тыс. независимых испытаний.

На рис. 6 показана мощностно-скоростная плоскость с полученной разбивкой на кластеры для режима синхронизации по частоте. В каждом кластере показан тип алгоритма, обеспечивающий в нем наилучшие показатели по точности (минимум СКО) синхронизации.

Нумерация наилучших алгоритмов соответствует вышеприведенному описанию.

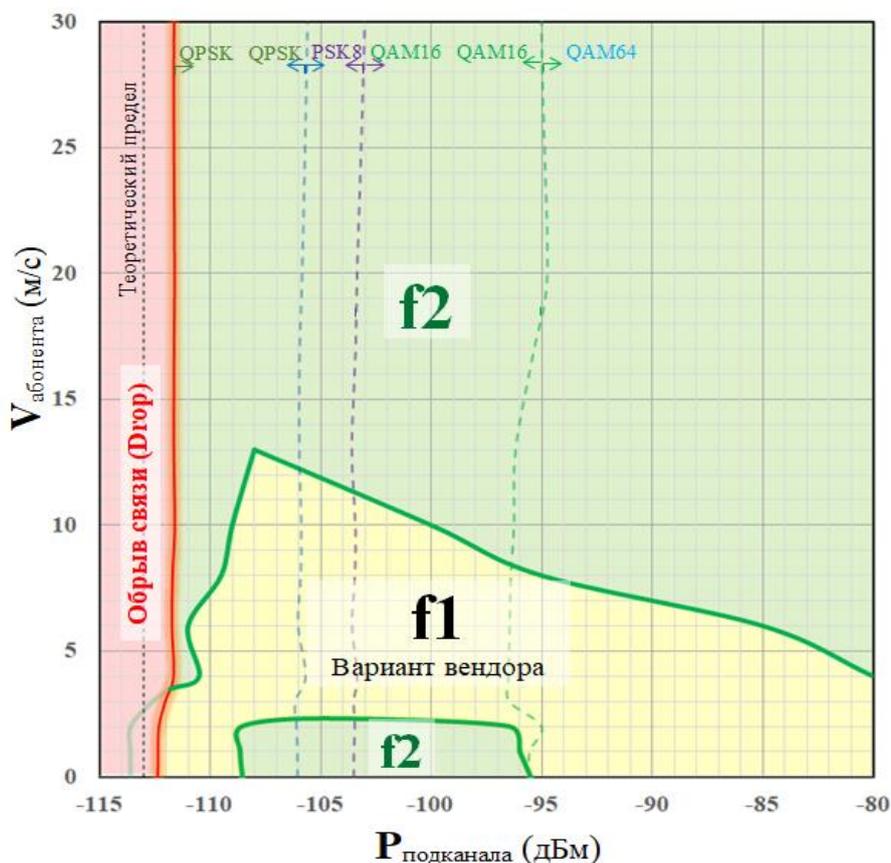


Рисунок 6

На рис. 7а-г для ряда скоростей показаны зависимости СКО оценок сдвига частоты от уровня сигнала, формируемых разными алгоритмами. Результаты получены при тестировании работы системы МАКВИЛ в диапазоне 340 МГц.

Толстыми линиями соответствующего цвета показаны характеристики алгоритма, выбираемого по расширенной таблице *CQI* (*Channel Quality Indicator*) (отвечающего кластеру рис. 6), обладающего либо наилучшими, либо близкими к наилучшим показателям.

Теоретический предел уровня приема, соответствующий мощности сигнала в подканале МАКВИЛ, рассчитывался исходя из паспортных данных производителя, в котором установлен минимально допустимый показатель сигнал/шум = 8 дБ для работы с модуляцией *QPSK* [8].

На рис. 8 показана мощностно-скоростная плоскость с полученной разбивкой на кластеры для режима синхронизации по задержке. В каждом кластере показан тип алгоритма, обеспечивающий в нем наилучшие показатели по точности (минимум СКО) синхронизации.

Выяснилось, что показатели синхронизации по задержке связаны с тем, какую точность обеспечивает алгоритм оценки частоты при компенсации набегов фазы. Поэтому тестировались сочетания алгоритмов оценки частоты (на рис. 8 тип проставлен в скобках) и оценки задержки.

На рис. 9а-г для ряда скоростей показаны зависимости СКО оценок задержки от уровня сигнала, формируемых разными алгоритмами.

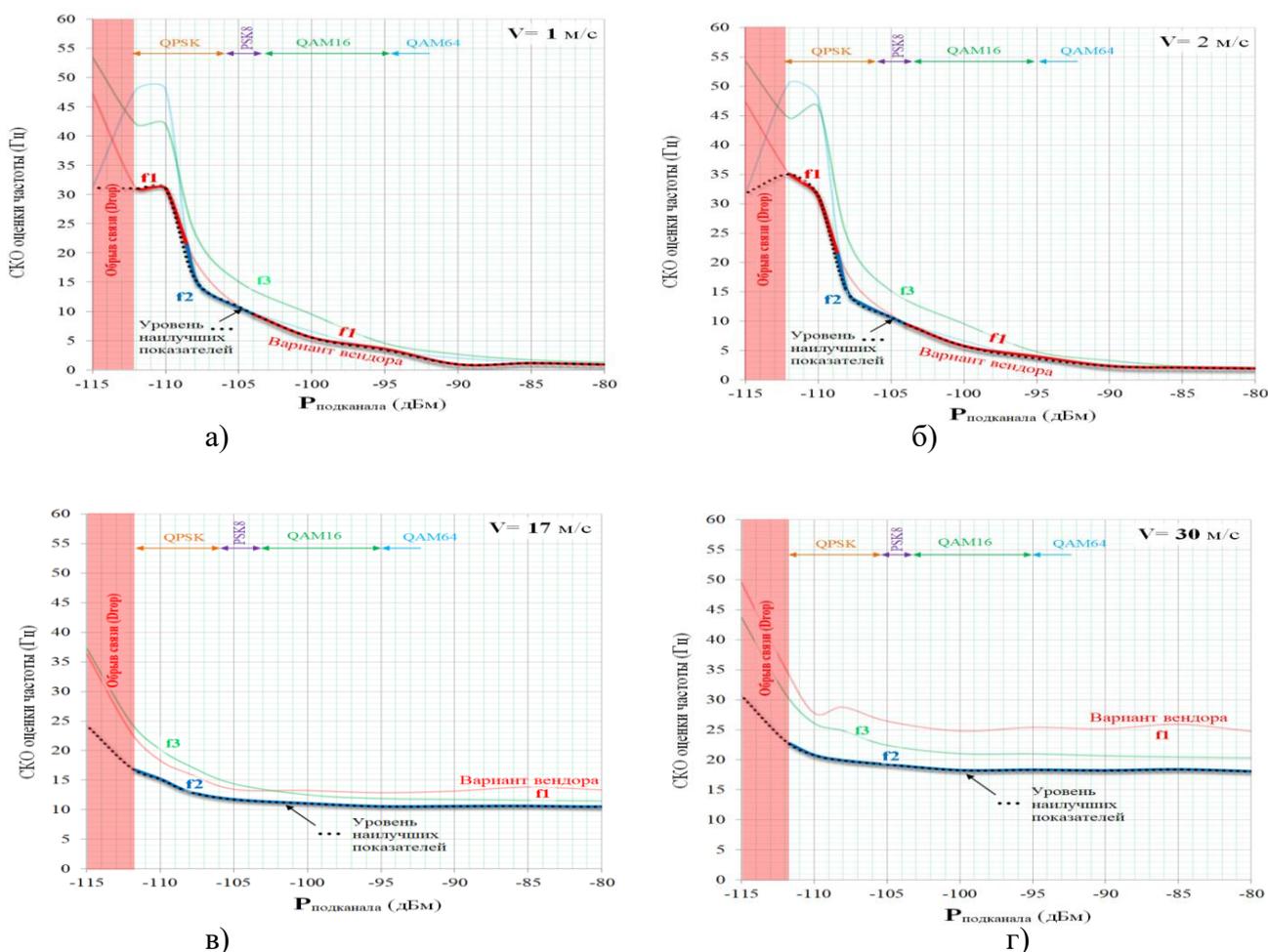


Рисунок 7

Выяснилось, что показатели синхронизации по задержке связаны с тем, какую точность обеспечивает алгоритм оценки частоты при компенсации набегов фазы. Поэтому тестировались сочетания алгоритмов оценки частоты (на рис. 8 тип проставлен в скобках) и оценки задержки.

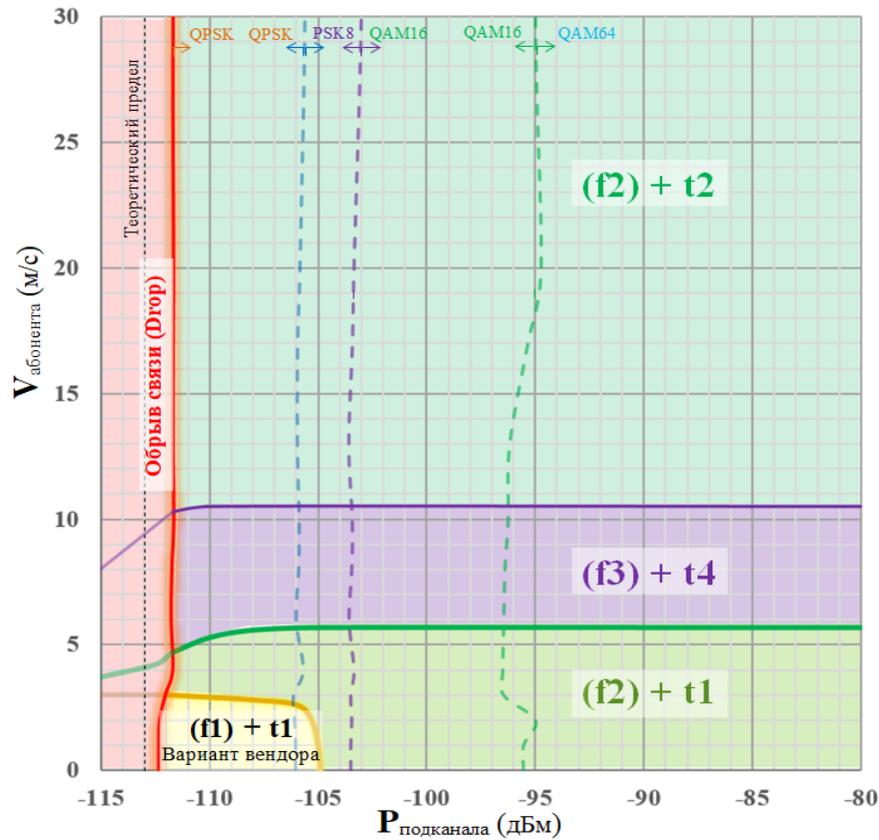
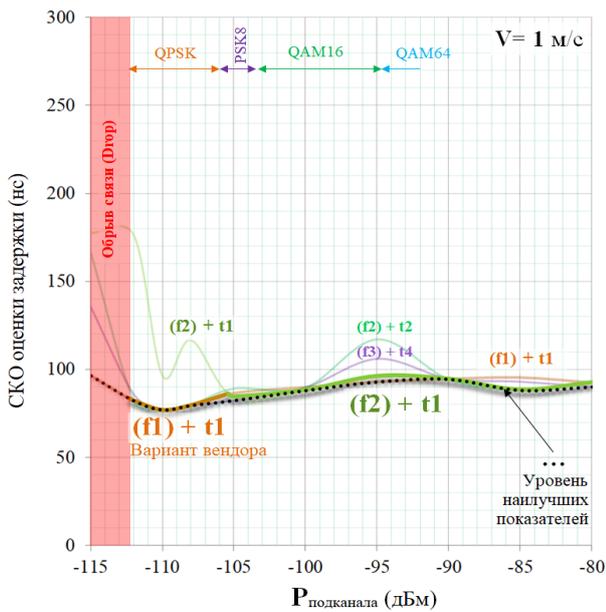
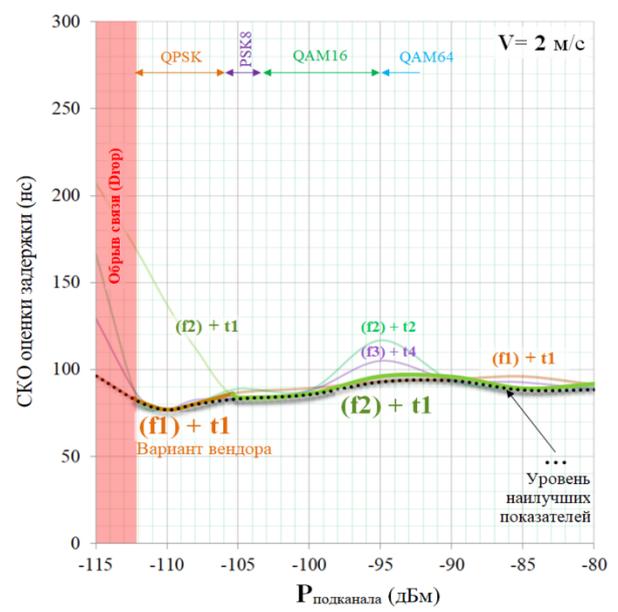


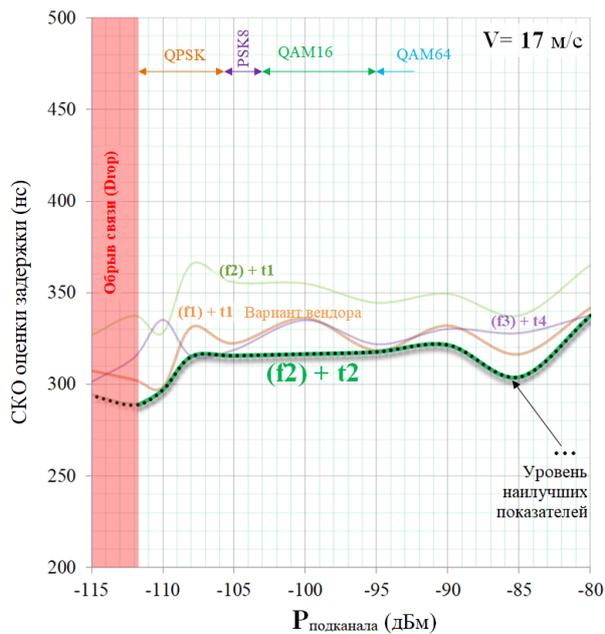
Рисунок 8



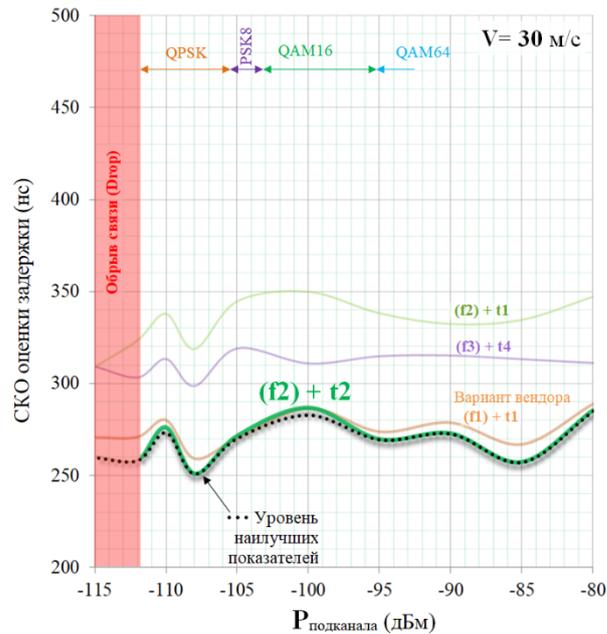
а)



б)



в)



г)

Рисунок 9

Результаты получены при тестировании работы системы МАКВИЛ в диапазоне 340 МГц.

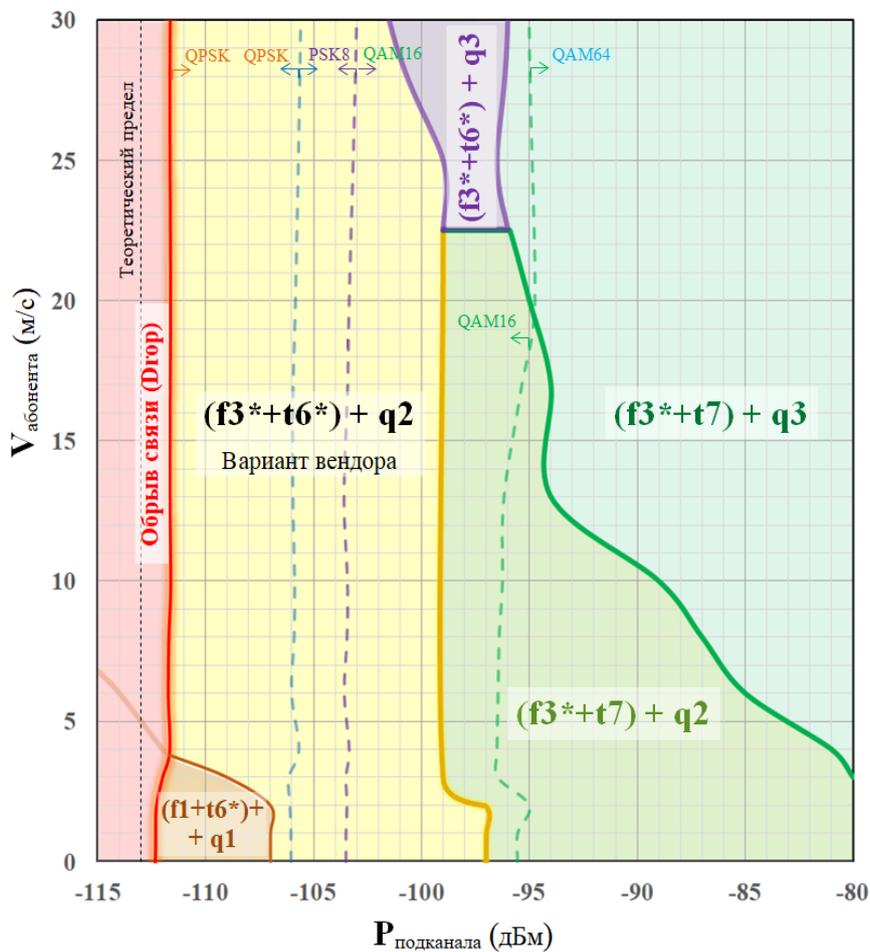


Рисунок 10

Можно видеть, что точность оценки параметра задержки в условиях многолучевого распространения не улучшаются с ростом уровня сигнала. На рис. 9, аналогично рис. 7, толстыми линиями показаны характеристики алгоритма, выбираемого по расширенной таблице CQI (отвечающего кластеру рис. 8), обладающего наилучшими показателями.

На рис. 10 показана мощностно-скоростная плоскость с полученной разбивкой на кластеры для режима оценки-коррекции частотно-селективных искажений радиоканала. В каждом кластере показан тип алгоритма, обеспечивающий в нем наилучшие показатели по точности (минимум относительного уровня остаточных ошибок).

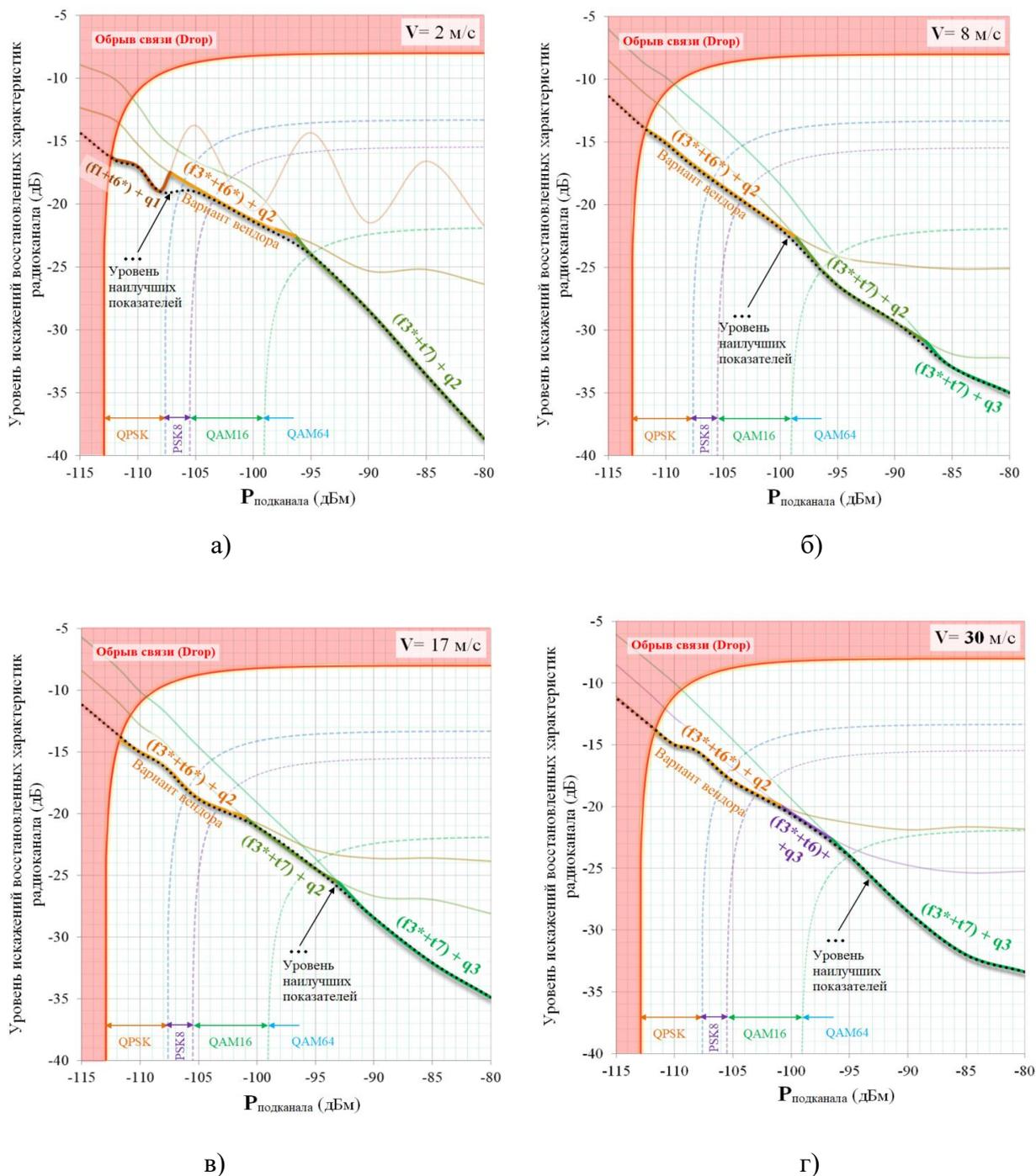


Рисунок 11

Так как показатели точности оценок частотно-селективных искажений демонстрировали зависимость от алгоритмов синхронизации (по задержке и частоте), то тестирование проводилось для всевозможных сочетаний указанных алгоритмов. Используемые алгоритмы оценки частоты и задержки на рис. 10 проставлены в скобках. Нумерация соответствует вышеприведенному описанию. Случаи, помеченные звездочками, показывают то, что без заметной потери качества можно использовать любой вариант алгоритма с цифрой меньше указанной.

При этом отметим, что записанная цифра соответствует варианту алгоритма наименьшей сложности.

На рис. 11а-г для ряда скоростей показаны зависимости относительных ошибок оценок частотно-селективных искажений от уровня сигнала, для наилучших сочетаний алгоритмов. Штриховыми линиями показаны границы применимости различных схем модуляции (*QPSK*, *PSK8*, *QAM16* и *QAM64*) с учетом остаточных ошибок восстановления радиоканала.

Потенциальные возможности выигрыша от алгоритмов с накоплением более чем на четырех врезках могут составить порядка 0,7 дБ (как видно из данных рис. 11а) и только в случае стационарных абонентов. Для мобильных абонентов усреднение уже на четырех *Pilot*-врезках приносит отрицательный результат.

Алгоритм $(f3+t6) + q2$, прописанный изначально в документации вендора, демонстрирует наилучшие или близкие к наилучшим показатели только при низких уровнях сигнала (≤ -100 дБм). При высоких уровнях приема он значительно уступает вариантам $(f3+t7) + q2,3$, которые способны обеспечить качество восстановления радиоканала, пригодное даже для использования модуляции *QAM256*.

Алгоритм контроля мобильности

Предложенная методика расширенной таблицы *CQI* предполагает дополнительное использование информации о скорости движения абонента. Нужно отметить, что прямое измерение скорости мобильных абонентов через радиоканал в системах поколения 4G не предусматривается. Не составляет исключения и система МАКВИЛ. Поэтому для использования предложенной методики расширенного *CQI* потребовалось найти решение задачи оценки скорости абонента на основе параметров радиоканала, доступных прямым измерениям.

При помощи методов машинного обучения удалось установить, что наиболее значимой корреляционной связью со скоростью движения абонента обладает показатель статистики, формируемой как квадратный корень значения минимума трех оценок дисперсий замеров сдвига частоты, получаемых с помощью алгоритмов $f1$, $f2$ и $f3$, соответственно.

$$\hat{\sigma}_{f \min} = \sqrt{\min(\hat{\sigma}_{f1}^2, \hat{\sigma}_{f2}^2, \hat{\sigma}_{f3}^2)} . \quad (1)$$

Для согласования по абсолютным значениям, при этом, требуется для каждой системы и каждого диапазона подбирать соответствующий масштабный коэффициент длины. Для системы МАКВИЛ, работающей в диапазоне 340МГц, он оказался равным 1,6 м.

На рис. 12 показаны установленные при тестировании зависимости между скоростью движения абонента и умноженным на масштабный коэффициент 1,6 показателем (1) для случаев различных уровней принимаемых сигналов. Интервал

формирования выборок в алгоритме вынесения решения, основанном на (1), составлял 12 с (что для МАКВИЛ соответствует 1200 отсчетам). Можно видеть, что начиная со скоростей 10 м/с и выше, алгоритм оценки скорости на основе (1) дает точность в пределах 5%. Это вполне пригодно для управления переключениями через расширенные таблицы CQI и в полном масштабе поддерживает корректное управление алгоритмом коррекции частотно-селективных замираний на трех границах переключений:

$(f3^*+t7)+q2 \leftrightarrow (f3^*+t7)+q3$, $(f3^*+t6)+q3 \leftrightarrow (f3^*+t7)+q3$ и $(f3^*+t6^*)+q2 \leftrightarrow (f3^*+t6)+q3$, показанных зеленой и фиолетовыми линиями на рис. 10.

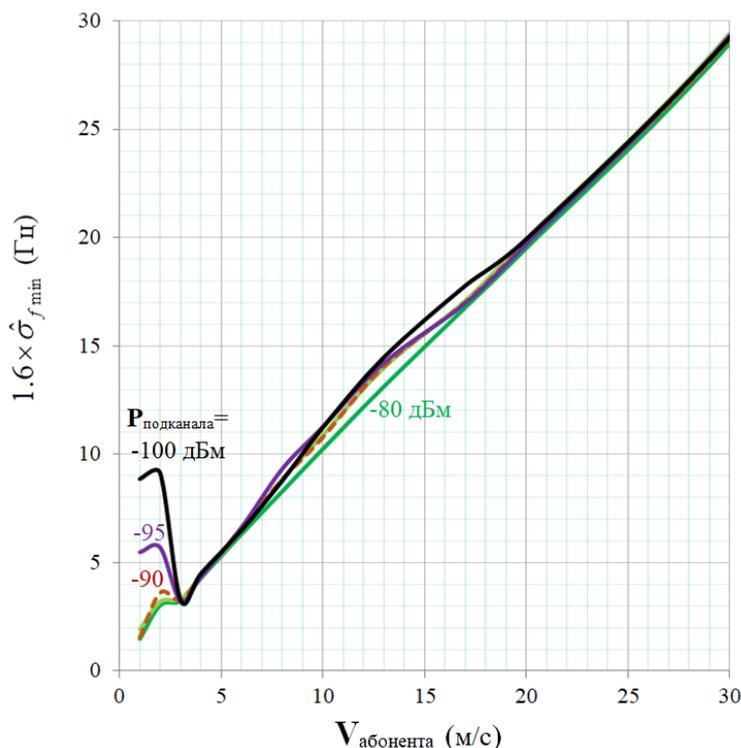


Рисунок 12

Переключение на границе $(f3^*+t6^*)+q2 \leftrightarrow (f3^*+t7)+q2$ при скоростях от 3 м/с и выше, также не вызывает вопросов, т.к. указанная граница, показанная светло-коричневым цветом на рис. 10, в указанном диапазоне практически не зависит от скорости. Но при движениях со скоростями до 3 м/с на границах между режимами $(f1+t6^*)+q1 \leftrightarrow (f3^*+t6^*)+q2$ и $(f3^*+t6^*)+q2 \leftrightarrow (f3^*+t7)+q2$, показанных коричневым и светло-коричневым цветами на рис. 10, могут возникать ошибки, приводящие к заметным потерям. Причиной тому является неоднозначность оценки скорости, формируемой по показателю мобильности (1). Это можно видеть из рис. 10 по заметному изменению монотонного характера поведения кривых при уровнях ниже -90 дБм. Поэтому для таких случаев пока остается единственная возможность: организация управления переключением с использованием априорных сведений о стационарном типе абонента.

Заключение

Проведенный анализ рабочих субоптимальных алгоритмов оценки параметров сигнала в системе МАКВИЛ показал, что потери по сравнению с оптимальными алгоритмами не превышают 1,5 Дб, т.е. являются весьма

приемлемыми. При этом использование алгоритма $\langle (f_3+t_6) + q_2 \rangle$, прописанного изначально в документации вендора, демонстрирует наилучшие или близкие к наилучшим показатели только при уровнях сигнала (≤ -100 дБм), а выбранный лучший алгоритм $(f_3+t_7) + q_{2,3}$, позволяет даже в самых сложных помеховых условиях вплоть до -112 дБм работать с модуляцией QAM64. Из проведенных результатов теста также видно, что движение абонентов со скоростями до 6 м/с в диапазоне 340 МГц практически не оказывает влияние на рабочие характеристики и след таких абонентов можно считать стационарными.

Потенциальные возможности выигрыша от алгоритмов с накоплением более чем на четырех врезках могут составить порядка $0,7$ дБ (как видно из данных рис. 11а) и только в случае стационарных абонентов. Для мобильных абонентов усреднение уже на четырех *Pilot*-врезках приносит отрицательный результат.

Литература

1. Стратонович Р.Л. Теория информации. М., «Сов. радио», 1975. – 424 с.
2. Шорин О.А., Бокк Г.О. Снижение негативного влияния высоких значений пик-фактора сигналов в системе McWiLL // Экономика и качество систем связи, 2019. – № 1 (11). – С. 9-13.
3. Шорин О.А., Бокк Г.О., Помехоустойчивость системы МАКВИЛ // Электросвязь, 2021. – № 6. – С. 47-54.
4. Бокк Г.О., Аверьянов Р.С., Синхронизация в системах радиосвязи с временным дуплексом // Электросвязь, 2021. – № 6. – С. 32-39.
5. Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Radio transmission and reception// GSM 05.05 version 8.5.1 Release 1999. – 95 p.
6. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception // 3GPP TS 36.104 version 9.4.0 Release 9 (2010-07). – 98 p.
7. Stefania Sesia, Issam Toufik, Matthew Baker. LTE – The UMTS Long Term Evolution. A John Wiley & Sons, 2011. – p. 752.
8. McWiLL V6 Air Interface Physical Layer Specification (Version 3.0)// Enterprise Standard McWiLL 41.01-v3.0. R&D center released 2012-06-15 implementation. – 123 p.