

# Синхронизация в системах радиосвязи с временным дуплексом

Г.О. Бокк, директор по науке ООО «НСТТ», д.т.н.; bokkg@yandex.ru  
Р.С. Аверьянов, директор по производству ООО «НСТТ»; ars@nxtt.org

УДК 6621.391

DOI: 10.34832/ELSV.2021.19.6.003

**Аннотация.** Рассмотрена работа в режиме синхронизации системы связи стандарта МАКВИЛ, использующей организацию радиосвязи с временным дуплексом. Получен базовый вариант оптимального алгоритма обработки одиночных замеров синхронизации, ориентированный на работу в канале с белым гауссовским шумом при неизвестных, но стабильных спектральных искажениях сигнала. На основе разработанного алгоритма предложено множество вариантов статистического накопления измерений для режима синхронизации в нестационарных условиях. На моделях многолучевого распространения, утвержденных международными рекомендациями, выявлены наилучшие варианты алгоритмов синхронизации с накоплением.

**Ключевые слова:** алгоритм синхронизации, OFDM, сети подвижной радиосвязи, TDD, критерий максимального правдоподобия, многолучевое распространение.

## ВВЕДЕНИЕ

В условиях, когда ресурс радиоканала выступает как основной фактор ограничения информационного обмена, вопросы синхронизации и коррекции искажений приобретают первостепенное значение для систем подвижной связи. В высокочастотных диапазонах, где в конкретные (исторически важные) моменты времени есть запас ресурсов (например, в диапазоне миллиметровых волн), вопросы синхронизации могут не иметь решающей роли, но с развитием технологий обработки и ростом трафика указанный запас быстро исчезает. Так, в настоящее время попытка решить вопрос повышения производительности в системах связи 5G за счет диапазона миллиметровых волн и применения микро-сот имеет ограниченную перспективу. В будущем в этом диапазоне потребуются организация точного согласования алгоритмов обработки с параметрами канала для достижения предельных показателей производительности. Ключи к решению такой задачи имеют алгоритмы синхронизации.

Алгоритмы синхронизации должны быть ориентированы на структуру радиосигналов, параметры радиоканала и уровень отношения сигнал/(помеха+шум) на приеме. Современные (и разрабатываемые) системы связи для организации радиоканала используют однотипные сигнальные структуры OFDM, вид которых продиктован последними достижениями в технической области, связанной с построением аппаратуры и методами обработки. Современные системы связи поддерживают организацию работы радиоканала в двух основных режимах, использующих разделение:

- радиоканалов линий «вниз» (от сети к абонентам) и «вверх» (от абонентов к сети) по частоте (FDD);
- радиоканалов линий «вниз» и «вверх» по времени (TDD).

Первый из режимов называют частотным, второй – временным дуплексом. По своей физической основе алгоритмы и методы синхронизации однотипны в обоих режимах. Но, как отмечалось выше, из-за особенностей условий, в которых используют FDD и TDD, оптимальные и субоптимальные алгоритмы синхронизации и коррекции приобретают различия. А поскольку для достижения предельных показателей зачастую требуется применение спектрально эффективных сигналов с законами модуляции «высокой сложности», например QAM64 [1], то даже небольшие на первый взгляд ошибки синхронизации приводят к ощутимым негативным последствиям.

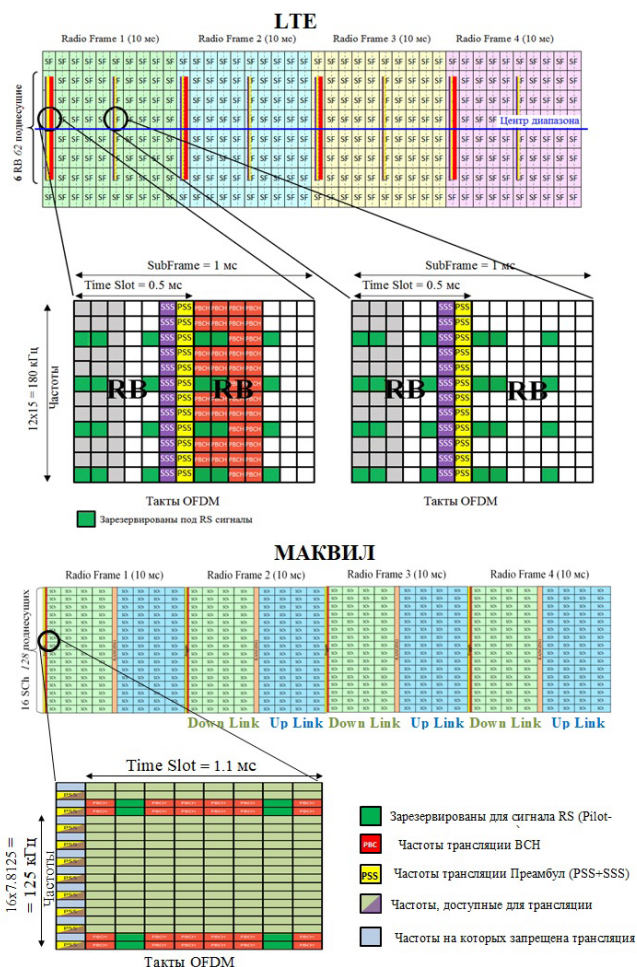
Режим TDD (временной дуплекс) применяют, когда выделенная для организации радиоканала полоса частот заметно ограничена. В этих условиях базовые методы снятия измерений остаются такими же, как и для FDD, но статистическое накопление осуществляется по-другому. Действительно, в FDD доступно формирование выборок измерений за достаточно короткие интервалы времени, а в TDD, как правило, накопление сталкивается с тем, что требуемый интервал не помещается в один кадр, появляются отрезки времени, занятые обратным каналом. Время обработки увеличивается в разы. Это в условиях динамического многолучевого распространения, высокого пик-фактора OFDM-сигналов [2] и движения абонентов заметно сказывается на целевых показателях качества. Поэтому выбор техники организации и объема накопления данных в режиме синхронизации для TDD отличается от FDD.

## СОПОСТАВЛЕНИЕ СТРУКТУРЫ OFDM-СИГНАЛОВ LTE И МАКВИЛ

Подключение к сети, синхронизация и коррекция спектральных искажений в современных системах связи

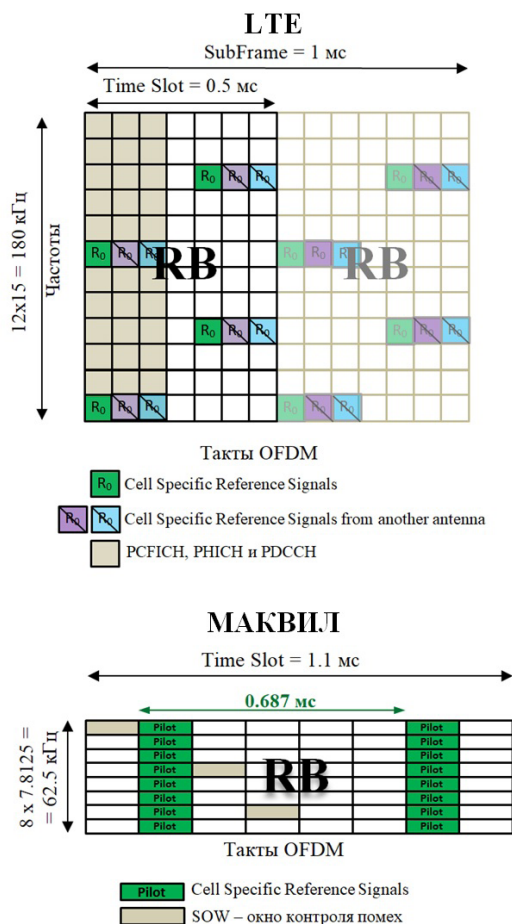
**Рисунок 1**

Организация широковещательных каналов управления LTE (FDD) и МАКВИЛ (TDD)



**Рисунок 2**

Структура элементарных ресурсных блоков с RS-врезками для поддержки синхронизации и коррекций, применяемых в LTE и МАКВИЛ



подвижных абонентов производятся на основе обработки служебных сигналов. На рис. 1 для сопоставления приведена применяемая в сетях стандарта LTE (FDD) и МАКВИЛ (TDD) организация широковещательных каналов синхронизации, предназначенных для подключения абонентов к сети на прием.

В расчете к ресурсу (180 кГц x 1 мс) в LTE выделено:

- 23,8% — на ВСН (Broadcast Channel) — широковещательный канал управления;
- 7,1% — на RS сигналы;
- 14% — на PSS и SSS сигналы (первичной и вторичной синхронизации).

В расчете на ту же единицу ресурса в МАКВИЛ выделено:

- 13,5% — на ВСН;
- 4,5% — на RS сигналы (Pilot-врезки);
- 11,5% — на сигнал Preamble, выполняющий те же самые функции, что и PSS и SSS в LTE.

Таким образом, в МАКВИЛ для каналов синхронизации выделено примерно в 1,5 раза меньше ресурса, чем в LTE. Объясняется это тем, что МАКВИЛ ориентиро-

ван на работу при значительно меньших ресурсах, чем LTE, что привело к необходимости сокращения затрат на служебные каналы.

Частота трансляций сигналов синхронизации (PSS и SSS) в LTE в два раза превосходит частоту трансляций сигнала синхронизации Preamble в МАКВИЛ. Это связано с режимом временного дуплекса, используемым в МАКВИЛ и предполагающим перемежение во времени линий связи «вниз» и «вверх», как это показано в нижней части рис. 1.

На рис. 2 приведены структуры элементарных ресурсных блоков с RS-врезками для поддержки синхронизации и коррекции искажений спектра, применяемые в LTE и МАКВИЛ. В технологии МАКВИЛ такие RS-врезки называют Pilot-врезками. Задержка между RS-врезками в обеих системах составляет близкие значения в пределах 0,5 мс.

В основе структур служебных сигналов лежит единый принцип: использование однотипных врезок с известной структурой, повторяющихся с заданной периодичностью на фиксированных частотных позициях.

Именно на эти структуры нужно ориентироваться при поиске сигналов и синхронизации. Для LTE этот вопрос довольно хорошо проработан. Соответствующие результаты можно найти, как в документах Международного союза электросвязи, так и в общедоступных источниках [1].

Для стандарта МАКВИЛ этот вопрос не получил широкого освящения. А поскольку МАКВИЛ использует временной дуплекс и имеет определенные отличия, то тема поиска и синхронизации была специально проработана. Полученные результаты легли в основу представленного ниже материала.

## СИНТЕЗ АЛГОРИТМА МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ ЕДИНИЧНЫХ ЗАМЕРОВ

Как указано выше, для систем связи с OFDM-сигналами базовым элементом сигнальных структур синхронизации и радиометок контроля состояния канала (RS-врезки) выступают расположенные на выделенных частотных позициях поднесущих одинаковые (или сводящиеся к одинаковым) символы, разделенные по времени на заданные интервалы. В простейших измерениях эти символы составляют пары. Из-за ошибок синхронизации по частоте символы в парах могут иметь фазовый сдвиг за счет замираний возможны различия амплитуд. От одной позиции поднесущей к другой символы могут претерпевать произвольные амплитудно-частотные искажения вследствие интерференции в условиях многолучевого распространения и частотно-селективных искажений радиотракта.

На начальном этапе справедливо полагать, что априорная информация о характеристиках распределений амплитуд и фаз отсутствует. При синтезе базового алгоритма обработки замеров, формируемых из смесей сигналов шумов и помех, наблюдаемых на множестве поднесущих, будем полагать справедливой модель канала с независимыми гауссовскими шумами с дисперсиями  $\sigma^2$  (для каждой квадратуры). Поэтому для отдельного наблюдения, формируемого на базовом элементе сигнальной структуры на приеме, можно записать условную вероятность

$$W(\bar{F}_I(1), \bar{F}_Q(1), \bar{F}_I(2), \bar{F}_Q(2) | P, R, \bar{A}_I, \bar{A}_Q) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^K} \exp \left\{ - \frac{\sum_{k=1}^K (F_I(k,1) - A_I(k))^2 + \sum_{k=1}^K (F_Q(k,1) - A_Q(k))^2 + \sum_{k=1}^K (F_I(k,2) - PA_I(k) + RA_Q(k))^2 + \sum_{k=1}^K (F_Q(k,2) - PA_Q(k) - RA_I(k))^2}{2\sigma^2} \right\} \rightarrow \leftarrow \right. \quad (1)$$

где  $\bar{F}_I(m) = (F_I(1,m), F_I(2,m), \dots, F_I(K,m))^T$ ,  $\bar{F}_Q(m) = (F_Q(1,m), F_Q(2,m), \dots, F_Q(K,m))^T$  – векторы синфазных и ортогональных квадратурных компонент спектральных составляющих, наблюдаемых в спектральных позициях принимаемого базового сигнального элемента (БСЭ) на приеме;  $k = 1, 2, \dots, K$  и  $m = 1, 2$  – номера поднесущей и символа в парах;

$\bar{A}_I = (A_I(1), A_I(2), \dots, A_I(K))^T$ ,  $\bar{A}_Q = (A_Q(1), A_Q(2), \dots, A_Q(K))^T$  – априорно неизвестные векторы распределения квадратурных уровней (синфазных и ортогональных, соответственно) наблюдения в рамках БСЭ;

$K$  – число БСЭ;  $P$  и  $R$  – априорно неизвестные параметры, задающие трансформацию квадратурных компонент на задержке от 1-го символа в паре до 2-го. В системе МАКВИЛ значение поднесущих  $K$  составляет 64 для сигнала преамбулы и 16 – для сигнала ВСН и речевых абонентских сигналов.

По измерениям  $\bar{F}_I(1), \bar{F}_Q(1), \bar{F}_I(2), \bar{F}_Q(2)$  нужно по критерию максимального правдоподобия (МП) сформировать оценку неизвестных параметров  $\hat{A}_I = (A_I(1), A_I(2), \dots, A_I(K))^T$ ,  $\hat{A}_Q = (A_Q(1), A_Q(2), \dots, A_Q(K))^T$ ,  $P$  и  $R$ . Дифференцируя (1) по неизвестным параметрам и приравнявая результаты к нулю, получим систему уравнений для искомым оценок МП. После громоздких, но не очень сложных вычислений можно получить решение указанной системы в замкнутом виде:

$$\begin{cases} p = \sum_{k=0}^K (F_I(k,1)F_I(k,2) + F_Q(k,1)F_Q(k,2)), & r = \sum_{k=0}^K (F_I(k,1)F_Q(k,2) - F_Q(k,1)F_I(k,2)); \\ \Delta = \sum_{k=0}^K (F_I^2(k,1) + F_Q^2(k,1) - F_I^2(k,2) - F_Q^2(k,2)); \\ G = (-\Delta/2 + \sqrt{\Delta^2/4 + p^2 + r^2}) / (p^2 + r^2); \\ \hat{P} = Gp, & \hat{R} = Gr; \\ \hat{A}_I(k) = \frac{F_I(k,1) + G(F_I(k,2)p + F_Q(k,2)r)}{1 + G^2(p^2 + r^2)}; \\ \hat{A}_Q(k) = \frac{F_Q(k,1) + G(F_Q(k,2)p - F_I(k,2)r)}{1 + G^2(p^2 + r^2)}, & k = 1, \dots, K. \end{cases} \quad (2)$$

Синхронизация по частоте должна осуществляться на начальном этапе по набегу фаз спектральных компонент между первыми и вторыми символами по формуле

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi T} \arctan(r/p), \quad (3)$$

где  $p$  и  $r$  вычисляются, согласно (2), как суммы приростов синфазных и ортогональных квадратур, наблюдаемых на  $K$  спектральных позициях;  $T$  – интервал времени между символами в парах, составляющий базу измерений для оценки частотного сдвига. Этим завершается синтез алгоритма МП для синхронизации по частоте при приеме БСЭ.

Синхронизацию по задержке также предлагается осуществлять по критерию МП. Такой алгоритм известен и использует позицию максимума отклика на выходе согласованного фильтра [3]. В контексте рассматриваемого случая обработка в согласованном фильтре сводится:

- к обнулению в спектре всех компонент поднесущих, на которых символы БСЭ не передаются;
- снятию известной амплитудно-фазовой модуляции с символов;
- возможному дополнению спектра нулевыми позициями спектральных компонент (для уменьшения длительности такта между отсчетами в отклике);
- формированию отклика посредством обратного преобразования Фурье;
- возможному уточнению параметра задержки путем интерполяционных формул расчета отклика между дискретными позициями в области максимума.

Сразу нужно отметить, что классический алгоритм МП не ориентирован на обработку пар символов, входящих в БСЭ. Он предполагает обработку либо первых, либо вторых символов из пар. А поскольку между этими символами существует задержка, на которой из-за ошибок синхронизации по частоте возникает неопределенность по фазовым сдвигам, то классический вариант согласованной фильтрации становится непригоден для объединения таких замеров. Кроме того, из-за замираний и многолучевого распространения вообще затруднительно говорить об однородности наблюдений. Поэтому задача накопления измерений для оценки задержки уже на БСЭ переходит из теоретической в чисто практическую.

Итак, алгоритм МП задержки должен быть привязан к одной из половин БСЭ, т.е. к первым или вторым символам пар. В математическом виде его можно представить как

$$\begin{cases} t_m = \arg \max_{t=0 \dots K_e-1} \left( \left| \text{IFFT}_{K_e}(\bar{F}e_I(1), \bar{F}e_Q(1), t) \right| \right); \\ s_{-1} = \left| \text{IFFT}_{K_e}(\bar{F}e_I(1), \bar{F}e_Q(1), t_m - 1) \right|, s_0 = \left| \text{IFFT}_{K_e}(\bar{F}e_I(1), \bar{F}e_Q(1), t_m) \right|, s_{+1} = \left| \text{IFFT}_{K_e}(\bar{F}e_I(1), \bar{F}e_Q(1), t_m + 1) \right|; \\ \rho = \frac{1}{2} \frac{s_{+1} - s_{-1}}{2s_0 - (s_{+1} + s_{-1})}; \\ \Delta \hat{\tau} = (t_m + \rho + c(\rho)) \tau_T, \end{cases} \quad (4)$$

где  $t$  – дискретные номера отсчетов функции обратного преобразования Фурье IFFT;  $K_e$  – число частотных компонент в спектре БСЭ после возможного дополнения нулевыми составляющими;  $\tau_T$  – тактовый интервал преобразования IFFT;  $c(\rho)$  – функция, корректирующая интерполяционную поправку второго порядка, которая подбирается для каждого типа сигналов конкретно. Например, для Pilot-врезок сигнала ВСН системы МАКВИЛ при  $K_e = 256$  корректирующая функция, подобранная методом наименьших среднеквадратических ошибок (СКО) в отсутствии шумов, составит

$$c(\rho) = 0,0456 \left( \frac{3}{5} \sin(2\pi\rho) - \frac{128}{15} \rho \left( \rho^2 - \frac{1}{4} \right) \right). \quad (5)$$

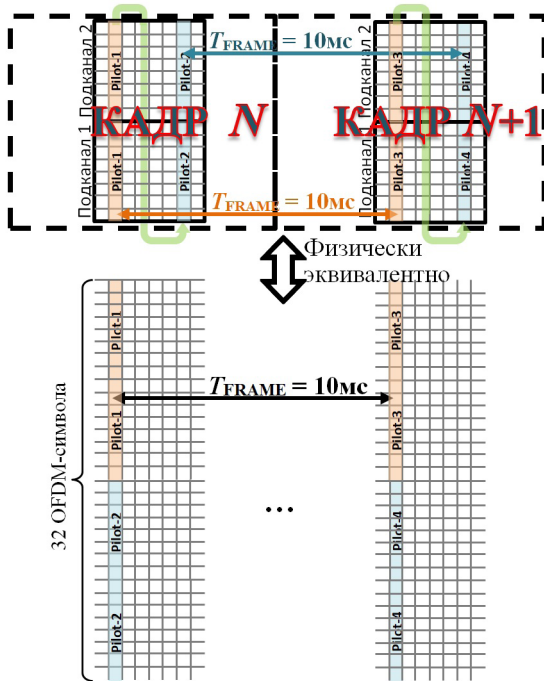
При этом систематические СКО интерполяции удается сократить с  $0,19\tau_T$  до  $0,011\tau_T$ , что в пересчете на абсолютные значения означает с 95 до 5,5 нс. Отметим, что в (4) показан случай использования первых символов БСЭ. Для вторых символов в (4) достаточно заменить индексы  $\bar{F}e$  с 1 на 2.

#### АЛГОРИТМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ ПО ЧАСТОТЕ И ЗАДЕРЖКЕ В РЕЖИМЕ СЛЕЖЕНИЯ

Синтезированные алгоритмы (2), (3) и (4), (5) описывают работу в режиме вхождения (первичного захвата) в синхронизацию. На следующем этапе требуется организация слежения, в которой за счет накопления достигается повышенная точность. Основная проблема здесь состоит в том, что базовые методы статистической теории без введения определенных ограничений не могут быть применены для реальных ситуаций многолучевого распространения. При таких условиях теряется свойство статистической однородности измерений, лежащее в основе теории.

**Рисунок 3**

Способ формирования пар замеров для оценки сдвига частоты в режиме когерентного накопления на двух соседних кадрах



Вопросы, как именно обрабатывать измерения при накоплении и какой размер окон усреднения следует использовать в реальных условиях, остаются открытыми. Попытки использовать наработки теории статистической фильтрации для сведения динамического поведения к статистически однородным измерениям малоперспективны из-за высокой сложности соответствующих моделей движения. Утвержденные международными рекомендациями модели включают до 12 лучей с изменяющимися параметрами амплитуд, фаз и задержек [4, 5]. Системы стохастических уравнений для таких моделей, как правило, теряют устойчивость, даже у упрощенных алгоритмов фильтрации непомерно возрастает вычислительная сложность [6, 7].

При подобных обстоятельствах представляется естественным начать исследование с экспериментальной проверки того, насколько значимым будет результат от статистического накопления на коротких выборках, когда негативные проявления нестационарного поведения не должны приводить к катастрофическим последствиям.

Проверка проводилась для различных вариантов агрегации измерений, сформированных на БСЭ, согласно (2), (3) и (4), (5). Указанные варианты обработки, как поясняется ниже, ориентированы на определенные ситуации с различной степенью устойчивости поведения. Понятно, что при отсутствии (или незначительности) положительного эффекта от накопления данных на

коротких выборках можно обосновано принять решение о бесперспективности применения более сложных алгоритмов слежения.

Предлагаемый подход не обладает степенью общности универсальной теории и требует конкретизации условий. Но на начальном этапе он полезен тем, что несет более глубокое понимание и, самое главное, положительные практические результаты. Ниже рассматривается сеть связи с временным дуплексом стандарта МАКВИЛ, работающая в диапазоне 340 МГц. Из множества вариантов алгоритмов накопления и агрегации измерений были выбраны следующие.

**Алгоритмы накопления для оценки сдвига частоты. Когерентное накопление на двух соседних кадрах (фреймах).** Этот вариант алгоритма предполагает высокую стабильность АЧХ и ФЧХ, а также малые девиации частот опорного генератора (ОГ) на интервале между кадрами (фреймами). Для МАКВИЛ это 10 мс. В такой ситуации имеет смысл использовать алгоритм, построенный на основе базового (2), (3). Ниже обозначается как **f1**. В качестве измерений в нем предлагается делать не 16, а 32 пары замеров, связанных с квадратурами спектральных компонент 1-й и 2-й Pilot-врезок соседних кадров. Рис. 3 поясняет способ формирования замеров и их группировку в пары.

Оптимальный по критерию МП алгоритм, конечно, требует учета имеющейся связи между символами Pilot-врезок внутри каждого ресурсного блока (между Pilot-1 и Pilot-2 и между Pilot-3 и Pilot-4), показанных на рис. 3 коричневым и голубым цветом. Длительность кадра в системе МАКВИЛ ( $T_{FRAME} = 10$  мс) примерно в 14,55 раз превосходит задержку между Pilot-врезками в ресурсном блоке. Поэтому точность оценки изменений фаз, получаемая алгоритмом, ориентированным на структуру, приведенную в нижней части рис. 3, не может быть заметно повышена при введении учета связей внутри ресурсных блоков.

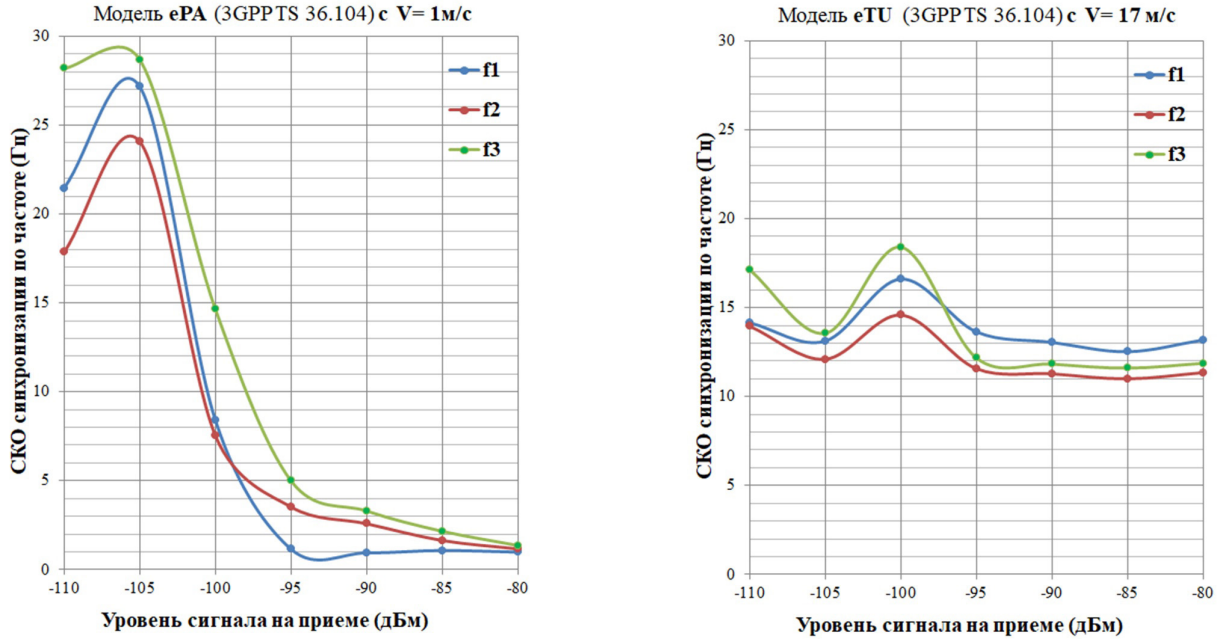
Данный алгоритм потенциально имеет значительные преимущества перед алгоритмом, работающим в отдельных ресурсных блоках. Но это будет действительно так, если динамические эффекты и замирания не станут проявляться слишком сильно на интервалах задержек порядка  $T_{FRAME} = 10$  мс.

**Статистическое накопление на двух соседних кадрах.** В этом варианте предполагается, что на интервале задержки между соседними кадрами ( $T_{FRAME} = 10$  мс) происходят заметные частотно-селективные замирания (ЧСЗ), но частота ОГ абонентской станции (АС) остается стабильной. Поэтому оценку сдвига частоты ОГ можно сформировать как результат усреднения двух значений  $\text{tg}(\Delta\varphi)$ , реализованных в элементарных ресурсных блоках двух последовательных кадров. Этот вариант в представленных ниже экспериментальных данных обозначается как **f2**.

**Алгоритм независимой оценки (без накопления).** В нем предполагается, что на интервале задержки между ка-

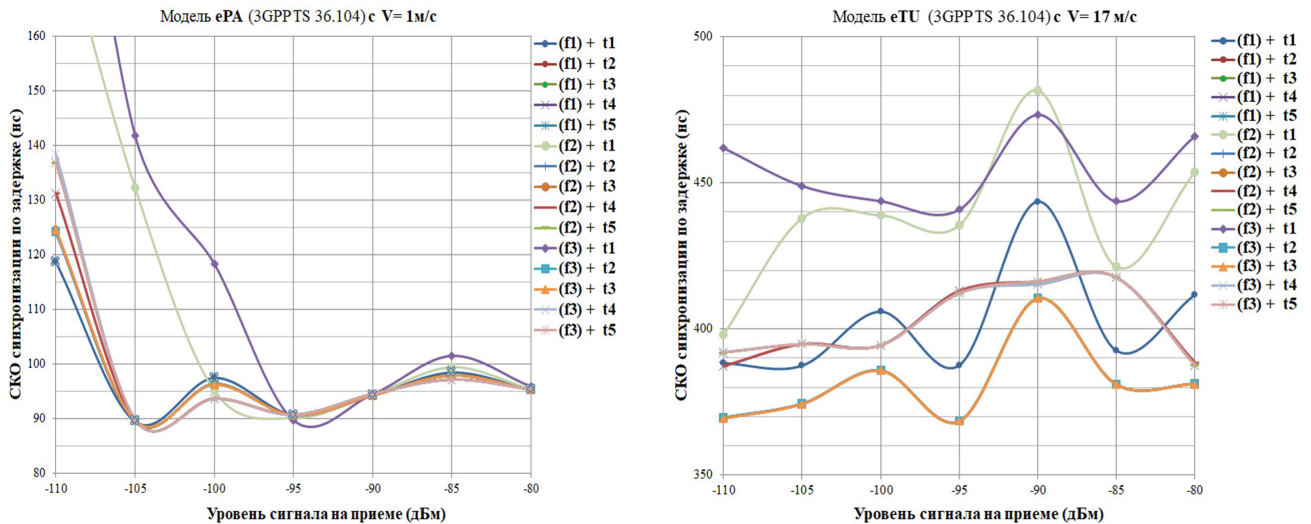
**Рисунок 4**

Зависимости СКО оценки сдвига частоты от уровня принимаемого сигнала для моделей распространения ePV и eTU, утвержденных в Рек. 3GPP: а – пешеход (модель ePA); б – мобильный абонент (eTU) в городе [4]



**Рисунок 5**

Зависимости СКО оценки задержки от уровня принимаемого сигнала для моделей распространения ePV и eTU, утвержденных в Рек 3GPP: а – пешеход (модель ePA); б – мобильный абонент (eTU) в городе [4]



драми происходят заметные ЧСЗ, сдвиг частоты ОГ АС не стабилен. В этом случае сдвиг частоты оценивается, согласно базовому алгоритму (2), (3), для каждого кадра отдельно. Обозначается  $f_3$ .

**Алгоритмы оценки задержки.** Когерентное сложение откликов IFFT от спектров Pilot-врезок двух кадров:

$$t_m = \arg \max_{t=0, \dots, K_e-1} \left( \left| \sum_{m=1}^4 \text{IFFT}_{K_e} \left( \dot{F}(m), t \right) \right| \right),$$

где  $\dot{F}(m)$  – дискретный спектр в комплексной форме записи для Pilot-врезки номера  $m$  (1, 2, 3, 4) после устранения фазовой модуляции и набега фаз от сдвига частоты;  $m = 1, 2$  – обозначает 1-ю и 2-ю Pilot-врезки кадра  $N$ ;  $m = 3, 4$  – 1-ю и 2-ю Pilot-врезки кадра  $(N+1)$ .

Такой вариант алгоритма ориентирован на устойчивое поведение ЧСЗ и когерентную работу ОГ на интервале двух кадров, при котором есть когерентность. Обозначается  $t_1$ .

Когерентное сложение откликов IFFT от Pilot-врезок внутри каждого ресурсного блока с последующим сложением модулей результатов, полученных в двух кадрах:

$$t_m = \arg \max_{t=0 \dots K_e-1} \left( \left| \sum_{m=1}^2 \text{IFFT}_{K_e} \left( \dot{F}(m), t \right) \right| + \left| \sum_{m=3}^4 \text{IFFT}_{K_e} \left( \dot{F}(m), t \right) \right| \right).$$

Вариант ориентирован на ситуации, когда ЧСЗ на интервале двух кадров можно считать постоянными, но точность синхронизации по частоте не позволяет обеспечить условие когерентности на соседних кадрах. Обозначается **t2**.

Сложение модулей откликов IFFT от четырех Pilot-врезок двух кадров:

$$t_m = \arg \max_{t=0 \dots K_e-1} \left( \sum_{m=1}^4 \left| \text{IFFT}_{K_e} \left( \dot{F}(m), t \right) \right| \right).$$

Алгоритм ориентирован на ситуацию, когда на интервале отдельного кадра и ресурсного блока ЧСЗ нельзя считать устойчивыми, но при этом эффективная задержка по трассе на интервале двух кадров заметных изменений не претерпевает. Обозначается **t3**.

Статистическое усреднение двух оценок задержки, сформированных в соседних кадрах по максимумам откликов, полученных когерентным сложением:

$$t_m = \frac{1}{2} \left\{ \arg \max_{t=0 \dots K_e-1} \left( \left| \sum_{m=1}^2 \text{IFFT}_{K_e} \left( \dot{F}(m), t \right) \right| \right) + \arg \max_{t=0 \dots K_e-1} \left( \left| \sum_{m=3}^4 \text{IFFT}_{K_e} \left( \dot{F}(m), t \right) \right| \right) \right\}.$$

Алгоритм ориентирован на ситуации, когда на интервале между кадрами могут происходить заметные одновременные замирания уровня сигнала и помех, доминирующих над шумами, но при этом эффективная задержка по трассе (и в трактах передачи и приема) на интервале двух кадров заметных изменений не претерпевает. Обозначается **t4**.

Статистическое усреднение двух оценок задержки, сформированных в соседних кадрах по максимумам откликов, полученных сложением модулей:

$$t_m = \frac{1}{2} \left\{ \arg \max_{t=0 \dots K_e-1} \left( \sum_{m=1}^2 \left| \text{IFFT}_{K_e} \left( \dot{F}(m), t \right) \right| \right) + \arg \max_{t=0 \dots K_e-1} \left( \sum_{m=3}^4 \left| \text{IFFT}_{K_e} \left( \dot{F}(m), t \right) \right| \right) \right\}.$$

Алгоритм ориентирован на ситуации, в которых помимо условий, отмеченных в **t4**, нельзя считать ЧСЗ стабильными в пределах длительности элементарного ресурсного блока. Обозначается **t5**.

Интерполяционные уточняющие оценки формируются, согласно (4), для всех перечисленных вариантов оценок задержки.

## ДАнные Эксперимента

На рис. 4 представлены снятые экспериментально зависимости СКО оценок частоты, на рис. 5 — задержки от уровня принимаемого сигнала. Объем повторных испытаний в каждой точке составляет 1000. Зависимости показаны для приведенного выше перечня алгоритмов.

Наилучшие результаты для синхронизации по частоте показал алгоритм **f2** для стационарных абонентов при уровнях сигнала до -100 дБм и для мобильных абонентов во всех случаях. Если абонент стационарный и уровень сигнала выше -100 дБм, то наилучшие характеристики синхронизации по частоте достигаются алгоритмом с когерентным накоплением **f1**. В последнем случае и остальные варианты (**f2**, **f3**) демонстрируют очень хорошие результаты, точность которых достаточна для новых сложных видов модуляции [8–10], и даже для модуляции QAM256.

Для синхронизации по задержке практически одинаковые наилучшие результаты показали комбинации алгоритмов **(f<sub>n</sub>)+t2**, **(f<sub>n</sub>)+t3**, где **n** = 1, 2, 3 для мобильных (во всех случаях) и стационарных абонентов при уровне принимаемых сигналов от -100 дБм и выше. Незначительный выигрыш демонстрирует комбинация **(f1)+t1**, но только для стационарных абонентов и при сверхнизких уровнях на приеме (менее -105 дБм).

Следует отметить, что применение режима когерентной обработки (алгоритмы **f1** и **t1**) измерений на двух кадрах для мобильных абонентов не дает положительного результата во всех ситуациях. Определенный положительный результат от когерентного накопления наблюдается только в режиме синхронизации по частоте для стационарных (или передвигающихся пешком) абонентов, когда уровень принимаемых сигналов от -95 до -85 дБм. В среднем наилучшие показатели обеспечивают варианты с простым статистическим усреднением оценок частоты, полученных на соседних кадрах **f2**, и алгоритмы сложения модулей откликов оценок задержки (**t2** или **t3**).

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Синтезированны субоптимальные варианты цифровых алгоритмов синхронизации по частоте и задержке для систем связи с OFDM-сигналами, использующих временной дуплекс. Конкретно для систем стандарта МАКВИЛ установлено, что для синхронизации режим когерентной обработки на кадрах не дает значимых результатов. Для достижения качества синхронизации, близкого к потенциальному, достаточно использовать алгоритмы максимального правдоподобия, синтезированные для обработки измерений в пределах одного ресурсного блока с последующим статистическим усреднением на последовательности кадров.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Sesia, S.** LTE – The UMTS Long Term Evolution / S. Sesia, I. Toufik, M. Baker. – A John Wiley & Sons, 2011. – 752 p.
2. **Шорин, О.А.** Снижение негативного влияния высоких значений пик-фактора сигналов в системе McWILL / О.А. Шорин, Г.О. Бокк // Экономика и качество систем связи. – 2019. – № 1 (11). – С. 9-13.
3. **Трифонов, А.П.** Оценка параметров сигналов на фоне помех / Е.И. Куликов, А.П. Трифонов. – М.: Сов. радио, 1978. – 296 с.
4. **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.
5. **Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Radio transmission and reception // GSM 05.05 version 6.3.1 Release 1997.** – 52 p.
6. **Аджемов, С.С.** Исследование алгоритмов сверхразрешения в адаптивных антенных решетках / С.С. Аджемов, Г.О. Бокк, А.Г. Зайцев // Радиотехника. – 2000. – № 11. – С. 66-71.
7. **Аджемов, С.С.** Модифицированный алгоритм пространственного разрешения источников радиоизлучения SDS-MUSIC, работающий при многолучевом распространении сигналов / С.С. Аджемов, Г.О. Бокк, А.Г. Зайцев и др. // Радиотехника. – 2003. – № 11. – С. 80.
8. **Шорин, О.А.** Аналитическое решение вариационной задачи Шеннона по определению оптимальной структуры сигнала в условиях ограниченной пиковой мощности / О.А. Шорин, Г.О. Бокк // Экономика и качество систем связи. – 2018. – № 1 (7). – С. 30-39.
9. **Шорин, О.А.** Численные результаты решения вариационной задачи Шеннона на определение оптимальной структуры сигнала в условиях ограниченной пиковой мощности / О.А. Шорин, Г.О. Бокк // Экономика и качество систем связи. – 2018. – № 1 (7). – С. 39-47.
10. **Шорин, О.А.** Оптимальная структура дискретной QAM-модуляции, обеспечивающая максимум информационной производительности радиоканала / О.А. Шорин, Г.О. Бокк // Экономика и качество систем связи. – 2018. – № 3 (9). – С. 9-17.

Получено 23.04.21

## Алгоритм хэндовера системы МАКВИЛ в режиме устранения конфликтов распределения ресурсов канала связи

**Р.С. Аверьянов**, директор по производству ООО «НСТТ»; ars@nxtt.org

УДК 621.391:621.396

DOI: 10.34832/ELSV.2021.19.6.004

**Аннотация.** Рассмотрен режим хэндовера системы МАКВИЛ, предназначенный для устранения конфликтов распределения ресурсов радиоканала и ориентированный на пространственную селекцию радиосигналов абонентов соседних базовых станций (БС), осуществляемую 8-элементными адаптивными антенными решетками (ААР). Представлен алгоритм управления ААР БС, направленный на ликвидацию конфликтов при максимальных нагрузках. Приведено описание алгоритма пространственной селекции, ориентированного на условия возможного отсутствия трасс прямой видимости и, как следствие, произвольных законов амплитудно-фазовых распределений полей на антеннах. Установлена численная связь между энергетическим запасом на краях зон обслуживания и эквивалентным угловым расстоянием между абонентами, достаточным для бесконфликтного пространственного разделения одинаковых спектрально-временных ресурсов. Показано, что ввод управляемого параметра задержки в режиме синхронизации позволит реализовать в МАКВИЛ пространственное разделение абонентов, обслуживаемых одной БС.

**Ключевые слова:** адаптивная антенная решетка, базовая станция, бесконфликтное распределение ресурса, пространственная селекция, взаимная корреляция, референсные сигналы.

### ВВЕДЕНИЕ

Для современных систем подвижной связи в качестве одного из ключевых показателей эффективности используется значение достижимой производительности обмена по радиоканалу при заданных спектральных ограничениях [1, 2]. Разработанные методы и алгоритмы практически вплотную вышли на теоретический уровень производительности в системах 3G. Даже про-

двинутые методы модуляции, учитывающие специфические условия ограничений группового сигнала [3], не позволяют ни в аналоговом [4, 5], ни в цифровом [6] вариантах получить заметного выигрыша. Поэтому в системах 4G и 5G для достижения качественно новых показателей производительности стали активно применять еще не использованные в полной мере техно-