

Помехоустойчивость системы МАКВИЛ

О.А. Шорин, генеральный директор ООО «НСТТ», профессор, д.т.н.; oshorin@gmail.com

Г.О. Бокк, директор по науке ООО «НСТТ», д.т.н.; bokkg@yandex.ru

УДК 6621.391

DOI: 10.34832/ELSV.2021.19.6.005

Аннотация. Рассмотрены проблемы помехоустойчивости алгоритмов цифровой обработки принимаемых сигналов для системы связи МАКВИЛ. Особое внимание уделено вопросам коррекции амплитудно-частотных и фазо-частотных искажений радиоканала в условиях предельно низких отношений сигнал/шум. Произведена оценка потенциальных возможностей улучшения показателя чувствительности при многолучевом распространении сигналов. Выявлены наилучшие алгоритмы. Показано, что для диапазона частот 340 МГц абоненты системы МАКВИЛ, перемещающиеся со скоростями до 6 м/с, при рассмотрении вопроса помехоустойчивости могут восприниматься как стационарные.

Ключевые слова: помехоустойчивость, OFDM, сети подвижной радиосвязи, максимум апостериорной вероятности, многолучевое распространение.

ВВЕДЕНИЕ

Основным элементом помехоустойчивости систем связи выступают алгоритмы обработки, способные осуществлять прием с заданным уровнем качества при предельно низких уровнях отношений сигнал/(помеха+шум) — SINR в радиоканале. Для идеальных каналов (без искажений) с аддитивным гауссовским шумом вопросы достижимых показателей безошибочной передачи хорошо изучены и формулируются второй теоремой Шеннона [1], устанавливающей для каждого уровня SINR предельно возможную скорость информационного обмена. Найдены технические решения и кодовые конструкции, применение которых в ряде случаев позволяет вплотную приблизиться к указанной предельной границе.

В практических приложениях, связанных с построением и эксплуатацией сетей связи подвижных абонентов, избежать искажений в канале не удается. Распространение радиосигнала, как правило, происходит по множеству путей (лучей) с отражениями. Лучи в точках приема интерферируют друг с другом, что приводит к плохо прогнозируемым частотно-селективным искажениям, обладающим свойством высокоскоростного динамического поведения. Кроме того, реальные схемы и устройства радиотракта обладают нестабильностью амплитудно-частотных (АЧХ) и фазо-частотных (ФЧХ) характеристик, возникающей из-за изменений температуры, нестабильности опорных генераторов, старения аппаратуры и, наконец, искажений по причине высокого пик-фактора сигналов OFDM [2]. Движение абонентов порождает доплеровские сдвиги частот, отличающиеся друг от друга в каждом луче. Все это ставит задачу оценки состояния и компенсации искажений АЧХ и ФЧХ. Особую актуальность задача приобретает в двух случаях:

- при снижении уровня SINR до предельно допустимых значений, когда даже незначительные искажения способны привести к полной потере

связи;

- при использовании модуляции сложного вида [3–5] в условиях высоких уровней сигналов, когда искажения препятствуют наблюдению за SINR, если реальный SINR больше порога, предопределенного уровнем искажений.

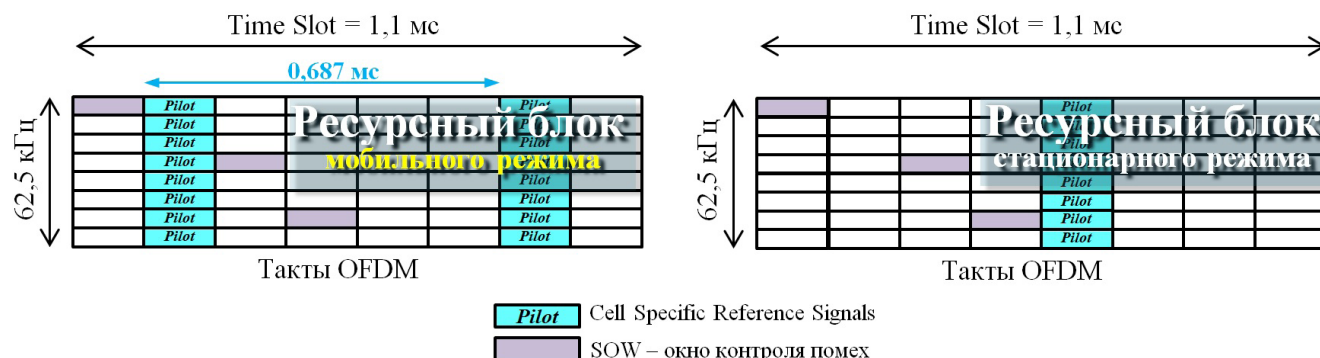
Высокая стабильность характеристик дает возможность использовать технику статистического накопления на выборках большого объема и добиться оценки частотно-селективных искажений с высокой точностью. Это позволяет в дальнейшем практически полностью устранить нежелательные эффекты, связанные с искажениями. Но в сетях подвижных абонентов скорость изменения характеристик радиоканала довольно высока, что препятствует применению общетеоретических подходов, требующих для качественных результатов значительных накоплений измерений. Возникает важная для практики задача: установить границы допустимого интервала накопления измерений для оценки изменяющихся характеристик канала, при которых будут наилучшие показатели.

Как отмечалось выше, динамика поведения искажений не отвечает базовому условию однородности, лежащему в основе статистической теории обработки измерений, и, кроме того, адекватные модели, утвержденные международными рекомендациями [6, 7] для описания физических принципов работы многолучевого канала слишком сложны. Даже алгоритмы простой пеленгации на основе геометрии фронтов приобретают в таких случаях чрезмерную вычислительную сложность [8, 9].

О разделении лучей вообще трудно говорить, поскольку получить устойчивые решения в рамках статистической фильтрации и теории стохастических уравнений не удастся. Все это приводит к заключению, что на начальном этапе искать решение чисто теоретически нерационально. Правильнее обратиться к эксперименту и сопоставлению для выявления наилучших вариантов компенсации искажений и обеспечения помехоустой-

Рисунок 1

Элементарные ресурсные блоки канала связи МАКВИЛ



чивости для множества алгоритмов, сформированных по некоторым рациональным правилам из некоего исходного решения, синтезированного для исследуемой системы при проведении простейшего измерения. Другими словами, когда статистическое накопление (или фильтрация) не применяются в полной мере.

СТРУКТУРА РЕФЕРЕНСНЫХ СИГНАЛОВ В МАКВИЛ

Референсные (RS) сигналы представляют собой специальные врезки с априорно заданными амплитудой и фазой на частотно-временном пространстве элементарных ресурсных блоков, используемых для организации каналов связи с абонентами в системах связи с OFDM-сигналами. RS-сигналы предназначены для слежения за изменяющимися характеристиками АЧХ, ФЧХ, настройкой режима ММО, а также для организации сопровождения перемещающихся абонентов лучами диаграммы направленности антенной системы базовой станции (БС). На рис. 1 показаны элементарные ресурсные блоки системы МАКВИЛ, используемые для реализации каналов связи с мобильными и стационарными абонентами, с RS-врезками, которые в МАКВИЛ называются Pilot-врезками.

У каждой БС свои собственные Pilot-врезки, обладающие свойством ортогональности с Pilot-сигналами других БС. Это свойство позволяет обеспечить внутрисистемную ЭМС в МАКВИЛ (снизить влияние со-канальных помех), а также организовать пространственную селекцию сигналов абонентов различных БС. В стандарте МАКВИЛ кодирование Pilot-врезок реализуется с помощью последовательностей, подобных ЗС (Zadoff-Chu) [10], в которых фазовые сдвиги пропорциональны квадрату номера поднесущей. Это создает высокую степень взаимной ортогональности даже в условиях ошибок синхронизации.

Из рис. 1 видно, что Pilot-врезки в мобильных каналах идут друг за другом с задержкой 0,687 мс. В каналах связи со стационарными абонентами они тоже следуют периодически, но период составляет либо 1,1 мс, если канал поддерживается в каждом кадре двумя или более тайм-слотами (TS), либо через 10 мс, если канал поддерживается одним тайм-слотом. На указанных промежутках времени могут происходить определенные изменения и нужно выяснить, когда такие изменения будут заметно влиять на качество оценок искажений канала, а когда нет.

СИНТЕЗ АЛГОРИТМА МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ С НАКОПЛЕНИЕМ ЕДИНИЧНЫХ ЗАМЕРОВ

Поскольку сигналы Pilot-врезок появляются периодически, будем полагать, что на момент появления оче-

редной врезки уже имеются оценки $\vec{A}_{0I} = (A_{0I}(1), A_{0I}(2), \dots, A_{0I}(K))^T$, $\vec{A}_{0Q} = (A_{0Q}(1), A_{0Q}(2), \dots, A_{0Q}(K))^T$ уровней син-

фазных и ортогональных квадратур, задающих частотную характеристику радиоканала на рабочих номиналах поднесущих. Здесь K — число поднесущих, составляющих радиоканал. Для широкополосного канала управления ВСН параметр $K = 16$, а для пользовательских соединений он составляет число, кратное 8: $K = 8, 16, 24, \dots, 128$ — в зависимости от объема спектрального ресурса, выделенного для соединения. Также полагаем, что имеем априорную оценку параметров P_0, R_0 , задающих преобразование (трансформацию) квадратурных уровней частотной характеристики канала $\vec{A}_{0I}, \vec{A}_{0Q}$ от момента текущей до очередной Pilot-врезок. Ориентируясь на модель гауссовских плотностей для априорных распределений оцениваемых параметров, можем записать:

$$W_{pr}(\vec{A}_I, \vec{A}_Q | \vec{A}_{0I}, \vec{A}_{0Q}) = \frac{1}{(2\pi\sigma_A^2)^K} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_A^2} \sum_{k=1}^K \left((A_I(k) - A_{0I}(k))^2 + (A_Q(k) - A_{0Q}(k))^2 \right) \right\};$$

$$W_{pr}(P, R | P_0, R_0) = \frac{1}{2\pi\sigma_q^2} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_q^2} \left((P - P_0)^2 + (R - R_0)^2 \right) \right\}, \quad (1)$$

где $\vec{A}_I = (A_I(1), A_I(2), \dots, A_I(K))^T$, $\vec{A}_Q = (A_Q(1), A_Q(2), \dots, A_Q(K))^T$ – неизвестные параметры частотной характеристики радиоканала, определяющие искажения; σ_A^2 – дисперсия ошибок оценок для квадратурных уровней, задающих частотную характеристику канала на поднесущих; σ_q^2 – дисперсия ошибок оценок параметров трансформации P и R , имеющих на момент прихода очередной врезки.

Для статистического описания спектральных характеристик $\vec{F}_I = (F_I(1), F_I(2), \dots, F_I(K))^T$, $\vec{F}_Q = (F_Q(1), F_Q(2), \dots, F_Q(K))^T$ очередной Pilot-врезки воспользуемся гауссовской моделью

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

где σ^2 – дисперсия компонент шума и помех в отдельной квадратуре на отдельной поднесущей.

В условиях, заданных распределениями (1) и (2), требуется сформировать (провести уточнение) оценку параметров искажения частотных характеристик в радиоканале $\vec{A}_I = (A_I(1), A_I(2), \dots, A_I(K))^T$, $\vec{A}_Q = (A_Q(1), A_Q(2), \dots, A_Q(K))^T$ и параметров трансформации P, R . Воспользуемся для этого критерием максимума апостериорной вероятности

$$W_{aps}(\vec{A}_I, \vec{A}_Q, P, R | \vec{F}_I, \vec{F}_Q) = \frac{1}{(2\pi)^{2K+1} \sigma_A^{2K} \sigma_q^2 \sigma^2} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_A^2} \sum_{k=1}^K \left((A_I(k) - A_{0I}(k))^2 + (A_Q(k) - A_{0Q}(k))^2 \right) - \frac{1}{2\sigma_q^2} \left((P - P_0)^2 + (R - R_0)^2 \right) \right\} \times \\ \times \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \left(\sum_{k=1}^K (F_I(k) - PA_I(k) + RA_Q(k))^2 + \sum_{k=1}^K (F_Q(k) - PA_Q(k) - RA_I(k))^2 \right) \right\}, \quad (3)$$

где $C(\vec{F}_I, \vec{F}_Q)$ – нормировочный множитель, не зависящий от оцениваемых параметров.

Вычисляя логарифм от (3), выполняя дифференцирование и приравнявая результаты к нулю, получаем систему уравнений для искомых оценок параметров $\vec{A}_I, \vec{A}_Q, P, R$:

$$\left\{ A_I(k) = \frac{\alpha A_{0I}(k) + PF_I(k) + RF_Q(k)}{\alpha + P^2 + R^2}; A_Q(k) = \frac{\alpha A_{0Q}(k) + PF_Q(k) - RF_I(k)}{\alpha + P^2 + R^2}, \quad k = 1, 2, \dots, K; \right. \quad (4)$$

$$\left\{ P = \frac{\beta P_0 + \sum_{k=1}^K (F_I(k) A_I(k) + F_Q(k) A_Q(k))}{\beta + \sum_{k=1}^K (A_I^2(k) + A_Q^2(k))}; R = \frac{\beta R_0 + \sum_{k=1}^K (F_Q(k) A_I(k) - F_I(k) A_Q(k))}{\beta + \sum_{k=1}^K (A_I^2(k) + A_Q^2(k))}, \right. \quad (5)$$

где $\alpha = \sigma^2 / \sigma_A^2$, $\beta = \sigma^2 / \sigma_q^2$ – параметры, задающие качество оценок, полученных к моменту приема очередной Pilot-врезки.

Подставляя (4) в числители (5), после несложных упрощений находим

$$\left\{ P = \frac{\beta P_0 (\alpha + P^2 + R^2) + \alpha \sum_{k=1}^K (F_I(k) A_{0I}(k) + F_Q(k) A_{0Q}(k))}{(\alpha + P^2 + R^2) \left(\beta + \sum_{k=1}^K (A_I^2(k) + A_Q^2(k)) \right) - \sum_{k=1}^K (F_I^2(k) + F_Q^2(k))}; \right. \\ \left. R = \frac{\beta R_0 (\alpha + P^2 + R^2) + \alpha \sum_{k=1}^K (F_Q(k) A_{0I}(k) - F_I(k) A_{0Q}(k))}{(\alpha + P^2 + R^2) \left(\beta + \sum_{k=1}^K (A_I^2(k) + A_Q^2(k)) \right) - \sum_{k=1}^K (F_I^2(k) + F_Q^2(k))}. \right. \quad (6)$$

Далее снова подставим выражения из (4) в суммы $\sum_{k=1}^K (A_I^2(k) + A_Q^2(k))$, стоящие в знаменателях (6), и перейдем к представлению искомых параметров P и R через систему

$$\begin{cases} P = \rho \cos \psi; \\ R = \rho \sin \psi. \end{cases} \quad (7)$$

В результате (6) преобразуется в систему уравнений:

$$\begin{cases} \rho \cos(\psi - \varphi) = (\alpha + \rho^2) \frac{\beta \rho_0 (\alpha + \rho^2) \cos(\psi_0 - \varphi) + \alpha \Xi}{\beta (\alpha + \rho^2)^2 + D + 2\alpha \rho \Xi \cos(\psi - \varphi)}; \\ \rho \sin(\psi - \varphi) = (\alpha + \rho^2) \frac{\beta \rho_0 (\alpha + \rho^2) \sin(\psi_0 - \varphi)}{\beta (\alpha + \rho^2)^2 + D + 2\alpha \rho \Xi \cos(\psi - \varphi)}, \end{cases} \quad (8)$$

где $\rho_0 = \sqrt{P_0^2 + R_0^2}$; $\psi_0 = \arctg(R_0/P_0)$ — преобразованные в полярную форму оценки P_0 и R_0 , имеющиеся на момент приема;

$$D = \alpha \left(\sum_{k=1}^K (A_{0I}^2(k) + A_{0Q}^2(k)) - \sum_{k=1}^K (F_I^2(k) + F_Q^2(k)) \right);$$

$\Xi = \sqrt{\chi^2 + \eta^2}$; $\varphi = \arctg(\eta/\chi)$ — преобразованный в полярную форму вектор (χ, η) с координатами

$$\begin{aligned} \chi &= \sum_{k=1}^K (F_I(k) A_{0I}(k) + F_Q(k) A_{0Q}(k)); \\ \eta &= \sum_{k=1}^K (F_Q(k) A_{0I}(k) - F_I(k) A_{0Q}(k)). \end{aligned}$$

Таким образом, координаты вектора (χ, η) представляют собой умноженные на $\sum_{k=1}^K (A_{0I}^2(k) + A_{0Q}^2(k))$ оценки параметров трансформации P и R , выполненные в предположении отсутствия предварительных оценок P_0, R_0 . Действительно, сделанное утверждение следует из (5), поскольку при отсутствии предварительных оценок $\beta = 0$.

Разделив второе уравнение системы (8) на первое, находим представление параметра ψ системы (7) через искомый параметр ρ той же системы, т.е.

$$\operatorname{tg}(\psi - \varphi) = \frac{\sin(\psi_0 - \varphi)}{\cos(\psi_0 - \varphi) + \left(\alpha \Xi / (\beta \rho_0 (\alpha + \rho^2)) \right)}. \quad (9)$$

Далее для решения системы (8) умножим первое уравнение на $\sin(\psi_0 - \varphi)$, второе на $\cos(\psi_0 - \varphi)$, а затем вычтем результаты. Эти выкладки приводят к уравнению

$$\rho \left(\beta (\alpha + \rho^2)^2 + D + 2\alpha \rho \Xi \cos(\psi - \varphi) \right) \sin(\psi - \psi_0) + \alpha \Xi (\alpha + \rho^2) \sin(\psi_0 - \varphi) = 0. \quad (10)$$

Выражая в (10) компоненты $\cos(\psi - \varphi)$, $\sin(\psi - \psi_0)$ через $\operatorname{tg}(\psi - \varphi)$ и заменяя $\operatorname{tg}(\psi - \varphi)$ представлением через ρ (9), после несложных, но трудоемких преобразований можно получить уравнение 7-й степени для параметра $x = \alpha + \rho^2$:

$$a_7 x^7 + a_6 x^6 + a_5 x^5 + a_4 x^4 + a_3 x^3 + a_2 x^2 + a_1 x + a_0 = 0, \quad (11)$$

где $a_7 = \beta^4 \rho_0^2$;

$$a_6 = -\beta^3 \rho_0 (\alpha \beta \rho_0 + \beta \rho_0^3 - 2\alpha \Xi \cos(\psi_0 - \varphi));$$

$$\begin{aligned}
 a_5 &= \beta^2 (\alpha^2 \Xi^2 + 2\beta\rho_0^2 D - 2\alpha^2\beta\rho_0 \Xi \cos(\psi_0 - \varphi)); \\
 a_4 &= -\alpha\beta^2 (\alpha^2 \Xi^2 + 2\beta\rho_0^2 D - 2\alpha\rho_0^2 \Xi^2 - 4\rho_0 D \Xi \cos(\psi_0 - \varphi) + 4\alpha\beta\rho_0^3 \Xi \cos(\psi_0 - \varphi)); \\
 a_3 &= \beta (2\alpha^2 D \Xi^2 + \beta\rho_0^2 D^2 - 4\alpha^3\beta\rho_0^2 \Xi^2 - 4\alpha^2\beta\rho_0 D \Xi \cos(\psi_0 - \varphi)); \\
 a_2 &= -\alpha (2\alpha^2\beta D \Xi^2 + \alpha^3 \Xi^4 + \beta^2\rho_0^2 D^2 - 2\beta\rho_0 D^2 \Xi \cos(\psi_0 - \varphi) - \\
 &\quad - 4\alpha^3\beta\rho_0 \Xi^3 \cos(\psi_0 - \varphi) + 4\alpha^3\beta^2\rho_0^2 \Xi^2 \cos^2(\psi_0 - \varphi)); \\
 a_1 &= \alpha^2 \Xi (D^2 \Xi + 4\alpha^3 \Xi^3 - 2\beta\rho_0 D^2 \cos(\psi_0 - \varphi) - 8\alpha^3\beta\rho_0 \Xi^2 \cos(\psi_0 - \varphi)); \\
 a_0 &= -\alpha^3 \Xi^2 (D^2 + 4\alpha^3 \Xi^2).
 \end{aligned}$$

Решая (7), определяем искомую оценку для ρ , после чего находим искомую оценку параметра ψ (9). Далее по (7) вычисляем оценки параметров трансформации P и R . И, наконец, согласно (4), уточняем параметры частотных характеристик в радиоканале

$$\vec{A}_I = (A_I(1), A_I(2), \dots, A_I(K))^T; \vec{A}_Q = (A_Q(1), A_Q(2), \dots, A_Q(K))^T.$$

Преобразуем их в оценки текущего состояния радиоканала (на момент приема очередной Pilot-врезки) по формулам

$$\hat{A}_I(k) = PA_I(k) - RA_Q(k); \hat{A}_Q(k) = PA_Q(k) + RA_I(k), \quad k = 1, 2, \dots, K. \quad (12)$$

Описанный рекуррентный алгоритм (11)→(9)→(7)→(4)→(12) дает результат $\hat{A}_I(k)$, $\hat{A}_Q(k)$, $k = 1, \dots, K$, отвечающий критерию максимума апостериорной вероятности.

АНАЛИЗ АЛГОРИТМА ОЦЕНКИ И КОРРЕКЦИИ ПАРАМЕТРОВ РАДИОКАНАЛА

Синтезированный алгоритм пошагового слежения за параметрами радиоканала (11)→(9)→(7)→(4)→(12) в своей основе использует два параметра (α и β), которые задают относительные уровни погрешностей, наблюдаемые в определенные моменты для текущих оценок. Фактически эти параметры связаны с неизвестным законом динамического поведения. Увязать их с уравнениями движения параметров радиоканала довольно сложно ввиду причин, указанных во введении. Этим объясняется необходимость определенной адаптации полученного алгоритма для практического использования. Поэтому для реальных приложений представляется обоснованным переход к субоптимальным вариантам обработки с использованием экспериментальных настроек параметров α и β для режимов переходного и установившегося процессов.

Для начального этапа работы, или режима переходного процесса, когда прошел прием только одной Pilot-врезки и идет обработка 2-й Pilot-врезки, алгоритм заметно упрощается. Действительно, в этом случае $\beta = 0$ (оценок для P и R еще нет) и $\alpha = 1$, поскольку предварительные оценки уровней спектральных компонент выполнены по одному замеру и, следовательно, их дисперсии равны дисперсиям шума. Поэтому уравнение (11) упрощается до уравнения

$$x^2 - \left(4 + \frac{D^2}{\Xi^2}\right)x + \left(4 + \frac{D^2}{\Xi^2}\right) = 0, \quad (13)$$

решение которого можно записать аналитически.

Если результаты работы алгоритма на начальном этапе в определенных условиях демонстрируют характеристики близкие к потенциальным, то можно ограничиться упрощенной обработкой на базе уравнения (13). То есть всегда можно формировать оценки спектральных характеристик независимо на каждом ресурсном блоке при связи в мобильном режиме, или на двух соседних ресурсных блоках в стационарном режиме. Именно в таком ключе было проведено экспериментальное исследование, результаты которого приведены ниже. Помимо режима обработки двух Pilot-врезок (начальный этап) исследовался режим обработки четырех Pilot-врезок, т.е. при определенном статистическом накоплении. Для того чтобы не подбирать параметры α и β в последнем случае использовался искусственный прием, учитывающий особенности организации ресурсных блоков в МАКВИЛ.

Как можно видеть из рис. 1, в мобильном режиме Pilot-врезки, содержащиеся в одном ресурсном блоке, разнесены на 0,687 мс. А кадры (рис. 2) следуют через 10 мс. Поэтому дополнительный ресурс базы измерений, связанный с задержками Pilot-врезок в ресурсных блоках, составляет примерно 1/15 часть, и в первом приближении

при выполнении оценочных исследований им можно пренебречь. Тогда четыре Pilot-врезки на соседних кадрах можно преобразовать в две расширенные Pilot-врезки (рис. 2) и использовать для обработки упрощенный алгоритм на основе (13). Единственным дополнительным действием, необходимым при таком приближении, будет вычисление средних на парах, составленных из полученных оценок:

$$\begin{aligned} \hat{A}_I &= (\hat{A}_I(1), \hat{A}_I(2), \dots, \hat{A}_I(2K))^T; \hat{A}_Q = (\hat{A}_Q(1), \hat{A}_Q(2), \dots, \hat{A}_Q(2K))^T; \\ \begin{cases} \hat{A}_I(k) = \frac{1-\delta}{2}(\hat{A}_I(k) + \hat{A}_I(K+k)); & \hat{A}_I(K+k) = \frac{1+\delta}{2}(\hat{A}_I(k) + \hat{A}_I(K+k)); \\ \hat{A}_Q(k) = \frac{1-\delta}{2}(\hat{A}_Q(k) + \hat{A}_Q(K+k)); & \hat{A}_Q(K+k) = \frac{1+\delta}{2}(\hat{A}_Q(k) + \hat{A}_Q(K+k)), \end{cases} \quad k=1, 2, \dots, K, \end{aligned} \quad (14)$$

$$\text{где } \delta = \frac{0,687}{10} \frac{1}{8K} \left(\sum_{k=1}^{2K} (F_I^2(k, 2) + F_Q^2(k, 2)) - \sum_{k=1}^{2K} (F_I^2(k, 1) + F_Q^2(k, 1)) \right);$$

для МАКВИЛ $K=16$; $F_I(k, m), F_Q(k, m)$ – синфазная и ортогональная квадратуры спектральной компоненты Pilot-врезки на поднесущей k , содержащейся в кадре m ($m=1, 2$).

Экспериментальная проверка алгоритмов проводилась путем моделирования. Использовали программу, позволяющую настраивать параметры и тестировать работу алгоритмов на сертифицированных моделях радиоканала, утвержденных Рек. 3GPP и GSM [6, 7]. Тестировались алгоритмы оценки и коррекции искажений радиоканала трех видов:

- без накопления. Наблюдаемый в спектре символ Pilot-врезки непосредственно используется как оценка амплитуды и фазы спектральной характеристики канала на поднесущей. Между врезками коррекции выполняются на основе интерполяции с помощью оценок коэффициентов трансформации P и R , полученных в текущем ресурсном блоке. Алгоритм обозначается **q3**;
- с накоплением на двух Pilot-врезках (начальный этап). Оценки спектральных характеристик канала формируются по упрощенному варианту синтезированного алгоритма, построенного на решении уравнения (13). Между врезками коррекция искажений производится с помощью интерполяции. Алгоритм обозначается **q2**;
- с накоплением на четырех Pilot-врезках, согласно субоптимальному алгоритму, построенному для преобразованных позиций Pilot-врезок (рис. 2). Алгоритм обозначается **q1**.

Кроме того, анализировались варианты с дополнительной накопительной обработкой измерений на соседних позициях поднесущих, прописанные в документации Xinwei. Поскольку такие алгоритмы требуют учета набега фазы на соседних поднесущих, возникающего из-за ошибок синхронизации по задержке, то данные варианты обозначаются в виде сочетаний с алгоритмами синхронизации по задержке, например, **(t1)+q1**. Вспомогательные алгоритмы синхронизации заимствованы из [11], где каждый подробно описан. Всего рассматриваются пять видов алгоритмов синхронизации по задержке, которые записываются в данных экспериментах как **t1–t5**. Случаи, когда коррекция набега фаз из-за задержки не производится, обозначаются **t6**. Если накопление на соседних поднесущих не используется вообще, то **t7**. Также в сочетаниях присутствуют и обозначения для возможных вариантов вспомогательного алгоритма синхронизации по частоте, применяемого для компенсации набега фаз.

На рис. 3 и 4 приведены полученные экспериментальные зависимости для остаточных среднеквадратических ошибок (СКО), наблюдаемых после коррекции спектральных характеристик канала, от уровня принимаемого сигнала. Результаты сформированы для всех сочетаний исследуемых алгоритмов, но на рисунках показаны только обеспечивающие (в отдельных случаях) наилучшие или близкие к ним результаты. Кроме того, черной штриховой линией показаны рабочие характеристики штатного варианта **((f2)+t6)+q3** по исходной документации Xinwei. Объем повторных испытаний в каждой позиции составил 1000.

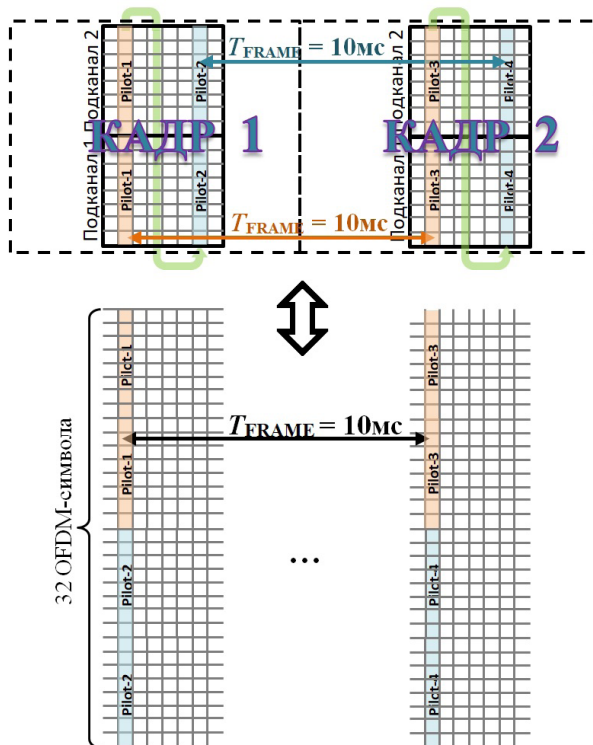
Можно видеть, что исходный штатный алгоритм **((f2)+t6)+q3** имеет довольно хорошие показатели на предельно низких уровнях сигналов в каналах мобильных абонентов. Для высоких уровней сигнала или стационарных абонентов он проигрывает. Варианта алгоритма, обеспечивающего наилучшие показатели во всех случаях, не существует. Но можно условия разделить на четыре случая:

- стационарный абонент с уровнями сигнала выше -100 дБм;
- стационарный абонент с уровнями сигнала от -100 дБм и ниже;
- мобильный абонент с уровнями сигнала выше -100 дБм;
- мобильный абонент с уровнями сигнала от -100 дБм и ниже.

Для каждого из этих случаев существует алгоритм, обладающий наилучшими (или очень близкими к наилучшим) показателями:

Рисунок 2

Способ формирования пар замеров для оценки искажений канала в режиме обработки наблюдений на четырех Pilot-врезках соседних кадров



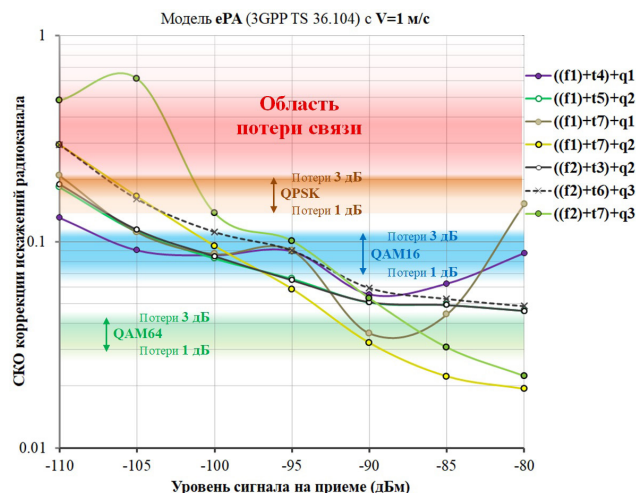
- $((f1)+t7)+q2$ (без усреднения на соседних поднесущих и накопление измерений на двух Pilot-врезках);
- $((f1)+t4)+q1$ (усреднение на соседних поднесущих и накопление измерений на четырех Pilot-врезках);
- $((f2)+t7)+q3$ (без накопления);
- $((f2)+t3)+q2$ (усреднение на соседних поднесущих и накопление измерений на двух Pilot-врезках).

Потенциальные возможности выигрыша от алгоритмов с накоплением более чем на четырех врезках могут составить не более 1 дБ (см. рис. 3) и только для стационарных абонентов. Для мобильных абонентов усреднение уже на четырех Pilot-врезках приносит отрицательный результат.

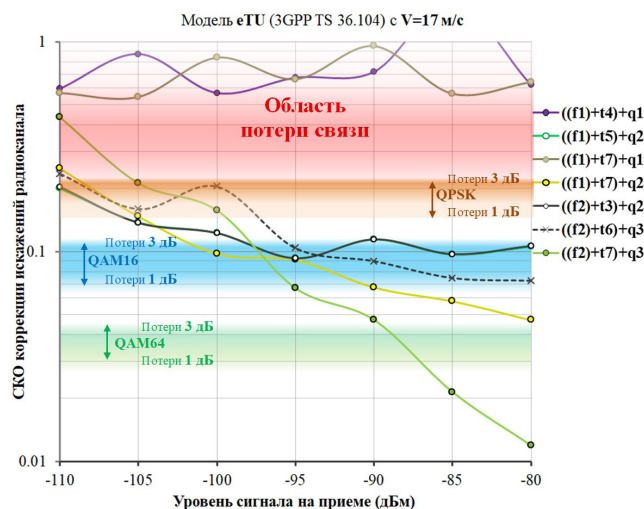
Применение наилучших алгоритмов позволяет стабильно выйти на работу с модуляцией QAM64, начиная с уровня сигнала -85 (-90) дБм, и сохранить связь вплоть до -112 дБм (на рис. 3 и 4 результаты показаны до уровня -110 дБм). Приведенные показатели определяют помехоустойчивость системы МАКВИЛ. Кроме того, было установлено, что движение абонентов со скоростями до 6 м/с при работе сети МАКВИЛ в диапазоне 340 МГц практически не сказывается на рабочих характеристиках. Поэтому таких абонентов можно считать стационарными.

Рисунок 3

Зависимости СКО, связанных с остаточными искажениями характеристик радиоканала после коррекции (выполнены разными алгоритмами), от уровня сигнала на приеме. Модель пешехода ePA1 [6]


Рисунок 4

Зависимости СКО, связанных с остаточными искажениями характеристик радиоканала после коррекции (выполнены разными алгоритмами), от уровня сигнала на приеме. Модель мобильного абонента в городе eTU17 [6]



ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты испытаний различных вариантов статистической обработки измерений, формируемых алгоритмом оценки спектральных характеристик радиоканала системы МАКВИЛ, показали, что не существует одного варианта, обеспечивающего наилучшие показатели. Установлено, что при разделении всех возможных случаев на четыре ситуации (с мобильным или стационарным поведением абонентов, уровнем принимаемых сигналов выше или ниже -100 дБм) можно путем специального выбора соответствующей процедуры обе-

спечить близкие к наилучшим показатели оценки и последующую коррекцию спектральных характеристик радиоканала МАКВИЛ. В результате удастся достичь

показателей качества работы в режиме демодуляции, превосходящих показатели штатного алгоритма, прописанного в исходной документации Xinwei.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Стратонович, Р.Л. Теория информации / Р.Л. Стратонович. – М.: Сов. радио, 1975. – 424 с.

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. 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.

4. 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.

5. Шорин, О.А. Оптимальная структура дискретной QAM-модуляции, обеспечивающая максимум информационной производимости радиоканала / О.А. Шорин, Г.О. Бокк // Экономика и качество систем связи. – 2018. – № 3 (9). – С. 9-17.

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. Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Radio transmission and reception // GSM 05.05 version 6.3.1 Release, 1997. – 52 p.

8. Аджемов, С.С. Исследование алгоритмов сверхразрешения в адаптивных

антенных решетках / С. Аджемов, Г.О. Бокк, А.Г. Зайцев // Радиотехника. – 2000. – № 11. – С. 66-71.

9. 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.

10. Sesia, S. LTE – The UMTS Long Term Evolution / S. Sesia, I. Toufik, M. Baker // A John Wiley & Sons, 2011. – P. 752.

11. Бокк, Г.О. Синхронизация в системах связи с временным дуплексом / Г.О. Бокк, Р.С. Аверьянов // Электросвязь. – 2021. – № 6. – С.32-39.

Получено 25.04.21

ОБНОВЛЕННЫЙ ПРОЕКТ «КАДРЫ ДЛЯ ЦИФРОВОЙ ЭКОНОМИКИ» КУРИРУЕТ МИНЦИФРЫ

Первого июня Минцифры России анонсировало отбор образовательных организаций – провайдеров проекта «Цифровые профессии», в рамках которого в течение 2021 г. граждане России смогут получить дополнительное профессиональное образование в сфере цифровых технологий. При этом государство обещает поддержать их мотивацию к цифровому образованию. Обучать цифровым профессиям будут организации, имеющие опыт подготовки ИТ-специалистов: компании из рейтинга крупнейших российских технологических образовательных (EdTech) проектов, вузы, возглавляющие рейтинг Высшей школы экономики по подготовке айтишников, и др. Требования к программам дополнительного образования в сфере программирования и разработки компьютерных программ, мобильных приложений для цифровой экономики будут опубликованы в июне текущего года. Для участия в обучении первого потока граждан образовательным организациям рекомендуется подать заявки на сайте profigidITal.ru/programs не позднее 30 июня 2021 г.

Всего в этом году принять участие в проекте на условиях поддержки со стороны государства смогут не менее 25 000 жителей России (из-за пандемии финансирование было сокращено). Образовательным организациям будет компенсировано до 50% стоимости обучения из средств федерального проекта; оставшуюся часть стоимости курсов граждане смогут оплатить самостоятельно либо за счет работодателя.

Прием заявок от образовательных организаций, заинтересованных в участии в проекте, до конца 2021 г. проводит Университет 2035, учрежденный с целью «подготовки кадров для цифровой экономики и опережающего технологического развития России, способных реализовать потенциал выхода российских технологических компаний на глобальные рынки и успешной конкуренции». Напомним: проект «Цифровые профессии» реализуется в рамках федерального проекта «Кадры для цифровой экономики» национальной программы «Цифровая экономика». В 2019–2020 гг. проект курировало Минэкономразвития России. С 2021 г. его правопреемником стало Минцифры России. В 2019 г. благодаря нацпроекту «Цифровая экономика РФ» в пяти пилотных регионах (Республике Башкортостан, Саха (Якутия), Татарстан и Тульская, Ростовская области) дополнительное образование получили 3880 человек. В 2020 г. цифровым профессиям по 22 востребованным направлениям цифровой экономики бесплатно обучились уже 39 117 человек (т.е. показатель «не менее 33 000 обученных», запланированный паспортом проекта, был превышен). В пандемию населению страны пришлось резко перестраиваться на цифровые сервисы. «Цифровую» квалификацию приобретали не только руководители, бухгалтеры, инженеры, экономисты, менеджеры, юристы, но и библиотекари, воспитатели детского сада, врачи, архитекторы, балетмейстеры, моряки и др. 109 EdTech-организаций из 36 регионов страны

обучали их по таким программам, как цифровой маркетинг и медиа, цифровой дизайн, программирование и создание ИТ-продуктов, большие данные, искусственный интеллект, системное администрирование и т.д. В топе таких «курсов профессиональной переподготовки» – Центр образовательных компетенций НТИ, Корпоративный университет Сбербанка, Алтайский государственный университет, «СофтЛайн Эдюкейшн», Финансовый университет при Правительстве Российской Федерации и др. Стоимость программ варьировалась от 7000 до 30 000 руб., длительность курсов – свыше 72 часов. За экспертно-аналитическое сопровождение федерального проекта в 2021 г. продолжит отвечать Центр компетенций по кадрам для цифровой экономики Университета 2035. Контроль за эффективностью реализации программы в интересах экономики и бизнеса остается за АНО «Цифровая экономика» в лице рабочей группы под руководством директора ЗАО «1С» Бориса Нуралиева. «В коронакризис, когда был бум цифровых сервисов и вакансий в ИТ, нехватка специалистов проявилась особенно ярко. Чтобы достичь ключевых показателей эффективности по нацпрограмме «Цифровая экономика», которая была обозначена государством одной из приоритетных отраслей, сейчас необходимо поддерживать мотивацию людей получать цифровое образование», – убежден глава одной из крупнейших российских ИТ-компаний.