

МЕТОДЫ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ СИСТЕМ АБОНЕНТСКОГО РАДИОДОСТУПА, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ WiMAX-ТЕХНОЛОГИИ

Введение

Системы абонентского радиодоступа (САРД) приобретают все большую популярность среди специалистов и пользователей [1 – 9]. Существуют технические решения в САРД, которые можно свести к четырем основным методам использования радиодоступа: в отдельном помещении, офисе, микрорайоне, в пригородной зоне.

Повышенный интерес к таким системам привлекают относительно невысокие затраты на организацию связи, простота развертывания и свертывания сети, удобство эксплуатации, гибкость архитектуры сети и др. Наряду с преимуществами в таких системах существуют и недостатки, наиболее важным среди которых является проблема электромагнитной совместимости (ЭМС), которая возникает в результате открытости эфира, а также в связи с тем, что в используемых диапазонах частот работают и другие радиоэлектронные системы.

Новая технология беспроводной связи под названием WiMAX за последнее время привлекла к себе внимание. По мнению многих специалистов и ученых в области телекоммуникаций, она сможет стать ключом к созданию универсального широкополосного и даже мобильного беспроводного доступа и вытеснить уже существующие решения, такие как беспроводная LAN (Wi-Fi) или UMTS. Реальные примеры успешного применения подтверждают техническую конкурентоспособность беспроводной технологии.

Создатели WiMAX в качестве самых важных критериев оценки оборудования рассматривают следующие аспекты:

- возможность обеспечения хорошего покрытия при отсутствии прямой видимости;
- предоставление канала передачи с возможностью динамического регулирования по времени;
- обеспечение большой зоны покрытия при ограниченных частотных ресурсах (эффективность использования частот);
- достижение высоких скоростей передачи наряду с хорошим покрытием при ограниченных частотных ресурсах;
- качество обслуживания QoS при всех указанных граничных условиях.

Однако качество обслуживания, высокие скорости передачи могут зачастую снижаться из-за ряда факторов, одним из которых является проблема ЭМС.

Интенсивное распространение САРД привело к необходимости использовать одну и ту же полосу частот различными сетями радиосвязи, в том числе относящимися к различным службам [10 – 13]. В такой ситуации между системами радиосвязи, относящимися к разным службам, возникают взаимные помехи.

Электромагнитную обстановку (ЭМО) усложняет то, что в эту обстановку вносятся различные случайные факторы, носящие трудно прогнозируемый характер. В этих условиях рассчитать заранее ЭМО и решить задачу ЭМС с достаточной точностью не всегда удается из-за априорной неопределенности.

Все это не позволяет непосредственно использовать классические методы и методики обеспечения ЭМС в группировках этих систем, которые построены, как правило, на рассмотрении дуельных ситуаций, на предположении о стационарности взаимодействующих объектов. Также можно сделать вывод о том, что частотно-временной и энергетический ресурс для САРД находится на пределе и необходимо освоение новых физических ресурсов.

Поэтому возникает актуальная задача анализа помехоустойчивости систем, использующих WiMAX-технологии, и разработки практических предложений по обеспечению ЭМС данных систем.

Характеристики стандартов WiMAX

Основные технические характеристики данных стандартов представлены в табл. 1.

Характеристики стандартов

Таблица

Стандарт	Наименование	Диапазон, ГГц	Скорость передачи, Мбит/с	Краткая характеристика
802.16	BWA	10-66	до 134,4	Построение высокоскоростных масштабируемых не мобильных многопользовательских домашних и бизнес сетей поддерживающих любое оборудование. Прямая видимость. Ширина полосы канала 20, 25, 28 МГц. Модуляция QPSK, 64QAM. Радиус соты 2-5 км (типовой).
802.16a	WiMAX	2-11	до 70	Модуляция QPSK, 64QAM, OFDM (256 поднесущих), OFDMA (2048 поднесущих). Радиус соты 6-9 км (макс 50 км). Работа вне прямой видимости на отражениях.
802.16c		2-11		Вопросы обеспечения совместимости 802.16
802.16d	WiMAX	2-11	до 75	Окончательная редакция стандартов 802.16 и 802.16a. Радиус соты до 50 км. Работа на отражениях. Ширина полосы канала 1,5-20 МГц.
802.16e	WiMAX	2-6	15 (до 5 км) и в полосе 5 МГц	Радиус соты 2-5 км. Мобильность до 150 км/ч. Связь на лицензионной основе. Работа вне прямой видимости на отражениях.
802.20	MBWA	до 3,5		Мобильность до 250 км/ч. Ширина полосы каналов 2x1,25/2x5/2x10 МГц. Скорость для канала 1,25 МГц до 1 Мбит/с "вниз", до 300 кбит/с "вверх". Радиус действия до 15 км. Построение универсальных сетей на базе IP протокола.

В стандарте также описаны модели сред распространения радиоволн и на этой основе сформулированы требования к параметрам радиооборудования. Предусмотрены возможности автоматической регулировки усиления, динамического выбора частоты в нелицензируемых диапазонах. Помимо топологии точка-многоточка стандартом опционально предусмотрена полносвязная топология – Mesh Mode, позволяющая обеспечить прямую связь между пользователями, преодолеть помехи, характерные для безлицензионных диапазонов, за счет выбора направления приема, свободного от них, создавать хорошо масштабируемые сети и работать вне прямой видимости даже в одночастотном режиме SC, за счет ретрансляции сигналов абонентскими станциями.

Анализ существующих методов обеспечения помехоустойчивости WiMAX

WiMAX-технология основана на OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access), при которой сигнал распределяется на большое количество частичных параллельных потоков, каждый из которых модулируется на узкополосную несущую. В зависимости от количества несущих частот (обычно значение, указываемое в стандартах, составляет 256 и/или 512 и более) это позволяет использовать дополнительный спектр по сравнению с методами на одной несущей. Такие спектры относительно устойчивы к узкополосным помехам. Теоретическое преимущество по отношению к CDMA заключается в том, что при использовании современных цифровых методов обработки сигнала имеется прямой доступ к отдельным несущим. Благодаря этому можно, например, модулировать каждую несущую. По сравнению с W-CDMA применяется адаптивная модуляция (с возможностью оперативного изменения) более высокого уровня вплоть до 64 QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Как правило, технология

W-CDMA ограничена применением модуляции типа 4 QAM, следовательно, существует чисто теоретическое преимущество OFDM по эффективности использования спектра. Вопрос, однако, заключается в возможности реализации более высоких уровней модуляции, что зависит от качества отдельного соединения, измеряемого на уровне соотношения сигнал/шум. Вероятность использования высокоуровневой модуляции для линии с прямой видимостью выше, чем при ее отсутствии. Это приводит к существенным различиям между рассматриваемыми вариантами применения, в том числе по показателям эффективности использования спектра, а не только зоны обслуживания. Данный пример служит одним из доказательств того, что теоретически возможные функциональные характеристики следует рассматривать во взаимосвязи с реальными условиями эксплуатации.

Таким образом, в самом неблагоприятном случае вполне вероятно, что система на базе OFDM окажется немногим лучше системы W-CDMA. Использование модуляции более высокого уровня (16 QAM) в системах W-CDMA (HSDPA – High Speed Downlink Packet Access) еще больше стирает границы при отсутствии прямой видимости. Технология W-CDMA (так называемый вариант TD – CDMA) наряду с ее применением в мобильной связи может применяться и как беспроводная замена DSL. Предоставляемые WiMAX скорости передачи и дальность действия в условиях прямой видимости достаточно невысокие по сравнению с классическим радиорелейным оборудованием.

Разработка практических предложений по обеспечению помехоустойчивости WiMAX

Преимуществом широкополосного беспроводного доступа для пользователя являются предоставляемая полоса пропускания и покрытие. Как уже было показано, эти характеристики зависят от эффективности использования канала передачи. Именно здесь имеется потенциал для дальнейшего совершенствования. В течение прошедших десятилетий основное внимание при оптимизации использования канала передачи уделялось модуляции, кодированию канала и технологиям доступа. Другим компонентам, в частности антеннам на обеих сторонах линии передачи, придавалось гораздо меньшее значение. При сегодняшнем уровне техники используются, как правило, простые пассивные антенны. Однако последние исследования показывают, что интеллектуальные многоантенные системы на обеих сторонах линии передачи позволяют добиться значительного улучшения параметров, которые воспринимаются непосредственно пользователем. Данная технология, известная как MIMO (Multiple in multiple out – множественный ввод-вывод), использует несколько независимых путей передачи для улучшения спектральной эффективности при одновременной оптимизации напряженности поля.

Интеллектуальные многоантенные системы основаны на пространственно-временной обработке сигналов (ПВОС), под которой в общем случае понимают некоторую совокупность действий над сигналами, принимаемыми в разных точках пространства, позволяющую с максимальным качеством извлечь содержащуюся в них полезную информацию.

ПВОС можно реализовать как многомерную оптимизационную задачу [13, 14], или в более узком плане она реализуется с помощью соответствующих изменений алгоритма функционирования, обеспечивающего наилучшие качественные показатели при приеме полезных сигналов в системах с адаптивными антенными решетками (ААР) [15 – 17]. Как те, так и другие задачи остаются предметом интенсивных исследований, так как позволяют на десятки децибел [18 – 20] повысить эффективность приема полезных сигналов при наличии помех.

Основная причина пристального внимания к адаптивным антенным решеткам [17] заключается в способности таких систем без априорной информации о помеховой обстановке автоматически обнаружить присутствие источников помех и подавлять их на выходе, улучшая тем самым прием полезного сигнала.

Однако алгоритмы ААР в основном разрабатывались для стационарной сигнально-помеховой обстановки (СПО) [15 – 17]. Применение ААР для мобильных WiMAX может снижать эффективность данных алгоритмов. С целью установления эффективности алгоритмов ААР был проведен анализ эффективности алгоритмов ААР при движущихся источниках

сигналов, что характерно для WiMAX. Также проведен анализ эффективности алгоритма синтезированного на основе калмановской фильтрации для нестационарной СПО.

Расчетные данные по динамике сигнально-помеховой обстановке

Очевидно, что приближение или удаление мобильной станции (МС) от базовой станции (БС) не повлечет за собой снижение эффективности, т.к мощность сигнала регулируется автоматически, таким образом, что БС принимает сигнал постоянной мощности. Снижение эффективности алгоритмов ААР может происходить при изменении угла прихода сигнала. Рассмотрим, какое максимальное изменение угла прихода сигнала может произойти при выполнении алгоритмом одного шага рекурсии.

Время на выполнение одного шага рекурсии t_p можно определить из соотношения

$$t_p = K_{ком} (N - 1)^2 t_{ци}, \tag{1}$$

где $K_{ком}$ – количество командных циклов, выполняемых на одном шаге ($K_{ком} \approx 25$); N – количество антенных элементов; $t_{ци}$ – время выполнения командного цикла.

Например, время выполнения команд процессором ADSP-2181: 25...30 нс, (до 40 MIPS). Все команды выполняются за один командный цикл.

Изменение положения МС за один шаг рекурсии Δx определяется выражением

$$\Delta x = vt_p, \tag{2}$$

где v – скорость движения абонента, примем максимально возможную скорость $v = 250 \text{ км/час} = 6,9 \cdot 10^{-8} \text{ м/нс}$.

Рассчитаем изменение угла прихода сигнала от МС $\Delta\Theta$ за один шаг рекурсии. На рис. 1 показано изменение положения МС за один шаг рекурсии Δx , высота мачты БС H , расстояние между основанием БС и МС r_0 , расстояние между БС и МС r и h – высота равнобедренного треугольника $МБМ^1$. Примем $H = 30 \text{ м}$, $r_0 = 50 \text{ м}$. Тогда расстояние между БС и МС будет составлять $r = \sqrt{H^2 + r_0^2} = 58 \text{ м}$. Высоту треугольника $МБМ^1$ h определим из соотношения $h = \sqrt{r^2 - 0,5\Delta x} \approx 58 \text{ м}$.

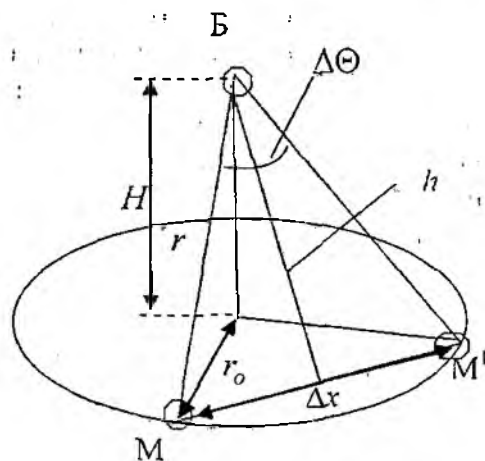


Рис. 1

Изменение угла прихода сигнала от МС можно определить из соотношения

$$\Delta\Theta = 2 \cdot \arctg\left(\frac{0,5\Delta x}{h}\right) \cdot 180/\pi. \tag{3}$$

Результаты расчета занесены в табл. 2.

Таблица 2

Результаты расчета изменения угла прихода сигнала от МС за один шаг рекурсии

Количество антенных элементов N	Время на выполнение одного шага рекурсии t_p , нс	Изменение положения МС за один шаг рекурсии Δx , м	Изменение угла прихода сигнала от МС за один шаг рекурсии $\Delta\Theta$, град
4	6750	$4,66 \cdot 10^{-4}$	$4,6 \cdot 10^{-4}$
8	36750	0.0025	0.0025
16	168750	0.016	0.0158

Алгоритм ААР, синтезированный по критерию минимума среднеквадратического отклонения (МСКО)

Вектор весовых коэффициентов (ВВК) по критерию МСКО определяется из рекуррентной формулы [17]:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) + 2\mu[d(k) - \vec{W}(k)^T \vec{X}(k)] \vec{X}(k), \quad (4)$$

где k – дискретное время; μ – шаговый коэффициент; $d(k)$ – опорный сигнал в момент времени k ; $\vec{X}(k)$ – вектор входных воздействий в момент времени k .

При этом сигнал на выходе ААР определяется выражением

$$y(k) = \vec{W}(k)^T \vec{X}(k). \quad (5)$$

Алгоритм ААР, синтезированный по критерию максимума отношения сигнал/помеха

Алгоритмы, использующие априорную информацию о направлении прихода полезного сигнала, синтезируются по критерию максимума выходного отношения мощности полезного сигнала к сумме мощностей помех и шума (МОСП) [17]

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\mu[\vec{X}'_n(k) \vec{W}(k) \vec{X}_n(k) - \vec{V}_c]. \quad (6)$$

где $\vec{V}'_c = [A_{1c} e^{i \cdot \theta_{1c}}, A_{2c} e^{i \cdot \theta_{2c}}, \dots, A_{Nc} e^{i \cdot \theta_{Nc}}]$ – вектор волнового фронта сигнала.

$A_{ic} = \vec{E}_i(\Theta_c, \Phi_c) \vec{\epsilon}_i$ – векторная характеристика направленности i -го антенного элемента по напряженности электромагнитного поля, $\vec{E}_i(\Theta_c, \Phi_c)$ – напряженность электромагнитного поля; $\vec{\epsilon}$ – единичный вектор поляризации приходящей волны.

Алгоритм ААР, синтезированный по критерию минимум выходной мощности (МВМ)

Для данного случая в качестве целевой функции используется значение мощности выходного сигнала ААР

$$E\{y^2(t)\} = \vec{W}^T R_{xx} \vec{W}. \quad (7)$$

где R_{xx} – матрица пространственной корреляции входной смеси сигналов и помех.

Непосредственная минимизация (7) может быть выполнена различными методами безусловной оптимизации [17]. При этом ВВК определяется выражением

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\mu[\vec{W}'(k) \vec{X}(k)][\vec{X}(k) - \vec{W}(k)(\vec{W}'(k) \vec{X}(k))]. \quad (8)$$

При наличии точной информации о сигнале и при условии стационарности СПО алгоритмы, синтезированные по критериям МСКО, МОСП и МВМ, обеспечивают примерно одинаковую скорость сходимости и эффективность подавления помех [17].

Анализ эффективности алгоритмов ААР, синтезированных для стационарной СПО в условиях ее динамики

С помощью имитационного моделирования были проведены исследования по скорости сходимости и эффективности подавления помех данных алгоритмов при нестационарной С. О. В качестве исходных данных были взяты следующие значения: начальные углы прихода сигнала $\Theta_0 = 0$ град, помехи $\Theta_n = 30$ град, при изменении угла прихода сигнала и помехи на каждом шаге на $\Delta\Theta$ (табл. 2). Энергетические соотношения были выбраны следующие:

отношение сигнал/шум $\frac{P_s}{P_n} = 13$ дБ, отношение сигнал/помеха $\frac{P_s}{P_m} = 0$ дБ. ОСПШ на входе ААР составляет $\frac{P_s}{P_n + P_m} = -0.2$ дБ.

В данном эксперименте предполагается, что априорная информация об углах прихода сигнала поступает с устройства оценки пространственного спектра (рис. 2). В работе [18] была предложена рекурсивная процедура формирования пространственного спектра.

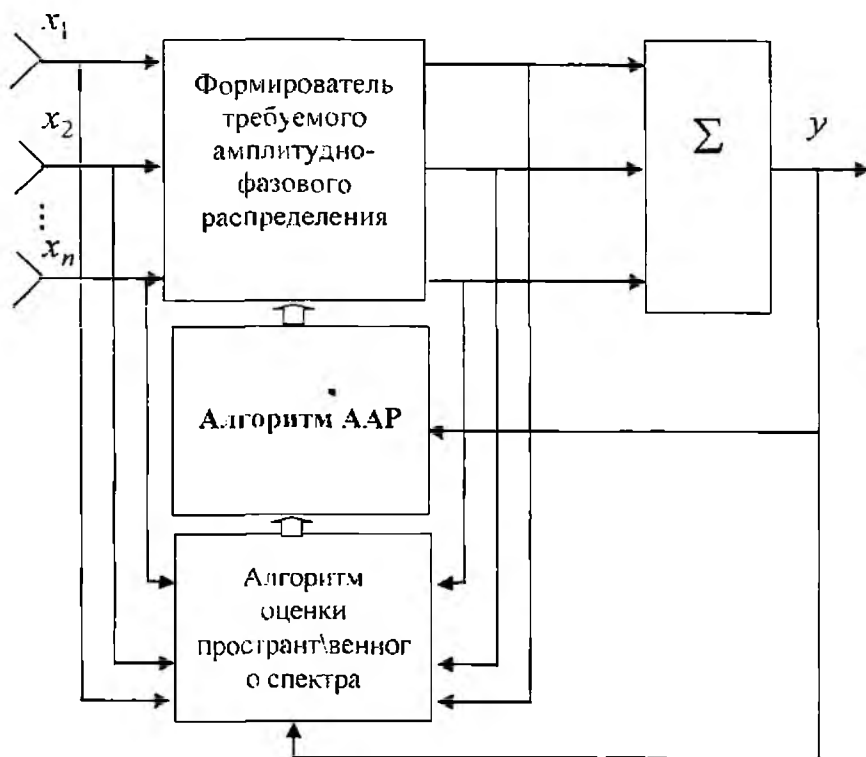


Рис. 2

Данная процедура состоит из трех основных рекурсивных составляющих:

- 1) выделение пространственного окна;
- 2) подавление сигналов, приходящих со всех невыделенных направлений;
- 3) рекурсивное определение отметки соответствия амплитуды и пространственной фазы в выделенном окне.

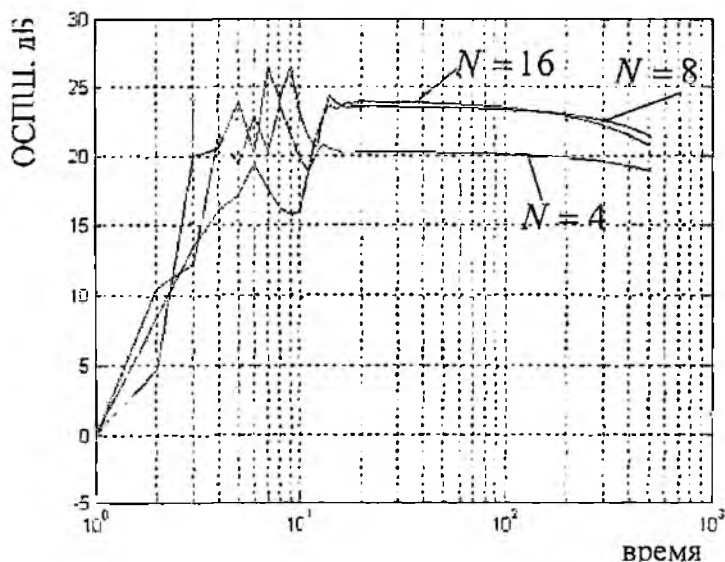


Рис. 3

Как показали исследования, при нестационарной СПО данные алгоритмы имеют приблизительно одинаковую скорость сходимости и эффективность подавления помех. На рис. 3

представлены графики зависимостей отношения сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ) на выходе ААР от времени для алгоритма МОСП при количестве антенных элементов $N = 4$, $N = 8$ и $N = 16$. Из данных графиков видно, что скорость сходимости составляет около 10-ти шагов, что говорит о достаточно хороших показателях переходных процессов. Однако после 100 шагов рекурсии эффективности данных алгоритмов плавно снижается. Поэтому были проведены исследования при более длительной работе алгоритмов.

На рис. 4 представлен график зависимости ОСПШ от времени при количестве антенных элементов $N = 4$ при 3000 шагах рекурсии, что соответствует 0.02 с реального времени. Как видно из данного графика, за незначительное время эффективность алгоритма снижается более, чем на 10 дБ

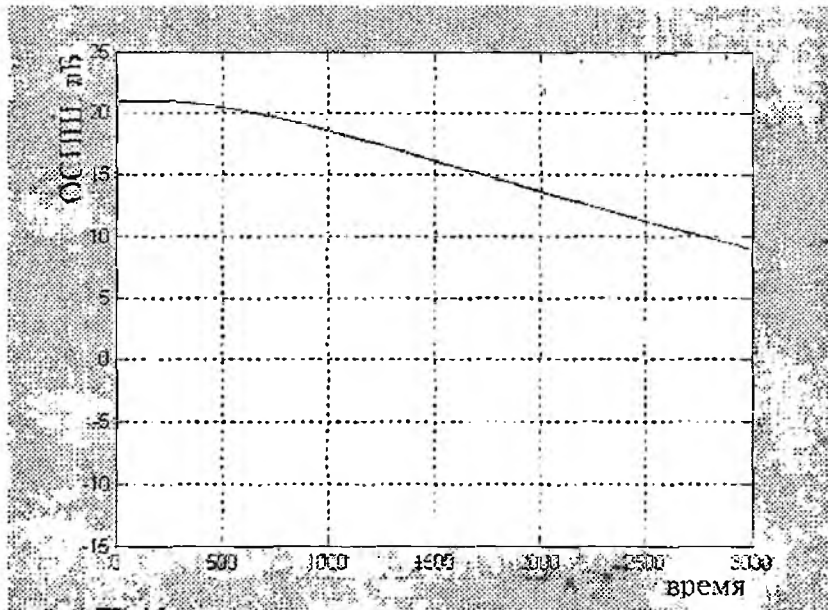


Рис 4

Рассмотрим алгоритм, синтезированный для динамической СПО, и проведем его анализ. *Алгоритм ААР, синтезированный для динамической СПО, и анализ его эффективности*

При нестационарной СПО происходят пространственно-временные изменения параметров сигнала и помехи. Эти изменения могут происходить из-за влияний среды распространения радиоволн, перемещения приемника или передатчика помехи и других причин. Для такой СПО уравнение состояния ВВК будет иметь общий вид [16, 19]

$$dw(t)/dt = F(t)w(t) + G(t)u(t), \quad (9)$$

где $F(t)$ и $G(t)$ являются соответственно матрицами состояния и интенсивностей изменений параметров сигналов и помех. Элементы f_{ij} , $i, j = \dim w(t)$, являются величинами, обратными коэффициентам взаимной корреляции между i и j компонентами. $u(t)$ – порождающий белый гауссов шум модели (19), со спектральной плотностью мощности N_u .

Для нестационарной СПО были разработаны процедуры Калмана – Бьюси [19], определяющие состояние ВВК в динамике

$$\frac{d\hat{w}(t)}{dt} = F(t)\hat{w}(t) + P(t)H(t)N_s^{-1} [H(t)\hat{w}(t) - y(t)], \quad (10)$$

где $y(t)$, – эталонное значение полезного сигнала, $H(t)$ – матрица значений входных сигналов. $P(t)$ – матрица значений апостериорной дисперсии оценки $\hat{w}(t)$, определяемая из уравнения Риккати:

$$\frac{dP(t)}{dt} = F(t)P(t) + P(t)F^T(t) - P(t)H(t)N_s^{-1}H^T(t)P(t) + G^T(t)N_u G. \quad (11)$$

Несмотря на внешнее сходство с алгоритмами Калмана, процедура (10), (11) принципиально отличается тем, что значения апостериорной дисперсии $P(t)$ оказались зависимыми от результатов наблюдения.

С помощью имитационного моделирования проведен анализ скорости сходимости и эффективности подавления помех данным алгоритмом. В качестве исходных данных взяты те же значения, что и в предыдущем примере.

На рис. 5 – 7 представлена зависимость от времени ОСПШ на выходе 4-х, 8-ми и 16-элементной ААР соответственно для алгоритма Калмана. Как видно из приведенных графиков время адаптации несколько больше по сравнению с алгоритмами, синтезированными для стационарной СПО, и составляет от 10 до 40 шагов. Однако при достижении своего потенциального значения ОСПШ находится в пределах расстройки ВВК, что является управляющим параметром в процессе адаптации и удержания требуемого оптимального значения в смысле минимума среднего квадрата отклонения принятого сигнала от заданного (эталонного).

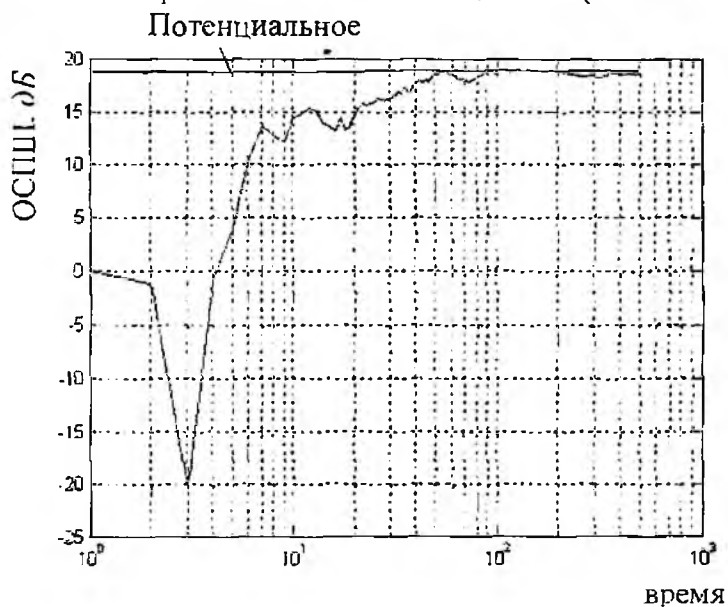


Рис. 5

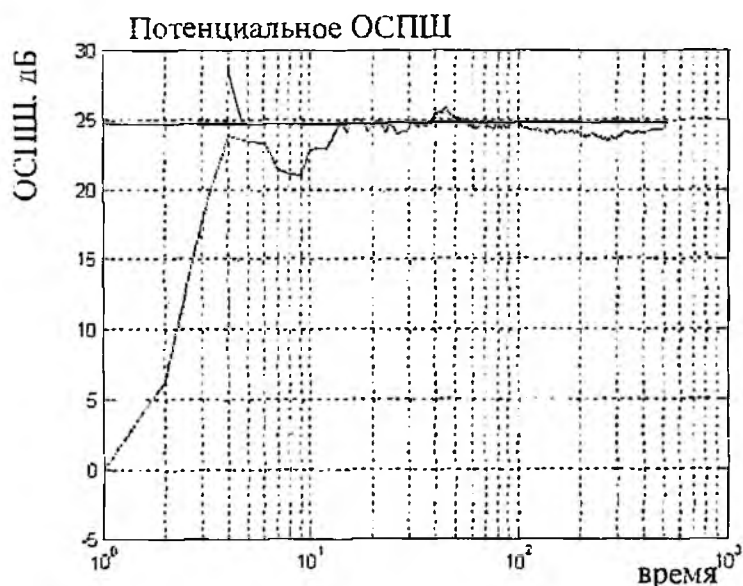


Рис. 6

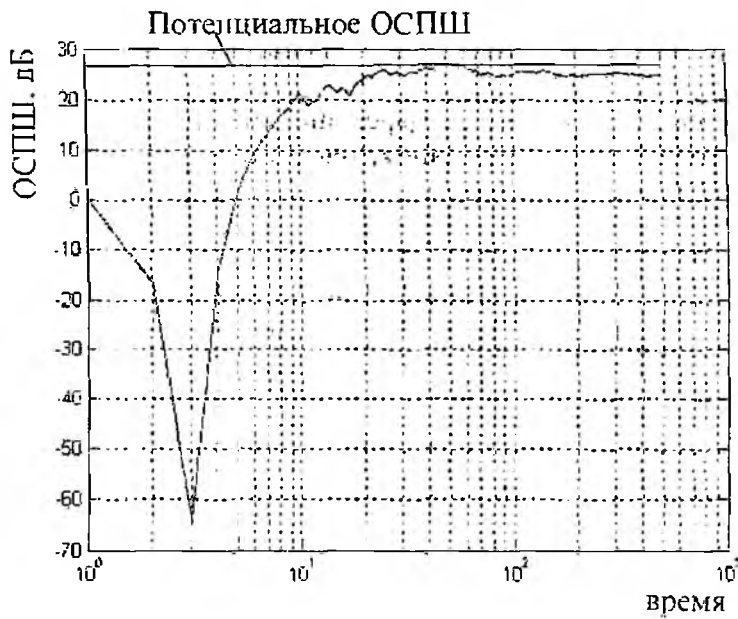


Рис. 7

Также был проведен анализ эффективности данного алгоритма при длительной его работе. На рис. 8 представлен график зависимости ОСПШ от времени при количестве антенных элементов $N = 4$ при 3000 шагах рекурсии. Судя по данному графику, можно сказать, что с течением времени при достаточно большой динамике изменения СПО эффективность калмановского алгоритма остается стабильной и близкой к потенциальной.

Из рис. 7 – 9 также видно, что с количеством антенных элементов эффективность алгоритма повышается, что справедливо и для алгоритмов, синтезированных для стационарной СПО в условиях ее стационарности. Поэтому были проведены исследования по зависимости эффективности алгоритма Калмана от количества антенных элементов.

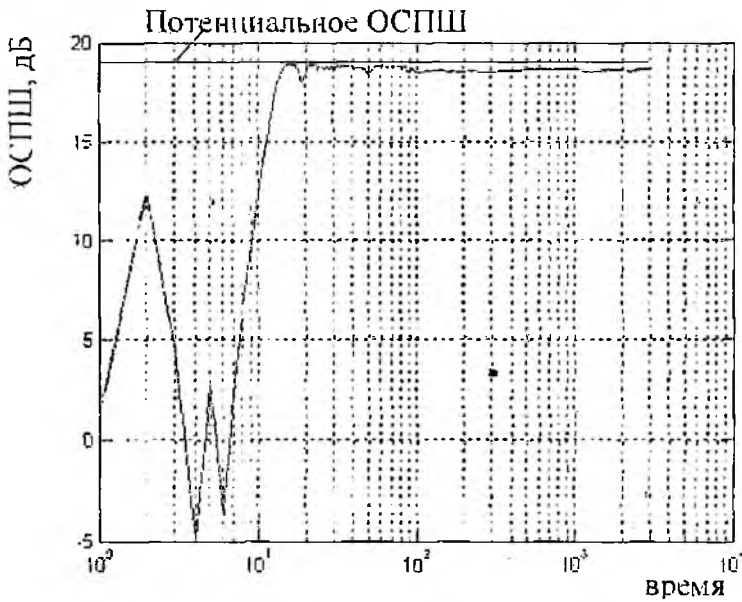


Рис. 8

На рис. 9 представлены графики зависимости ОСПШ от количества антенных элементов при значении сигнал/помеха $\frac{P_s}{P_n} = 0$ дБ, при различных отношениях сигнал/шум $\frac{P_s}{P_m}$.

Кривая 1 (рис. 9) соответствует значению $\frac{P_s}{P_m} = 10$ дБ, кривая 2 соответствует $\frac{P_s}{P_m} = 20$ дБ и

кривая 3 соответствует $\frac{P_s}{P_m} = 30 \text{ dB}$. Анализ ААР малой и большой размерности показывает, что с ростом числа антенных элементов, эффективность подавления помех сначала резко возрастает, потом этот рост снижается и становится пропорциональным числу элементов N . Анализ показал, что ОСПШ на выходе ААР существенно зависит от отношения сигнал/шум на ее входе.

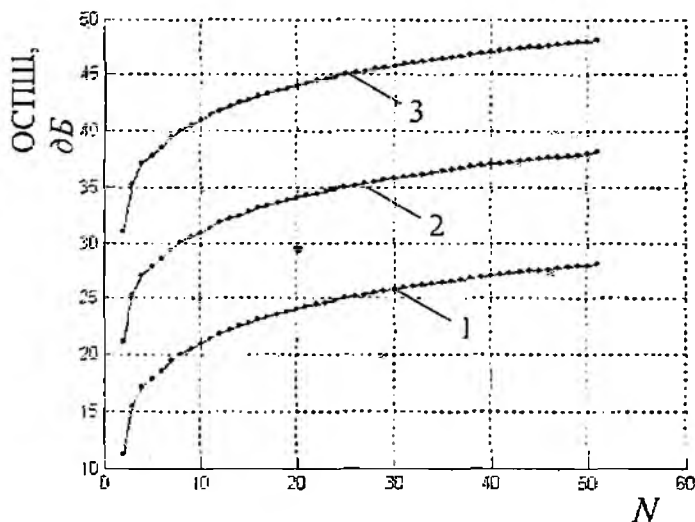


Рис. 9

Таким образом, для систем сотовой связи можно рекомендовать алгоритмы ААР, синтезированные на основе методов калмановской фильтрации формирования ВВК с количеством антенных элементов равным 4 – 16.

Заключение

Алгоритмы ААР в основном разрабатывались для стационарных источников сигналов. Применение ААР для WiMAX может снижать эффективность данных алгоритмов. С целью установления эффективности алгоритмов ААР проведен анализ эффективности алгоритмов ААР при движущихся источниках сигналов.

Рассмотрены алгоритмы ААР, синтезированные по критерию максимума отношения сигнал/помеха, по критерию минимума среднеквадратического отклонения и по критерию минимума выходной мощности.

Как показали исследования, при нестационарной СПО данные алгоритмы имеют приблизительно одинаковую скорость сходимости и эффективность подавления помех. Скорость сходимости данных алгоритмов составляет около 10 шагов, что говорит о достаточно хороших показателях переходных процессов. Однако после 100 шагов рекурсии эффективность данных алгоритмов плавно снижается.

Также проведен анализ эффективности алгоритма, синтезированного на основе калмановской фильтрации для нестационарной СПО. Анализ показал, что время адаптации данного алгоритма несколько больше по сравнению с алгоритмами, синтезированными для стационарной СПО, и составляет от 10 до 40 шагов. При достижении своего потенциального значения ОСПШ находится в пределах расстройки ВВК, что является управляющим параметром в процессе адаптации и удержания требуемого оптимального значения в смысле минимума среднего квадрата отклонения принятого сигнала от заданного (эталонного).

Проведен анализ эффективности данного алгоритма от количества антенных элементов. Анализ ААР малой и большой размерности показывает, что с ростом числа антенных элементов эффективность подавления помех сначала резко возрастает, потом этот рост снижа-

ется и становится пропорциональным числу элементов N ; ОСПШ на выходе ААР существенно зависит от отношения сигнал/шум на ее входе.

Таким образом, для систем WiMAX можно рекомендовать алгоритмы ААР, синтезированные на основе методов калмановской фильтрации формирования ВВК с количеством антенных элементов, равным 4 – 16.

Список литературы: 1. *Мальшев Р. А.* Локальные вычислительные сети: Учебное пособие/РГАТА. Рыбинск, 2005. 83 с. 2. *Пятибратов А. П.* и др. Вычислительные системы сети и телекоммуникации. М.: Финансы и статистика, 2001. 400 с. 3. *Пятибратов А. П.* и др. Вычислительные системы сети и телекоммуникации. М.: Финансы и статистика, 1998. 400 с. 4. *Норенков И. П.* и др. Телекоммуникационные технологии и сети. М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 1998. 230 с. 5. *Олифер В. Г., Олифер Н. А.* Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. СПб.: Питер, 2001. 672 <http://www.dtmsoft.com/ru/proj/article1.htm> 6. *Бройдо В. Л.* Вычислительные системы сети и телекоммуникации. СПб.: Питер, 2003. 688с. 7. *Пятибратов А. П.* и др. Вычислительные системы сети и телекоммуникации. М.: Финансы и статистика, 2003. 400 с. <http://www.astron.com.au> 8. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем / *В. И. Владимиров, А. Л. Докторов* и др.: Под ред. *Н. М. Царькова* М.: Радио и связь, 1985 272 с. 9. *Певницкий В., Полозок Ю.* Статистические характеристики промышленных помех. М.: Радио и связь, 1988 248 с. 10. *Ремизов Л. Т.* Естественные помехи. М.: Наука, 1985 200 с. 11. *Апорович А. Ф.* Статистическая теория электромагнитной совместимости. Минск: Наука и техника. 1984. 12. *Уидроу Б., Стернз С.* Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989 440 с.; 13. *Пистолькорс А. А., Литвинов О. С.* Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. 200 с.; 14. *Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер* Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер с англ. М.: Радио и связь, 1986. 486 с.; 15. *Марчук Л. А.* Пространственно-временная обработка сигналов в линиях радиосвязи ВАС. 1991. 136 с.; 16. *Коляденко Ю. Ю.* Рекурсивная процедура оценки пространственного спектра сигналов в задачах управления базисом наблюдения для сотовых систем связи // Радиотехника. 2004. Вып. 138. С. 20 -24. 17. *Родимов А. П., Поповский В. В.* Статистическая теория поляризации-временной обработки сигналов и помех. М.: Радио и связь. 1984.272 с. 18. *Поповский В. В., Коляденко Ю. Ю.* Методы адаптивной компенсации сосредоточенных помех в задачах приема полезных сигналов в спутниковых системах связи. / Вісник Укр. будинку екон. та наук.-техн. знань. 2002. № 1. С.97 - 102.

*Харьковский национальный
университет радиозлектроники*

Поступила в редколлегию 17.11.2008