

АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ ВЫСОКОМОБИЛЬНЫХ АБОНЕНТОВ В СЕТИ ШИРОКОПОЛОСНОГО ДОСТУПА

Проведен анализ способов повышения эффективности функционирования высокомобильных абонентов в сети широкополосного доступа. Основное внимание уделено использованию адаптивной схемы модуляции. Предложен алгоритм оценки скорости передачи данных с использованием механизма подтверждения о приеме.

Ключевые слова: гибридные сети беспроводной передачи информации, мобильная платформа, адаптивная схема модуляции, профиль пакета, помехоустойчивое кодирование, повторная передача управляющих сообщений.

Применение технологии Mobile HotSpot (MHS) [1] в гибридной сети беспроводной передачи информации (ГСБПИ) позволяет представить схему функционирования данной сети (рис. 1). Формирование каналов радиосвязи в ГСБПИ осуществляется за счет разнесенного приема, что обеспечивает повышение их надежности и пропускной способности [2].

В работах [1; 3] рассмотрены основные подходы реализации MHS в ГСБПИ. Локальная сеть ВС, как пример MHS, включает подсеть автоматизированных рабочих мест экипажа воздушного судна и подсеть автоматизированных мест авиапассажиров. Подсеть автоматизированных рабочих мест экипажа воздушного судна предназначена для обеспечения обмена командной информацией управления воздушным движением. Данная информация имеет наивысший приоритет и для нее осуществляется гарантированное

резервирование определенного объема ресурса пропускной способности сети. Подсеть автоматизированных мест авиапассажиров обеспечивает предоставление инфокоммуникационных услуг согласно требованиям авиапассажиров и их возможности оплатить данный вид услуг: для обеспечения передачи интерактивного видео- и аудиопотоков может использоваться подсеть широкополосного доступа; для получения аудио- и видеoinформации по запросу: для передачи запроса – подсеть декаметрового радиосвязи, для получения – подсеть на основе геостационарного спутника-ретранслятора; для передачи коротких сообщений с низкой стоимостью – каналы сети радиосвязи декаметрового диапазона; сеть спутников-ретрансляторов на низкой орбите обеспечивает надежную передачу команд управления и данных местоопределения.

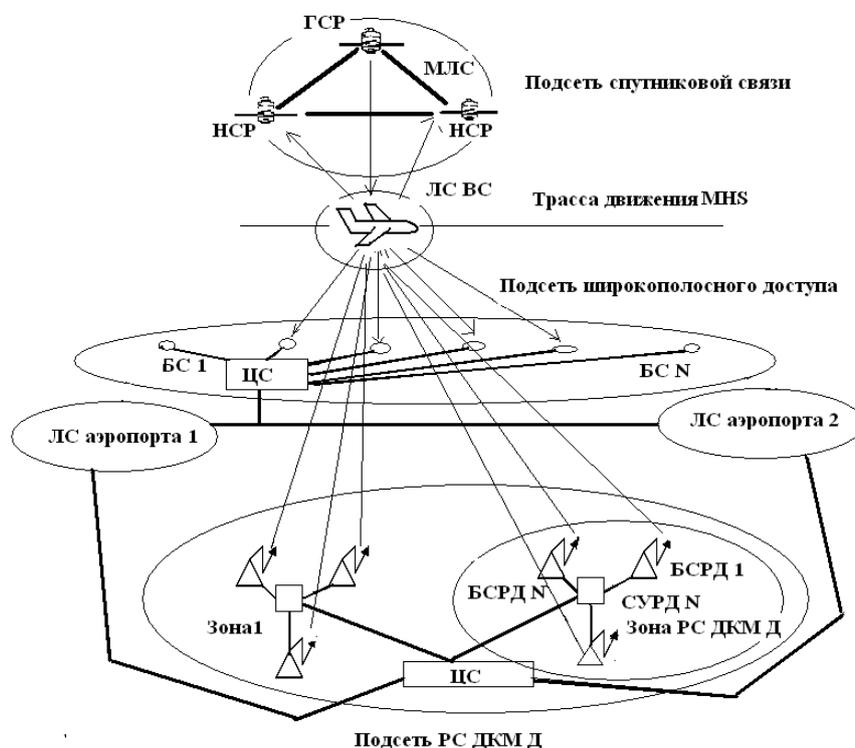


Рис. 1. Схема функционирования ГСБПИ с использованием технологии MHS и разнесенного приема:

БС 1 – базовая станция; ЛС ВС – локальная сеть воздушного судна; ЦС – центральная станция; СУРД – сервер управления доступом; БСРД – базовая станция радиодоступа; НСР – спутник-ретранслятор на низкой орбите; ГСР – спутник-ретранслятор на геостационарной орбите; МЛС – межспутниковые линии связи

Анализ существующих способов повышения эффективности функционирования высокоомобильных абонентов в сети широкополосного доступа. Эффективность функционирования мобильных абонентов сетей широкополосного доступа во многом определяется успешным выполнением процедуры хэндовера. Рассмотрим влияние многократного повторения управляющих сообщений на вероятность успешного хэндовера. Пусть i -е управляющее сообщение может быть повторно передано N_i раз. Тогда вероятность успешного хэндовера [1–4]:

$$P_y = \prod_{i=0}^{M-1} P(A_i) = \prod_{i=0}^{M-1} \left[\sum_{j=1}^{N_i} (1 - [1 - P_b(\gamma_b)]^{L_i})^{j-1} [1 - P_b(\gamma_b)]^{L_i} \right], \quad (1)$$

где M – число управляющих сообщений; N_i – число повторов при передаче i -го сообщения хэндовера; $P_b(\gamma_b)$ – вероятность битовой ошибки при отношении мощности полученного бита к мощности шума в канале на длительности бита, равно γ_b ; L_i – длина сообщения в битах.

Анализ зависимостей (рис. 2) показывает, что вероятность успешной передачи управляющих сообщений хэндовера, P_y , уменьшается с увеличением вероятности ошибки в символе $P_b(\gamma_b)$. При использовании повторной передачи значение вероятности успешного хэндовера значительно повышается.

Для анализа связи рассмотренных параметров со скоростью передвижения МС предположим, что на передаче сообщения выдаются в канал без задержек. Тогда полное время ожидания, связанное с процедурой хэндовера, определится по формуле

$$T_M = \left(\sum_{i=1}^M N_i \right) T_1 + M T_2, \quad (2)$$

где T_1 – интервал времени между двумя смежными передачами одного сообщения; T_2 – интервал времени распространения электромагнитной волны между БС и МС. Пусть D – расстояние между двумя соседними БС, которое должна проехать МС при успешном хэндовере, v_m – скорость движения МС. Тогда полное время ожидания, связанное с процедурой хэндовера, должно удовлетворять условию $T_M \leq \frac{D}{v_m}$, следова-

тельно, выражение (1) может быть представлено как

$$P_y = \begin{cases} \prod_{i=0}^{M-1} \left[\sum_{j=1}^{N_i} (1 - [1 - P_b(\gamma_b)]^{L_i})^{j-1} [1 - P_b(\gamma_b)]^{L_i} \right], & \text{если } T_M < \frac{D}{v_m}; \\ 0, & \text{в других случаях.} \end{cases} \quad (3)$$

Из выражения (3) видно, что осуществление процедуры хэндовера ограничено временем передвижения МС между БС. Поэтому применение повторных передач управляющих сообщений не обеспечивает повышения эффективности функционирования высокоомобильного абонента в сети широкополосного доступа.

Согласно работам [2; 3; 5–8], влияние эффекта Доплера на вероятности битовой ошибки в зависимости от скорости МС показано в модели Кларка–Джейкса. Для анализа этого влияния представим выражение (1) в виде

$$P_y = \prod_{i=0}^{M-1} P(A_i) = \prod_{i=0}^{M-1} \left[\sum_{j=1}^{N_i} (1 - [1 - Q(\sqrt{2\gamma_b})]^{L_i})^{j-1} [1 - Q(\sqrt{2\gamma_b})]^{L_i} \right].$$

$$\text{Здесь } \overline{\gamma_b} = \frac{1}{\log_2 K} \frac{1}{1 - \frac{1}{N^2} [N + 2Y] + \frac{NT_s}{\log_2 K} \left(\frac{1}{E_b} \right) \frac{1}{N_0}} - \text{среднее}$$

отношение энергии сигнала к мощности шума на длительности бита передаваемой информации, где

$$Y = \sum_{i=1}^{N-1} (N-i) J_0(2\pi f_m T_s i); \quad N - \text{число поднесущих ка-}$$

нала OFDM; J_0 – функция Бесселя нулевого порядка; T_s – продолжительность символа используемой схемы модуляции, переданного на поднесущей N_0 – спектральной плотностью гауссова шума; E_b – энергия сигнала на длительности бита передаваемой информации; $f_m = \frac{fv_m}{c} \cos \alpha$ – частота Доплера; c – ско-

рость распространения света; α – угол между вектором скорости движения МС и направлением связи с БС; v_m – скорость движения абонента; $P_b(\gamma_b) = Q(\sqrt{2\gamma_b})$ – вероятность ошибки на бит для квадратурной фазовой модуляции [2; 4–6; 9].

Анализ графика зависимости вероятности успешного хэндовера от скорости перемещения МС (рис. 3) показывает, что увеличение числа поднесущих в OFDM-символе с 100 до 300 позволяет обеспечить высокую вероятность успешного хэндовера при увеличении скорости движения МС от 20 до 25 м/с. Таким образом, увеличение скорости МС в 1,25 раза требует увеличения количества используемых для передачи сигнала поднесущих в OFDM-символе в 3 раза, при достижении скорости движения более 20 м/с вероятность успешного хэндовера снижается до очень малых значений.

Повышение вероятности успешного хэндовера может быть достигнуто за счет применения кодов прямой коррекции ошибок (FEC – Forward Error Correction).

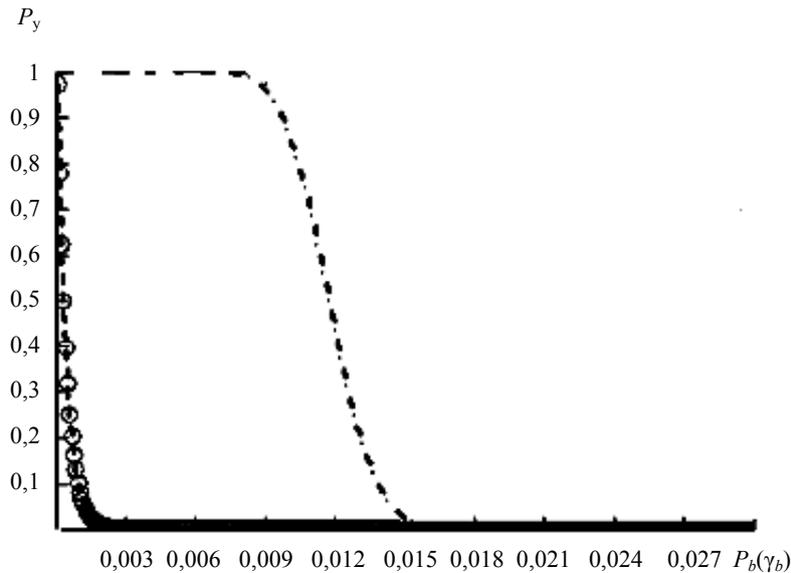


Рис. 2. Зависимости вероятности успешного хэндовера от вероятностей битовых ошибок

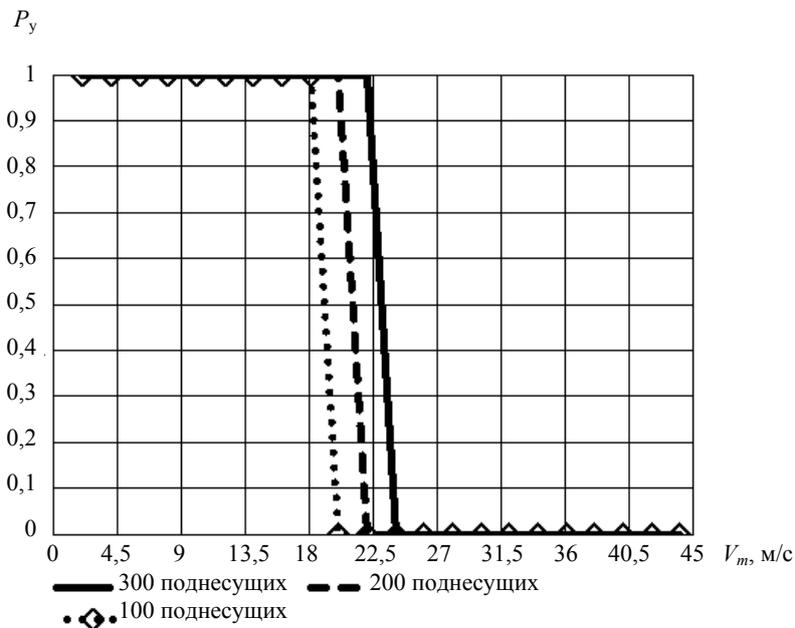


Рис. 3. График значений вероятности успешного хэндовера в зависимости от скорости перемещения МС

При заданной скорости МС можно оценить необходимый размер FEC-кода, который обеспечит требуемое значение вероятности успешного хэндовера:

$$P_y = \prod_{i=0}^{M-1} P(A_i) = \prod_{i=0}^{M-1} \left[\sum_{j=1}^{N_i} (1-p_i)^{j-1} p_i \right] \approx \sum_{i=M}^S \binom{i-1}{M-1} \tilde{p}^M (1-\tilde{p})^{i-M}.$$

Обозначения:

$$S = \sum_{i=0}^{M-1} N_i \leq \frac{D}{T_1} - MT_2$$

вторных передач;

$$\tilde{p} \approx \frac{2^{k-1}}{k(2^{k-1})^2} \sum_{j=t+1}^{2^{k-1}} j \binom{2^{k-1}}{j} P_b(\gamma_b)^j (1-P_b(\gamma_b))^{2^{k-1}-j} -$$

вероятность ошибочного приема кодовой комбинации, которая определяется типом применяемого кода FEC.

В [4; 9] рассматривается код Рида–Соломона.

Рассмотрим зависимости значений числа избыточных бит N_i , необходимые при различных скоростях МС, чтобы достигнуть трех различных вероятностей успешного хэндовера: 0,5, 0,7 и 0,9 (рис. 4). Как видно, чем выше скорость МС, тем больше избыточных бит необходимо использовать в адаптивной схеме FEC – кода для обеспечения требуемой вероятности

осуществления хэндовера. Например, чтобы достигнуть вероятности 0,9 – 4, 15 и 32 бита должны быть добавлены в каждое передаваемое сообщение, если МС осуществляет движение со скоростью $V_m = 60, 80$ и 90 км/ч соответственно. Таким образом, при увеличении скорости движения МС в 1,5 раза для поддержания требуемой вероятности успешного хэндовера требуется увеличение числа избыточных бит в 8 раз в одном сообщении.

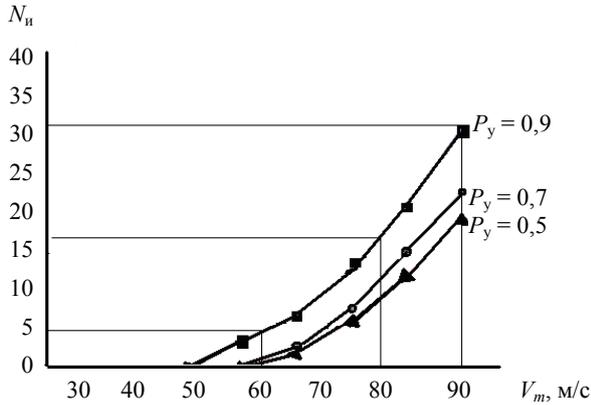


Рис. 4. Зависимость количества избыточных данных от скорости МС

Анализ эффективности применения адаптивных схем модуляции. Для поддержки требуемого размера установленного FEC могут быть использованы схемы модуляции с высокой спектральной эффективностью. Такие схемы модуляции находят широкое применение в современных сетях широкополосного доступа. Применение конкретной схемы модуляции зависит от значения SNR на входе приемника: измеренное значение SNR на приеме по каналу обратной связи передается передатчику, который просматривает пороговые значения для соответствующих схем модуляции и принимает решение, какая схема будет использоваться [1; 3; 4]. Однако такой подход не обеспечивает полную адаптацию системы к состоянию канала. Предлагается применять алгоритм поиска оптимального профиля пакета передачи данных, реализация которого позволит осуществлять передачи данных в канале с максимальной скоростью.

Построение современных сетей широкополосного доступа осуществляется на основе стандартов IEEE 802.11 n, 802.16, LTE.

В работе [3] приводятся выражения для канальной матрицы, коэффициента передачи канала, требования к значениям отношения уровня сигнала и помехе на приеме при использовании различных режимов пространственного кодирования и схем модуляции сигнала. Согласно [1–4; 9], современные технологии широкополосного доступа предусматривают использование QPSK, 16-QAM и 64-QAM; QPSK эквивалентна 4-QAM. Следовательно, для определения вероятности ошибочного приема символа [3; 4; 9] можно использовать выражение для M-QAM схемы модуляции:

$$P_s = 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\frac{3\Gamma_s}{M-1}} \right) \left[1 + \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\frac{3\Gamma_s}{M-1}} \right) \right],$$

где Γ_s – значение отношения мощности сигнала к мощности на длительности символа принимаемого сообщения; M – число символов, используемых для

данной схемы модуляции; $Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ – функ-

ция ошибки. Если размер блока используемого FEC L_b , то $FBER \leq 1 - (1 - P_b)^{L_b}$ [1; 3–5; 9]. Тогда пропускная способность для M-позиционной схемы модуляции:

$$R = (1 - FBER)\eta \text{ (bps/Hz),}$$

где $\eta = \mu r \log_2 M$ – спектральная эффективность профиля пакета, использующего M-позиционную схему модуляции; μ – число независимо передаваемых информационных символов на интервале длительности OFDMA символа; r – скорость кодирования.

Таким образом, задача анализа эффективности применения соответствующих схем модуляции в сетях широкополосного доступа заключается в выборе профиля пакета передачи данных, оптимально сочетающего режим передачи антенной системы MIMO, схемы модуляции и кодирования и обеспечивающего при данном состоянии канала обслуживание потоков данных с заданным качеством. При этом считается, что распределение мощности по поднесущим осуществлено ранее, известно значение SNR, требуемое значение FBER для заданного набора профилей пакетов, результаты передачи предыдущего пакета. Следовательно, задача может быть сформулирована следующим образом: для известного значения SNR x определить профиль пакета i из заданного множества $U_{STBS} = \{QPSK1/2, QPSK3/4, 16-QAM1/2, 16-QAM3/4, 64-QAM2/3, 64-QAM3/4\}$ и $U_{SM} = \{16-QAM1/2, 16-QAM3/4, 64-QAM2/3, 64-QAM3/4\}$, обеспечивающего для подканала k максимальную пропускную способность. Задача представляется в виде оптимизационной функции:

$$R_{i,k}(x) \rightarrow \max$$

и ограничений:

$$q_{i,k}(x) \leq Q; p_i(\eta_i, \rho) > 0 \forall i, i \in \{1, 2, 3, \dots, U\},$$

где $R_{i,k}(x)$ – пропускная способность в k -м субканале при реализации i -го профиля пакета при известном значении SNR x ; $q_{i,k}(x)$ – значение FBER в k -м субканале при реализации i -го профиля пакета; $p_i(\eta_i, \rho)$ – функция приоритета i -го профиля пакета:

$$p_i(\eta_i, \rho) = \begin{cases} \eta_i I_{(q_{i,k}(x) \leq Q)} \left[I_{\left\{ \underset{j}{\arg \max} \eta_j I_{(q_{j,k}(x) \leq Q)} \right\}} I_{\{p=0\}} \right]^+ \\ + I_{\left\{ \underset{j}{\arg \max} \eta_j I_{(q_{j,k}(x) \leq Q)} \right\}} I_{\{p>0\}} \right], \text{ для } \sum_{i=1}^U I_{(q_{i,k}(x) \leq Q)} \geq 2; \\ \eta_i I_{(q_{i,k}(x) \leq Q)}, \text{ для } \sum_{i=1}^U I_{(q_{i,k}(x) \leq Q)} = 1. \end{cases}$$

Обозначения:

$$\rho = \begin{cases} 1, & \text{если предыдущий пакет успешно передан;} \\ 0, & \text{иначе;} \end{cases}$$

$I_{\{\}} -$ индикаторная функция, которая принимает значение 1 или 0 в зависимости от выполнения условий;

$\eta = \mu r \log_2 M -$ спектральная эффективность профиля пакета.

Схема и описание алгоритма представлены в работе [3].

Моделирование проводилось в среде MATLAB. При моделировании рассматривалась одна ячейка и одна мобильная платформа, которая удалялась от базовой станции, канал между БС и МС функционирует согласно технологии IEEE 802.16e. Проводится оценка двух показателей производительности: FBER и нормализованной пропускной способности. Блок ARQ состоит из одного подканала и двух квантов времени, два несмежных физических кластера образуют подканал.

Исследовались следующие положения: влияние управляющих сообщений, скорости движения МС, скорости движения МС на корректировку SNR, адаптивного ARQ. При моделировании канала связи рассматривается пригородная зона и используется COST 231Hata модель потерь мощности на трассе распространения сигнала.

Потери на замирания в канале согласно рекомендации форума WiMAX 10 дБ для моделирования мобильного WiMAX. Моделирование многолучевого распространения сигнала проводилось с использованием ITU-R модели канала В [3; 4; 5–7; 9]. Ответ канала каждого пути смоделирован как независимая комплексная гауссовская случайная переменная с нулевым средним значением и $\sigma^2 -$ дисперсией. В результате огибающие ответов канала можно рассмотреть как независимые, имеющие рэлеевское распределение случайные переменные с одинаковой диспер-

сией. Коэффициент временной корреляции между двумя последовательными отсчетами ответа канала l -го пути распространения сигнала

$$\beta_l = \begin{cases} J_0(2\pi f_{D,l}\Delta t), & \text{если } \Delta t \leq T_c; \\ 0, & \text{если } \Delta t > T_c, \end{cases}$$

Обозначения:

$$J_0(2\pi f_{D,l}\Delta t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(2\pi f_{D,l}\Delta t/2)^{2k}}{k! \Gamma(k+1)} - \text{функция Бесселя}$$

первого рода нулевого порядка;

$$\Gamma(k+1) = \int_0^{\infty} t^k e^{-t} dt - \text{гамма-функция;}$$

$f_{D,l} -$ максимально значение частоты Доплера для частоты f_c и скорости движения v ;

$\Delta t -$ интервал времени между двумя отсчетами;

$$T_c = \frac{0,423}{f_D} - \text{время когерентности для данной час-}$$

тоты и скорости движения МС.

Определение спектра мощности доплеровской частоты осуществлено согласно выражению [5–8]

$$S(\Delta f) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_D \sqrt{1 - \left(\frac{\Delta f}{f_D}\right)^2}} & \text{для } |\Delta f| \leq f_D; \\ 0 & \text{для } |\Delta f| > f_D, \end{cases}$$

где $\Delta f -$ разнос данной частоты и центральной частоты субканала.

Моделирование проводилось при движении МС от БС, угол между вектором скорости МС и направление на БС равен 180° . Графики значений пропускной способности субканала при движении МС со скоростями 60, 90, 120 км/ч от БС показаны на рис. 5.

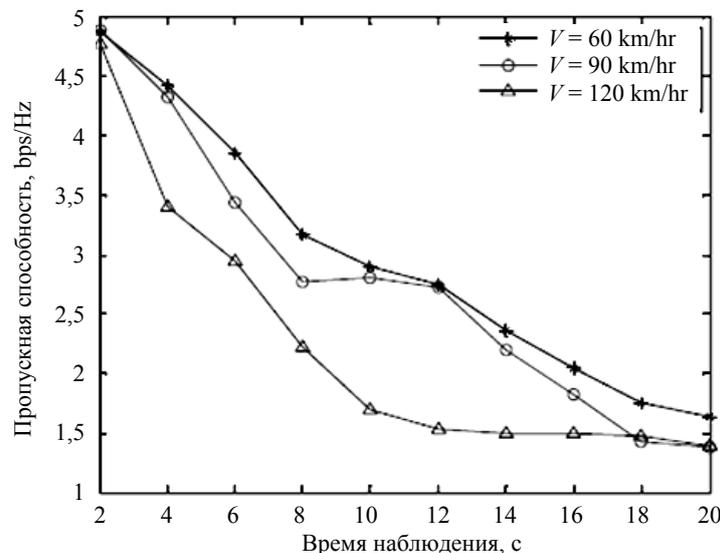


Рис. 5. Пропускная способность системы при удалении МС от БС

Таким образом, применение метода повторных передач управляющих сообщений требует значительных временных и частотных ресурсов: при увеличении скорости передвижения МС в 18 раз с 50 до 900 км/ч потребуется более 5 тыс. несущих частот; использование помехоустойчивого кодирования с возрастанием скорости передвижения в 10 раз потребует шестидесятикратного увеличения количества проверочных бит помехоустойчивого кода в кодовой комбинации передаваемых данных.

Пропускная способность субканала значительно снижается при удалении МС от БС (см. рис. 5). Это объясняется тем, что механизм адаптации к изменению условий передачи сигналов в субканале с удалением переключается на схемы модуляции с низкой спектральной эффективностью.

Следовательно, рассмотренные методы не позволяют повысить эффективность функционирования высокоомобильного абонента в сетях широкополосного доступа.

Поэтому возникает необходимость разработать метод, который в сочетании с рассмотренными выше обеспечит обработку потоков данных высокоомобильного абонента с заданным качеством. Этот вопрос будет рассмотрен в следующей работе.

Библиографические ссылки

1. Daniel H., Shahrokh H. Information Raining and Optimal Link-Layer Design for Mobile Hotspots // IEEE Trans. on mobile computing. 2005. Vol. 4. № 3. P. 271–283.
2. Кловский Д. Д., Сойфер В. А. Обработка пространственно-временных сигналов (в каналах передачи информации). М. : Связь, 1976.
3. Mahmud H. Link Adaptation for WiMAX Supported Mobile Hotspot. Waterloo, Ontario, 2009.
4. Васильев В. Г. Технология фиксированного широкополосного беспроводного доступа WiMAX стандарта IEEE 802.16–2004 [Электронный ресурс] // Юнидата. URL: www.unidata.com.ua/files/WiMAX_Technology.pdf (дата обращения: 12.10.2011).
5. Прокис Д. Цифровая связь : пер. с англ. / под ред. Д. Д. Кловского. М. : Радио и связь, 2000.
6. Microwave Mobile Communications / ed. W. C. Jakes. N. Y. : John Wiley & Sons Inc., 1975.
7. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение : пер. с англ. 2-е изд., испр. М. : Вильямс, 2003.
8. Clarke R. H. A Statistical Theory of Mobile Radio Reception // Bell Systems Technical J. 1968. № 47 (6). P. 957–1000.
9. Вишнеvский В. М., Портной С. Л., Шахнович И. В. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G. М. : Техносфера, 2009.

S. N. Nazarov, E. S. Averianov, A. A. Shagarova, A. S. Nazarov, N. A. Kaseeva

THE ANALYSIS OF WAYS OF UPGRADE OF DATA PROCESSING OF HIGHLY MOBILE SUBSCRIBERS IN A NETWORK OF BROADBAND ACCESS

The analysis of ways of boosting of efficiency of performance of highly mobile subscribers in a network of broadband access is carried out. The fundamental attention is given to the use of the adaptive circuit of modulation. The algorithm of estimation of bit rate with use of the mechanism of acknowledgement of reception is offered.

Keywords: hybrid fibers of a wireless data transfer, mobile platform, adaptive circuit of modulation, packet profile, noise-proof encoding, retransmission of operating messages.

© Назаров С. Н., Аверьянов Е. С., Шагарова А. А., Назаров А. С., Касеева Н. А., 2011