

## БИОНИКА И СТАТИСТИЧЕСКАЯ РАДИОФИЗИКА

---

---

### ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РАЗЛИЧНЫХ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ В СЛУЧАЕ КОРОТКИХ ВЫБОРОК

О.В. Болховская, А.А. Мальцев

*Нижегородский госуниверситет*

В настоящей работе проводится исследование характеристик обнаружения пространственных сигналов антенной решеткой на фоне гауссовского шума в случае коротких выборок. Все исследуемые решающие статистики получены на основе обобщенного отношения правдоподобия, то есть отношения правдоподобия, в котором все неизвестные параметры заменяются их максимально правдоподобными оценками.

Рассмотрим  $r$ -элементную узкополосную приемную антенную решетку с произвольным расположением датчиков. Будем считать, что сигналы с элементов антенны образуют комплексный случайный  $r$ -мерный гауссовский вектор  $\mathbf{z}$ . Предполагается, что осуществляется  $N$  выборок выходного сигнала  $\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, \dots, \mathbf{z}_N$ , которые являются статистически независимыми, одинаково распределенными случайными векторами с нулевым средним значением и пространственной ковариационной матрицей  $\Sigma$ . Задача обнаружения узкополосного пространственно коррелированного сигнала антенной решеткой формулируется как классическая двухальтернативная задача различения двух гипотез. В зависимости от имеющейся априорной информации о шумовом фоне рассматривалось шесть вариантов задания характеристик шума гипотезами  $H_{0i}$  (пространственными ковариационными матрицами  $\Sigma_{0i}$ ) и полезного сигнала гипотезами  $H_{1i}$  (пространственными ковариационными матрицами  $\Sigma_{1i}$ ), где  $i$  – номер варианта. Получаемые при этом статистики обобщенного отношения правдоподобия (GLR-статистики) приведены в таблице I, где:  $a_{ii}$  – элементы ненормированной ковариационной матрицы

$$\mathbf{A} = N \hat{\Sigma} = \sum_{n=1}^N \mathbf{z}_n \mathbf{z}_n^+$$

$z_n$  –  $n$ -е выборочное значение вектора выходного сигнала антенной решетки,  $\lambda_1$  – с крышкой - максимальное собственное число этой матрицы, а  $\mathbf{A}$  с волной матрица, получаемая из  $\Sigma$  с крышкой, в которой все собственные числа, меньшие единицы, заменены на единицу.

№ варианта	GLR-статистика	Физ.смысл гипотезы $H_0$	Физ.смысл гипотезы $H_1$
1	$V_1 = \frac{ \mathbf{A} }{\prod_{i=1}^p a_{ii}}$	независимость шумов	сигнал с любой ков. матрицей, отличной от $\Sigma_{01}$
2	$V_1 = \frac{ \mathbf{A} }{\left(\frac{sp(\mathbf{A})}{p}\right)^p}$	независимость и однородность шумов	сигнал с любой ков. матрицей, отличной от $\Sigma_{01}$
3	$V_3 = \left(\frac{e}{N}\right)^p  \mathbf{A}  e^{\frac{-sp(\mathbf{A})}{N}}$	независимость, однородность шумов и нормировка их на единицу	сигнал с любой ков. матрицей, отличной от $\Sigma_{01}$
4	$V_4 = e(\hat{\lambda}_1^{-1} e^{\hat{\lambda}_1})^{-1}$	независимость, однородность шумов и нормировка их на единицу	сигнал - когерентная волна с неизвестным априори волновым фронтом
5	$V_1 = \frac{\prod_{i=1}^p a_{ii}}{\left(\frac{sp(\mathbf{A})}{p}\right)^p}$	независимость и однородность шумов	сигналом является шум с независимыми отсчетами
6	$V_3 = \left(\frac{e}{N}\right)^p  \tilde{\mathbf{A}}  e^{\frac{-sp(\mathbf{A})}{N}}$	независимость, однородность шумов и нормировка их на единицу	матрица сигнала является суммой единичной и положительно определенной матриц.

На основании анализа рабочих характеристик приведенных в таблице решающих статистик сделаны следующие выводы: статистика  $V_6$  является наиболее универсальной из всех представленных статистик. Рабочие характеристики этой статистики малочувствительны (робастны) к достаточно сильной неоднородности шума (порядка 9 дБ). Для обнаружения пространственно-когерентного сигнала на фоне сильно неоднородного шума можно использовать также статистику  $V_1$ , чье вычисление существенно проще, чем статистик  $V_1$  и  $V_6$ . Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ № 03-02-17141, НШ-1729.2003.2, NATO PST.CLG977419.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ФАЗОВЫХ ФЛУКТУАЦИЙ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ OFDM СИСТЕМЫ СВЯЗИ

А.А.Артеменко, А.Е.Рубцов

*Нижегородский госуниверситет*

В современной радиосвязи для скоростной передачи цифровых данных широко применяются сложные широкополосные OFDM сигналы [1], состоящие из набора элементарных сигналов с ортогональными эквидистантными частотами. Высокая скорость передачи данных в OFDM системах достигается путем параллельной передачи данных по  $N$  поднесущим, образованным при помощи алгоритма быстрого преобразования Фурье.

В любой системе радиосвязи присутствуют случайные флуктуации фазы радиосигнала, вызванные нестабильностью генераторов и частотной расстройкой между приёмником и передатчиком. В OFDM системах радиосвязи фазовые флуктуации приводят к дополнительным искажениям сигнала, обусловленным нарушением ортогональности поднесущих в процессе дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Такие искажения OFDM сигнала называют [2] шумом неортогональности, обусловленным флуктуациями фазы радиосигнала.

Цель настоящей работы заключается в исследовании влияния флуктуаций фазы радиосигнала на характеристики OFDM системы связи. Принятый сигнал на  $k$ -й поднесущей может быть представлен в следующем виде:

$$r(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} a(m) e^{j2\pi \frac{mn}{N}} \cdot e^{j\theta(n)} \cdot e^{-j2\pi \frac{km}{N}} + \xi_k = a(k)I_0 + \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} a(m)I_{k-m} + \xi_k \quad (1)$$

где  $m, k$  – индексы поднесущих,  $n$  – индекс отсчета,  $N$  – размерность ДПФ,  $a(m)$  – передаваемый на  $m$ -й поднесущей информационный символ,  $\theta(n)$  – фазовые флуктуации,  $\xi_k$  – аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ) с мощностью  $\sigma_{\xi}^2$ . Причем, перекрестная помеха  $I_{k-m}$ , обусловленная флуктуациями фазы радиосигнала, выражается следующим образом:

$$I_{k-m} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi \frac{n(k-m)}{N}} e^{j\theta(n)} \quad (2)$$

Будем считать, что приемник OFDM системы связи идеально оценивает и корректирует фазовое искажение  $\psi = \arg(I_0)$  полезного сигнала  $a(k)$ :

$$r'(k) = r(k)e^{-j\psi} = a(k) \cdot E_0 + \left\{ a(k) \cdot \delta + \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} a(m)I_{k-m}e^{-j\psi} \right\} + \xi'_k \quad (3)$$

где  $E_0$  – среднее значение  $|I_0|$ ,  $\delta$  – случайные амплитудные флуктуации. Выражение в фигурных скобках обозначает дополнительный шум неортогональности  $\eta$ , дисперсию которого можно определить следующим образом:

$$\sigma_{\eta}^2 = \langle |\delta|^2 \rangle + \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \langle |I_{k-m}|^2 \rangle. \quad (4)$$

В данной работе были получены аналитические выражения, описывающее связь дисперсии шума  $\sigma_{\eta}^2$  с частотной расстройкой  $\Delta F$  и полушириной  $\beta$  спектральной линии генератора, обладающего флуктуациями частоты:

$$\sigma_{\eta}^2 \approx \frac{1}{3} (\pi \Delta F T)^2, \quad \sigma_{\eta}^2 \approx \frac{4}{3} \pi \beta T, \quad (5)$$

где  $T$  – длительность OFDM символа.

Используя выражения (5), можно рассчитать деградацию  $D$  отношения сигнал-шум (ОСШ)  $\gamma$ , которая характеризует уменьшение ОСШ вследствие наличия дополнительного шума  $\eta$ :

$$D = -10 \log \left( \frac{E_0^2}{1 + \sigma_{\eta}^2 / \sigma_{\xi}^2} \right). \quad (6)$$

На рис. 1 представлена зависимость деградации  $D$  от ОСШ при различных значениях частотной расстройки  $\Delta F$ , а на рис. 2 представлена зависимость деградации  $D$  от ОСШ для различных значений полуширины  $\beta$ . На основании полученных результатов можно сделать вывод, что для приемлемых значений деградации ( $D < 2$  дБ) при ОСШ  $< 25$  дБ необходимо, чтобы частотная расстройка  $\Delta F$  не превышала 3 кГц, а полуширина генератора  $\beta$  не превышала 30 Гц.

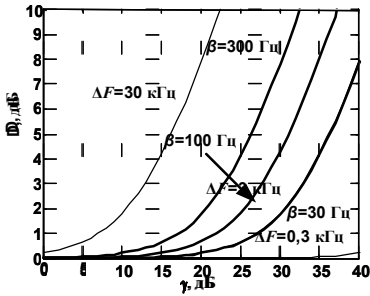


Рис. 2.

Настоящая работа поддержана грантами РФФИ №03-02-17141 и НШ-1729.2003.2.

- [1] Prasad R., van Nee R. OFDM Wireless Multimedia Communications. –London: Artech House, 2000.
- [2] T. Pollet, M. van Bladel and M. Moeneclaey //in Proc. IEEE transaction on communications. Apr. 1995. V.43, P.191.

## ПРИМЕНЕНИЕ РАЗЛОЖЕНИЯ ГИВЕНСА ДЛЯ УМЕНЬШЕНИЯ ОБЪЕМА СЛУЖЕБНОЙ ИНФОРМАЦИИ В АДАПТИВНЫХ МИМО СИСТЕМАХ СВЯЗИ

С.А.Тираспольский, А.В.Червяков

*Нижегородский госуниверситет*

В настоящее время одним из самых перспективных путей развития цифровых систем связи является использование многоэлементных антенных решеток как на передающем, так и на приемном концах линии связи. Такие системы связи называют МИМО (Multiple-Input Multiple-Output) системами, и высокая скорость передачи данных в них достигается путем параллельной передачи данных по нескольким пространственным подканалам.

В адаптивных МИМО системах с обратной связью, для формирования диаграммообразующей схемы (ДОС) передатчика используется информация о характеристиках пространственного канала связи, оцениваемая на приемном конце линии связи. Возникает необходимость передачи по обратному каналу от приемника к передатчику служебной информации о весовых матрицах передающей ДОС, которые в результате становятся известными на передающей стороне с некоторой ошибкой, обусловленной дискретностью информации. Общее число выделенных на данные цели служебных бит должно быть минимально возможным, так как обратный канал используется для передачи еще и другой информации, необходимой для функционирования цифровой системы связи. Следовательно, возникает необходимость существенно ограничить число бит, выделяемых на передачу матрицы ДОС, что может вести к значительному искажению соответствующей информации и ухудшению характеристик МИМО системы.

Целью данной работы является исследование механизмов уменьшения объема служебной информации на основе полного избавления от избыточности представления весовых матриц ДОС.

Исследуемый метод формирования матрицы  $\mathbf{V}$  ДОС передающей стороны линии связи состоит в следующем. Канальная матрица  $\mathbf{H}$  оценивается на приемной стороне, затем путем SVD (сингулярного разложения) вычисляются весовые матрицы обеих ДОС, и служебная информация для формирования передающей ДОС сообщается передатчику по обратному каналу.

Искомая матрица  $\mathbf{V}$  является комплексной унитарной размера  $[M_t \times L]$ , где  $M_t$  – число передающих антенн,  $L$  – число пространственных подканалов. Передача по обратному каналу квантованных значений всех  $M_t \times L$  элементов матрицы является неоптимальной в силу ее избыточности. Матрица  $\mathbf{V}$  является унитарной, поэтому на ее элементы накладываются дополнительные условия: норма каждого столбца равна единице, любые два столбца ортогональны между собой.

Нами исследуется использование в качестве служебной информации только

$$N = (M_t \times (M_t - 1) - (M_t - L)(M_t - L - 1))/2 \quad (1)$$

независимых комплексных параметров, которые полностью описывают исходную матрицу ДОС и находятся с помощью разложения Гивенса [1], [2], основанного на

том, что комплексная унитарная матрица  $\mathbf{V}$  может быть представлена произведением  $N$  матриц Гивенса и одной диагональной матрицы:

$$\mathbf{V} = \left( \prod_{k=l}^L \prod_{i=k+1}^{M_l} \mathbf{G}_{k,i} \right) \times \mathbf{D}, \quad (2)$$

где  $\mathbf{D}$  – диагональная матрица размера  $[L \times L]$ ,  $\mathbf{G}_{k,i}$  – унитарные матрицы Гивенса размера  $[M_l \times M_l]$ , каждая из которых полностью определяется одним комплексным параметром. Формула (2) представлена для случая  $L \neq M_l$ . При условии  $L = M_l$ , индекс  $k$  в первом произведении должен изменяться в пределах  $(1 \leq k \leq M_l - 1)$ .

Алгоритм разложения Гивенса исходной унитарной матрицы  $\mathbf{V}$  является итеративным и позволяет быстро [2] находить все требуемые  $N$  комплексных коэффициентов, которые далее передаются по обратному каналу. На передающем конце линии связи происходит восстановление матрицы ДОС:

$$\mathbf{V}_{\text{восст}} = \mathbf{G}_{1,2}^H \mathbf{G}_{1,3}^H \dots \mathbf{G}_{L-1,M_l}^H \mathbf{I}, \quad (3)$$

где  $\mathbf{I}$  – единичная матрица размера  $[M_l \times L]$ . Передача диагональной матрицы  $\mathbf{D}$  не осуществляется опять же в силу избыточности: наличие/отсутствие умножения на данную матрицу не влияет на унитарность матрицы передающей ДОС и на свойства системы в целом при условии использования ZF или MMSE приемных схем, либо умножения матрицы приемной ДОС на матрицу  $\mathbf{D}$ .

В таблице приведено сравнение объема служебной информации на 1 матрицу ДОС при применении разложения Гивенса и без него ( $n$  – число бит, выделенных на

$M_l$	$L$	Общее количество служебных бит (при $n = 7$ )	
		Без разложения Гивенса	С разложением Гивенса
2	1	$n \times 2$ (14)	$n$ (7)
	2	$n \times 4$ (28)	$n$ (7)
4	1	$n \times 4$ (28)	$n \times 3$ (21)
	2	$n \times 8$ (56)	$n \times 5$ (35)
	3	$n \times 12$ (84)	$n \times 6$ (42)
	4	$n \times 16$ (112)	$n \times 6$ (42)

квантование одного комплексного параметра). Рассмотрены случаи 2-х и 4-х передающих антенн при всех возможных значениях числа пространственных подканалов.

Таким образом, применение разложения Гивенса для параметризации матриц

передающей ДОС позволяет избавиться от избыточности полного представления унитарных весовых матриц, тем самым значительно уменьшая объем служебной информации, без какого-либо уменьшения эффективности работы системы.

Настоящая работа поддержана грантами РФФИ №03-02-17141 и НШ-1729.2003.2.

[1] M.A. Sadrabadi, A.K. Khandani and F. Lahouti // Technical Report UW-E&CE#2004-05 University of Waterloo, Canada, March 20, 2004.

[2] M.A. Sadrabadi, H. Baligh and A.K. Khandani // Contribution to IEEE 802.16e D6 draft, IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group.

## **КОНТРОЛЬНО – ИСПЫТАТЕЛЬНАЯ АППАРАТУРА БОРТОВОГО АКТИВНОГО МАЗЕРА ДЛЯ ПРОЕКТА “РАДИОАСТРОН”**

**А.Б.Дюкин, С.Ю.Медведев**

*Нижегородский госуниверситет*

Международный проект РадиоАстрон предусматривает запуск космического 10-метрового радиотелескопа на высоко апогейную орбиту спутника Земли. Цель проекта состоит в том, чтобы создать совместно с глобальной наземной сетью радиотелескопов единую систему наземно-космического интерферометра для получения изображений, координат и угловых перемещений различных объектов Вселенной с исключительно высоким разрешением.

Для проверок и испытаний научных приборов должна быть изготовлена контрольно – испытательная аппаратура, которая должна обеспечивать выполнение следующих задач:

- проверку функционирования аппаратуры на всех этапах испытаний;
- регистрацию информации (с привязкой по времени);
- проверку резервированных (дублированных) каналов и цепей.

Контрольно – испытательная аппаратура (КИА) осуществляет управление научными приборами с помощью импульсных релейных команд и с помощью управляющих кодовых слов (УКС). КИА представляет собой узел сопряжения научной аппаратуры и персонального компьютера (ПК) с которого пользователь осуществляет мониторинг и управление. Плата КИА спроектирована на базе микроконтроллера AT89C51RD2, имеющего мощные средства управления периферией. Взаимодействие ПК и КИА осуществляется при помощи интерфейса RS232-C через нуль-модемный кабель. Команда, посланная пользователем через последовательный порт, принимается платой КИА, проверяется на истинность с помощью подсчета контрольной суммы, декодируется и затем исполняется. Результатом исполнения команды может быть посылка УКС в научный прибор, осуществление выбора той или иной телеметрической системы, осуществление управления релейными импульсами или проверка мажоритарных элементов. Прием любых данных ПК микроконтроллером осуществляется по прерываниям от последовательного порта; всего же для своей работы микроконтроллер использует четыре из девяти возможных прерываний, это:

- прерывание последовательного порта
- прерывания двух таймеров/счетчиков
- одно внешнее прерывание

Прерывания таймеров/счетчиков используются для стробирования передачи УКС и приема телеметрической информации от научных приборов, а внешнее прерывание служит сигналом к активации приема телеметрических данных. Все сигналы, приходящие и посылаемые в научную аппаратуру сопровождаются импульсами синхронизации; кроме того, для оповещения о возникающих событиях выставляются дополнительные сигналы (“прием данных” - ПД, “данные готовы” - ДГ и др.). Микроконтроллер работает на частоте 40 МГц. Это позволяет

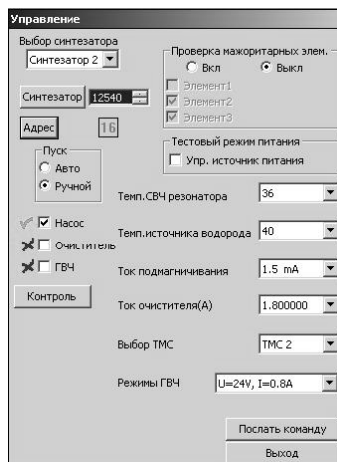
использовать для последовательного интерфейса стандартную скорость обмена данными – 19200 б/сек, а для осуществления связи с научными приборами темп передачи и приема, заявленный в техническом задании – 1024 б/сек и 16384 б/сек.

Архитектура контроллера позволяет осуществлять параллельно прием телеметрических данных, связь с ПК и выдачу управляющих команд в научную аппаратуру. Формат данных, используемый в приборе, имеет следующий вид: для данных телеметрии – это блоки по 960 бит, а для УКС – это 30-ти битные посылки, кроме того, элементом управления служат два релейных импульса, с помощью которых реализовано 3 команды – включение, сброс и выключение аппаратуры. Все используемые комплексом команды хранятся в памяти микроконтроллера, это позволяет организовать свой, более удобный формат данных при обмене информацией с ПК. Принятые данные телеметрии передаются в ПК по последовательному порту и протоколируются. Пользователь получает результаты проверки незамедлительно в виде таблицы, а так же имеет возможность просмотра файла истории, в который заносятся данные таблицы при возникновении следующих событий:

- “аварийная ситуация” (выход значения параметра за допустимые границы)
- посылка пользователем команды в научную аппаратуру
- один раз в сутки

Таким образом, осуществляется контроль функционирования аппаратуры и регистрация информации. Для обеспечения большей надежности, в комплекс введены резервные линии, осуществляющие дублирование каналов передачи информации. Для проверки их работоспособности специально предусмотрен режим имитации короткого замыкания или обрыва одной или нескольких линий. Кроме выдачи команд и сбора телеметрической информации КИА осуществляет контроль двух “сухих” контактов: “тест” и “питание в норме”, которые непосредственно связаны с входами микроконтроллера. Контакт “питание в норме” опрашивается непрерывно и при отсутствии на нем сигнала “питание в норме” немедленно посылается уведомление пользователю, а контакт “тест” опрашивается, если есть необходимость проверки функционирования системы связи между блоком КИА и пользователем.

Разработана программа для управляющего ПК; виртуальная панель научного прибора (мазера) и органы его управления показаны на рисунке.



[1] Сташин В.В., Урусов А.В., Мологонцева О.Ф. Проектирование цифровых устройств на однокристальных микроконтроллерах.–М.: Энергоатомиздат, 1990, 224с.



## ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ-ШУМ НА ВЫХОДЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ИНЕРЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Н.В.Агулов, А.В.Кричигин

*Нижегородский госуниверситет*

Рассматривается нелинейная инерционная система, на вход которой аддитивно поступают сигнал  $f(t)$  и шум  $\xi(t)$ :

$$dx/dt - F(x) = f(t) + \xi(t), \quad (1)$$

где  $F(x)$  – нелинейная функция,  $x(t)$  – выходной сигнал,  $\xi(t)$  – входной шум,  $\langle \xi(t) \rangle = 0$ ,  $\langle \xi(t)\xi(t+\tau) \rangle = 2q\delta(\tau)$ ,  $2q$  – интенсивность шума. В данной работе получено отношение сигнал-шум (ОСШ) на выходе системы (1) методом, основанным на теории линейного отклика, то есть в случае малого входного воздействия  $f(t) \ll q/L$ , где  $L$  – характерный размер системы. Как известно (см. напр. [1]), уравнению Ланжевена (1) соответствует уравнение Фоккера – Планка (УФП) для плотности вероятности координаты броуновской частицы  $W(x,t)$ :

$$\partial W(x,t)/\partial t - \mathbf{L}_{FP}(x,t)W(x,t) = 0, \quad (2)$$

где  $\mathbf{L}_{FP}(x,t)$  – оператор Фоккера – Планка, который можно представить в виде суммы невозмущенного оператора  $\mathbf{L}_{FP}(x)$ , соответствующего системе без сигнала ( $f(t)=0$ ) и возмущения  $\mathbf{L}_{ext}(x,t)$ , соответствующего наличию сигнала ( $f(t) \neq 0$ ):

$$\mathbf{L}_{FP}(x,t) = \mathbf{L}_{FP}(x) + \mathbf{L}_{ext}(x,t). \quad (3)$$

С другой стороны, любое решение УФП  $W(x,t)$  также может быть представлено в виде суммы стационарного распределения  $W_{st}(x)$ , соответствующего системе при  $f(t)=0$ , и возмущения  $w(x,t)$ , возникающего из-за внешнего сигнала  $f(t)$ :

$$W(x,t) = W_{st}(x) + w(x,t). \quad (4)$$

В теории линейного отклика (см. напр. [1]) при подстановке (3) и (4) в УФП (2) пренебрегается слагаемым  $\mathbf{L}_{ext}(x,t)w(x,t)$  в силу малости обоих множителей. В этом приближении удастся найти переходную характеристику системы (1), которая будет выглядеть следующим образом:

$$h(\tau) = -(\theta(\tau)/q) dK_x^0[\tau]/d\tau, \quad (5)$$

где  $\theta(\tau)$  – функция Хевисайда,  $K_x^0[\tau]$  – функция корреляции невозмущенной системы. В качестве входного сигнала рассмотрим гармонический процесс  $f(t) = A \cos \Omega t$ , в этом случае, спектральная плотность мощности возмущенной системы выглядит следующим образом:

$$S_x(\omega) = S_x^0(\omega) + (\pi/2) A^2 |\chi(\Omega)|^2 (\delta(\omega - \Omega) + \delta(\omega + \Omega)), \quad (6)$$

где  $\chi(\Omega)$  – восприимчивость системы (Фурье преобразование от  $h(\tau)$ ).

Введем ОСШ  $\eta$  как отношение полной мощности сигнала к спектральной плотности мощности шума на частоте сигнала  $\Omega$ :

$$\eta = (2/S_x^0(\Omega)) \int_{\Omega-\Delta\omega}^{\Omega+\Delta\omega} S_x(\omega) d\omega . \quad (7)$$

Как показано в [2], для любой функции  $F(x)$  спектральная плотность мощности может быть аппроксимирована с большой степенью точности Лоренцевой:

$$S_x^0(\omega) = (D\tau_0/\pi)(1/(1+(\omega\tau_0)^2)) , \quad (8)$$

где  $D$  – дисперсия координаты броуновской частицы  $x(t)$ , а  $\tau_0$  – время корреляции, для которого существует точное выражение, полученное в [3]. Функция корреляции в этом случае выглядит следующим образом:

$$K_x^0[\tau] = D \exp(-\tau/\tau_0) . \quad (9)$$

Используя выражение (9) и (5), находим переходную характеристику системы  $h(\tau)$ , а с ее помощью получаем восприимчивость  $\chi(\Omega)$ . С помощью (6) и (8) формула для ОСШ (7) может быть представлена в следующем простом виде:

$$\eta = A^2 D / (4\tau_0 q^2) . \quad (10)$$

В качестве примера рассмотрим ОСШ для хорошо изученных бистабильных систем с высоким потенциальным барьером. В таких системах обнаружено явление стохастического резонанса. Известно, что в таких системах выражение для ОСШ имеет следующий вид (см. напр. [1]):

$$\eta = A^2 L^2 \alpha^2 / (4\pi q^2) \exp(-E/q) , \quad (11)$$

где коэффициент  $\alpha$  характеризует вид функции  $F(x)$ ,  $E$  – высота потенциального барьера,  $2L$  – расстояние между минимумами потенциального профиля. С другой стороны, в случае высокого барьера  $E \gg q$  время корреляции  $\tau_0$  и дисперсия координаты броуновской частицы  $D$  выглядят следующим образом:

$$\tau_0 \approx (\pi/\alpha^2) \exp(E/q) , \quad D = L^2 . \quad (12)$$

Следовательно, известный результат (11) совпадает с результатом предложенного метода (10). В то же время, выражение (10) открывает возможность анализа ОСШ во многих других системах, описываемых произвольной нелинейностью  $F(x)$ , и без ограничения на интенсивность внешнего шума  $q$ .

- [1] Anishchenko V.S. et al. Nonlinear dynamics of chaotic and stochastic systems. – Berlin, Springer, 2002, 374p.  
 [2] Агудов Н.В., Кричигин А.В. //В кн.: Тр. 8-й научн. конф. по радиофизике. 7 мая 2004 г. /Ред. А.В.Якимов. –Н.Новгород: ТАЛАН, 2002.  
 [3] Дубков А.А., Малахов А.Н., Саичев А.И. //Изв. ВУЗов. Радиофизика. 2000. Т.3. С.369.

## УЛУЧШЕННАЯ ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОСТИ ПАКЕТНОЙ ОШИБКИ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ В РЕЛЕЕВСКОМ КАНАЛЕ С НЕЗАВИСИМЫМИ ЗАМИРАНИЯМИ

А.В.Давыдов, А.А.Ломаев

*Нижегородский госуниверситет*

В современных системах связи используется пакетная передача данных, поэтому разработчика систем, как правило, интересует вероятность пакетной ошибки PER (Packet Error Rate). В данной работе проводится анализ вероятности пакетных ошибок для сверточных кодов в релейском канале с независимыми замираниями.

Пусть, при передаче кодированного пакета длины  $N$  используется BPSK модуляция, тогда модель принимаемого сигнала можно записать в следующем виде:

$$y_i = \rho_i x_i + n_i, i = 1, \dots, N,$$

где  $x_i, i=1, \dots, N$  переданная BPSK последовательность ( $x_i=1, -1$ ),  $\rho_i$  - независимые случайные амплитуды канала, имеющие релейское распределение,  $n_i$  - аддитивный белый гауссов шум с нулевым средним и дисперсией  $\sigma_n^2$ .

Будем считать, что кодированный пакет был передан с ошибкой, если хотя бы один бит этого пакета был изменён в процессе декодирования. Исходя из такого определения, можно найти выражение для вероятности пакетной ошибки:

$$P_L = 1 - (1 - P_e)^L,$$

где  $L$  - длина информационной последовательности,  $P_e$  - вероятность ошибки в единицу времени. Для получения теоретической оценки вероятности  $P_e$  используем следующее выражение [1]:

$$P_e \leq \sum_{d=d_{free}} a_d P(d),$$

где  $a_d$  - дистанционный спектр исследуемого кода,  $d_{free}$  - свободное расстояние кода, а  $P(d)$  - вероятность выбора ошибочной последовательности с весом  $d$ . Дистанционные спектры различных кодов рассчитаны и для них составлены таблицы [2]. Таким образом, для оценки вероятности ошибки в единицу времени достаточно найти вероятность выбора ошибочной последовательности с весом  $d$ . Выражение для вероятности  $P(d)$  имеет следующий вид:

$$P(d) = \int_0^\infty \dots \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{R \sum_{i=1}^N \rho_i^2}{\sigma_n^2}}\right) \frac{\rho_1 \cdot \rho_2 \cdot \dots \cdot \rho_N}{\sigma^2} e^{-\frac{\sum_{i=1}^N \rho_i^2}{2\sigma^2}} d\rho_1 \dots d\rho_N,$$

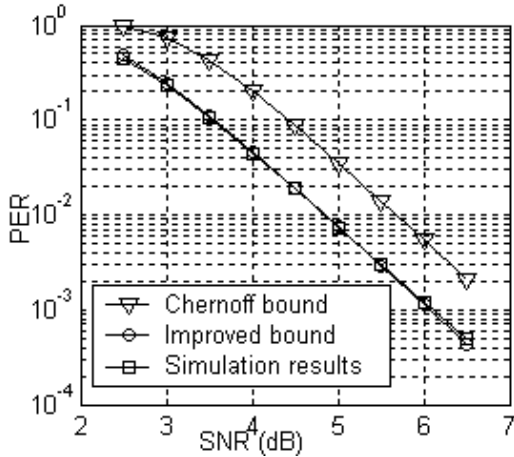
где  $\sigma^2 = (\langle | \rho_i |^2 \rangle / 2)$ , а  $R$  – скорость кода. Для вычисления данного интеграла необходимо использовать аппроксимацию Q-функции. В литературе, посвящённой анализу помехоустойчивости сверточных кодов, применяется аппроксимация, построенная на основе границы Чернова, которая даёт для релейского канала с независимыми замираниями оценку, отличающуюся от экспериментального результата на 0.8 дБ [3]. В данной работе была использована уточнённая аппроксимация, предложенная авторами этой статьи. В результате проведённых теоретических расчётов аналитическое выражение для вероятности выбора ошибочной последовательности с весом  $d$  имеет вид:

$$P(d) = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Gamma(d-1/2)}{\Gamma(d)} \cdot \frac{1}{\sqrt{2 \cdot R \cdot SNR}} \cdot \left( \frac{1}{1 + 2 \cdot R \cdot SNR} \right)^{d-1/2}$$

где  $\Gamma(d)$  – гамма-функция, а  $SNR$  – отношение сигнал-шум.

Для проверки полученного аналитического выражения вероятности пакетной ошибки было проведено численное моделирование передачи кодированного пакета длиной 1000 байт в релейском канале с независимыми замираниями. В качестве исследуемого кода был выбран  $(133_8, 171_8)$  сверточный код, широко используемый в цифровых системах связи. На рисунке представлено сравнение теоретических оценок и результат численного моделирования. Легко видеть, что полученное в данной работе выражение дает более точную оценку вероятности пакетной ошибки сверточного кода, чем оценка, построенная на основе границы Чернова.

Настоящая работа поддержана грантами РФФИ №03-02-17141 и НШ-1729.2003.2.



[1] Alex Grant //Error control coding. 1999. С.27.

[2] Jean Conan //IEEE Transactions on communications. 1984. No.9. P.1050.

[3] Dariush Divsalar, Marvin K. Simon //IEEE Journal on selected areas in communications. 1987. No.2. P.165.

## К ПОСТРОЕНИЮ И ИСПОЛЬЗОВАНИЮ БИМОДАЛЬНЫХ ВЕРОЯТНОСТНЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ

О.В. Музычук

*Нижегородский архитектурно-строительный университет*

При анализе нелинейных стохастических задач возникают проблемы замыкания цепочек уравнений для моментов или кумулянтов. В задачах, где можно считать вероятностное распределение динамической переменной близким к гауссовому, для этого используется гауссово или высшие кумулянтные приближения [1]. Однако для распределений, имеющих два или более максимумов, использование квазигауссовых приближений лишено оснований.

Рассмотрим построение бимодальных вероятностных распределений и применение «бигауссовой» модели в задаче релаксации броуновских частиц в симметричном бимодальном потенциале. Возьмем в качестве исходной одномерную плотность вероятности с максимумом в точке  $x=0$ , например, больцмановское распределение координат частиц

$$w_{\xi}(x) = C \exp(-U(x)/D) \quad (1)$$

( $U(x)$  - симметричная потенциальная яма,  $D/2\pi$ - спектральная плотность шума). Соответствующая ему бимодальная модель имеет вид

$$w_x(x) = 1/2 [w_{\xi}(x-a) + w_{\xi}(x+a)], \quad (2)$$

где  $\pm a$  - минимумы реального бимодального потенциала. Заметим, что такое распределение имеет процесс  $x(t) = \xi(t) + z(t)$ , где  $\xi$ - шум с распределением (1), а  $z$  - статистически независимый дихотомический процесс принимающий значения  $\pm a$ . Кумулянты независимых случайных величин складываются, т.е. для любой бимодальной модели имеем

$$\kappa_n^x = \kappa_n^{\xi} + \kappa_n^z. \quad (3)$$

Для дихотомического распределения нетрудно получить [2]

$$\kappa_2^z = a^2, \quad \kappa_{2n}^z = k_{2n} a^{2n}, \quad k_{2n} = 1 - \sum_{s=1}^{n-1} C_{2n-1}^{2s} k_{2n-2s}, \quad \kappa_{2n-1}^z = 0. \quad (4)$$

На основании (3), (4) находим рекуррентные соотношения для кумулянтов «бигауссова» модельного распределения, в частности,

$$\kappa_4^x = -2(D_x - \kappa_2^{\xi})^2, \quad \kappa_6^x = 16(D_x - \kappa_2^{\xi})^3. \quad (5)$$

Численный анализ показывает, что в задачах броуновской диффузии в бимодальном потенциальном профиле и, по-видимому, в иных бимодальных задачах можно эффективно использовать «бикумулянтные» разложения.

Рассмотрим релаксацию вероятностных характеристик координат частиц в симметричном бимодальном потенциальном профиле

$$U(x) = -x^2/2 + \gamma x^4/4 \quad (6)$$

под действием гауссова белого шума. Запишем уравнения релаксации кумулянтов координат, а для ее замыкания используем формулы (5) (применение первой есть «бигауссово» приближение, а второй – «бизксесное», по аналогии с определениями в [1]). Приведем некоторые результаты численного решения полученных уравнений.

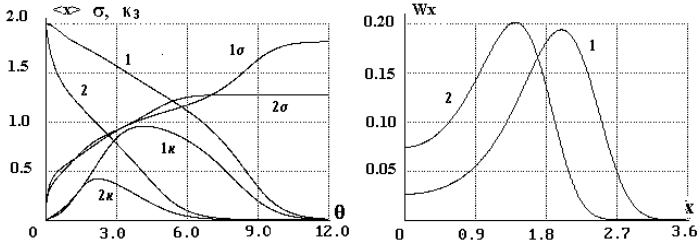


Рис.1 – релаксация кумулянтов

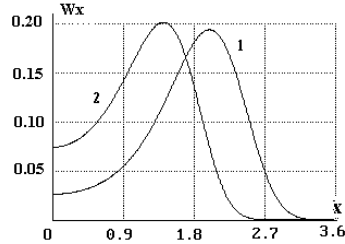


Рис.2 – стационарные бoльцмановские распределения для  $x > 0$  ( $\vartheta$  – безразмерное время).

Кривые 1 для  $\gamma = 0.25$ , 2 – для  $\gamma = 0.5$  (первые соответствуют большей величине барьера). Начальное распределение частиц – дельта-функция в правом минимуме потенциала. Кривые без индексов –  $\langle x \rangle$ , с индексом  $\sigma$  – среднеквадратичное отклонение, с индексом  $\kappa$  – модуль третьего кумулянта. Как видно из рис.1, при высоком барьере (или слабом шуме) релаксация идет медленнее и немонотонно; сначала идет установление в ближнем минимуме потенциала.

Работа выполнена при поддержке гранта НШ-1729.2003.2.

- [1] Малахов А.Н. Кумулянтный анализ случайных негауссовых процессов и их преобразований. –М.: Сов. радио, 1978.  
 [2] Музычук О.В. //Актуальные проблемы статистической радиофизики. 2003. Т.2. С.89.

## ЛОКАЛИЗАЦИЯ ИСТОЧНИКОВ 1/F ШУМА В СУБМИКРОННОМ ПТШ

А.В.Моряшин, С.В.Оболенский, М.Ю.Перов, А.В.Якимов

*Нижегородский госуниверситет*

В работе выполнено моделирование ВАХ и исследование параметров НЧ шума наноразмерных *GaAs* ПТШ с плоским затвором. Схема модели ПТШ приведена на рис.1. Для канала (область “1” на рис.1) использована модель Шокли [1], при оценке сопротивления пассивной области транзистора использована модель сопротивления растекания [2]. В модели эллипсоидальные эквипотенциальные поверхности в пассивной области “2” приближенно представлены круговыми цилиндрами. Для упрощения оценки сопротивления приканальной область “3” аппроксимирована соответственно параллелепипедами с глубиной  $W$ , высотами  $h_s$  и  $h_d$  (высоты канала у истока и стока), длинами  $h_s/2$  и  $h_d/2$ .

При моделировании ВАХ ПТШ выполняется подбор параметров  $U_{g0}$ ,  $R_{ch0}$ ,  $R_{pas0}$  в соответствии с выражениями, связывающими электрические и геометрические параметры канала [1] и пассивной области. Здесь  $U_{g0}$  – напряжение запирания канала,  $R_{ch0}$  и  $R_{pas0}$  – сопротивление канала и пассивной области при отсутствии ОПЗ. В

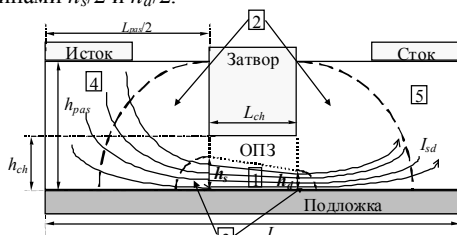


Рис.1

величину  $R_{pas0}$  входят сопротивления пассивных участков “4-5”. Поиск оптимальных значений выполняется методом минимизации среднеквадратичного отклонения между экспериментальными и моделируемыми значениями тока в транзисторе. Используется измеренное при разных напряжениях на затворе семейство ВАХ ПТШ. Отыскание оптимальных значений параметров выполнено в программе “Microsoft Excel” при помощи функции “поиск решения”. Результат подбора параметров для исследуемого образца ПТШ следующий:  $U_{g0} = -2,6$  В;  $R_{ch0} = 2,6$  Ом;  $R_{pas0} = 14,43$  Ом; относительное отклонение тока составляет 1,83%.

Произведено исследование 1/f шума. Спектры шумового напряжения транзисторов имеют вид 1/f в обследованном диапазоне частот 0,5 Гц – 500 кГц.

Для объяснения наблюдаемого спектра первоначально использована модель однородного ПТШ. В этой модели предполагается, что дефекты – источники шума равномерно распределены по всему каналу и пассивной области. В рамках модели найдены выражения для спектров шумового напряжения в канале, приканальной области и цилиндрических участках. Сумма этих спектров образует спектр шумового напряжения всего ПТШ. Данные зависимости при параметре Хоухе  $\alpha = 2 \times 10^{-3}$  приведены на рис. 2. Треугольниками представлен спектр шумового напряжения в канале, кружками – спектр шума в цилиндрических контактах, квадратами – спектр шума в приканальной области. Сплошной линией представлен суммарный спектр – спектр шума в модели однородного ПТШ. Можно заметить,

что вклад приканальной области в суммарный шум ПТШ незначителен. Данные спектра шумового напряжения ПТШ, измеренного в эксперименте, построены звездочками. Из графика на рис.2 видно, что экспериментальные данные не описываются моделью однородного ПТШ.

Для объяснения данных эксперимента предложена модель ПТШ с тонким шумовым слоем, расположенным вблизи подложки. Найдены выражения для спектров шумового напряжения в канале, приканальной области и цилиндрических участках. Эти зависимости при параметре Хоухе  $\alpha = 2 \times 10^{-3}$  и экспериментальный спектр приведены на рис.3. Суммарный спектр шумового напряжения в модели практически целиком описывает экспериментальный спектр.

Таким образом, при моделировании ВАХ ПТШ необходимо учитывать сопротивление растекания. На основе данной модели ПТШ можно определить электрические и геометрические параметры транзистора. Модель тонкого шумового слоя вблизи подложки ПТШ удовлетворительно описывает экспериментальные данные с параметром Хоухе  $\alpha = 2 \times 10^{-3}$ , характеризующим средний уровень шума прибора. Основное количество дефектов – источников шума локализовано вблизи подложки прибора.

Для исследования свойств шума применен программный комплекс, который реализован аспирантом А.В.Беляковым, принимавшим участие в измерительных экспериментах. Образцы ПТШ предоставлены НПП “Салют” (Нижний Новгород).

Работа выполнена при поддержке гранта Отделения Науки НАТО (программа “Наука для Мира”) SfP-973799, грантов РФФИ № 04-02-16708, НШ-1729.2003.2 “Ведущие научные школы” и Министерства Образования и Науки РФ № 4616.

- [1] Шур М. Современные приборы на основе арсенида галлия. –М.: Мир, 1991, 632с.
- [2] Хольм Р. Электрические контакты. –М.: ИЛ, 1961, с.22.
- [3] Hooge F.N., Kleinpenning T.G.M., Vandamme L.K.J. //Reports on progress in Physics. 1981. V.4, No.5. P.479.

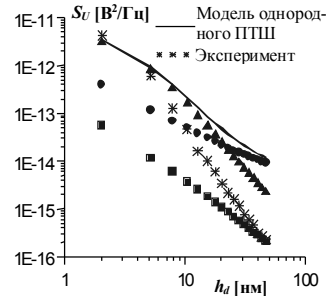


Рис.2

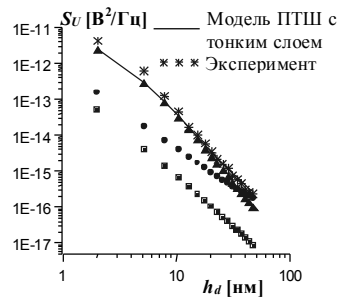


Рис.3



## ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ АРИФМЕТИКИ С ФИКСИРОВАННОЙ ТОЧКОЙ НА КАЧЕСТВО ВЫЧИСЛЕНИЯ ПСЕВДО-ОБРАТНОЙ МАТРИЦЫ

Р.О.Масленников, В.А.Пестрецов, А.В.Хоряев

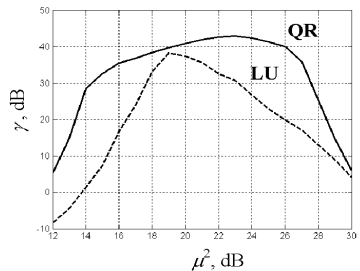
*Нижегородский госуниверситет*

Применение MIMO (Multiple-Input-Multiple-Output) систем является перспективным направлением в современной радиосвязи для повышения скорости передачи данных. Такие системы подразумевают использование многоэлементных антенных решёток, как на приёмной, так и на передающей сторонах канала связи [1]. Это позволяет организовывать несколько пространственных подканалов для параллельной передачи информации, что значительно повышает пропускную способность. Однако следствием увеличения числа антенн является высокая сложность построения MIMO систем, поэтому в настоящее время актуальным является поиск возможностей их оптимальной реализации. Например, современные широкополосные OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) системы радиосвязи на основе стандартов IEEE 802.11n и IEEE 802.16e включают использование MIMO режимов. Эти режимы могут быть реализованы с помощью линейных ZF (Zero-Forcing) и MMSE (Minimum Mean Square Error) методов обработки вследствие их высокой эффективности и относительно небольших вычислительных затрат. Принципиально их реализация заключается в вычислении весовой матрицы для каждой поднесущей OFDM символа и умножении на принятый сигнал для получения оценки переданного символа. Выражения для весовых матриц ZF и MMSE алгоритмов обработки приведены в формулах (1) и (2) соответственно.

$$\mathbf{W}(i) = (\mathbf{H}(i)^H \mathbf{H}(i))^{-1} \mathbf{H}(i)^H, \quad (1)$$

$$\mathbf{W}(i) = (\mathbf{H}(i)^H \mathbf{H}(i) + \rho(i)\mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}(i)^H, \quad (2)$$

где  $i$  – номер поднесущей,  $\mathbf{W}(i)$  – весовая матрица для  $i$ -ой поднесущей,  $\mathbf{H}(i)$  – матричный коэффициент передачи для  $i$ -ой поднесущей,  $\rho(i)$  – обратное отношение сигнал/шум для  $i$ -ой поднесущей и  $(\cdot)^H$  – эрмитово сопряжение. Также предполагается, что матричный коэффициент передачи канала для каждой поднесущей является релевским. Самой вычислительно сложной операцией в формулах (1) и (2) является обращение эрмитовой матрицы, которое, при обработке только одного OFDM символа длительностью несколько миллисекунд, должно быть вычислено несколько сотен раз, в соответствии с числом поднесущих используемых в OFDM системе. Для организации мобильных систем связи



важным так же является требование низкого энергопотребления. Специализированный процессор, выполненный в арифметике с фиксированной точкой, может удовлетворить таким жёстким требованиям при минимально возможных затратах. Поэтому важной задачей является исследование возможности применения арифметики с фиксированной точкой к данной задаче, а так же выбор оптимальной битовой разрядности вычислений.

Целью данной работы является исследование характеристик шума квантования вносимого в результат в зависимости от параметров вычислений, произведённых в арифметике с фиксированной точкой по формуле (1), так же известной как выражение для псевдо-обратной матрицы. Это выражение содержит обращение эрмитовой матрицы, принципиальную операцию для ZF, MMSE и других подобных методов. Вычисление обратной к эрмитовой матрицы может быть выполнено двумя принципиально разными способами: с применением QR и LU разложений [2]. Эти алгоритмы при реализации в арифметике с фиксированной точкой имеют много свободных параметров, основным из которых является параметр  $\mu$ , равный отношению динамического диапазона входного квантования к среднеквадратическому отклонению элементов матричного коэффициента передачи канала  $\mathbf{H}(i)$ . Как мера качества полученного результата может быть использована степень диагонализации матрицы  $\mathbf{S}(i)$ :

$$\gamma(i) = M \left\langle \sum_{j=1}^M |1 - \mathbf{S}_{jj}|^2 \right\rangle^{-1}, \mathbf{S}(i) = \mathbf{W}(i)\mathbf{H}(i), \quad (3)$$

где  $M$  – размер зашумлённой единичной матрицы  $\mathbf{S}(i)$  и  $\langle \cdot \rangle$  – усреднение по большому числу канальных реализаций  $\mathbf{H}(i)$ .

Вычисления псевдо-обратной матрицы с помощью LU и QR методов были реализованы в виде численной модели. Результаты моделирования показаны на графике, сплошной линией показан QR метод, пунктирной – LU метод. Как видно из графика QR метод по точности превосходит LU метод, этот факт может быть объяснён тем, что для QR метода требуется вычислять в два раза меньше операций деления, шумовые характеристики которого значительно ухудшаются в арифметике с фиксированной точкой.

Полученные в работе результаты позволили конкретизировать архитектуру и необходимые характеристики обрабатывающего блока предназначенного для высокопроизводительного выполнения вычислений ZF алгоритма. Эти результаты являются необходимыми при реализации MIMO-OFDM систем связи, так как позволяют выбрать наилучший вариант аппаратной архитектуры, с точки зрения увеличения быстродействия и минимизации общей стоимости системы.

Настоящая работа поддержана грантами РФФИ №03-02-17141 и НШ-1729.2003.2.

- [1] Paulraj A., Nabar R., Gore D. Introduction to Space-Time Wireless Communications. –Cambridge: Cambridge University Press, 2003, 277p.  
 [2] Golub G.H., Van Loan C.F. Matrix Computations. –Baltimore: John Hopkins University Press, 1996, 550p.

## ГЕОЛОКАЦИЯ В СОТОВЫХ СЕТЯХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТРЕХ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ

М.Б.Резников

*Нижегородский госуниверситет*

Построение систем геолокации на базе сетей операторов сотовой связи является актуальной задачей по причине большого спроса такого рода систем и их сравнительно низкой себестоимости. Наиболее простой вариант такой системы основан на двух базовых станциях (BS), которые, измеряя расстояние до мобильного терминала (MT) или угол, под которым он виден, делают оценку его местоположения. Однако, системы такого рода обладают рядом недостатков. На рис. 1 изображены сечения плотности вероятности для независимых измерений углов  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ , под которыми виден MT с двух базовых станций ( $\varphi^{cp}_1=10^\circ, \varphi^{cp}_2=10^\circ, \sigma_1=3^\circ, \sigma_2=3^\circ$ ). Из формы этих сечений можно сделать вывод: в случае, когда мобильный терминал располагается близко к оси, соединяющей базовые станции, наблюдается вытягивание дисперсии оценки вдоль этой оси. Таким образом, при фиксированном качестве измерений углов наблюдается серьезное ухудшение оценки при стремлении мобильного терминала к оси x. Другими словами, большие ошибки измерений на одной BS неизбежно приведут к резкому ухудшению итоговой оценки.

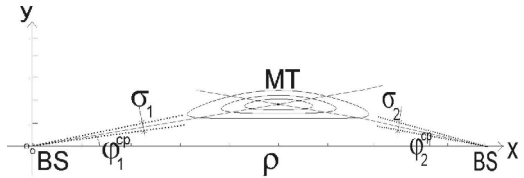


Рис. 1

Один из способов улучшения качества локации -

задействование дополнительных базовых станций. Рассмотрим, как изменится качество оценок при использовании трех BS, измеряющих углы, под которыми виден MT. Для получения оценки местоположения MT по измеренным углам  $\varphi_1, \varphi_2$  и  $\varphi_3$  (рис 2.), воспользуемся методом «максимального правдоподобия» [1]. Считаем, что измерения углов независимы и подчиняются нормальному распределению с мат. ожиданиями  $\varphi^{cp}_1, \varphi^{cp}_2$  и  $\varphi^{cp}_3$  [2]. Дисперсии измерений углов будем считать известными. На рис. 2 изображены сечения плотности вероятности для «максимально правдоподобной» оценки по измерениям трех углов ( $\varphi^{cp}_1=10^\circ, \varphi^{cp}_2=10^\circ, \sigma_1=3^\circ, \sigma_2=3^\circ, \sigma_3=3^\circ$ ). Как видно из сравнения с рис. 1, увеличением числа BS можно бороться с эффектом

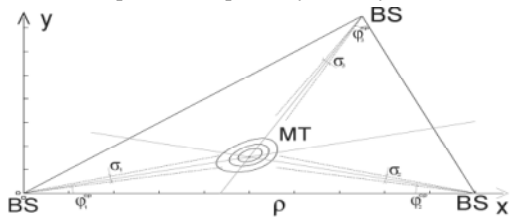


Рис. 2

растягивания дисперсии оценки вдоль осей симметрии. Также, из-за избыточности информации, одна базовая станция может компенсировать ошибки измерений на

другой. В результате, на рис. 2 дисперсии оценки по углам  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  и  $\varphi_3$  составили:  $\sigma^{\text{мп}}_1=1.3^\circ$ ,  $\sigma^{\text{мп}}_2=1.2^\circ$ ,  $\sigma^{\text{мп}}_3=2.7^\circ$ . Почти все вышеизложенные рассуждения могут быть также обобщены и на системы, основанные на измерении расстояния до МТ. «Максимально правдоподобная» оценка является несмещенной и асимптотически эффективной [1], однако требует нахождения максимума сложной функции:

$$\max(T(\varphi_1, \varphi_2)) = \max \left[ P_1(\varphi_1)P_2(\varphi_2) \frac{1}{\sigma_3 \sqrt{2\pi}} \exp \left( \frac{\left( \operatorname{arccctg} \left( \frac{C_1 \operatorname{ctg} \varphi_1 - C_2}{C_3 \operatorname{ctg} \varphi_2 - C_4} + C_5 \right) - \hat{\varphi}_3 \right)^2}{2\sigma_3^2} \right) \right]$$

(где  $P_1$  и  $P_2$  – нормальные распределения,  $C_n$  – константы, зависящие от геометрии расположения BS). Аналитически решить уравнение практически невозможно, можно лишь вывести и упростить уравнения для нахождения максимума. Имеет смысл предложить также другую оценку, применимую, возможно, только в узком ряде случаев, но более простую и имеющую аналитическое выражение.

В качестве альтернативной оценки предлагается «оценка биссектрисами». За точку нахождения МТ принимается точка пересечения биссектрис треугольника, образованного лучами, направленными под измеренными углами из BS. «Оценка биссектрисами» также несмещенная.

Так как возможность применения той или иной оценки сильно зависит от геометрии задачи, в работе проанализирована зависимость качества оценок от положения базовых станций и МТ, дисперсий измерений. На рис. 4 представлен график зависимости дисперсии «максимально правдоподобной» оценки и «оценки биссектрисами» от положения МТ. (точки взяты на кривой, связывающей две нижние BS и центр треугольника). Из графика видно, что вблизи центра правильного треугольника, образованного базовыми станциями «оценка биссектрисами» практически не отличается от «максимально правдоподобной», а вблизи базовых станций дает худшее оценивание. Как показал дальнейший анализ, несимметричные системы также имеют область, в которой «оценка биссектрисами» стремится к «максимально правдоподобной», только эта точка смещается от центра в зависимости от геометрии BS и дисперсий измерений.

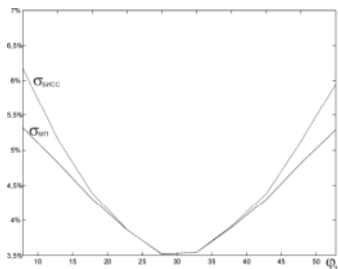


Рис. 4

- [1] Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. –М.: Радио и связь, 1982, 624с.  
 [2] Бендат Дж., Пирсол А. Прикладной анализ случайных данных. Пер. с. англ. –М.: Мир, 1989, 540с.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ OFDM СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ, ИСПОЛЬЗУЮЩЕЙ АДАПТИВНЫЙ МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ КАНАЛА

А.Г.Севастьянов, А.Е.Рубцов, А.В.Пудеев

*Нижегородский государственный университет*

В современных локальных вычислительных радиосетях, предназначенных для работы внутри помещений, в настоящее время широко применяются широкополосные OFDM сигналы с ортогональными поднесущими [1]. В зависимости от требуемой скорости передачи данных в OFDM системах радиосвязи на основе стандарта IEEE 802.11a используется многопозиционная квадратурно-амплитудная модуляция (М-КАМ, где  $M=2,4,16,64$ ).

Для сложного частотно-селективного канала связи внутри помещений характерно медленное изменение во времени, обусловленное эффектом Доплера. Поэтому разработка методов непрерывного оценивания текущих значений коэффициентов передачи частотно-селективного канала на всех поднесущих играет важнейшую роль при проектировании современной высокоскоростной радиосистемы передачи цифровых данных.

Сигнал, принимаемый OFDM системой радиосвязи на  $i$ -ой поднесущей можно представить в следующем виде:  $R_i(n)=H_i(n)\cdot s_i(n)+\zeta_i(n)$ , где  $s_i(n)$  – переданный комплексный модуляционный символ,  $H_i(n)$  – комплексный коэффициент передачи канала связи,  $\zeta$  – аддитивный шум,  $n$  – номер OFDM символа.

В нашей предыдущей работе [2] была предложена линеаризованная модель изменения канала для OFDM систем радиосвязи, функционирующих внутри помещений. Для предложенной линеаризованной модели канала был разработан оптимальный метод непрерывного оценивания текущего значения коэффициента передачи канала на основе фильтра Калмана. В работе были получены аналитические выражения для зависимости дисперсии ошибки оценивания комплексного коэффициента передачи канала от времени. Путем компьютерного моделирования было исследовано влияние нелинейной динамики канала связи и неидеальной демодуляции информационного символа на эффективность работы предложенного адаптивного метода.

Цель данной работы заключалась в исследовании эффективности работы OFDM системы радиосвязи, использующей предложенный адаптивный метод непрерывного оценивания текущих значений коэффициентов передачи частотно-селективного канала. В качестве критериев эффективности работы OFDM системы радиосвязи были рассмотрены эффективная скорость передачи данных, вероятности битовой и пакетной ошибок.

В среде программирования Matlab была реализована модель системы радиосвязи на основе стандарта IEEE 802.11a. В стандартную модель OFDM приемопередатчика был добавлен блок непрерывного оценивания текущих значений коэффициентов передачи частотно-селективного канала. Изменение частотно-селективного канала во времени, обусловленное эффектом Доплера, моделировалось при помощи канальной модели Джейкса [3] со

среднеквадратическим временем задержки, равным 50 нс, и максимальной скоростью рассеивателей, равной 2 м/с.

На рис. 1 и рис. 2 приведены зависимости вероятности пакетной ошибки (длина пакета 2000 байт) от отношения сигнал/шум (ОСШ) для высокоуровневых видов модуляции 16-QAM и 64-QAM соответственно (темп помехоустойчивого кодирования  $R=3/4$ ). На рисунках кривые 1 соответствуют случаю идеального оценивания канала связи; кривые 2 – случаю отсутствия непрерывного оценивания канала. Кривые 3 иллюстрируют эффективность известной схемы непрерывного

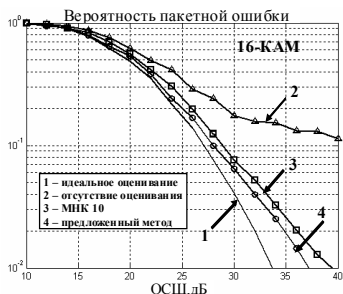


Рис. 1

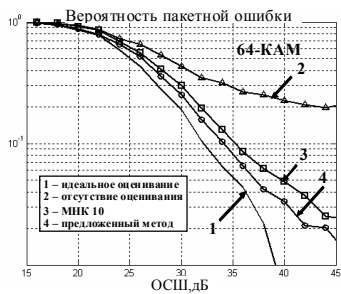


Рис. 2

оценивания канала на основе метода наименьших квадратов (МНК) по 10 информационным символам. Кривые 4 представляют эффективность работы OFDM системы радиосвязи, использующей предложенный адаптивный метод непрерывного оценивания канала.

Из представленных результатов можно сделать вывод, что предложенный адаптивный метод оценивания канала связи на основе фильтра Калмана дает существенный выигрыш (1–2 дБ в эквивалентных значениях ОСШ) по сравнению с известной схемой оценивания на основе МНК для OFDM системы радиосвязи, функционирующей внутри помещения.

Настоящая работа поддержана грантами РФФИ №03-02-17141 и НШ-1729.2003.2.

- [1] Prasad R., van Nee R. OFDM Wireless Multimedia Communications. –London: Artech House, 2000.
- [2] Рубцов А.Е., Севастьянов А.Г. //В кн.: Тез. докл. “X нижегородской сессии молодых ученых, Нижний Новгород, 18-22 апреля 2005 года”. –Н. Новгород, 2005,(в печати).
- [3] Jakes W.C. Microwave Mobile Communications. New York, 1974.

## ВЛИЯНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОРРЕЛЯЦИИ СИГНАЛОВ НА СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ MIMO СИСТЕМ СВЯЗИ

С.А.Тираспольский, О.С.Шашин

*Нижегородский госуниверситет*

Одним из главных направлений развития современных систем связи является значительное увеличение скорости передачи данных. Перспективный путь решения этой проблемы заключается в использовании так называемых MIMO систем с антенными решётками (АР) на обоих концах линии. Однако увеличение пропускной способности в таких системах связи ухудшается вследствие коррелированности сигналов в элементах передающей и приемной АР.

Целью данной работы являлось исследование влияния корреляции сигналов в элементах АР на статистические характеристики пропускной способности MIMO системы в случайном релейском канале связи. Рассмотрим случай плоской волны, приходящей на АР под углом  $\varphi$  по отношению к нормали между двумя элементами  $i$  и  $j$ , расположенными на расстоянии  $d$  друг от друга. Сигналы, принятые этими элементами, можно представить в виде:  $s_i(t) = m(t)$  и  $s_j(t) = m(t)e^{j2\pi d/\lambda \sin(\varphi)}$ . Таким образом, если сигнал, принимаемый АР, представляет собой сумму плоских волн, приходящих с углов, имеющих распределение  $W_\varphi(\varphi)$ , то корреляционная функция сигналов между двумя элементами АР запишется в следующем виде:

$$r_{ij}(d) = \int_{-\pi}^{\pi} \langle s_i(t)s_j^*(t) \rangle W_\varphi(\varphi) d\varphi = \int_{-\pi}^{\pi} e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\varphi)} W_\varphi(\varphi) d\varphi. \quad (1)$$

В MIMO системах связи матрица коэффициентов передачи  $\mathbf{H}$  полностью описывает канал распространения радиоволн между всеми передающими и приемными антеннами. Матрица  $\mathbf{H}$  имеет размер  $N$  на  $M$ , где  $M$  и  $N$  – число передающих и приемных антенн соответственно. Чтобы получить каналную матрицу с учетом пространственной корреляции, необходимо знать вид угловых распределений на передающей и приемной сторонах, их средние значения и стандартные отклонения (угловой разброс). Отметим, что угловые распределения и их параметры определяются экспериментально для различных условий распространения радиоволн.

Для вычисления матрицы  $\mathbf{H}$  применяется следующий метод:

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_{RX}^{1/2} \mathbf{H}_{iid} \mathbf{R}_{TX}^{1/2}, \quad (2)$$

где  $\mathbf{R}_{RX}$  и  $\mathbf{R}_{TX}$  – корреляционные матрицы на приемнике и передатчике соответственно, которые вычисляются с помощью выражения (1) и  $\mathbf{H}_{iid}$  – матрица, состоящая из комплексных гауссовских случайных величин с нулевым средним значением и единичной дисперсией.

Пропускную способность MIMO системы связи для равномерного распределения мощности по  $L$  собственным подканалам, можно представить в виде:

$$C = \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I} + \frac{\rho}{L} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] = \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I} + \frac{\rho}{L} \mathbf{R}_{RX}^{1/2} \mathbf{H}_{iid} \mathbf{R}_{TX}^H \mathbf{H}_{iid}^H \mathbf{R}_{RX}^{H/2} \right) \right], \quad (3)$$

где  $\rho$  – отношение сигнал-шум (ОСШ),  $L = \min(M, N)$ .

Покажем влияние пространственной корреляции на статистические характеристики пропускной способности на примере ММО системы с  $M = 8$  и  $N = 4$ , использующей линейные эквидистантные АР на обоих концах линии с расстоянием между элементами, равным половине длины волны. Рассматриваются два случая: двухкластерное угловое распределение со средними углами  $-90^\circ$  и  $90^\circ$  и однокластерное распределение со средним углом  $\varphi_0 = 0^\circ$  [1]. В обоих случаях углы излучения на передатчике распределены по закону Лапласа в интервале  $[-60^\circ, 60^\circ]$  с разбросом  $\sigma_\varphi = 30^\circ$ , а углы прихода волн на приемник распределены равномерно с тем же разбросом в интервале  $\pm 3^{1/2} \sigma_\varphi$ . На рисунке 1 изображены интегральные функции распределения пропускной способности при ОСШ = 14 дБ. На рисунке 2 показаны зависимости пропускной способности  $C_{out}$  (для которой вероятность того, что пропускная способность  $C$  меньше значения  $C_{out}$ , равна 10%) в зависимости от ОСШ. Пунктирными линиями показаны кривые для двухкластерного распределения, сплошными линиями – для однокластерного, и сплошными линиями с маркером – для случая некоррелированных сигналов.

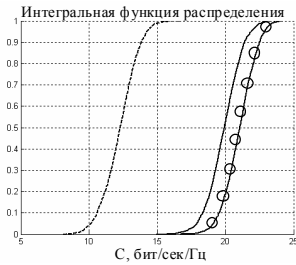


Рис.1

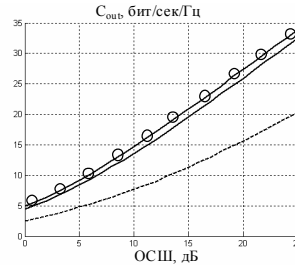


Рис.2

Из полученных результатов видно, что при увеличении степени коррелированности сигналов все больше и больше пространственных подканалов будут иметь очень низкие коэффициенты усиления (собственные числа матрицы  $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ ). Следовательно, эффективное число подканалов, по которым происходит передача информации, будет уменьшаться, что приведет к уменьшению суммарной пропускной способности ММО системы по сравнению со случаем некоррелированных сигналов в элементах передающей и приемной АР, когда для передачи данных используются все пространственные подканалы.

Настоящая работа поддержана грантами РФФИ №03-02-17141 и НШ-1729.2003.2.

- [1] L. Schumacher, K.I. Pedersen, and P.E. Mogensen //in Proc. PIMRC Conf. 2002. P.587.



## ПРЕДСКАЗАНИЕ ВЕРОЯТНОСТИ СИМВОЛЬНОЙ ОШИБКИ В OFDM СИСТЕМАХ СВЯЗИ

С.М.Шурганов, А.В.Пудеев

*Нижегородский госуниверситет*

На сегодняшний день большинство цифровых систем передачи информации строятся на основе стандартов, использующих технологию OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - частотное уплотнение с ортогональными поднесущими). Для анализа производительности таких систем в различных условиях (различных физических каналах связи и режимах работы), а также для тестирования эффективности новых технологий увеличения производительности используется моделирование. Стандарты построения рассматриваемых систем передачи информации специфицируют физический уровень и подуровень управления доступом к среде передачи данных (MAC – Medium Access Control). Поскольку в MAC-симуляторе затруднительно моделировать работу системы на физическом уровне (из-за большой вычислительной сложности), широко используются другие методы для получения вероятности ошибки в пакете при передаче его через конкретный физический канал. Такие методы называются методами (алгоритмами) предсказания вероятности ошибок [1].

Первым шагом для расчета вероятности символьных ошибок в данном частотно-селективном канале является получение вероятности битовых ошибок на поднесущих  $P_b$ . Для этого могут быть использованы аналитические выражения [2]. Однако, из-за сложности декодера, получение точных аналитических выражений для вероятности символьной ошибки после декодера представляется затруднительным. Выражение

$$P_s = 10^{(C_0 + C_1 \log_{10} \bar{P}_b)}$$

аппроксимирует зависимость между вероятностью битовой ошибки на входе декодера и вероятностью символьной ошибки на его выходе прямой в логарифмическом масштабе и может быть использовано вместо прямого моделирования.  $C_0$  и  $C_1$  – константы, зависящие от используемого вида модуляции и скорости кодирования,  $P_b$  – вероятность битовой ошибки, ее усреднение производится по всем поднесущим.

Для получения значений констант было проведено численное

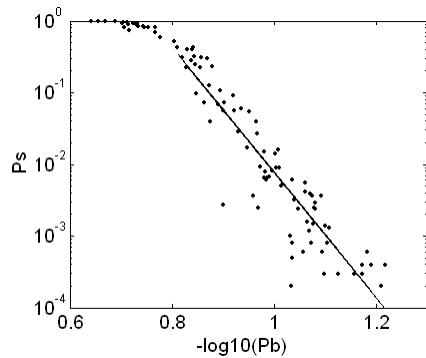


Рис. 1

моделирование работы системы связи в частотно-селективном канале с экспоненциально спадающим профилем и релеевской статистикой. Результаты моделирования для OFDM сигнала использующего 16-QAM модуляцию со скоростью кодирования 1/2 представлены на Рис. 1. Каждая точка получена путём усреднения по 100 пакетам длиной 1000 байт при фиксированной реализации канала, сплошной линией показана аппроксимация.

Для проверки модели были построены графики зависимости вероятности символьной ошибки от отношения сигнал-шум в канале, см. Рис. 2. На рисунке точками показаны результаты полного численного моделирования работы всей системы, а сплошными линиями – предсказание вероятности символьной ошибки при помощи простого метода, описанного выше. Как видно из рисунка, результаты предсказания хорошо согласуются с результатами моделирования работы системы. Следует отметить, что исследованный метод предсказания вероятности

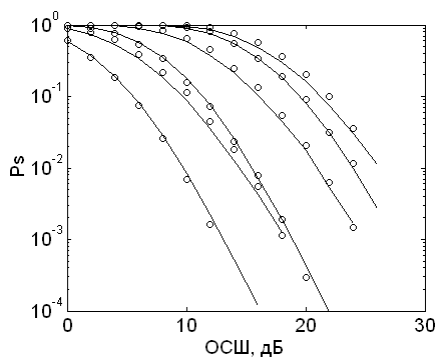


Рис. 2

символьных ошибок обладает значительно меньшей вычислительной сложностью, нежели полное моделирование работы всей системы связи на физическом уровне. Данный алгоритм может успешно применяться в качестве модели физического уровня в численном моделировании уровня управления доступом к среде.

Настоящая работа поддержана грантами РФФИ №03-02-17141 и НШ-1729.2003.2.

- [1] Lampe M., Giebel T., Rohling H., Zirwas W. //in GLOBECOM '03 IEEE, V.1, P.25.  
 [2] Мальцев А.А., Рубцов А.Е., Шпагина В.С. //В кн.: Тез. докл. “VIII нижегородской сессии молодых учёных, Нижний Новгород, 20-25 апреля 2003 года”. –Н.Новгород, 2003, с.104.

## ОБ ОПТИМАЛЬНОЙ ТОЧКЕ НАСТРОЙКИ РЕЗОНАТОРА В ПАССИВНОМ ВОДОРОДНОМ СТАНДАРТЕ ЧАСТОТЫ

В.И.Васильев

ФГУП ННИПИ "Кварц"

Частота выходного сигнала пассивного водородного стандарта частоты (ПВСЧ)  $f_{cm}$  согласно [1] определяется следующим выражением:

$$f_{cm} = f_L + \frac{Q_p}{Q_L} (f_p - f_L) - \frac{\beta T_1 I}{1 + S}, \quad (1)$$

где  $f_L$  – невозмущённая частота линии водорода,  $f_p$  – частота резонатора,  $Q_p$  и  $Q_L$  – добротности резонатора и линии,  $I$  – величина потока атомов,  $S = (\mu_B^2 / \hbar^2) |B|^2 T_1 T_2$  – параметр насыщения линии,  $T_1$ ,  $T_2$  – поперечное и продольное время релаксации,  $\mu_B$  – магнетон Бора,  $\hbar$  – постоянная Планка,  $B$  – величина магнитной индукции в области накопительной колбы,  $\beta = (\lambda \bar{U}_r) / (8\pi V_k)$  – коэффициент пропорциональности,  $\lambda$  – параметр спин-обменного столкновения,  $V_k$  – объём накопительной колбы,  $\bar{U}_r$  – средняя скорость атомов водорода.

Формула (1) задаёт семейство характеристик, определяющих зону возможных изменений  $f_{cm}$  при вариации параметров ПВСЧ в зависимости от  $f_p$ . Как следует из анализа формулы, в качестве рабочей точки резонатора более предпочтительной является точка расположенная выше по частоте на 200-500 Гц, чем  $f_p = f_L$ , т.е. невозмущённая точка настройки АПЧ резонатора.

В ПВСЧ для настройки резонатора используется частотно-модулированный сигнал:  $U(t) = A \cos(\omega t + m \sin \Omega t)$ . В амплитуде и фазе огибающей сигнала на выходе квантового водородного дискриминатора (КВД) содержится

информация об отклонении частоты сигнала от частоты СВЧ резонатора и от частоты линии рабочего перехода. В [2] проанализирована работа системы АПЧ при условии, что резонатор является линейной резонансной системой, а детектор квадратичным двухполупериодным. Используя найденные АЧХ и ФЧХ первой

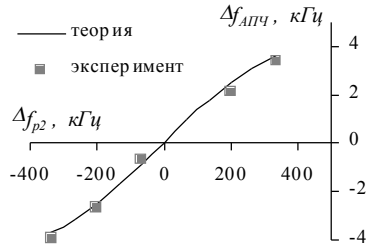


Рис. 1  
 $\Delta f_{АПЧ}$ , Гц

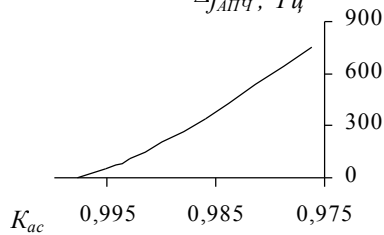


Рис. 2

низкочастотной гармонике  $\Omega$ , можно рассмотреть, что произойдёт, если исказить частотные характеристики исследуемого колебательного контура или спектр модулирующего сигнала. Это можно сделать, например, поместив перед рассматриваемым ещё один контур, настроенный на другую частоту и с другой добротностью. На рис.1 показан график зависимости смещения точки настройки АПЧ резонатора  $\Delta f_{АПЧ}$  в зависимости от расстройки второго резонатора  $\Delta f_{p2}$  при  $Q_{p1}=10^4$ ,  $Q_{p2}=10^3$ .

Основная проблема данного способа связана с нестабильностью дополнительного резонатора. В этой связи является перспективным формирование сдвига точки настройки АПЧ резонатора за счёт конструкции самого резонатора КВД, нарушая его продольную симметрию.

Чтобы попасть в требуемую область минимальной зависимости  $f_{см}$  от вариаций параметров, требуется определить какой коэффициент асимметрии  $K_{ac}$  достаточен для этих целей.  $K_{ac}$  удобно определить как отношение максимумов АЧХ характеристики первой гармоники:  $K_{ac}=A_{max1}/A_{max2}$ .

Для моделирования асимметричной АЧХ использовалась модель одного контура, но составленного из двух склонов с разной добротностью. При этом склоны сшивались в точке максимума. На рис.2 представлены результаты вычисления смещения точки настройки АПЧ резонатора при изменении коэффициента асимметрии резонатора.

Исследование, проведенное в данной работе, показывает, что смещение точки настройки АПЧ резонатора на требуемые 200÷500 Гц с помощью конструкции самого резонатора вполне решаемая задача.

- [1] Васильев В.И. //Вестник МВВО АТН РФ, Сер. Высокие технологии в радиоэлектронике, информатике и связи. 2004. №1(10). С.16.
- [2] Кулагин Е.В. Теоретическое и экспериментальное исследование физических процессов в квантовых стандартах частоты пассивного типа. Диссертация ... канд. физ.-мат. наук. –Горький, 1981, с.102.

## ВЛИЯНИЕ ЧАСТОТНОЙ КОРРЕЛЯЦИИ НА ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ ШИРОКОПОЛОСНОГО КАНАЛА

А.Н.Южанина, А.Е.Рубцов

*Нижегородский госуниверситет*

В настоящее время для высокоскоростной передачи информации внутри и вне помещений широко применяются системы радиосвязи с ортогональными поднесущими (OFDM). Такие системы специально предназначены для функционирования в случайном частотно-селективном канале связи с многолучевым характером распространения сигналов. Частотно-селективный канал связи, характерный для помещений, достаточно точно описывается моделью случайного релеевого многолучевого канала с экспоненциальным профилем затухания [1].

В работе [2] были получены аналитические выражения для статистических характеристик пропускной способности на основании предположения о статистической независимости значений коэффициентов передачи канала на поднесущих (модель *i.i.d.*). Однако в случае профиля затухания с малыми значениями среднеквадратического времени задержки  $\tau_{rms}$  необходимо учитывать корреляцию значений коэффициентов передачи канала на поднесущих.

Цель данной работы заключалась в исследовании влияния корреляции комплексных коэффициентов передачи канала на статистические характеристики пропускной способности случайного частотно-селективного канала.

Для модели релеевого многолучевого канала с экспоненциальным профилем затухания была найдена функция корреляции комплексных коэффициентов передачи канала  $H(n)$ :

$$R_H(j, i) = \frac{1 - \beta}{1 - \beta^{k_{\max} + 1}} \cdot \frac{1 - \beta^N \cdot e^{j2\pi(j-i)}}{1 - \beta \cdot e^{j2\pi \frac{(j-i)}{N}}}, \quad \beta = e^{-T_s / \tau_{rms}}, \quad k_{\max} = \frac{10 \cdot T_s}{\tau_{rms}}, \quad (1)$$

где  $i, j$  – номера поднесущих, где  $N$  – число поднесущих,  $T_s$  – период дискретизации.

Пропускная способность поднесущей определяется следующим образом:

$$c(i) = \Delta F \cdot \log_2 \left( 1 + |H(i)|^2 \cdot \gamma_0 \right) = \Delta F \cdot \log_2 \left( 1 + \lambda_i \cdot \gamma_0 \right), \quad (2)$$

где  $\gamma_0$  – среднее отношение сигнал-шум,  $\lambda_i$  – коэффициент усиления канала (по мощности) на  $i$ -й поднесущей,  $\Delta F$  – ширина поднесущей.

Используя первый член разложения соотношения (2) в ряд Тейлора по степеням  $\lambda_i$ , было получено приближённое аналитическое выражение, связывающее корреляционную функцию пропускной способности поднесущих  $R_C(i, j)$  с корреляционной функцией коэффициентов усиления по мощности  $R_\lambda(i, j)$ :

$$R_C(j, i) \approx \left( \frac{\gamma_0 \cdot \Delta F \cdot (1 - \beta)}{(1 + \gamma_0)(1 - \beta^{k_{\max} + 1}) \ln(2)} \right)^2 \cdot R_\lambda(j, i), \quad (3)$$

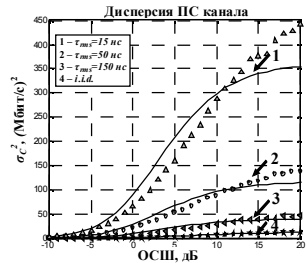
Для корреляционной функции  $R_\lambda(i, j)$  было найдено точное аналитическое выражение:

$$R_\lambda(j, i) = \left( \frac{1 - \beta}{1 - \beta^{k_{\max} + 1}} \right)^2 \frac{1 - \beta^N \cdot e^{j2\pi(j-i)}}{1 - \beta \cdot e^{j2\pi \frac{(j-i)}{N}}} \cdot \frac{1 - \beta^N \cdot e^{-j2\pi(j-i)}}{1 - \beta \cdot e^{-j2\pi \frac{(j-i)}{N}}}. \quad (4)$$

Пропускная способность широкополосного OFDM канала связи определяется как сумма пропускных способностей всех поднесущих. Дисперсия пропускной способности широкополосного канала может быть найдена при помощи следующего равенства:

$$\sigma_C^2 = \sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^N R_C(j, i). \quad (5)$$

На рисунке представлены графики дисперсии пропускной способности широкополосного канала при различных значениях  $\tau_{rms}$ . Сплошными линиями приведены теоретические результаты, маркерами – результаты компьютерного моделирования. Для сравнения приведен график дисперсии пропускной способности широкополосного канала, полученный для модели некоррелированных коэффициентов передачи канала (модель *i.i.d.*).



Из приведенного рисунка видно, что полученное в данной работе приближённое аналитическое выражение достаточно точно описывает дисперсию пропускной способности широкополосного канала, характерного для OFDM систем радиосвязи, функционирующих внутри помещений.

Настоящая работа поддержана грантами РФФИ №03-02-17141 и НШ-1729.2003.2.

- [1] Jakes W.C. Microwave Mobile Communications. –New York, 1974.  
 [2] А.Е.Рубцов, А.Н.Южанина //В кн.: Тез. докл. “X нижегородской сессии молодых ученых, Нижний Новгород, 17-22 апреля 2005 года”. –Н.Новгород, 2005.

## СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК С НЕЛИНЕЙНОЙ ФУНКЦИЕЙ В ЦЕПИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ, НАСТРАИВАЮЩИХСЯ ПО ДИСКРЕТНОМУ ГРАДИЕНТНОМУ И БЫСТРОМУ РЕКУРРЕНТНОМУ АЛГОРИТМАМ.

С.В. Зимина

*Нижегородский госуниверситет*

Скорость и точность настройки адаптивных антенных решеток (ААР) во многом определяются флуктуациями настраиваемого весового вектора. Представляется интересным проведение сравнительного анализа статистических характеристик ААР с нелинейной функцией в цепи обратной связи, настраивающихся по различным алгоритмам. В данной работе проводится сравнение формул для выходной мощности адаптивных антенных решёток, настраивающихся по дискретному градиентному и быстрому рекуррентному алгоритмам. Настройка вектора весовых коэффициентов  $\mathbf{W}$  антенной решётки с линейными ограничениями на диаграмму направленности, работающей по одному из градиентных методов настройки, описывается  $N$  - мерным векторным уравнением и в дискретном времени будет иметь вид:

$$\mathbf{W}(k+1) = \mathbf{P}\{\mathbf{W}(k) - \mu \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{X}^*(k) \cdot Z(k)\} + \mathbf{W}_q. \quad (1)$$

Здесь  $\mathbf{X}$  - вектор входных сигналов,  $\mathbf{P}$  - проекционная матрица, обеспечивающая введение многократных линейных ограничений на диаграмму направленности ИН;  $\mu$  - коэффициент адаптации;  $\mathbf{W}_q$  - вектор комплексных весовых коэффициентов, соответствующих диаграмме направленности покоя (при отсутствии внешних помех);  $\mathbf{H}^*$  соответственно знаки эрмитовского и комплексного сопряжения. Поясним оставшиеся обозначения.  $\mathbf{B}$  - матрица, вид которой определяется конкретным алгоритмом настройки, по которому работает адаптивная антенная решётка. Так для дискретного градиентного алгоритма  $\mathbf{B}=\mathbf{I}$ , а для быстрого рекуррентного алгоритма -  $\mathbf{B}=(\mathbf{P}\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}\mathbf{P})^+\mathbf{P}$ . В формуле (1)  $Z(k)$  - выходной сигнал ААР, который может быть записан в виде:

$$Z(k) = F[y(k)] = \sum_{j=1}^{N_1} a_j \cdot y^j(k) = \mathbf{A}^T \mathbf{Y}(k), \quad (2)$$

где  $F[\ ]$  - нелинейная функция в цепи обратной связи антенной решётки,  $a_j$  - коэффициенты разложения нелинейности  $F$  в ряд Вольтерра,  $y(k)$  - выходной сигнал линейной части ААР.  $\mathbf{A}=[a_1 \ a_2 \ \dots \ a_{N_1}]^T$  - вектор коэффициентов разложения нелинейной функции в ряд Вольтерра,  $\mathbf{Y}(k)=[y(k) \ y^2(k) \ \dots \ y^{N_1}(k)]^T$  - вектор степеней выходного сигнала линейной части адаптивной антенной решётки.

Будем рассматривать узкополосную ААР с корреляционной матрицей входных сигналов следующего вида:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}(k, k+n) \equiv \langle \mathbf{X}^*(k) \mathbf{X}^T(k+n) \rangle = \mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} r^{|n|},$$

где  $\gamma$  - коэффициент корреляции между отсчётами входных сигналов,  $\mathbf{R}_{XX}$  - пространственная часть корреляционной матрицы входных сигналов.

Будем считать также, что при разложении нелинейной функции адаптивной антенной решётки в ряд Вольтерра (2) первый член ряда оказывается значительно больше, чем последующие слагаемые, и в силу этого ими можно пренебречь. Методами теории возмущений по малому параметру  $\mu$  при использовании указанных предположений в первом приближении были получены при учёте флуктуаций весового вектора выражения для выходной мощности ААР, настраивающихся по дискретному градиентному

$$\langle |Z|^2 \rangle_{CT} = \langle |Z|^2 \rangle_0 \times \left\{ 1 + \mu^2 a_1^2 Sp(\mathbf{P}\mathbf{R}_{XX}\mathbf{P}) \cdot \left( \frac{1+r}{1-r} - \frac{r}{(1-r)^2} \right) + \mu^2 a_1^2 Sp^2(\mathbf{P}\mathbf{R}_{XX}) \frac{1}{(1-r)^2} \right\}, \quad (3)$$

и быстрому рекуррентному алгоритмам:

$$\langle |Z|^2 \rangle_{CT} = \langle |Z|^2 \rangle_0 \times \left\{ 1 + \mu^2 a_1^2 Sp((\mathbf{P}\mathbf{R}_{XX}\mathbf{P})^+ \mathbf{P}\mathbf{R}_{XX}) \cdot \left( \frac{1+r}{1-r} - \frac{r}{(1-r)^2} \right) + \mu^2 a_1^2 Sp^2((\mathbf{P}\mathbf{R}_{XX}\mathbf{P})^+ \mathbf{P}\mathbf{R}_{XX}) \frac{1}{(1-r)^2} \right\}. \quad (4)$$

Здесь  $\langle |Z|^2 \rangle_0 = y_{CT}^H a_1^2 y_{CT} = a_1^2 \mathbf{W}_{CT}^H \mathbf{R}_{XX} \mathbf{W}_{CT}$  - выходная мощность ААР при постоянном стационарном весовом векторе.

Сравним формулы (3) и (4). Сравнение выражений показывает, что учёт флуктуаций приводит к появлению в формулах выходной мощности дополнительных слагаемых, имеющих по  $\mu$  второй порядок малости для обоих типов адаптивных антенных решёток. Можно видеть, что зависимость выходной мощности от коэффициента адаптации  $\mu$ , от коэффициента автокорреляции между отсчётами входных сигналов  $\gamma$  одинакова для представленных ААР. Однако количественно эффект искажения выходного сигнала в антенных решётках, настраивающихся по различным алгоритмам, будет различным из-за различия имеющихся выражений для шпура. Из сравнения формул также следует, что мощность на выходе обеих адаптивных систем может быть как больше, так и меньше мощности, найденной при постоянном стационарном весовом векторе. Таким образом, в обоих представленных типах адаптивных антенных решёток, может иметь место как эффект рассогласования [1], так и эффект «перекомпенсации» [2].

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ гранты N 03-02-17141, N НШ-1729.2003.2).

- [1] Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. –М.: Радио и связь, 1989, 440с.  
 [2] Игнатенко С.В., Мальцев А.А. //Изв. ВУЗов. Радиофизика. 1994. Т.37, №12. С.1532.



## ПЕРЕСМОТР ЭФФЕКТА НАСЫЩЕНИЯ ИНТЕНСИВНОСТИ ФЛИККЕРНЫХ ШУМОВ В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ

А.В.Клюев, А.В.Якимов

Нижегородский государственный университет

Используемые до сих пор подходы к объяснению токовых зависимостей спектров фликкерных шумов полупроводниковых приборов не описывают в полной мере все наблюдаемые эффекты. Поэтому появилась необходимость в новых подходах к рассмотрению полупроводниковых приборов с *p-n* переходом.

До сих пор, при анализе шумов, рассматривался полный ток, без разделения его на дрейфовую и диффузионную компоненты. В рамках нового подхода можно связать составляющие тока, которые не зависят от приложенных напряжений, с дрейфовыми составляющими: для дырок -  $qSp_nD_p/L_p$ , для электронов -  $qSn_pD_n/L_n$ . А составляющие тока, которые будут зависеть от высоты потенциального барьера, с диффузионными: для дырок - это  $qSp_nD_p/L_p \cdot \exp(U/U_T)$ , а для электронов -  $qSn_pD_n/L_n \cdot \exp(U/U_T)$ .

Исследования токовых зависимостей спектров шумового напряжения проводятся на основе коэффициента пересчета  $U_{шд}^2$ , имеющего размерность напряжения. Его токовая зависимость определяет токовую зависимость спектра.

Далее будем считать, что основным источником шумов является диффузионный ток, то есть флуктуации параметров происходят вне области пространственного заряда. Эквивалентная схема для этого случая показана на рис.1. Тогда для коэффициента пересчета получаем, ставший уже классическим, эффект насыщения шумов (рис.2). Впервые этот эффект был обнаружен А.Н. Малаховым.

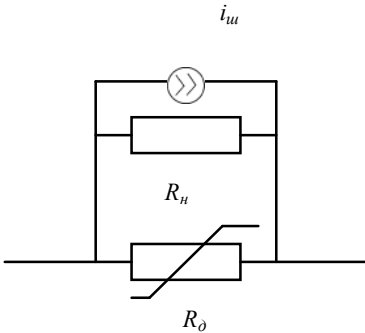


Рис.1

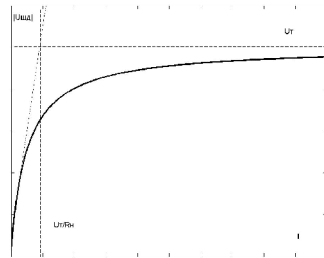


Рис.2

Аналитическое выражение для модуля коэффициента пересчета имеет вид:  
 $|U_{шд}| = U_T \cdot R_n / (R_д + R_n)$

Если теперь будем считать, что  $I_{diff} = I_s \cdot \exp(U/U_T)$  - не шумит, а основным источником шумов является обратный (дрейфовый) ток, то получим качественно новый вид токовой зависимости спектра (рис.4) Эквивалентная схема для этого случая показана на рис.3.

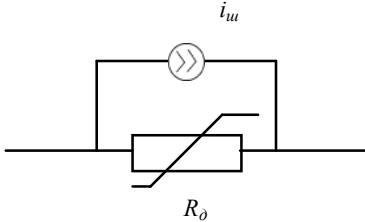


Рис.3

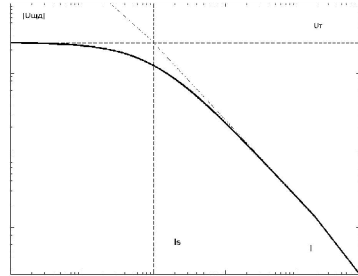


Рис. 4

В этом случае для модуля коэффициента пересчета имеем:

$$|U_{u\sigma}| = U_T \cdot I_s / (I + I_s).$$

В области малых токов, т.е. при  $I \ll I_s$  сопротивление диода изменяется очень слабо,  $R_0 \approx U_T / I_s$ , в то же время, величина шумового тока  $i_u(t)$  не зависит от тока через диод. Так же не зависит от тока и величина шумового напряжения  $u_u^{(0)}(t)$ . В результате  $u_u^{(0)} \sim const$  при  $I < I_s$ .

В области больших токов, т.е. при  $I \gg I_s$  сопротивление диода обратно пропорционально величине тока:  $R \approx U_T / I$ . В результате, коэффициент пересчета ведет себя также пропорционально:  $U_{u\sigma} \sim I^{-1}$ .

Работа выполнена при поддержке гранта Отделения Науки НАТО (программа “Наука для Мира”) Sfp-973799, грантов РФФИ № 04-02-16708, НШ-1729.2003.2 “Ведущие научные школы” и Министерства Образования и Науки РФ № 4616.

- [1] Hooge F.N., Kleinpenning T.G.M., Vandamme L.K.J. Experimental studies on 1/f noise// Reports on progress in Physics. – 1981. – Vol. 4, № 5. – P. 479–532.
- [2] Карпович И. А. Квантово-размерные гетеронаноструктуры на основе GaAs// Труды 1-го рабочего совещания по проекту НАТО Sfp-973799 Semiconductors “Разработка радиационно стойких полупроводниковых приборов для систем связи и прецизионных измерений с использованием шумового анализа”/ Ред. А. В. Якимов. – Нижний Новгород: ТАЛАН, 2001. – С. 48-62.