

РАДИОТЕХНИКА, РАДИОЛОКАЦИЯ И СИСТЕМЫ СВЯЗИ

УДК 621.396.93:519.2

Ю.Н. Паршин, П.В. Жариков, П.А. Казначеев**ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ТЕСТИРОВАНИЯ
КАНАЛЬНОЙ МАТРИЦЫ МІМО СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ
ИНФОРМАЦИИ ОТ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА**

Разработана структурная схема программно-аппаратного комплекса оценивания канальных коэффициентов МІМО системы передачи информации. Обосновано применение метода временного разнесения сигналов при излучении различными антеннами. Рассчитаны зависимости дисперсии ошибки оценивания от числа отсчетов принятого сигнала. Установлено наличие оптимального значения числа отсчетов при смещении частоты гетеродина. Проведено сравнение результатов моделирования и результатов экспериментального исследования, показано хорошее их согласование.

Ключевые слова: *канальный коэффициент, ошибка оценивания, синтезатор частот, фазовый шум.*

Введение. Передача информации от мобильных объектов на стационарный пункт приема осложняется непрерывным изменением положения и ориентации объекта, многовариантностью распространения радиоволн, сложностью рельефа и окружающей инфраструктуры. В этих условиях эффективность передачи информации может быть повышена путем применения МІМО приемо-передающих систем [1] с пространственным кодированием на передающей стороне и пространственным декодированием на приемной стороне. Выигрыш от применения МІМО технологии во многом зависит от коэффициентов передачи сигнала от каждой передающей к каждой приемной антеннам. Наибольшая эффективность достигается при сильно развитой многолучевости, когда матрица канальных коэффициентов имеет полный ранг. Для реализации преимуществ МІМО технологии необходимо определять значения канальных коэффициентов в каждый момент времени для каждой пары антенн с достаточной точностью. Известные алгоритмы измерения канальных коэффициентов [2-5] используют различные методы для исключения помех от соседних передающих антенн и основаны на свойствах ортогональности сигналов во временной, частотной и пространственной областях [1]. Выбор метода разнесения сигналов зависит от решаемой тактической задачи, техни-

ческих ограничений, а также требуемой точности определения канальных коэффициентов.

В данной работе исследуется программно-аппаратный комплекс (ПАК) измерения матрицы канальных коэффициентов, предназначенный для тестирования условий передачи информации в различных условиях функционирования: пересеченная местность, городская застройка, в лесу, а также на открытой местности.

Целью работы является разработка структуры программно-аппаратного комплекса и методики тестирования канальной матрицы с применением временного разнесения тестовых сигналов.

Описание программно-аппаратного комплекса. Тестирование матрицы канальных коэффициентов может быть выполнено с помощью программно-аппаратного комплекса, состоящего из передатчика тестового сигнала, цифрового приемника и пакета обрабатывающих программ. Структурная схема ПАК представлена на рисунке 1.

Передатчик, расположенный на подвижном объекте, генерирует тестовый сигнал в виде гармонического колебания с использованием синтезатора косвенного синтеза. Сформированный сигнал поступает на усилитель мощности (УМ) и далее – на антенный переключатель, осуществляющий коммутацию сигнала на одну из двух

передающих антенн. Управление синтезатором и антенным переключателем осуществляется микроконтроллером (МК). Идентификация излучающей передающей антенны производится путем размещения префикса перед временным интервалом излучения. Формирование префикса производится методом амплитудной манипуляции излучаемого сигнала.

Неподвижный приемный пункт содержит слабонаправленные приемные антенны, многоканальный цифровой трансивер, персональный

компьютер и программное обеспечение. Базовой частью цифрового приемника является платформа SDR (Software-Defined Radio – программно определяемая радиосистема) USRP X300 с установленными в ней платами двух цифровых трансиверов CBX-120. Данная платформа позволяет реализовывать масштабируемые системы пространственно-временной обработки сигналов с произвольной модуляцией в полосе частот до 120 МГц и несущей частотой в диапазоне 1,2...6 ГГц.

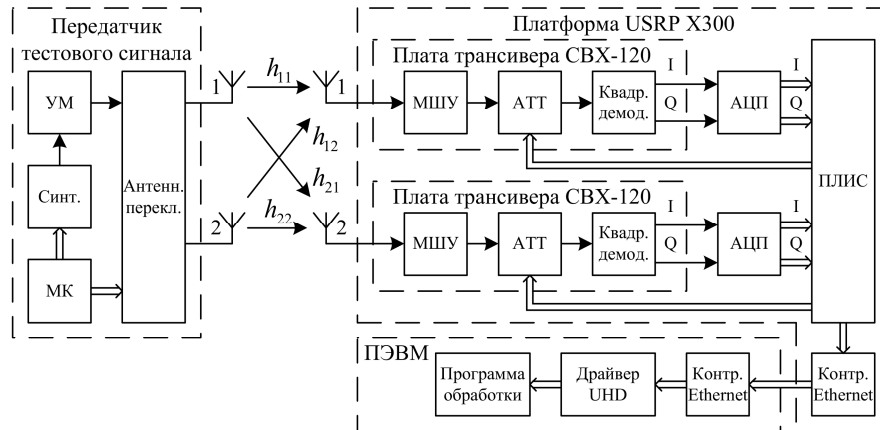


Рисунок 1 – Структурная схема ПАК измерения канальных коэффициентов

Сигналы с двух приемных антенн поступают на приемные каналы одинаковых трансиверов CBX-120. Передающие каналы трансиверов в рассматриваемом стенде не используются и на рисунке 1 не изображены. На входе приемного канала установлен малошумящий усилитель (МШУ) с фиксированным коэффициентом усиления. Регулировка общего коэффициента усиления приемного тракта осуществляется с помощью управляемого аттенюатора. Далее сигнал поступает на демодулятор, осуществляющий перенос на нулевую частоту с разложением на квадратурные составляющие.

Преобразование квадратурных составляющих в цифровую форму выполняется аналогово-цифровыми преобразователями (АЦП), установленными на платформе USRP X300. Предварительная обработка, а также коммутация цифровых сигналов осуществляются высокопроизводительной программируемой логической интегральной схемой (ПЛИС) большой емкости. Также ПЛИС формирует сигналы управления аттенюаторами, установленными в трансиверах. Для передачи отсчетов принятых сигналов на персональную электронную вычислительную машину (ПЭВМ) используется интерфейс Ethernet со скоростью передачи данных 1 Гбит/с. Сопряжение USRP X300 с указанным интерфейсом обеспечивается контроллерами Ethernet.

Обмен данными с платформой USRP X300 и передача отсчетов принятых сигналов в программу обработки, реализующую исследуемый алгоритм оценивания матрицы канальных коэффициентов, производится с помощью установленного на ПЭВМ драйвера UHD (USRP Hardware Driver). Получение данных от драйвера и их запись в энергонезависимую память производится с помощью среды программирования SDR систем GNU Radio. Дальнейшая обработка и отображение результатов реализуются пакетом прикладных программ MATLAB.

Алгоритм оценивания канальных коэффициентов. Для оценивания канальных коэффициентов необходимо на приемной стороне обеспечить разделение сигналов, излученных каждой из передающих антенн. Так как при исследовании особенностей распространения радиоволн не требуется высокая скорость передачи информации, то в исследуемом ПАК применено временное разнесение сигналов от разных передающих антенн [1], реализуемое путем поочередной коммутации тестового сигнала на каждую из передающих антенн. При этом для системы MIMO, содержащей две передающие и две приемные антенны, отсчеты во времени комплексных огибающих сигналов y_{ik} на входах приемных антенн имеют вид:

$$y_{ik} = \begin{cases} x_k h_{i1}, & k = 1, \dots, N, \\ x_k h_{i2}, & k = N + 1, \dots, 2N, \end{cases}$$

где x_k – отсчеты комплексной огибающей тестового сигнала, h_{ij} – элементы матрицы канальных коэффициентов $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$, $i = 1, 2$ – номер приемной антенны, $j = 1, 2$ – номер передающей антенны, $k = 1, \dots, 2N$ – номер отсчета во времени, N – количество отсчетов комплексной огибающей тестового сигнала, излученного каждой передающей антенной.

В качестве алгоритма оценивания канальных коэффициентов выбран квазиоптимальный алгоритм [6], основанный на вычислении взаимной корреляции отсчетов комплексных огибающих сигналов, принимаемых каждой из приемных антенн от каждой из передающих антенн. Данный алгоритм прост в реализации и может быть использован при высоком отношении сигнал-шум в опорном канале. Если принять канальный коэффициент $h_{11} = 1$, то оценки оставшихся трех коэффициентов могут быть записаны в виде:

$$\hat{h}_{12} = \frac{\mathbf{Y}_{11}^H \mathbf{Y}_{12}}{\mathbf{Y}_{11}^H \mathbf{Y}_{11}}, \quad \hat{h}_{21} = \frac{\mathbf{Y}_{11}^H \mathbf{Y}_{21}}{\mathbf{Y}_{11}^H \mathbf{Y}_{11}}, \quad \hat{h}_{22} = \frac{\mathbf{Y}_{11}^H \mathbf{Y}_{22}}{\mathbf{Y}_{11}^H \mathbf{Y}_{11}}, \quad (1)$$

где

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_{11} &= [y_{11} \ y_{12} \ \dots \ y_{1N}]^T, \\ \mathbf{Y}_{12} &= [y_{1(N+1)} \ y_{1(N+2)} \ \dots \ y_{1(2N)}]^T, \\ \mathbf{Y}_{21} &= [y_{21} \ y_{22} \ \dots \ y_{2N}]^T, \\ \mathbf{Y}_{22} &= [y_{2(N+1)} \ y_{2(N+2)} \ \dots \ y_{2(2N)}]^T, \end{aligned}$$

$\{\bullet\}^H$ – операция эрмитова сопряжения, $\{\bullet\}^T$ – операция транспонирования.

Структурная схема одного из возможных вариантов практической реализации алгоритма (1) представлена на рисунке 2, а.

Для совмещения во времени тестовых сигналов, излученных передающими антеннами в разные моменты времени, использованы буферы Б типа FIFO (First In, First Out – первый на входе – первый на выходе), обеспечивающие запоминание N отсчетов сигнала, принятого первой антенной. Операция перемножения входных сигналов с предварительным комплексным сопряжением одного из них и последующим накоплением результата осуществляется в корреляторах К. Результаты обработки в корреляторах поступают на соответствующие блоки деления, на выходе которых формируются оценки канальных коэффициентов, фиксируемые по окончании накопления в регистрах Р.

Импульсы сброса корреляторов К и импуль-

сы записи регистров Р формируются блоком синхронизации в соответствии с временной диаграммой, приведенной на рисунке 2, б. Определение времени начала излучения тестового сигнала первой передающей антенной выполняется блоком синхронизации на основании обнаружения префикса, формируемого на передающей стороне в начале каждого цикла тестирования. Время накопления в корреляторах равно разности времени начала импульса записи и времени начала импульса сброса. Для снижения влияния переходных процессов, возникающих при коммутации, время накопления на приемной стороне выбирается меньше времени излучения тестового сигнала каждой из передающих антенн.

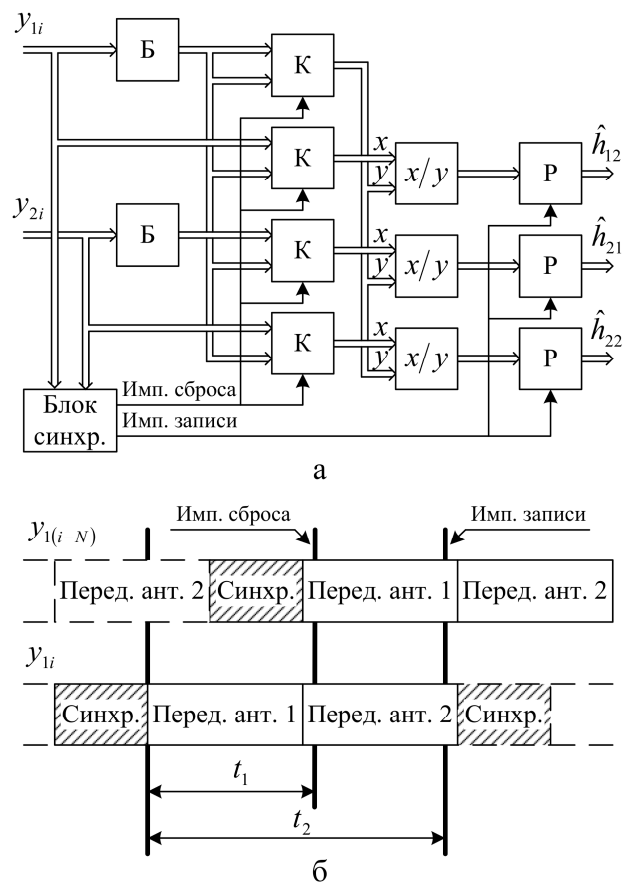


Рисунок 2 – Структурная схема (а) и временная диаграмма работы (б) блока оценивания канальных коэффициентов

Так как в работе ПАК используется разнесение во времени сигналов, излучаемых различными передающими антеннами, то при вычислении канальных коэффициентов необходимо обеспечить когерентность излучаемого сигнала на интервале времени, равном длительности излучаемых сигналов.

Основными факторами, вызывающими нарушение когерентности, являются фазовый шум синтезатора, а также нестабильность несущей частоты. Рассчитаем дисперсию разности фаз

$\Delta\varphi$ в зависимости от разности моментов времени, что позволит оценить возможность применения квазиоптимального алгоритма оценивания канальной матрицы (1), а также определить точность вычисления канальных коэффициентов.

Исходными данными для расчёта является нормированная спектральная плотность мощности $L(f)$ несущего колебания, перенесенного на нулевую частоту [7]. Тогда спектральная плотность мощности фазового шума определяется следующим образом:

$$S_{\Delta\varphi}(f) = 2L(f).$$

Дисперсию разности фаз можно выразить через корреляционную функцию, используя следующее выражение:

$$\sigma_{\Delta\varphi}^2(\tau) = R_{\Delta\varphi}(0) - R_{\Delta\varphi}(\tau), \quad (2)$$

где $R_{\Delta\varphi}(\tau)$ – корреляционная функция разности фаз, которая определяется как обратное преобразование Фурье от спектральной плотности мощности:

$$R_{\Delta\varphi}(\tau) = 2 \int_0^{\infty} S_{\Delta\varphi}(f) \cos(2\pi f\tau) df.$$

Рассчитаем дисперсию разности фаз для случая использования генератора управляемого напряжением (ГУН) в синтезаторе без обратной связи и с включенной обратной связью. На рисунке 3 приведены графики спектральной плотности мощности фазовых шумов для генератора, управляемого напряжением ИМС ADF4360-1, без обратной связи (пунктирная линия) и с обратной связью в полосе частот 10 кГц (сплошная линия).

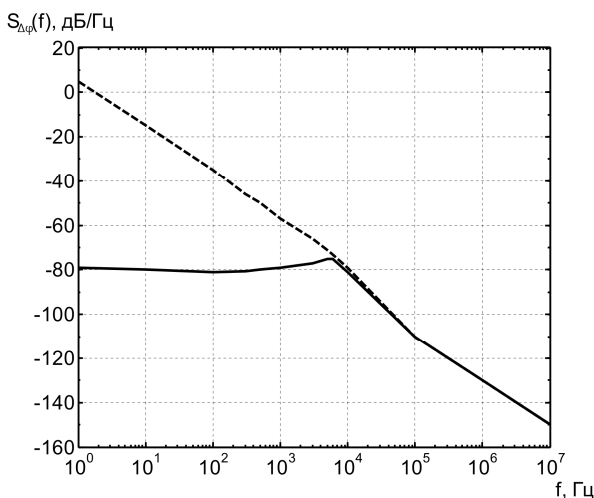


Рисунок 3 – Спектральная плотность мощности для фазовых шумов

На рисунке 4 приведены зависимости среднеквадратичного значения разности фаз $\sigma_{\Delta\varphi}(\tau)$ от времени для ГУН синтезатора с разомкнутой

обратной связью (пунктир) и замкнутой обратной связью (сплошная линия), полученные в соответствии с выражением (2) и спектрами фазовых шумов, приведенными на рисунке 3.

Результаты расчетов показывают небольшую разность фаз сигнала синтезатора при замкнутой обратной связи, что обосновывает применение метода временного разнесения при излучении сигнала разными антеннами. Увеличение дисперсии разности фаз сигнала ГУН без обратной связи на несколько порядков по сравнению со случаем применения синтезатора объясняется большим вкладом низкочастотной части фазового шума. При замкнутой петле автоподстройки частоты синтезатора происходит существенное подавление фазовых шумов в полосе частот фильтра 10 кГц.

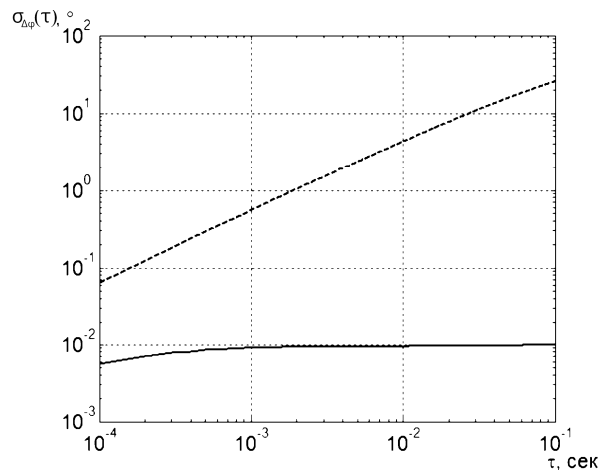


Рисунок 4 – Зависимости разности фаз от разнесения сигналов во времени

Результаты вычислительного эксперимента. Методом численного моделирования проведено исследование среднеквадратических значений ошибки оценивания аргумента

$$\sigma_{\varphi} = \sqrt{(\arg(\hat{h}_{12}) - \arg(h_{12}))^2}$$

и относительной ошибки оценивания модуля

$$\sigma_H = \sqrt{\left(\frac{|\hat{h}_{12}| - |h_{12}|}{|h_{12}|}\right)^2}$$

канального коэффициента $h_{21} = He^{j\varphi}$ в соответствии с алгоритмом (1), где $\{\bullet\}$ – операция усреднения по реализациям случайных величин. При выполнении моделирования априорные значения канальных коэффициентов h_{11} и h_{12} принимались случайными и независимыми с равномерным распределением вероятностей модулей в диапазоне $0,1 \dots 1$, аргументов – в диапазоне $0 \dots 2\pi$. Минимальное отношение сигнал-шум в приемном канале, соответствующее минимальному значению модуля канальных коэффициен-

тов $H = 0,1$, принято равным 37 дБ. Также при моделировании учтено отклонение Δf частоты настройки гетеродина на приемной стороне от частоты сигнала на входе приемника, вызванное расстройкой частот синтезатора передатчика и гетеродина приемника, а также доплеровским сдвигом частоты, вызванным движением объекта. На рисунке 5 представлены результаты моделирования зависимостей $\sigma_\phi(N)$, $\sigma_H(N)$ при различных значениях $\Delta f / f_D$, где Δf – расстройка несущих частот синтезатора передатчика и гетеродина приемника, f_D – частота дискретизации АЦП.

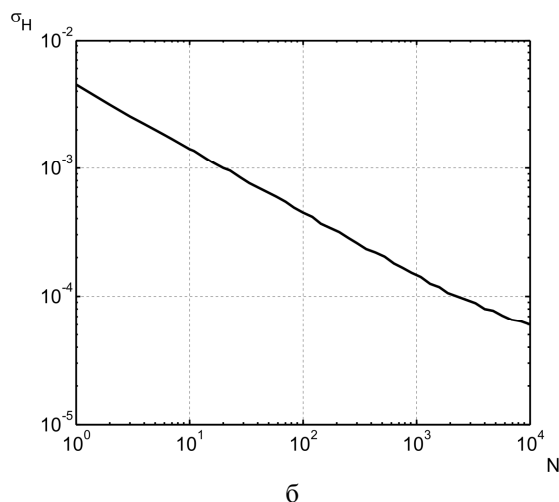
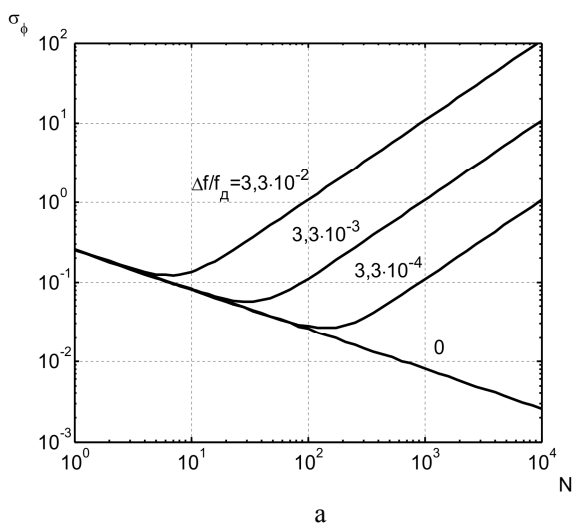


Рисунок 5 – Зависимости ошибок оценивания аргумента (а) и модуля (б) канального коэффициента от объема выборки

Анализ полученных зависимостей доказывает наличие оптимального значения числа отсчетов, при котором ошибка оценивания аргумента канальных коэффициентов минимальна. При увеличении расстройки частот оптимальное значение числа отсчетов уменьшается, а минималь-

ная ошибка увеличивается. При этом расстройка частот не влияет на ошибку оценивания модуля канального коэффициента.

Результаты натурального эксперимента. Проведено экспериментальное исследование зависимости точности оценивания канальных коэффициентов от числа отсчетов комплексных обгибающих сигналов на приемной стороне. Методика проведения эксперимента приведена в работе [8]. При проведении эксперимента использован немодулированный синусоидальный тестовый сигнал. Проводилось оценивание коэффициентов передачи от первой передающей антенны до второй приемной антенны h_{21} в предположении, что коэффициент передачи от первой передающей антенны до первой приемной антенны $h_{11} = 1$. В качестве критерия качества оценивания канального коэффициента h_{21} выбрана дисперсия действительной или мнимой частей получаемых оценок, которые одинаковы для рассматриваемого случая. Вычисление дисперсии выполнялось по результатам серии экспериментов [9]:

$$D\{\hat{h}_{re,im}\} = \frac{1}{N_e - 1} \left(\sum_{i=1}^{N_{exp}} \hat{h}_{re,im}^2 - \frac{1}{N_e} \left(\sum_{i=1}^{N_{exp}} \hat{h}_{re,im} \right)^2 \right),$$

где $N_e = 50$ – количество экспериментов в серии, $\hat{h}_{re,im}$ – оценка действительной или мнимой частей канального коэффициента $h_{21} = h_{re} + jh_{im}$ в i -м эксперименте. Доверительные интервалы для значений дисперсии получены в соответствии с соотношениями [9]:

$$I_{0,9min} = D\{\hat{h}_{re,im}\} - t_{0,9} \sqrt{\frac{2}{N_e - 1}} D\{\hat{h}_{re,im}\}$$

$$I_{0,9max} = D\{\hat{h}_{re,im}\} + t_{0,9} \sqrt{\frac{2}{N_e - 1}} D\{\hat{h}_{re,im}\}$$

где $t_{0,9} = 1,643$ – табличный коэффициент для доверительной вероятности 0,9.

Экспериментальные зависимости дисперсии оценок мнимой части канального коэффициента от объема выборки при различных значениях отношения сигнал-шум $q = 10..30$ дБ в приемных антеннах представлены на рисунке 6 сплошной линией. Пунктирной линией обозначены аналогичные зависимости, полученные методом численного моделирования для тех же исходных данных. Анализ данных, представленных на рисунке 6, показывает хорошее согласование результатов моделирования и результатов экспериментального исследования.

Полученные результаты обосновывают выбор объема выборки N с целью получения тре-

буемой точности оценивания канальных коэффициентов при заданном отношении сигнал-шум. Выбор значений объема выборки, а также мощности тестового сигнала при практической реализации системы ММО является результатом решения сложной оптимизационной задачи с учетом множества ограничений, включая требуемую пропускную способность канала связи, скорость изменения матрицы канальных коэффициентов, энергетический ресурс передатчика.

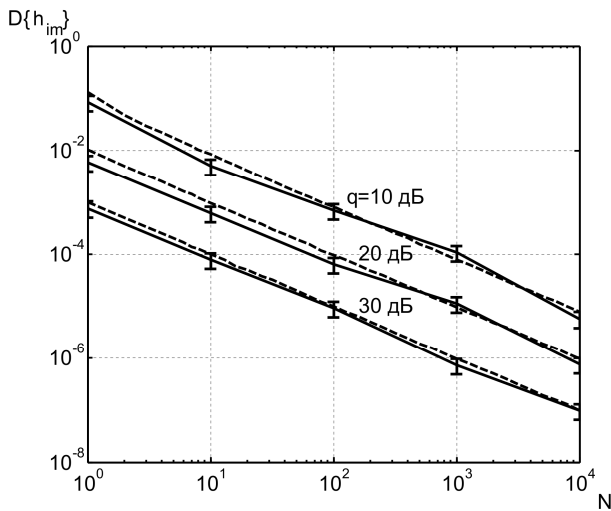


Рисунок 6 – Зависимость дисперсии оценок мнимой части канального коэффициента от объема выборки

Практическая работа радиотехнических систем сопровождается присутствием помех, вызванных воздействием естественных факторов, а также функционированием других радиотехнических систем в том же частотном диапазоне. Сигналы помех в приемных каналах, как правило, коррелированы между собой, что при соизмеримой мощности тестового сигнала вызывает резкое ухудшение точности оценивания канальных коэффициентов. Для уменьшения влияния помех и повышения отношения сигнал-помеха+шум целесообразны применение сложных тестовых сигналов, согласованная фильтрация сигналов на приемной стороне, а также пространственная компенсация помех.

Заключение. Результаты проведенного эксперимента подтверждают возможность использования рассмотренного квазиоптимального алгоритма для получения оценок канальных коэффициентов системы ММО при принятии дополнительных мер по повышению отношения сигнал-помеха+шум в приемных каналах. При большом числе передающих антенн для увеличения времени излучения применяется одновременное излучение специально кодированных тестовых сигналов с малой степенью взаимной корреляции всеми передающими антеннами в

сочетании с согласованной фильтрацией на приемной стороне. Дополнительно улучшить точность оценивания канальных коэффициентов системы ММО возможно при использовании алгоритмов максимального правдоподобия, полученных в работах [10,11], для оценивания канальных коэффициентов.

Исследование выполнено при поддержке гранта Российского научного фонда (грант 14-19-01263) в Рязанском государственном радиотехническом университете.

Библиографический список

1. Mohinder Jankiraman. Space-time codes and MIMO systems. - Artech House universal personal communications series, 2004. – 327 p.
2. Mody A. N., Stuber G. L. Parameter estimation for OFDM with transmit receive diversity // IEEE Vehicular Technology Conference, Rhodes, Greece, May 2001. – P. 820-824.
3. Mody A. N., Stuber G. L. Synchronization for MIMO-OFDM systems // IEEE Global Communications Conference, San Antonio, TX, November, 2001. – P. 509-513.
4. Siew J., Piechocki R., Nix A., Armour S. A channel estimation method for MIMO-OFDM systems // London Communications Symposium, London, September 2002. – P. 1-4.
5. Tarokh V., Naguib A., Seshadri N., Calderbank A. R. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multiple paths // IEEE Transactions on Communication. – 1999. –V. 47. –№ 2– P. 199-207.
6. Слюсар В.И. Коррекция характеристик приемных каналов цифровой антенной решетки по контрольному источнику в ближней зоне // Радиоэлектроника. – 2003. – № 1. – С. 44–52. (Изв. вузов).
7. Манасевич В. Синтезаторы частот: теория и проектирование / пер. с англ. под ред. А.С. Галина. – М.: Связь, 1979. – 384 с.
8. Жариков П.В., Казначеев П.А. Экспериментальное исследование точности оценивания канальных коэффициентов системы ММО // Методы и устройства формирования и обработки сигналов в информационных системах. – Рязань: РИЦ РГРТУ, 2015. – С. 61–65.
9. Венцель Е.С. Теория вероятностей: учебник для вузов. 7-е изд. – М.: Высшая школа, 2001. – 575 с.
10. Паршин Ю.Н., Жариков П.В. Исследование влияния ширины спектра случайного тестового сигнала на точность оценивания комплексного коэффициента передачи каналов радиотракта // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2010. № 31. С. 16–19.
11. Паршин Ю.Н., Жариков П.В. Потенциальная точность оценивания коэффициента разноканальности при помощи случайного тестового сигнала // Радиолокация и радиосвязь: материалы 5-й Всероссийской научно-технической конференции. – М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2011. – С. 295–300.